



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département de l'Electrotechnique**



**Thèse**

Préparée au sein du (Laboratoire d'Electrotechnique de Batna (LEB))

Présentée pour l'obtention du titre de :  
**Docteur en Sciences en Electrotechnique**  
**Option : Machines Electriques**

Sous le Thème :

**Contribution à l'amélioration des performances**  
**des aérogénérateurs asynchrones**

Présentée par :

**BENDJEDDOU Yacine**

**Devant le jury composé de :**

Mr. HARBOUCHE Youcef	MCA	Université de Batna-2	Président
Mr. ABDESSEMED Rachid	Prof.	Université de Batna-2	Rapporteur
Mr. MERABET Elkheir	MCA	Université de Bordj Bou Arreridj	Co-Rapporteur
Mr. BENAKCHA Abdelhamid	Pr.	Université de Biskra	Examineur
Mr. CHAIBA Azeddine	Pr.	Université de Khenchela	Examineur
Mr. BELKACEM Sebti	Pr.	Université Batna-2	Examineur

# Remerciements

Soyons reconnaissants aux personnes qui nous donnent  
du bonheur ; elles sont les charmants jardiniers  
par qui nos âmes sont fleuries.

**Marcel Proust**

Je tiens à remercier Monsieur **Abdessemed Rachid**, Professeur à l'université Mostefa Ben Boulaid Batna-2 et directeur du laboratoire LEB, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens à remercier mon co-rapporteur de thèse Monsieur **Elkheir Merabet**, Maître de conférence à l'Université de Bordj Bou Arréridj, à qui j'adresse mes remerciements les plus sincères pour sa disponibilité, ses conseils, ses encouragements.

J'exprime tous mes remerciements à l'ensemble des membres de mon jury de thèse, pour l'honneur qu'ils m'ont accordés. Monsieur **Youcef Harbouche**, Maître de Conférences à l'Université de Mostefa Ben Boulaid Batna-2, Monsieur **Abdelhamid Benakcha**, Professeur à l'Université de Biskra, Monsieur **Azeddine Chaiba**, Professeur à l'Université de Khenchela, Monsieur **Sebti Belkacem**, Professeur à l'Université de Mostefa Ben Boulaid Batna-2.

Mes sincères remerciements et ma gratitude vont aussi à Pr. **Sebti Belkacem**, Dr. **Bentouhami Larafi**, pour leurs encouragements, leurs conseils et leurs aides.

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues, le staff administratif, Chef-Adjoint de la Post-Graduation Département d'Electrotechnique, Chef département et à tous mes enseignants du département d'électrotechnique.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes chers parents qui ont tellement sacrifiés, que Dieu vous bénissent, et merci infiniment de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi mes frères, ma sœur et toute la famille.

# Table des matières

Table des matières	i
Symboles & Abréviations	iv
Introduction Générale	1
Bibliographie	5
<b>1 Modélisation et simulation GAS, GASDE, convertisseurs statiques</b>	<b>9</b>
1.1 Hypothèses simplificatrices . . . . .	10
1.2 Modèle de la génératrice asynchrone à cage dans les axes (d,q) . . . . .	10
1.3 Modèle de la génératrice asynchrone à cage double étoile dans les axes (d,q)	12
1.3.1 Modélisation de l'auto-amorçage . . . . .	16
1.4 Modélisation mathématique des convertisseurs électroniques de puissance .	17
1.4.1 Redresseur à commande MLI . . . . .	17
1.4.2 Représentation fonctionnelle du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé . . . . .	18
1.4.3 Représentation du redresseur MLI dans le référentiel tournant ( $dq$ )	20
1.4.4 Modèle électrique et mathématique de l'onduleur associé à une charge	21
1.4.5 L'axe stationnaire $\alpha, \beta$ . . . . .	22
1.5 Conclusion . . . . .	23
Bibliographie	23
<b>2 Commande vectorielle à orientation de flux rotorique</b>	<b>26</b>
2.1 Principe de la commande vectorielle à orientation de flux rotorique . . . .	26
2.1.1 Modèle de la génératrice asynchrone à cage avec orientation de flux rotorique . . . . .	27
2.1.2 Application de la commande . . . . .	30
2.1.3 Estimation de l'inductance de magnétisation . . . . .	31
2.2 Simulation et interprétation des résultats . . . . .	32
2.3 Correcteur PI-Floue . . . . .	35
2.3.1 Fuzzification . . . . .	36
2.3.2 Règles de bases floues . . . . .	37

2.3.3	Defuzzification . . . . .	37
2.4	Simulation et interprétation des résultats PI floue . . . . .	37
2.5	Modèle de la génératrice asynchrone à cage double étoile avec orientation de flux rotorique . . . . .	40
2.5.1	Estimation de l'inductance de magnétisation . . . . .	41
2.5.2	Algorithme de la commande vectorielle . . . . .	41
2.5.3	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	43
2.6	Conclusion . . . . .	46
	<b>Bibliographie</b>	<b>46</b>
<b>3</b>	<b>Commande vectorielle à flux orienté</b>	<b>49</b>
3.1	Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI . . .	49
3.1.1	Principe d'estimation de flux virtuel . . . . .	50
3.1.2	Commande découplée de tension . . . . .	50
3.1.3	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	53
3.2	Amélioration des performances de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel . . . . .	55
3.2.1	La modulation MLI vectorielle (SVM) . . . . .	55
3.2.2	Introduction des correcteurs PI-flous . . . . .	58
3.2.3	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	59
3.3	Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI appliqué sur la GASDE . . . . .	61
3.3.1	Commande découplée de la tension sur la GASDE . . . . .	61
3.3.2	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	64
3.4	conclusion . . . . .	67
	<b>Bibliographie</b>	<b>67</b>
<b>4</b>	<b>Commande directe du couple</b>	<b>69</b>
4.1	Structure de la commande de la génératrice asynchrone à cage par DTC . .	69
4.1.1	Contrôle du vecteur de flux statorique . . . . .	69
4.1.2	Contrôle du couple électromagnétique de la génératrice asynchrone à cage . . . . .	71
4.1.3	Choix du vecteur tension . . . . .	71
4.1.4	Estimateur du flux statorique . . . . .	72
4.1.5	Estimateur du couple électromagnétique . . . . .	73
4.1.6	Elaboration du vecteur de commande . . . . .	73
4.1.7	Elaboration de la table de commutation . . . . .	75
4.1.8	Algorithme global du contrôle direct du couple de la GAS . . . . .	75
4.1.9	Résultats de simulation . . . . .	76
4.2	Commande directe du couple de la génératrice asynchrone à cage double étoile	79
4.2.1	Contrôle des vecteurs du flux statorique . . . . .	79
4.2.2	Contrôle du couple électromagnétique de la génératrice asynchrone à cage double étoile . . . . .	79
4.2.3	Estimateur des flux statorique . . . . .	80

4.2.4	Estimateur du couple électromagnétique . . . . .	81
4.2.5	Algorithme global de la commande directe du couple appliqué sur la génératrice asynchrone à cage double étoile . . . . .	81
4.2.6	Interprétation des résultats . . . . .	82
4.3	Conclusion . . . . .	84
	<b>Bibliographie</b>	<b>84</b>
<b>5</b>	<b>Commande d'évolution dynamique</b>	<b>87</b>
5.1	Commande d'évolution dynamique . . . . .	87
5.1.1	Application de la commande d'évolution dynamique sur l'onduleur MLI . . . . .	88
5.2	Description du système étudié . . . . .	90
5.3	Interprétation des résultats . . . . .	91
5.4	conclusion . . . . .	93
	<b>Bibliographie</b>	<b>93</b>
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>95</b>
<b>A</b>	<b>Paramètres de la Génératrice Asynchrone à Cage</b>	

# Symboles & Abréviations

gas	Génératrice Asynchrone à cage.
gasde	Génératrice Asynchrone Double Etoile.
$nph$	Nombres de phases.
$i$	Le courant.
$v$	La tension.
$s1, s2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, étoile 2 et au rotor.
$as1, bs1, cs1$	Les indices correspondants au trois phases du 1 stator.
$as2, bs2, cs2$	Les indices correspondants au trois phases du 2 stator.
$ar, br, cr$	Les indices correspondants au trois phases du rotor.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	La résistances statoriques et rotorique.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	L'inductance propre du stator et du rotor.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C$	Condensateur.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$J$	Le moment d'inertie.
MLI	La modulation de la largeur d'impulsion.
$d, q$	Les axes direct et quadrature du repère de PARK.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\omega_{coord}$	La vitesse angulaire des axes ( $d, q$ ).
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
PI	Le régulateur proportionnel intégral.
$V_{DC}$	La tension de bus continu.
$\phi_r$	Le flux rotorique.
$x^*$	Grandeur de référence (flux, tension, courant ...etc.).
$S$	L'opérateur de Laplace.

# Introduction Générale

La machine à induction est la machine la plus utilisée dans les applications d'entraînements à hautes performances. Cette machine est de plus en plus utilisée pour la production d'énergie électrique en raison de ses performances, sa robustesse, sa simplicité de conception, sa faible maintenance, son prix, l'absence de balais (rotor à cage d'écureuil), l'absence de source de courant continu séparée et l'autoprotection contre les surcharges graves et les court-circuits. .

La génératrice à induction convient très bien à la production de l'énergie électrique à grande vitesse, même si de nombreux problèmes doivent être résolus, telle que la tension aux bornes d'un générateur à induction auto-excitée qui dépend fortement de la vitesse du rotor, de la capacité aux bornes des enroulements et de la charge.

Dans les systèmes isolés (autonomes), les générateurs à induction à cage à excitation par condensateur, appelés générateurs asynchrone à excitation autonome (GAS), sont très utilisés.

Aussi, ces dernières années, les machines à induction double étoile ont pris leurs parts dans la recherche scientifique en raison de leurs avantages; entre autres, la segmentation de la puissance et le faible taux des harmoniques. Différents types ont été envisagés pour diverses applications motrices et génératrices puisque deux ensembles d'enroulements du stator offrent la possibilité d'une conversion d'énergie plus flexible. Par exemple, l'énergie peut être transférée non seulement entre le stator et le rotor comme dans les machines à un seul enroulement, mais également indirectement entre l'ensemble des enroulements du stator. Pour obtenir de bonnes performances dynamiques d'une machine double étoile commandée, la résistance du rotor et l'inductance magnétisante doivent être déterminées avec précision.

Plusieurs techniques de commande sont utilisés dans les systèmes de génération de l'énergie électrique au moyen de la machine à induction afin de contrôler la tension générée en fonctionnement autonome ou de la puissance quand celle-ci est raccordée au réseau

électrique.

Dans [1][2][3][4][5][6][7][8][9][10][11][12][13][14][15][16] et [17], les auteurs proposent une commande vectorielle à orientation de flux rotorique, un redresseur à commande MLI connecté à un bus continu et une charge résistive. Cette technique de commande est appliquée afin de maintenir la tension de bus continu constante. Deux correcteurs PI sont utilisés ; un pour contrôler le flux et l'autre pour contrôler la puissance. Des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge ont été appliquées. Le flux est bien maintenu et la tension de bus continu suit sa référence. L'avantage majeur de cette technique de commande est le nombre réduit de correcteurs et sa simplicité d'implantation. Lorsque la vitesse d'entraînement atteint des valeurs très basses, l'écart d'erreur entre la valeur de tension de bus continu et sa référence arrive jusqu'à 5% de sa valeur de référence et pour la variation de la charge atteint 10%.

Des correcteurs flous et neurones sont proposés par [11][7][13] et [16] ; afin d'atténuer les rejets de la tension et d'améliorer la dynamique de la commande. Les résultats obtenus sont plus performants par rapport aux contrôleurs conventionnels ; cependant, la dynamique du contrôleur se dégrade en cas de variations importantes de la vitesse d'entraînement ou de la charge.

La technique de contrôle par tension (VOC) proposée est implantée par [18][19][20] garantit des performances dynamique et statique élevées via des boucles de contrôle des courants internes. Cette méthode est très utilisée. Elle a été développée et améliorée. Un compensateur PI est appliqué aux variables du carré de référence en rotation de manière à obtenir une erreur à l'état stationnaire zéro en réponse aux commandes de pas. Ensuite, les variables du référentiel tournant doivent être restaurées dans le référentiel stationnaire triphasé en utilisant la transformation inverse. Dans cette technique de commande, la génératrice est connectée à un redresseur à commande MLI avec des régulateurs de courant et de la tension utilisant la commande VOC.

La tension de bus continu en sortie de redresseur est contrôlée par une boucle de tension, un contrôleur PI agissant sur l'erreur de tension continue pour générer des références pour les courants alternatifs dans le référentiel stationnaire (abc) ou tournant (dq). Les régulateurs de courant PI garantissent une bonne poursuite des courants alternatifs d'entrée par rapport aux références.

A partir des équations dynamiques du convertisseur dans le repère (d-q), il existe des termes de couplage entre ces équations. Cela dégrade les performances dynamiques (ralentit la transition du contrôleur et provoque des dépassements de capacité élevés) du système. Ces termes sont la composante de couplage du courant q ( $(\omega L i_q)$ ) et la tension



du générateur sur l'équation de l'axe q. Le contrôleur vectoriel découplera ces termes, ce qui donnera la possibilité de contrôler chaque composante séparément sans aucun effet de l'une sur l'autre.

Les performances de cette technique de commande dépendent largement de la qualité de la technique de contrôle du courant appliqué. Cette technique a plusieurs avantages tels que : la forme du courant statorique sinusoïdale et de bas harmoniques (THD), une fréquence de commutation fixe, une mise en œuvre facile et une compensation efficace des harmoniques d'ordre supérieurs. Cette technique nécessite l'introduction de la PLL (boucle de verrouillage de phase) pour déterminer l'angle de phase. Cependant, ces avantages sont occupés par une exigence de capteurs de tension de ligne.

Le système de commande proposé et implanté par [22][21] est composé d'un redresseur à pont de diode et un filtre consacré à redresser les tensions générées par la génératrice. Ce redresseur est connecté à un onduleur à commande MLI. Le but de cette commande est de contrôler la tension à la sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence pour les systèmes autonomes de génération de l'énergie et de contrôler l'énergie réactive et active pour les systèmes de génération d'énergie raccordés au réseau. La commande à orientation de la tension (VOC) est introduite afin de contrôler l'énergie injectée au réseau. Cette commande est simple à implanter. Elle présente une bonne dynamique et un bon contrôle de l'énergie active et réactive avec un taux d'harmonique du courant et de tension ( $THD_{courant} = 2 - 3\%$ ,  $THD_{tension} = 0.12 - 0.2\%$ ) inférieur à 5% imposé par IEEE-519. Cependant, l'inconvénient majeur de ce type de contrôle concerne les harmoniques du courant provoquées par le redresseur à pont de diode.

Une commande directe du couple (DTC) est proposée par [23][24][25][26]. Cette technique est basée sur l'orientation du flux statorique. Ce type de commande considère le redresseur à commande MLI associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par des états de commutation. L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et de la commande MLI rendent l'implantation de la commande DTC plus simple que celle à orientation de flux rotorique ; ainsi, elle se manifeste par une rapidité de la réponse dynamique du couple. Cependant, elle possède des inconvénients majeurs ; entre autres, la détermination des états de commutation qui sont basés sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis et la durée des commutations qui est variable, ce qui conduit à des oscillations de couple et de flux.

La génératrice asynchrone à cage double étoile contient deux étoiles sur le stator. Cette architecture permet de construire plusieurs systèmes de commande [27][28]. La commande

proposée par [29][30] consiste à contrôler les tensions d'une étoile à partir des condensateurs d'excitation de l'autre étoile. La variation de l'excitation de la première étoile influe sur la deuxième étoile. Il existe un transfert d'énergie indirecte entre les deux étoiles.

Ce type de génératrice permet d'implanter deux architectures de commande différentes : soit d'utiliser deux redresseurs connectés à un bus continu et un onduleur, soit d'utiliser deux redresseurs, deux bus continus et deux onduleurs.

**Objectifs de la thèse :**

L'objectif principal de cette thèse est l'étude des possibilités d'amélioration des techniques de commande des génératrices asynchrones simple et double étoile en fonctionnement autonome utilisées actuellement. Une étude préliminaire montre que quelques aspects peuvent être améliorés. Ils sont liés principalement à l'erreur statique, au temps de réponse de la tension de bus continu, aux harmoniques du courant de ligne et à la qualité d'énergie.

Aussi, ce travail est consacré à résoudre des problèmes de robustesse comme :

La robustesse à la variation de la vitesse d'entraînement de la génératrice et changement de la charge et la robustesse par rapport à la variation des paramètres de la génératrice, principalement, l'inductance magnétisante (le paramètre le plus important dans les génératrices auto-excitées). Une commande à orientation de flux rotorique avec estimation de l'inductance magnétisante peut être introduite afin d'améliorer la précision de détermination de la position de la génératrice lors de la variation majeur en vitesse d'entraînement car elle a un effet néfaste sur les performances et la robustesse de la commande.

Une commande VOC à orientation de la tension avec estimation de flux virtuel (SVM) est envisageable sur les deux types de génératrice, l'estimation de flux virtuel en fonction de la tension de bus continu et des états de commande des bras de redresseur. Cette technique permet de simplifier le système de commande et d'améliorer la précision d'estimation de la position de flux.

Peu de travaux sont effectués sur la commande directe du couple appliqué sur les génératrices autonomes ou raccordées au réseau. Une commande DTC peut être développée et appliquée sur les deux types de génératrice simple et double étoile.

Enfin, une commande d'évolution dynamique est à prévoir afin de contrôler la tension à la sortie de l'onduleur raccordée à une génératrice asynchrone auto-excitée. Cette technique consiste à introduire la fonction d'erreur dans le modèle mathématique du système électrique à commander pour déterminer les états de commande de l'onduleur. Cette technique simple à implanter représente une dynamique de réponse et une robustesse remarquables.

**Cette thèse est subdivisée en cinq chapitres :**

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la GAS, de la GASDE et des convertisseurs statiques : redresseur et onduleur à commande MLI.

Une commande vectorielle à orientation de flux rotorique avec estimation de l'inductance magnétisante est appliquée à la génératrice asynchrone à cage simple est double étoile dans le second chapitre. Un rappel théorique sur ce type de commande est présenté. Par la suite, la conception du système de commande avec ses différentes étapes est abordée. Des correcteurs PI conventionnel et PI flous sont introduits. A travers l'application de cette commande, les résultats de simulation sont exposés et interprétés. Une comparaison entre la technique de commande conventionnelle sans estimateur de l'inductance magnétisante, celle de l'estimation de l'inductance magnétisante avec correcteurs PI conventionnels et PI flous est présentée et les performances discutées.

Le troisième chapitre est dédié à l'application de la commande vectorielle à orientation de la tension (VOC). Un estimateur de flux virtuel est appliqué pour déterminer la position de flux (VFOC). Aussi, des correcteurs PI conventionnels et PI flous sont introduits. La technique SVM (MLI vectorielle) est appliquée sur le redresseur et l'onduleur. Les harmoniques du courant de ligne, ainsi que ceux de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur sont très faibles. Les résultats de simulation sont présentés et discutés.

Dans le quatrième chapitre, une application de la commande directe du couple sur les deux types de la génératrice asynchrone est proposée. Le couple est régulé par des correcteurs PI conventionnels et PI flous.

Le dernier chapitre a trait à la commande d'évolution dynamique introduite sur modèle mathématique de circuit électrique du système à commander afin de déterminer les états de commutation de l'onduleur MLI. Le système est composé d'une génératrice asynchrone connecté à un redresseur à pont de diode. Ce dernier est connecté à une charge non linéaire à travers un onduleur triphasé à commande MLI. Cette technique de commande, simple à implanter, est caractérisée par une dynamique de réponse rapide et une bonne robustesse.

# Bibliographie

- [1] Louze, Lamri. *Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée*, Mémoire de doctorat en sciences en électrotechnique de l'université Constantine, Algérie(2010).
- [2] Nemmour, A. L., F. Mehazzem, A. Khezzar, M. Hacil, L. Louze, and R. Abdessemed. "Advanced Backstepping controller for induction generator using multi-scalar machine model for wind power purposes." *Renewable Energy* 35, no. 10 (2010) : 2375-2380.
- [3] LOUZE, L., NEMMOUR, A. L., KHEZZAR, A., et al. Cascade sliding mode controller for self-excited induction generator. *Revue des Energies Renouvelables*, 2009, vol. 12, no 4, p. 617-626.
- [4] Barara Mohamed, Bennassar, Abderrahim Abbou, A Akherraz, Mohamed Bossoufi, Badre. (2014). Advanced Control of Wind Electric Pumping System for Isolated Areas Application. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 10.11591/ijped.s.v4i4.6527.
- [5] Seyoum, D. (2003). The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind turbine (pp. 1-324). University of New South Wales.
- [6] M. Albu, V. Horga, M. Ratoi and C. Botan, "DC link voltage control of an induction generator/PWM converter system," 2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, Bodrum, 2007, pp. 766-769. doi : 10.1109/ACEMP.2007.4510603.
- [7] Chekkal, S., Lahaçani, N. A., Aouzellag, D., and Ghedamsi, K. (2014). Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 59, 166-175.
- [8] Amimeur, H., Aouzellag, D., Abdessemed, R., and Ghedamsi, K. (2012). Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 42(1), 60-70.
- [9] K. Nounou and K. Marouani, "Control of a dual star induction generator driven wind turbine," 2016 19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), Bourgas, 2016, pp. 1-4.
- [10] Aberbour, A., Idjdarene, K., BOUDRIES111, Z. O. U. B. I. R. (2016). ADAPTABLE SLIDING MODE CONTROL FOR WIND ENERGY APPLICATION. *Revue Roumaine des Sciences Techniques-Serie Electrotechnique et Energetique*, 61(3), 258-262.
- [11] S. Meddouri, K. Idjdarene and A. Aberbour, "Fuzzy vector control of isolated induction generator taking the saturation effect into account," 2014 International Confe-

- rence on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, 2014, pp. 1-7. doi : 10.1109/CISTEM.2014.7077056.
- [12] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua and A. Tounzi, "Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account," *Energy Conversion and Management*, Vol. 49, 2008, pp. 2609-2617.
- [13] BASIC, Mateo, VUKADINOVIC, Dinko, et POLIC, Miljenko. Fuzzy DC-voltage controller for a vector controlled stand-alone induction generator. order, *INTERNATIONAL JOURNAL OF CIRCUITS, SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING*, 2013, vol. 1, p. 2.
- [14] VUKADINOVIC, Dinko et BASIC, Mateo. A stand-alone induction generator with improved stator flux oriented control. *Journal of Electrical Engineering*, 2011, vol. 62, no 2, p. 65-72.
- [15] PARIDA, Rabinarayana, NANDA, Bibhu Prasad, et MISHRA, Jibanananda. Sensorless Vector Control of Induction Generators for Variable-Speed Wind Turbines Using Micro-2407. *Energy and Power Engineering*, 2012, vol. 4, no 04, p. 248.
- [16] VUKADINOVIC, Dinko, BASIC, Mateo, NGUYEN, Cat Ho, et al. Hedge-algebra-based voltage controller for a self-excited induction generator. *Control Engineering Practice*, 2014, vol. 30, p. 78-90.
- [17] HAZRA, S. et SENSARMA, P. Vector approach for self-excitation and control of induction machine in stand-alone wind power generation. *IET renewable power generation*, 2011, vol. 5, no 5, p. 397-405.
- [18] Mehdi, A., Boulahia, A., Medouce, H., et Benalla, H. (2013, July). Induction generator using AC/DC/AC PWM converters and its application to the wind-energy systems. In *EUROCON, 2013 IEEE* (pp. 1038-1043). IEEE.
- [19] AMIEUR, Toufik, TAIBI, Djamel, et AMIEUR, Oualid. Voltage oriented control of self-excited induction generator for wind energy system with MPPT. In : *AIP Conference Proceedings*. AIP Publishing, 2018. p. 030067.
- [20] MAHAJAN, Sumedha M., KUMAR, Subramanium Senthil, KUMARESAN, Nataraajan, et al. Decoupled control strategy for the operation of capacitor-excited induction generator for DC power applications. *IET Power Electronics*, 2016, vol. 9, no 13, p. 2551-2561.
- [21] El Akhrif, R., Abbou, A., Barara, M., Akherraz, M., and Majdoub, Y. (2017). Experimental dSPACE Analysis for Self-excited Induction Generator Used in Voltage Control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 8(3), 1368-1380.
- [22] M. M. Amin and O. A. Mohammed, "Development of High-Performance Grid-Connected Wind Energy Conversion System for Optimum Utilization of Variable Speed Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 235-245, July 2011.
- [23] Abdelli, R., Rekioua, D., Rekioua, T., and Tounzi, A. (2013). Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid. *ISA transactions*, 52(4), 525-538.
- [24] M. Benakcha, L. Benalia, F. Ameer, D.J. Tourqui, Control of dual stator induction generator integrated in wind energy conversion system, *Journal of Energy Systems* 2017, 1(1) :21-31.

- [25] A. Gundavarapu, H. Misra and A. K. Jain, "Direct Torque Control Scheme for DC Voltage Regulation of the Standalone DFIG-DC System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3502-3512, May 2017. doi : 10.1109/TIE.2016.2644623.
- [26] PREMALATHA, K., VASANTHARATHNA, S., et DHIVYAAH, T. Self-excitation system for control of wind turbine driven induction generator using direct torque control. *Journal of Vibration and Control*, 2016, vol. 22, no 3, p. 736-755.
- [27] F. Bu, H. Liu, W. Huang, H. Xu and Y. Hu, "Recent Advances and Developments in Dual Stator-Winding Induction Generator and System," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, pp. 1431-1442, Sept. 2018. doi : 10.1109/TEC.2018.2796610.
- [28] S. Basak and C. Chakraborty, "Dual Stator Winding Induction Machine : Problems, Progress, and Future Scope," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4641-4652, July 2015. doi : 10.1109/TIE.2015.2409800.
- [29] Bu, F., Hu, Y., Huang, W., and Shi, K. (2013). Control and Implementation of Dual-Stator-Winding Induction Generator for Variable Frequency AC-Generating System. *Journal of Power Electronics*, 13(5), 798-805.
- [30] K. Shi, W. Huang, Y. Hu and F. Bu, "An indirect-field-oriented dual stator-winding induction generator for the wind power system applications," 2009 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference, Nanjing, 2009, pp. 1-5. doi : 10.1109/WNWEC.2009.5335832.

# Modélisation et simulation GAS, GASDE, convertisseurs statiques

La modélisation est une phase primordiale dans l'étude et l'analyse des phénomènes physiques. L'utilisation des logiciels performants des dernières années tel que Matlab nous permet d'analyser et de maîtriser le fonctionnement de différents types de machines, ainsi que d'optimiser leurs performances dans les systèmes d'entraînement ou de production d'énergie.

Un système de production d'énergie se compose essentiellement d'une génératrice, d'un redresseur MLI et un d'onduleur MLI connectée à une charge non linéaire.

Ce chapitre est une présentation des modélisations des différents éléments du système à étudier.

La modélisations des génératrices asynchrone simple et double étoile sont basées sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaire électriquement [4][2]. On modélise les convertisseurs statiques, en commençant par le redresseur à commande MLI, puis l'onduleur à commande MLI connectée à une charge non linéaire.

Les modèles de la GAS et de la GASDE sont semblables à ceux du moteur asynchrone à cage et double étoile respectivement. On différencie entre les deux types de fonctionnement en mettant devant chaque courant statorique soit l'axe d ou l'axe q un signe moins. On tient compte des hypothèses simplificatrices sauf que dans ce cas, la saturation du circuit magnétique n'est pas négligeable, car l'inductance de magnétisation est le facteur principal de la stabilisation de la tension générée sous les conditions de fonctionnement, à vide ou en charge.

## 1.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la GAS et GASDE avec la répartition de leurs enroulements et leurs géométrie propres est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

Pour écrire les équations traduisant le modèle des génératrices GAS et GASDE on tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

1. On suppose que l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
2. On admet que la force électromotrice est à répartition spatiale et sinusoïdale ;
3. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
4. On néglige l'effet de peau ; les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
5. Les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques pour la génératrice à cage double étoile.

## 1.2 Modèle de la génératrice asynchrone à cage dans les axes (d,q)

La représentation des enroulements de la GAS dans le référentiel de Park sont montrés par la FIG. 1.1.

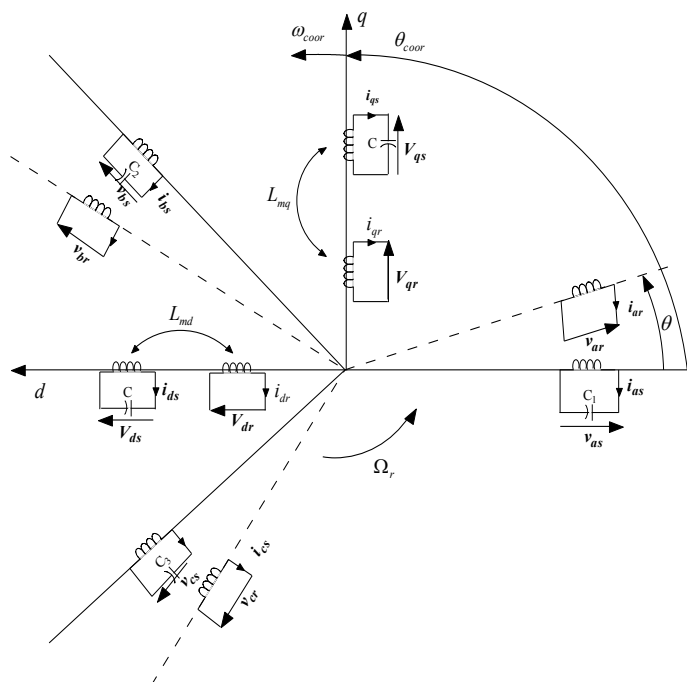


FIGURE 1.1 – Enroulements de la GAS dans les axes d, q.



## 1.2 ► Modèle de la génératrice asynchrone à cage dans les axes $(d,q)$

L'application de la transformation de Park sur le modèle de la génératrice asynchrone à cage nous conduit au schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone FIG. 1.2 où  $L_s$  et  $L_r$  sont les inductance propres d'une phase statorique et rotorique respectivement,  $L_m$  L'inductance magnétisante,  $R_r$  la résistance rotorique et  $R_s$  la résistance statorique [3][4][5].

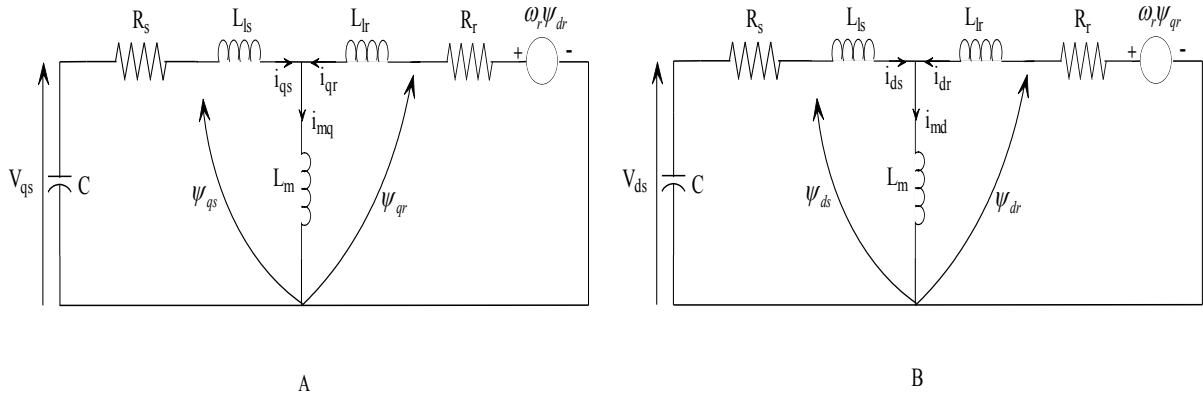


FIGURE 1.2 – Modèle de la GAS dans le repère  $d, q$  à vide. A- Axe  $q$  B- Axe  $d$

Les tensions des condensateurs d'excitations dans les figures du modèles de la GAS dans les axes  $(d, q)$  dans les figures précédentes sont représentées par les équations 1.1 et 1.2 :

$$V_{sq} = \frac{1}{C} \int i_{qs} dt + V_{sq0} \quad (1.1)$$

$$V_{sd} = \frac{1}{C} \int i_{ds} dt + V_{sd0} \quad (1.2)$$

où  $V_{sq} = V_{sq}|_{t=0}$  et  $V_{sd} = V_{sd}|_{t=0}$  les tensions initiales ;

$L_s = L_{ls} + L_m$  et  $L_r = L_{lr} + L_m$  les flux rotoriques selon les axes  $d,q$  sont donnés par :

$$\psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} + \psi_{qr0} \quad (1.3)$$

$$\psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} + \psi_{dr0} \quad (1.4)$$

$\psi_{qr0} = \psi_{qr}|_{t=0}$  et  $\psi_{dr0} = \psi_{dr}|_{t=0}$  les flux rémanants selon les axes  $d,q$ .

En choisissant le référentiel  $(d, q)$  lié au stator ( $\omega_s = 0$ ), ( $\omega = -\omega_r$ ), on aura le système d'équations suivant [6][4] :

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} &= -R_s i_{ds} - V_{ds} \\ L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} &= -R_s i_{qs} - V_{qs} \\ L_m \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} &= -\omega L_m i_{qs} - R_r i_{dr} - \omega L_r i_{qr} \\ L_m \frac{di_{qs}}{dt} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} &= \omega L_m i_{ds} + \omega L_r i_{dr} - R_r i_{qr} \end{aligned} \quad (1.5)$$

L'écriture sous forme matricielle de ce système est :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le modèle de la GAS sous forme d'état peut s'exprimer sous forme d'un système de six équations où le vecteur d'état est choisi de la façon suivante :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Ce modèle s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][B][X] \quad (1.8)$$

Où :  $[\dot{X}] = \frac{d}{dt}[X] = SX$  , et  $[A] = [L]^{-1}$ .

- $[L]$  : matrice d'inductance ;
- $s$  : opérateur de Laplace.

### 1.3 Modèle de la génératrice asynchrone à cage double étoile dans les axes (d,q)

La représentation des enroulements de la GASDE dans le référentiel de Park sont montrés par la FIG. 1.3.

Le modèle équivalent de la GASDE à vide dans le repère  $(d, q)$  conduit au schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone double étoile, FIG. 1.4.

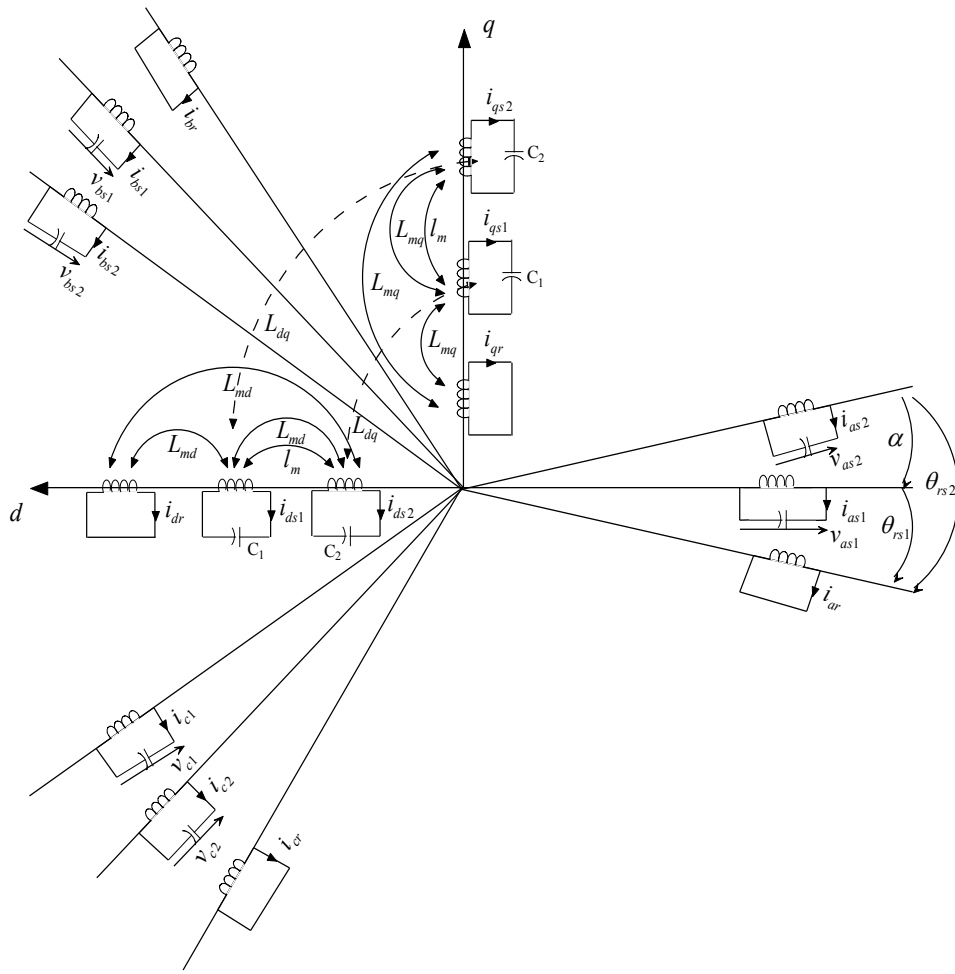


FIGURE 1.3 – Modèle de la GASDE dans le repère  $d, q$  à vide. A- Axe  $q$  B- Axe  $d$

### Equations des tensions

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= -R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= -R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= -R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= -R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

avec  $\omega_s$  la vitesse du champ tournant,  $\omega_r$ , la vitesse de rotation rotorique.

$R_{s1}$ ,  $R_{s2}$ ,  $R_r$  sont respectivement les résistances du stator (étoile 1 et 2) et du rotor.

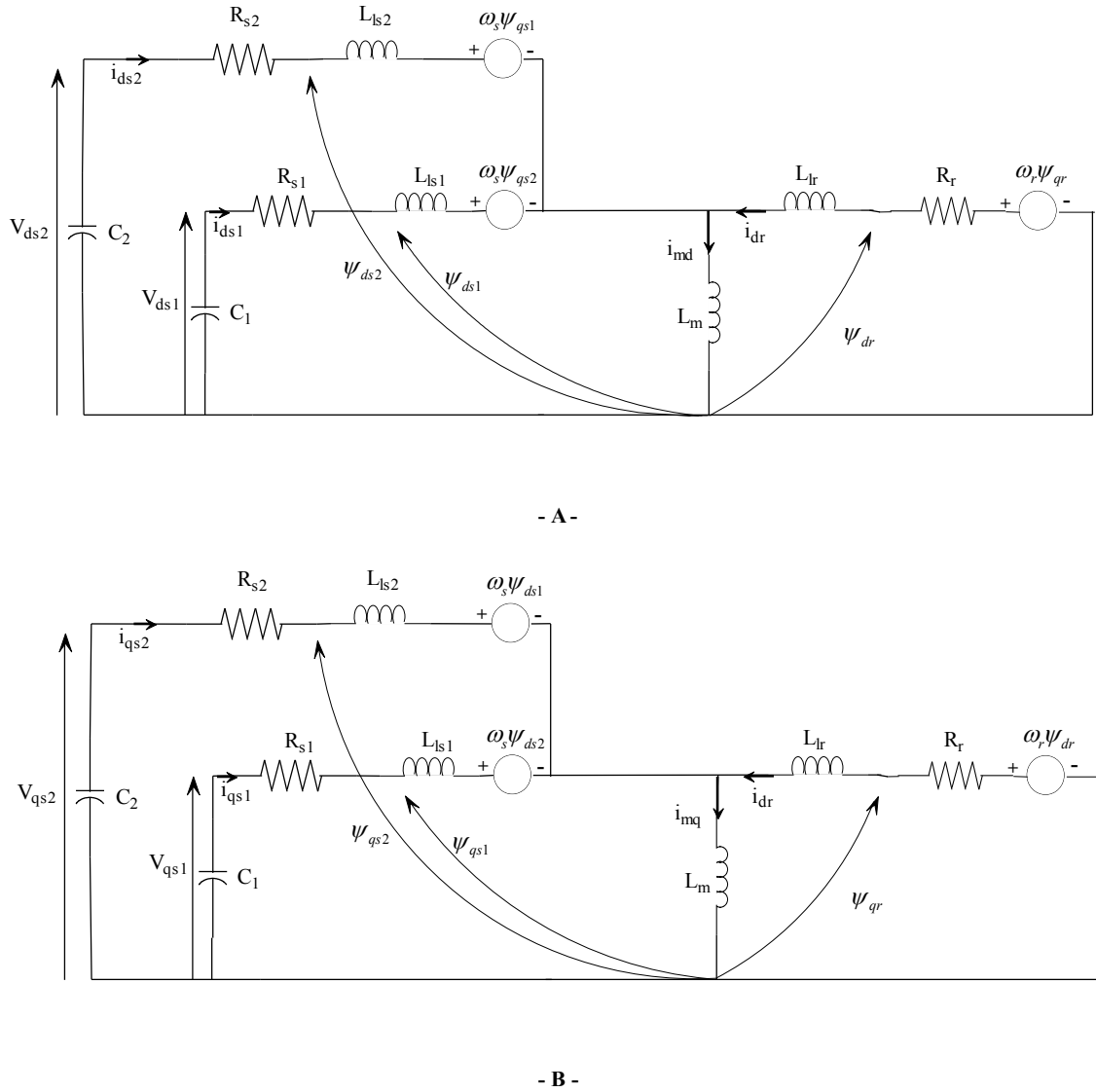


FIGURE 1.4 – Modèle de la GASDE dans le repère  $d, q$  à vide. A- Axe  $q$  B- Axe  $d$

### Equations des flux

Les expressions des flux statoriques et rotoriques en fonction des courants sont définies par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= -l_{s1}i_{ds1} - l_m(i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) - L_{dq}i_{qs2} \\
 \phi_{qs1} &= -l_{s1}i_{qs1} - l_m(i_{qs1} + i_{qs2}) + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) + L_{dq}i_{ds2} \\
 \phi_{ds2} &= -l_{s2}i_{ds2} - l_m(i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) + L_{dq}i_{qs1} \\
 \phi_{qs2} &= -l_{s2}i_{qs2} - l_m(i_{qs1} + i_{qs2}) + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) - L_{dq}i_{ds1} \\
 \phi_{dr} &= l_r i_{dr} + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= l_r i_{qr} + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

où

$l_{s1}, l_{s2}, l_r$  les inductances de fuites statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement ;

$l_m$  l'inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles ;

$L_{dq}$  l'inductance cyclique d'intersaturation donnée par [4][8][4][10] :

$$L_{dq} = \frac{I_{md}I_{mq}}{|I_m|} \left[ \frac{dL_m}{d|I_m|} \right] \quad (1.11)$$

avec  $I_{md}, I_{mq}$  les courants de magnétisation direct et en quadrature ;

$L_m$  l'inductance de magnétisation ; elle est obtenue par la caractéristique de magnétisation de la machine [7][12][13].

$$L_m = \frac{|\phi_m|}{|I_m|} \quad (1.12)$$

$\phi_m, I_m$  les modules du flux et du courant de magnétisation respectivement.

L'expression du courant de magnétisation en fonction des courants statoriques et rotoriques est définie par :

$$I_m = \sqrt{(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr})^2 + (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})^2} \quad (1.13)$$

Comme dans plusieurs articles, l'expression de  $L_m$  est donnée par une expression non linéaire. Pour la génératrice asynchrone double étoile, on a l'expression suivante [7][12] :

$$L_m = b_1 + b_2 I_m + b_3 I_m^2 + b_4 I_m^3 \quad (1.14)$$

$b_1, b_2, b_3, b_4$  sont des constantes, (Annexe B).

Les inductances de magnétisation directe et en quadrature sont [12][13] :

$$L_{md} = L_m + \left[ \frac{I_{md}}{I_{mq}} \right] L_{dq} \quad (1.15)$$

$$L_{mq} = L_m + \left[ \frac{I_{mq}}{I_{md}} \right] L_{dq} \quad (1.16)$$

avec :

$$I_{md} = -i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr} \quad (1.17)$$

$$I_{mq} = -i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}$$

L'expression du couple électromagnétique de la génératrice est de la forme [14] :

$$C_{emGe} = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_{dr}}\right) [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (1.18)$$

### 1.3.1 Modélisation de l'auto-amorçage

Les bancs de condensateurs sont connectés en étoile aux bornes des deux étoiles. Les équations de tensions aux bornes des condensateurs de chaque étoile sont écrites dans le référentiel lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}v_{ds1} &= \frac{1}{C_1}i_{dc1} + \omega_s v_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs1} &= \frac{1}{C_1}i_{qc1} - \omega_s v_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}v_{ds2} &= \frac{1}{C_2}i_{dc2} + \omega_s v_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs2} &= \frac{1}{C_2}i_{qc2} - \omega_s v_{ds2}
 \end{aligned} \tag{1.19}$$

$i_{dc1}$ ,  $i_{qc1}$ ,  $i_{dc2}$ ,  $i_{qc2}$  représentent les courants d'excitation selon les axes  $d$  et  $q$ , étoile 1, 2 ;  $C_1$ ,  $C_2$  sont les condensateurs d'excitation aux bornes de l'étoile 1 et 2 respectivement [13][14].

Dans le cas de fonctionnement à vide (pas de charge connectée aux bornes des étoiles), on a :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} &= i_{dc1} \\
 i_{qs1} &= i_{qc1} \\
 i_{ds2} &= i_{dc2} \\
 i_{qs2} &= i_{qc2}
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

L'écriture sous forme matricielle de ce système est [22] :

$$[Z] = [L][X] \tag{1.21}$$

où :

$$[Z] = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T$$

$$[X] = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr} \ v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix}
 -L_{ds1} & 0 & -L_{md} - l_m & -L_{dq} & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -L_{qs1} & L_{dq} & -L_{mq} - l_m & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{md} - l_m & L_{dq} & -L_{ds2} & 0 & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{dq} & -L_{mq} - l_m & 0 & -L_{qs2} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & L_{dr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & L_{qr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}$$

avec :

$$L_{ds1} = l_{s1} + L_{md} + l_m \quad L_{qs1} = l_{s1} + L_{mq} + l_m$$

$$L_{ds2} = l_{s2} + L_{md} + l_m \quad L_{qs2} = l_{s2} + L_{mq} + l_m$$

$$L_{dr} = l_r + L_{md} \quad L_{qr} = l_r + L_{mq}$$

D'après le système d'équations précédent, on aura :

$$[\dot{X}] = [A][X] \quad (1.22)$$

où,  $[A] = [L]^{-1}[B|C]..$

$$[B] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s L_{qs1} & \omega_s L_{dq} & -\omega_s(L_{mq} + l_m) & 0 & \omega_s L_{mq} \\ \omega_s L_{ds1} & R_{s1} & \omega_s(L_{md} + l_m) & \omega_s L_{dq} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ -\omega_s L_{dq} & -\omega_s(L_{mq} + l_m) & R_{s2} & -\omega_s L_{qs2} & 0 & \omega_s L_{mq} \\ \omega_s(L_{md} + l_m) & -\omega_s L_{dq} & \omega_s L_{ds2} & R_{s2} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & R_r & \omega_{gl} L_{qr} \\ \omega_{gl} L_{md} & 0 & \omega_{gl} L_{md} & 0 & -\omega_{gl} L_{dr} & R_r \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

## 1.4 Modélisation mathématique des convertisseurs électroniques de puissance

### 1.4.1 Redresseur à commande MLI

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs *MLI* sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture

permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée.

Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs *MLI* ; comme redresseur à source de courant, et redresseur à source de tension [1].

Le bus continu est entièrement géré par le redresseur. La valeur de la capacité de filtrage doit être suffisante afin d'avoir une tension stable et fixe quel que soit le fonctionnement de la génératrice asynchrone FIG. 1.5 [17].

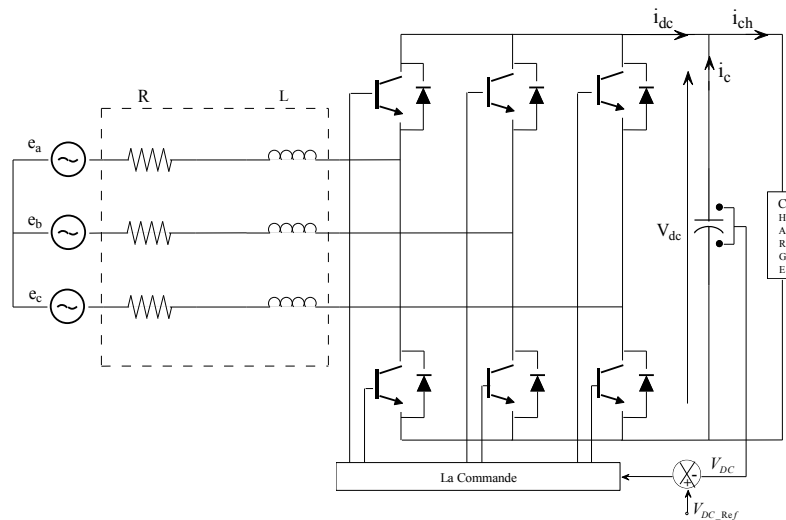


FIGURE 1.5 – Topologie de base d'un redresseur à *MLI*.

### 1.4.2 Représentation fonctionnelle du redresseur à *MLI* dans le référentiel triphasé

Les tensions et les courants du réseau sont exprimés sous les équations 1.23 et 1.24 :

$$\begin{aligned} u_{AN} &= E_m \sin \omega t \\ u_{BN} &= E_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ u_{CN} &= E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1.23)$$

$$\begin{aligned} i_{AN} &= I_m \sin(\omega t + \varphi) \\ i_{BN} &= I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_{CN} &= I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Où  $E_m$ ,  $I_m$ , et  $\omega$  sont les amplitudes de la tension du phase, amplitude du courant et la fréquence angulaire.



La somme des courants  $i_{AN}$ ,  $i_{BN}$  et  $i_{CN}$  est nulle et le système est équilibré 1.25.

$$i_{AN} + i_{BN} + i_{CN} = 0 \quad (1.25)$$

A l'entrée du redresseur, les tensions composées sont données par 1.26 [17] :

$$\begin{aligned} u_{AN} &= (S_A - S_B)u_{DC} \\ u_{BN} &= (S_B - S_C)u_{DC} \\ u_{CN} &= (S_C - S_A)u_{DC} \end{aligned} \quad (1.26)$$

et les tensions de phases sont comme suit :

$$\begin{aligned} u_{AN} &= f_a u_{DC} \\ u_{BN} &= f_b u_{DC} \\ u_{CN} &= f_c u_{DC} \end{aligned} \quad (1.27)$$

où :

$$\begin{aligned} f_a &= \frac{2S_A - (S_B + S_C)}{3} \\ f_b &= \frac{2S_B - (S_A + S_C)}{3} \\ f_c &= \frac{2S_C - (S_A + S_B)}{3} \end{aligned} \quad (1.28)$$

$f_a$ ,  $f_b$  et  $f_c$  sont de la valeur 0,  $\pm\frac{1}{3}$ , et  $\pm\frac{2}{3}$ .

Les équations de tensions pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme (1.29) (1.30) (1.31).

$$u_s = u_1 + u_c \quad (1.29)$$

$$u_s = Ri_C + \frac{di_C}{dt}L + u_C \quad (1.30)$$

$$\begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Le courant traversant la capacité est exprimé comme suit, (1.32) :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_{Ca} + S_b i_{Cb} + S_c i_{Cc} - i_{dc} \quad (1.32)$$

D'après les équations ci-dessus, on représente le schéma du redresseur MLI sous la forme suivante, FIG. 1.6 :



### 1.4.4 Modèle électrique et mathématique de l'onduleur associé à une charge

Le convertisseur utilisé pour transformer la tension de bus continu en alternative est un onduleur à deux niveaux. Le modèle électrique détaillé sur le référence (a,b,c) de l'onduleur, filtre et charge est présenté sur la FIG. 1.8 [18].

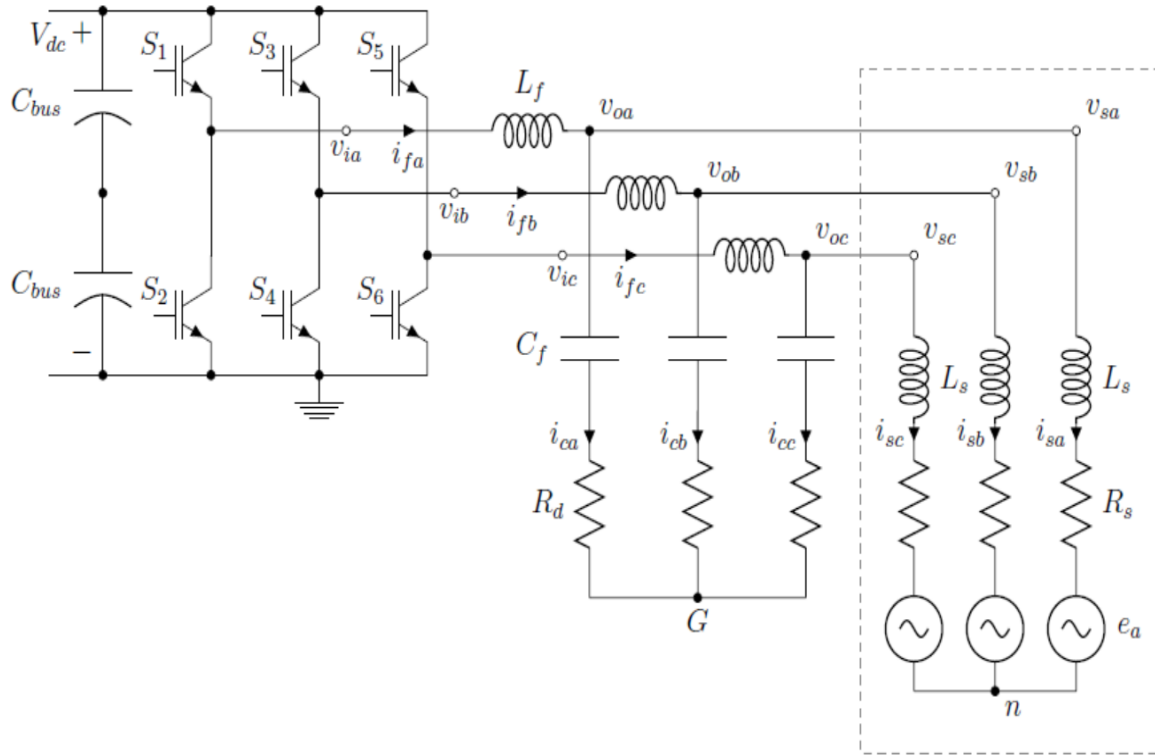


FIGURE 1.8 – Onduleur à deux niveaux avec 6 interrupteurs, filtre et charge non linéaire RL.

L'analyse du circuit électrique ci-dessus, permet de déduire le modèle mathématique du circuit comme suit :

$$v_i = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + v_0 \quad (1.36)$$

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + e_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (1.37)$$

$$\phi_s = L_s i_s + \phi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

$$e_s = -\phi_m \Omega_r \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$v_0 = \frac{1}{C_f} \int i_c dt + R_d i_c \quad (1.40)$$

$\phi_s$  le flux statorique ;

$\phi_m$  le flux maximum permanent ;

$\theta_r$  la position rotorique de la génératrice asynchrone.

### 1.4.5 L'axe stationnaire $\alpha, \beta$

Le modèle électrique dans le référence  $(\alpha, \beta)$  de l'onduleur NPC avec filtre et charge est présenté dans cette section [18].

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Les tensions sont transformées dans le référence stationnaire  $(\alpha, \beta)$  :

$$\bar{K}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

$$\bar{K}_s^{-1} = \bar{K}_s^T \quad (1.43)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{o\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \bar{K}_s \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \bar{K}_s^{-1} \begin{bmatrix} v_{o\alpha} \\ v_{o\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o\alpha} \\ v_{o\beta} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Les tensions en sortie du filtre RLC et la tension statorique de la génératrice peuvent être utilisées d'une manière interchangeable. Les équations dans la référence  $(\alpha, \beta)$  est données par :

$$\vec{v}_{i,\alpha\beta} = R_f \vec{i}_{f,\alpha\beta} + L_f \frac{d\vec{i}_{f,\alpha\beta}}{dt} + \vec{v}_{o,\alpha\beta} \quad (1.45)$$

$$\vec{v}_{o,\alpha\beta} = \frac{1}{C_f} \int \vec{i}_c dt + R_d \vec{i}_c \quad (1.46)$$

$$\vec{v}_{s,\alpha\beta} = R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\vec{\phi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (1.47)$$

$$\vec{\phi}_{s,\alpha\beta} = L_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + \phi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$$m_e = \left(\frac{3}{2}\right) N_p (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.49)$$

## 1.5 Conclusion

La génératrice asynchrone à cage *GAS* et double étoile *GASDE* peuvent être une solution pour la génération de l'énergie (électricité) en fonctionnement dans des sites isolés ou connectés au réseau. Dans ce chapitre, Les modèles mathématiques de ces génératrices et les convertisseurs statiques associés sont présentés. Différentes techniques de commande seront proposées dans les chapitres suivants pour pouvoir à la fois contrôler l'amplitude de la tension et sa fréquence à l'aide de convertisseurs statiques placés entre la génératrice et la charge.

# Bibliographie

- [1] R. Abdessamed & M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [2] D. Hadiouche, Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, *Thèse de Doctorat*, Université de Nancy I, France, 2001.
- [3] T. Ahmed, O. Noro, K. Matsuo, Y. Shindo, M. Nakaoka, "Minimum excitation capacitance requirements for wind turbine coupled stand-alone self-excited induction generator with voltage regulation based on SVC," *INTELEC'03.*, The 25th International Telecommunications Energy Conference, pp.396-403, Octobre 2003.
- [4] C. Grantham, D. Sutanto, B. Mismail, "Steady-state and transient analysis of self-excited induction generators," in *IEEE. Proc.*, Vol.136, Pt. B, No. 2, pp. 61-68, March 1989.
- [5] D. Seyoum, C. Grantham and M. F. Rahman, "The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 39, No. 4, pp. 936–944, July/August, 2003.
- [6] KHELDOUN, Aissa, REFOUFI, Larbi, et KHODJA, Djalal Eddine. Analysis of the self-excited induction generator steady state performance using a new efficient algorithm. *Electric Power Systems Research*, 2012, vol. 86, p. 61-67.
- [7] G.K. Singh, K. B. Yadav and R. P. Saini "Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator," *In Proc. IEEE Conf. ICEMS'2005, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems.*, pp. 1922–1927, China, 2005.
- [8] G.K. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," *Renewable energy 0960-1481 2007 Elsevier.*, doi :10.1016/j.renene.2007.08.007.
- [9] IDJDARENE, Kassa, REKIOUA, Djamila, REKIOUA, Toufik, et al. Performance of an isolated induction generator under unbalanced loads. *IEEE Transactions on energy conversion*, 2010, vol. 25, no 2, p. 303-311.
- [10] K. E. Hallenius, P. Vas and J. E. Brown, "The analysis of a saturated self-excited asynchronous generator," *IEEE Trans on Ener Conv.*, , vol. 6, No. 2, pp. 336–341, June 1991.
- [11] G. K. Singh K. B. Yadav, R. P. Saini "Analysis of a saturated multi-phase (six-phase) self-excited induction generator," *Inter Jour of Emer Elec Pow Syst.*, vol. 7, No. 2, article. 5, pp. 1–21, 2006.

- [12] G.K. Singh, K. B. Yadav and R. P. Saini “Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator,” *In Proc. IEEE Conf. ICEMS’2005, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems.*, pp. 1922–1927, China, 2005.
- [13] CHE, H. S., HEW, W. P., RAHIM, N. A., et al. A six-phase wind energy induction generator system with series-connected DC-links. In : Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on. IEEE, 2012. p. 26-33.
- [14] SINGH, Kiran et KUMAR SINGH, Girish. Modeling and Analysis of Six-phase Self-excited Induction Generator Using Mixed Stator Current and Magnetizing Flux as State-space Variables. *Electric Power Components and Systems*, 2015, vol. 43, no 20, p. 2288-2296.
- [15] A. Hocine, Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile, *Thèse de Doctorat*, Batna, 2012.
- [16] BOUAFIA, Abdelouahab, GAUBERT, Jean-Paul, et KRIM, Fateh. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no 1, p. 228-236.
- [17] L. Louze, Production décentralisée de l’énergie électrique : Modélisation et contrôle d’une génératrice, *Thèse de Doctorat*, Constantine, 2010.
- [18] BOUWER, Pieter. Modelling, design and implementation of a small-scale, position sensorless, variable speed wind energy conversion system incorporating DTC-SVM of a PMSG drive with RLC filter. 2013. Thèse de doctorat. Stellenbosch : Stellenbosch University.

# Commande vectorielle à orientation de flux rotorique

Dans la littérature, on trouve beaucoup de travaux sur la commande de la machine asynchrone à cage, où différentes configurations sont appliquées afin d'améliorer les performances de la machine. La commande vectorielle à orientation de flux rotorique est simple à implanter et robuste ; cependant, elle représente un inconvénient majeur qui est sa sensibilité aux variations de la température et de la saturation de circuit magnétique.

Lorsque la tension du bus continu et les courants sont mesurés avec précision, les performances de la commande sont sensibles à la constante de temps du rotor. Cette constante dépend de la température du rotor et la saturation de circuit magnétique. Lorsque la génératrice fonctionne dans la zone de défluxage, l'inductance magnétisante varie selon la courbe d'aimantation.

C'est pourquoi un estimateur d'inductance de magnétisation est introduit à la commande afin d'améliorer les performances de la commande et la rendre plus robuste.

Ce chapitre est scindé en deux parties essentielles ; la première est consacré à la commande de la génératrice asynchrone à cage simple et double étoile sans estimateur de l'inductance de magnétisation et avec l'introduction de l'inductance de magnétisation ; alors que la deuxième partie consiste à l'introduire un correcteur PI flou afin de rendre la commande encore plus robuste et performante.

## 2.1 Principe de la commande vectorielle à orientation de flux rotorique

L'objectif de la commande vectorielle à orientation de flux rotorique c'est de maintenir la tension de bus continu en sortie du redresseur constante quelque soit la variation de la vitesse d'entraînement (du vent) ou de la variation de la charge. Cela est obtenu par le contrôle du flux



et de la puissance transmise par la génératrice, c'est le couple électromagnétique en fonction de la vitesse [1][2][3][4].

C'est la même pour la commande vectorielle à orientation de flux rotorique appliquée sur le moteur asynchrone à cage; c'est à dire le contrôle du flux et de couple électromagnétique indépendamment l'un de l'autre.

La figure FIG.2.1 représente le principe d'orientation de flux rotorique. Si le repère est par-

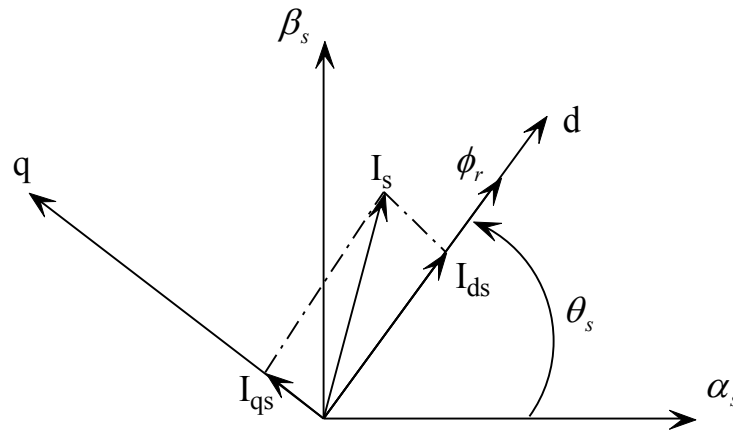


FIGURE 2.1 – Principe d'orientation de flux rotorique.

faitement orienté, alors la composante  $\phi_{qr}$  est nulle et  $\phi_{dr} = \phi_r$ . Ceci simplifie le modèle de la machine étudiée dans le chapitre I. L'avantage d'utiliser ce repère est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de réaliser la régulation.

Dans notre cas, une commande vectorielle directe est appliquée aux deux génératrices. Celle-ci nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. Sur ce, un estimateur de flux rotorique  $\phi_r$  est implanté à partir des mesures du courant statorique [5][6].

### 2.1.1 Modèle de la génératrice asynchrone à cage avec orientation de flux rotorique

On a le système d'équation de la génératrice asynchrone suivant :

$$V_{sd} = -R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \quad (2.2)$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (2.4)$$

Le flux rotorique est constant :  $\phi_{rd} = \phi_r = C^{st}$  et  $\phi_{rq} = 0$ , alors les dérivées temporelles des flux sont nulles en régime permanent  $\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{d\phi_r}{dt} = 0$  et  $\frac{d\phi_{rq}}{dt} = 0$ .

on aura d'après (2.3) :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -R_r i_{rd} \quad (2.5)$$

Le flux rotorique est considéré constant ce qui implique d'après l'équation précédente que le courant  $i_{rd}$  est nul en régime permanent [1][7][8][9].

Le flux rotorique peut s'exprimer en fonction du courant et de la pulsation rotorique sous la forme suivante :

$$\phi_r = -\frac{R_r i_{rq}}{\omega_r} \quad (2.6)$$

D'après (2.4), on peut exprimer le courant  $i_{rd}$  (2.7) :

$$i_{rd} = \frac{\phi_r - M i_{sd}}{L_r} \quad (2.7)$$

comme  $i_{rd} = 0$ , on alors :  $\phi_{rd} = \phi_{md} = \phi_{rd} = L_m i_{sd} = M i_{sd}$ .

D'après la relation de flux rotorique  $\phi_{rq}$ , on écrit le courant  $i_{rq}$  comme suit :

$$i_{rq} = -\frac{M i_{sq}}{L_r} \quad (2.8)$$

$L_m$  dépend uniquement de  $i_{md}$  qui est égal à  $i_{sd}$ , et si  $i_{sd}$  est maintenu constant, alors  $L_m$  reste constante et  $\phi_r$  qui est égal au produit de  $L_m$  par  $i_{sd}$  est aussi constant. Le caractère constant de  $L_m$  implique alors que  $L_{md} = L_{mq} = L_m = M$ . Il s'agit bien des équations similaires à celles utilisées pour un fonctionnement linéaire [4].

D'après les simplification faites précédement tout en orientant le flux rotorique, on obtient le modèle simplifié de la machine, (2.9), [1][2][3][4][5][6][7][8][9] :

$$\begin{aligned} \frac{di_{isd}}{dt} &= \frac{1}{L_s} (V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s L_s i_{sq} - M \frac{di_{rd}}{dt} + \omega_s M i_{rq}) \\ \frac{di_{isq}}{dt} &= \frac{1}{L_s} (V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s L_s i_{sd} - M \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s M i_{rd}) \\ \phi_r &= \frac{M i_{sd}}{1+T_r p} \\ C_{em} &= p \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \\ \omega_s &= \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r} + p \Omega \end{aligned} \quad (2.9)$$

Où :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique.

Dans notre cas, on choisit d'utiliser des correcteurs de courants par hystérésis. De ce fait, il n'y a pas de consignes de tensions à déterminer et donc la connaissance du modèle interne de la génératrice n'est pas nécessaire; de mieux qu'il n'est pas nécessaire de considérer les termes de compensation dans le système de commande.

## Régulation de flux rotorique par le correcteur propotionnel intégral PI

Le correcteur proportionnel intégral appliqué (PI) ;

$$i_{sd}^* = (K_{p\phi} + \frac{K_i\phi}{p})(\phi_r^* - \phi_r) \quad (2.10)$$

$\phi_r^* - \phi_r$  est l'erreur de flux.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est comme suit :

$$G_{BO}(p) = \frac{K_{p\phi_r} L_m R_r}{L_r} \frac{p + \frac{K_i\phi_r}{K_{p\phi_r}}}{p(p + \frac{R_r}{L_r})} \quad (2.11)$$

Où :  $p = \frac{d}{dt}$  est l'opérateur de Laplace.

La compensation du pole de  $G_{BO}(p)$  par le zero du regulateur PI donne :

$$\frac{K_i\phi_r}{K_{p\phi_r}} = \frac{R_r}{L_r} \quad (2.12)$$

et

$$G_{BO}(p) = \frac{L_m K_{p\phi_r} R_r}{L_r p} \quad (2.13)$$

La fonction de transfert en boucle fermée peut s'écrire comme suit :

$$G_{BF}(p) = \frac{1}{\frac{L_r}{R_r L_m K_{p\phi_r}} p + 1} \quad (2.14)$$

La fonction de transfert obtenue ci-dessus représente un système de premier ordre avec une constante du temps  $\tau_{\phi_r} = \frac{L_r}{R_r L_m K_{p\phi_r}}$ .

Pour un temps de réponse  $t_r$  à 5% autour de la réponse indicielle :

$$\tau_{\phi_r} = 3t_{r\phi_r(5\%)} \quad (2.15)$$

A partir des équations (2.12) et (2.15), on peut déterminer les expressions de  $K_{p\phi_r}$  et  $K_i\phi_r$  :

$$K_{p\phi_r} = \frac{3L_r}{R_r L_m t_{r\phi_r(5\%)}} \quad (2.16)$$

$$K_i\phi_r = \frac{3}{L_m t_{r\phi_r(5\%)}} \quad (2.17)$$

## Régulation de la tension de bus continu

La fonction de transfert du régulateur PI de la tension de bus continu est exprimée comme suit :

$$C_{V_{DC}}(p) = \frac{K_{pV_{DC}} (\frac{K_{iV_{DC}}}{K_{pV_{DC}}} + p)}{p} \quad (2.18)$$

La fonction de transfert de système de régulation en boucle fermée est comme suit :

$$F_{V_{DC}}(p) = \frac{1 + \frac{K_{pV_{DC}}}{K_{iV_{DC}}} p}{1 + \frac{K_{pV_{DC}}}{K_{iV_{DC}}} p + \frac{CR}{2K_{iV_{DC}}} p^2} \quad (2.19)$$

La fonction de transfert en boucle fermée ci-dessus est une fonction de deuxième ordre, on peut la comparer avec la fonction de transfert standard :

$$F_s(p) = \frac{T(p)}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2} \quad (2.20)$$

$T(p) = 1 + \frac{K_{pV_{DC}}}{K_{iV_{DC}}} p$ ,  $\zeta$  est le coefficient d'amortissement et  $\omega_n$  est la pulsation naturelle (pulsation propre non amortie) en  $rad/s$ . Une comparaison entre (2.19) et (2.20) conduit aux relations suivantes :

$$K_{pV_{DC}} = \frac{1}{2} \zeta CR \omega_n \quad (2.21)$$

$$K_{iV_{DC}} = CR \omega_n^2 \quad (2.22)$$

### 2.1.2 Application de la commande

L'objectif de la commande vectorielle dans notre cas est de maintenir la tension de sortie de redresseur constante, quelles soient la vitesse et la charge dans une grande plage de variation, et à partir de la valeur désirée de la tension continue, il est possible d'exprimer celle de la puissance de référence par (2.23) [1][2][4][5] :

$$V_{DC} i_{dc} = P^* = P_{ele} = C_{em} \Omega \quad (2.23)$$

En négligeant les pertes, l'expression du couple peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} = \frac{P^*}{\Omega} \quad (2.24)$$

D'après l'équation du couple électromagnétique, ce dernier peut être contrôlé par le courant statorique en quadrature  $i_{sq}$  [1].

$$i_{sq} = \frac{L_r}{pM\phi_r} C_{em} \quad (2.25)$$

Le flux  $\phi_r$  est estimé à partir du courant  $i_{sd}$ . Une fois celui-ci maintenu à sa référence, le couple est alors directement proportionnel à  $i_{sq}$ . Ce qui revient à la même démarche que celle utilisée dans le cas d'une commande classique en fonctionnement moteur.

La mise en oeuvre de la commande est exprimée dans la FIG. 2.2.

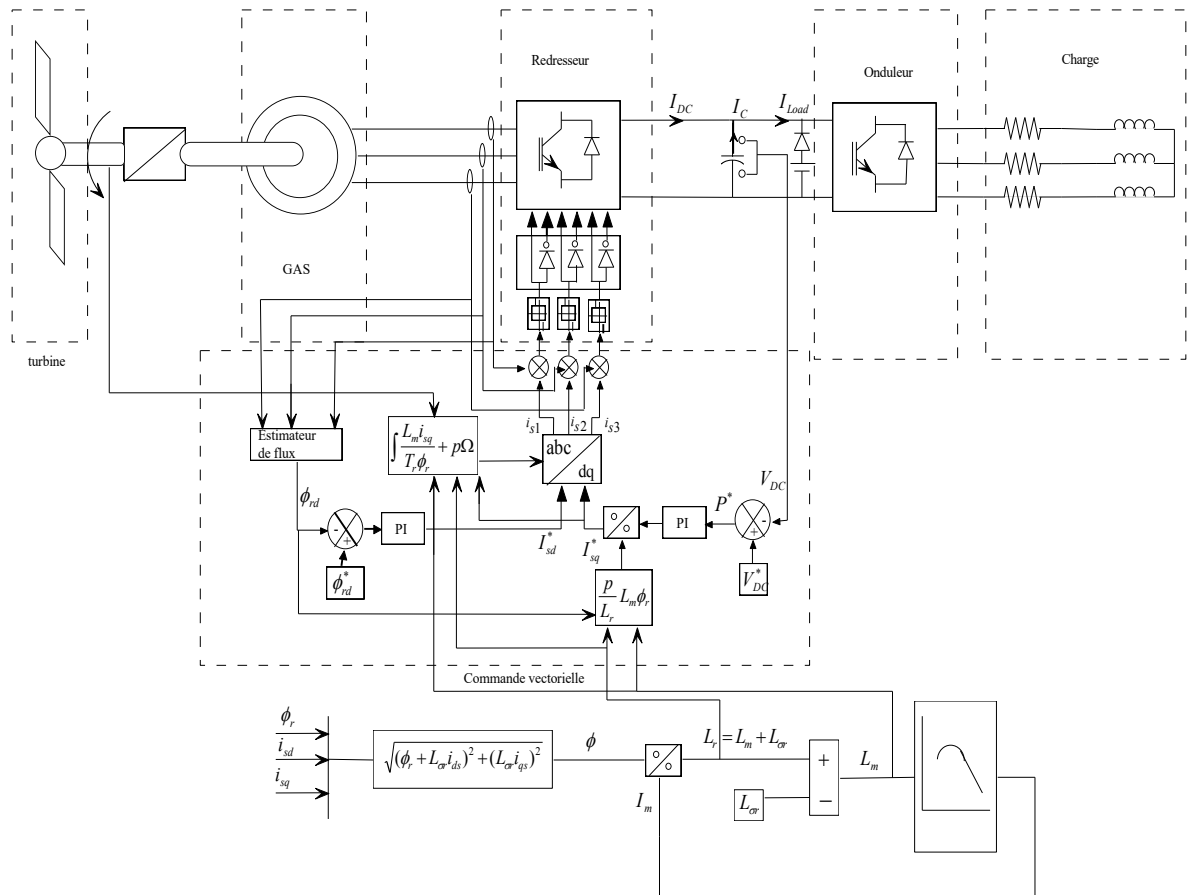


FIGURE 2.2 – Algorithme de la commande vectorielle avec estimateur de l'inductance de magnétisation.

### 2.1.3 Estimation de l'inductance de magnétisation

D'après l'équation d'aimantation (2.26), on peut déterminer l'inductance de magnétisation  $L_m$  [10] :

$$L_m = -1.62 \times 10^{-11} i_m^4 + 2.67 \times 10^{-8} i_m^3 - 1.381 \times 10^{-5} i_m^2 + 1.76 \times 10^{-3} i_m + 0.2 \quad (2.26)$$

On a :

$$|i_m| = \sqrt{(i_{sd} + i_{rd})^2 + (i_{sq} + i_{rq})^2} \quad (2.27)$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_r - L_m i_{sd}}{L_r} \quad (2.28)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m i_{sq}}{L_r} \quad (2.29)$$

$$\phi_r = L_m i_{sd} \quad (2.30)$$

La substitution (2.28), (2.29) et (2.30) dans (2.27) donne après simplification l'équation du courant magnétisant en fonction des courants dans l'axe  $d - q$  [10] :

$$| i_m | = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \frac{L_r - L_m}{L_r}} \quad (2.31)$$

Comme  $i_{sd} = i_{sd}^*$  et  $i_{sq} = i_{sq}^*$ , on aura (2.32) simple à implanter dans le système de commande, à cause de l'absence d'utilisation des capteurs de courants.

$$| i_m | = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2} \frac{L_r - L_m}{L_r}} \quad (2.32)$$

L'estimateur de l'inductance de magnétisation est présenté dans FIG. 2.3 [10].

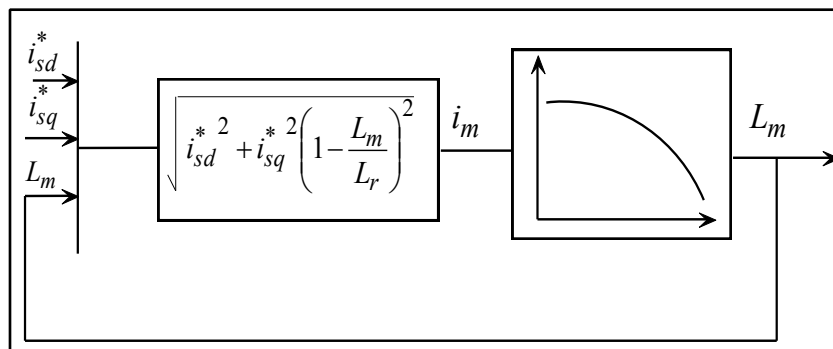


FIGURE 2.3 – Estimateur de l'inductance de magnétisation.

## 2.2 Simulation et interprétation des résultats

La simulation de la commande conventionnelle et la nouvelle commande proposée sont implantées et vérifiées sous matlab simulink. Le temps d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ . Durant la simulation, le système de commande subit des variations de la vitesse d'entraînement FIG. 2.4(a) et de charge. La charge appliquée en sortie de l'onduleur est une résistance  $R = 120 \Omega$  et une inductance  $L = 6mH$ ; à l'instant  $t = 5 s$ , la charge varie à ( $R = 60 \Omega, L = 4 mH$ ), et à l'instant  $t = 10 s$  varie à ( $R = 250 \Omega, L = 8 mH$ ).

La FIG. 2.4(b) présente la tension de bus continu en sortie du redresseur MLI, la tension de référence est fixée à  $700V$ . D'après cette figure, on constate que la tension  $V_{DC}$  est bien maintenue à sa référence par la nouvelle commande basée sur l'estimation de l'inductance de magnétisation, lorsque la vitesse d'entraînement atteint des valeurs supérieures, la commande conventionnelle perd ses performances.

Les (FIG. 2.5(a), FIG. 2.5(b) ) montrent les courants statoriques et leurs représentations dans les axes  $dq$ .

Négligeant l'estimation de l'inductance de magnétisation peut affecter les performances de la

commande. Cet effet est clairement constaté sur la La FIG. 2.6(a). Le courant statorique est déformé et perd sa sinusoidalité ce qui cause des harmoniques qui peuvent détruire la génératrice et le système de commande.

La FIG. 2.6(b) montre que le courant  $i_{sa}$  de la commande proposée suit parfaitement sa référence  $i_{sa}^*$ . Le flux rotorique est maintenu à son référence (1.4 *Webber*), FIG. 2.8(a), où on observe une déformation du flux estimé dans le cas de la commande conventionnelle due à la déformation du courant  $i_d$ , FIG. 2.5(b).

L'inductance de magnétisation estimée est représentée sur la FIG. 2.8(b). Les (FIG. 2.7(a), FIG. 2.7(b)) présentent les tensions et les courants en sortie de l'onduleur, les tensions s'adapte à une amplitude de  $220\sqrt{2}$  et de fréquence 50 *Hz*.

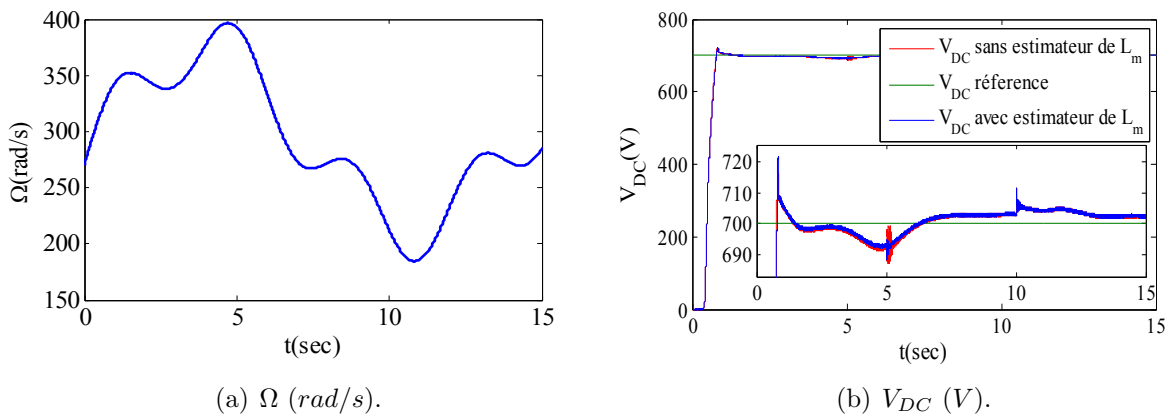


FIGURE 2.4 – Vitesse d'entraînement de la GAS et la tension en sortie du redresseur MLI.

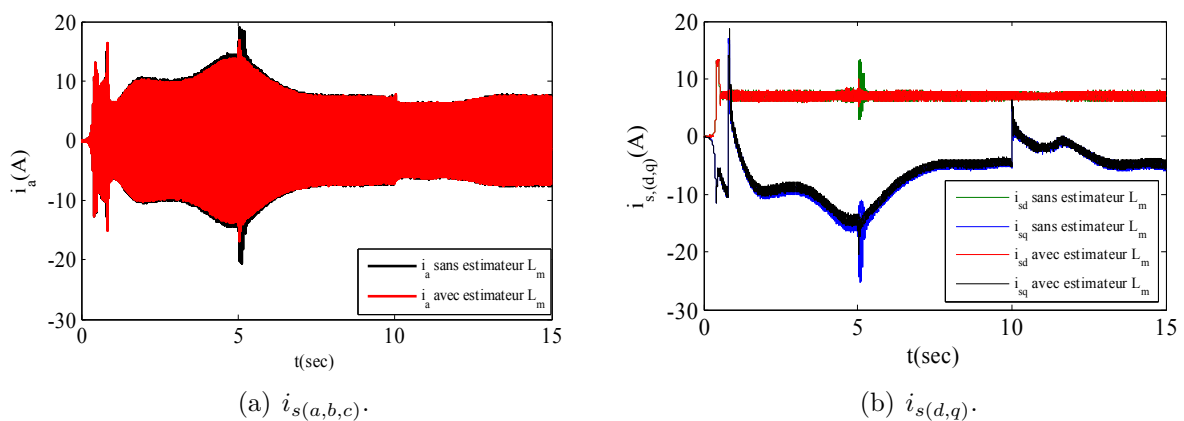


FIGURE 2.5 – Les courants statorique  $i_{s(a,b,c)}$  et dans les axes dq  $i_{s(d,q)}$ .

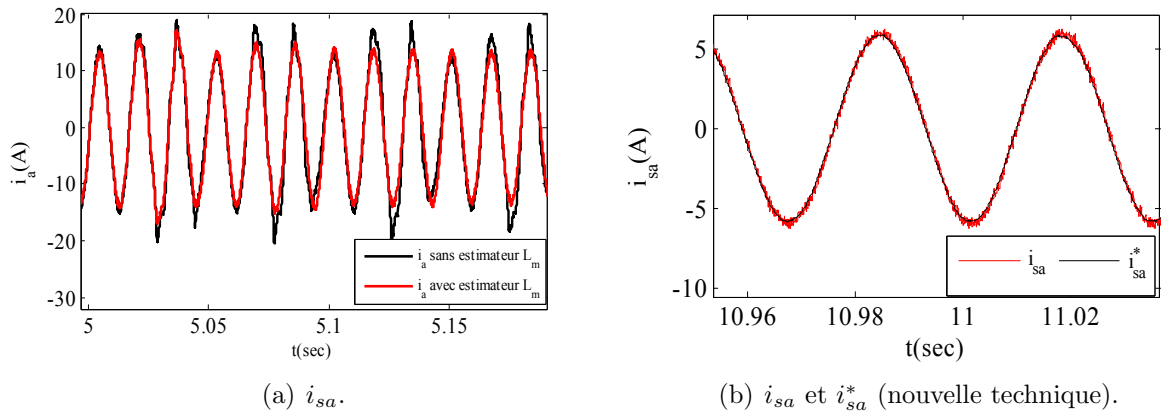


FIGURE 2.6 – Les courants statoriques de la commande conventionnelle et la nouvelle méthode avec le courant  $i_{sa}$  et sa référence  $i_{sa}^*$ .

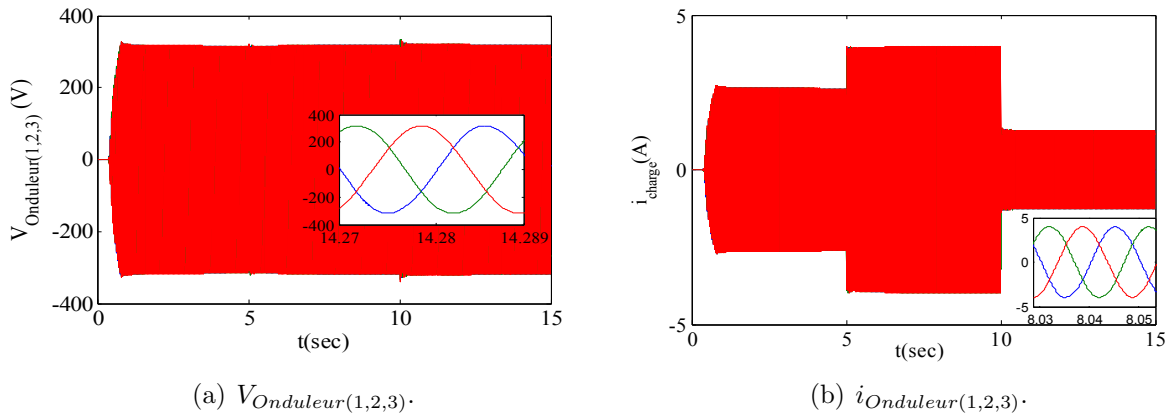


FIGURE 2.7 – Les tensions et les courants de charge en sortie de l'onduleur.

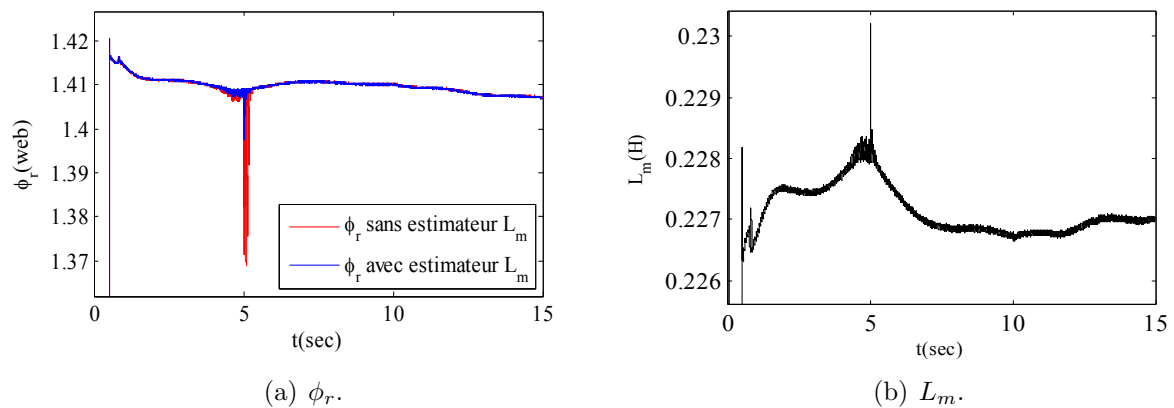


FIGURE 2.8 – Le flux rotorique et l'inductance de magnétisation estimée.



## 2.3 Correcteur PI-Floue

La caractéristique principale de contrôleur flou (initié par Mamdani et Assilian basé sur la théorie des ensembles flous suggérée par Zadeh en 1965), nécessite la connaissance imprécise des expériences humaines [11][12][13][14][15].

Le correcteur PI-flou (proportionnel intégrateur flou) proposé dans cette partie est présenté sur (FIG. 2.9). Le correcteur est composé de deux entrées et une sortie [10][12][15].

Où  $E$  est l'erreur, exprimée par :

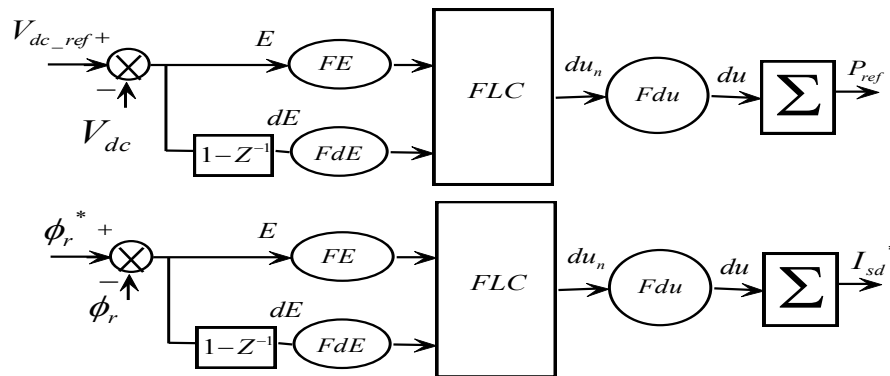


FIGURE 2.9 – Correcteur PI flou de flux et de la tension.

$$E(k) = V_{DC}^*(k) - V_{DC}(k-1) \quad (2.33)$$

$dE$  est la dérivée de l'erreur  $E$  exprimée par :

$$dE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (2.34)$$

La sortie de regulateur est donnée comme suit :

$$P^*(k) = P^*(k-1) - dU(k) \quad (2.35)$$

$FE$ ,  $FdE$  et  $FdU$  sont des gains du correcteurs (facteur d'échelle), ils peuvent changer la sensibilité du correcteur sans changer sa structure.

La fonction de transfert de correcteur en  $Z$ , reliant l'erreur  $E$  au signal de référence  $U$ , 2.37 [10][15].

$$\frac{V_{DC}^*(z)}{E(z)} = k_p - k_i \frac{z}{z-1} \quad (2.36)$$

Où :  $k_p$  et  $k_i$  sont les gains du correcteur PI. De l'équation (2.34), on obtient l'équation suivante :

$$u(z)(1-z^{-1}) = k_p(1-z^{-1})E(z) + k_iE(z) \quad (2.37)$$

Si on note  $dE$  la variation de l'erreur  $E$  et  $du$  la variation du signal de commande  $u$ , l'équation (2.34) devient :

$$du = k_p dE(z) + k_i E(z) \quad (2.38)$$

La sortie du correcteur PI est accordée à la variation de l'erreur  $E$  et à sa variation. Il semble, tout à fait naturel de conserver les entrées et sorties pour le correcteur flou.

Ces paramètres sont ajustés en temps réel en fonction de la perturbation qui augmente. Il s'agit d'associer la sortie du régulateur flou aux actions proportionnelles et intégrales du signal de commande [13][15]. Le contrôleur flou est composé de trois blocs :

- Fuzzification,
- Règle d'appartenance,
- Defuzzification.

### 2.3.1 Fuzzification

Les variables physiques d'entrée  $E(k)$  et  $dE(k)$  sont transformées en variable floues caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [12][13][16].

L'univers de discours de toutes les variables d'entrées et de sorties sont établies (-1,1). Les facteurs d'échelles sont choisis de manière à apporter les variables d'entrée et de sortie à cet univers de discours.

La FIG. 2.10 représente la fonction d'appartenance de signal d'entrée et de sortie ( $E, dE$ ). Chaque univers de discours est divisé en sept ensembles flous qui se chevauchent. NG (Negative Grande), NM (Negative Moyenne), NP (Negative Petite), ZE (Zero Environ), PP (Positive Petite), PM (Positive Moyenne), PG (Positive Grande) [16].

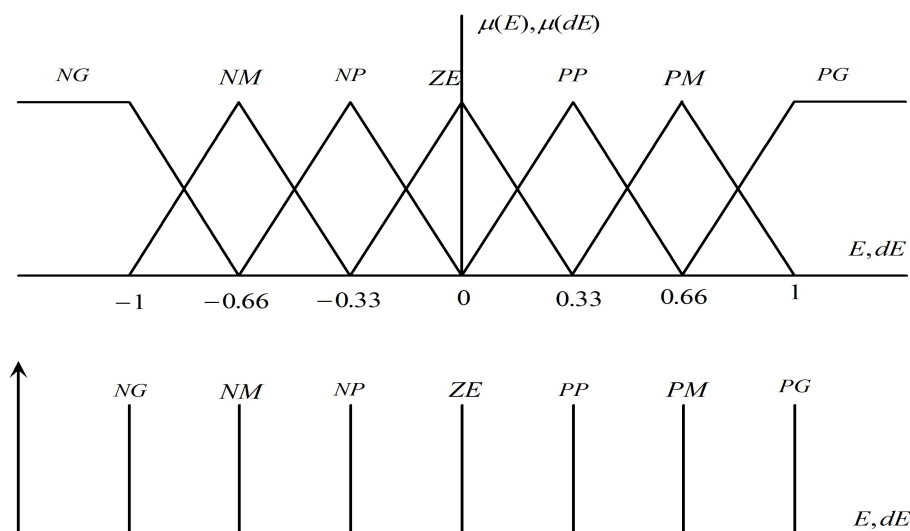


FIGURE 2.10 – Fonctions d'appartenances.

### 2.3.2 Règles de bases floues

La base de données de règle de la logique floue se compose de phrases de condition de la logique floue si-et-sinon. Le tableau 1 présenté dans la FIG. 2.11 montre la table des règles correspondantes pour le contrôleur Fuzzy. La conception de ces règles repose sur une connaissance qualitative, déduite des tests de simulation étendus [14]. Il y a 7 sous-ensembles flous pour chaque variable, ce qui donne  $7 * 7 = 49$  règles possibles.

dE	dU	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
	PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB
	PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
	PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
	Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
	NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z

FIGURE 2.11 – Règles de bases floues.

### 2.3.3 Defuzzification

Dans cette étape, les variables floues sont converties en variables réelles. Dans ce travail, la méthode de défuzzification du centre de gravité est adoptée et la stratégie d'inférence utilisée dans ce système est l'algorithme de Mamdani [14][15]. La fonction de sortie est donnée comme suit :

$$u_f = \frac{\sum_{k=1}^n u_{f(k)} \mu(u_{f(k)})}{\sum_{k=1}^n \mu(u_{f(k)})} \quad (2.39)$$

Où  $n$  est le nombre de règles de base et  $\mu(u_{f(k)})$  désigne la valeur d'appartenance de sortie  $k^{th}$  règles.

## 2.4 Simulation et interprétation des résultats PI flou

La FIG. 2.12(b), représente les performances de la commande PI-flou lorsque la génératrice est associée à un redresseur MLI et un onduleur connecté à une charge triphasée.

La FIG. 2.12(b) présente la tension de bus continu en sortie de redresseur MLI, le système est soumis à une variation de la vitesse d'entraînement FIG. 2.12(a) et de charge.

L'application d'une augmentation de charge en sortie de l'onduleur à l'instant  $t = 5 \text{ s}$  de  $R = 120 \Omega$  et une inductance  $L = 6 \text{ mH}$  à ( $R = 60 \Omega, L = 4 \text{ mH}$ ), et à l'instant  $t = 10 \text{ s}$  la charge  $t = 10 \text{ s}$  variée à ( $R = 250 \Omega, L = 8 \text{ mH}$ ), montre que :

la tension de bus continu atteint sa tension de référence au bout de  $1 \text{ s}$ , la perturbation de la tension et du courant  $i_{sq}$  est rapidement rejetée par le régulateur de tension, les dépassements sont environ de  $1.1\%$ . Le temps de réponse de système est d'environ  $1.15 \text{ s}$  sans dépassement.

Les courants statoriques ont une forme sinusoïdale  $i_{a,b,c}$ , leurs valeurs crêtes sont d'environ  $15 \text{ A}$ , FIG. 2.13(a). Le courant  $i_{sd}$ , FIG. 2.13(b), a la même allure que le flux  $\phi_r$ , FIG. 2.16(a). En cas de variation de la vitesse d'entraînement ou de charge, le correcteur PI flou intervient pour maintenir la tension de bus continu à sa référence tout en augmentant le courant  $i_{sq}$ , FIG. 2.13(b).

Le courant  $i_{sa}$  a une forme sinusoïdale malgré une variation supérieure de la vitesse ou de la charge, FIG. 2.14(a), et suit bien sa référence  $i_{sa}^*$ , FIG. 2.14(b).

La figure FIG. 2.16(a) montre que le flux du rotor  $\phi_r$  est bien maintenu à sa valeur de référence imposée ( $\phi_r^* = 1.4$ ).

La tension en sortie de l'onduleur est parfaitement sinusoïdale FIG. 2.15(a), son amplitude est de  $311 \text{ V}$  et les dépassements en cas de variation de la vitesse ou de la charge sont presque nuls d'environ  $0.2\%$ .

La figure FIG. 2.15(b) présente le courant dans la charge qui varie avec la variation de la charge, sa valeur crête est de  $4 \text{ A}$ .

L'inductance de magnétisation estimée est présentée dans la figure FIG. 2.16(b).

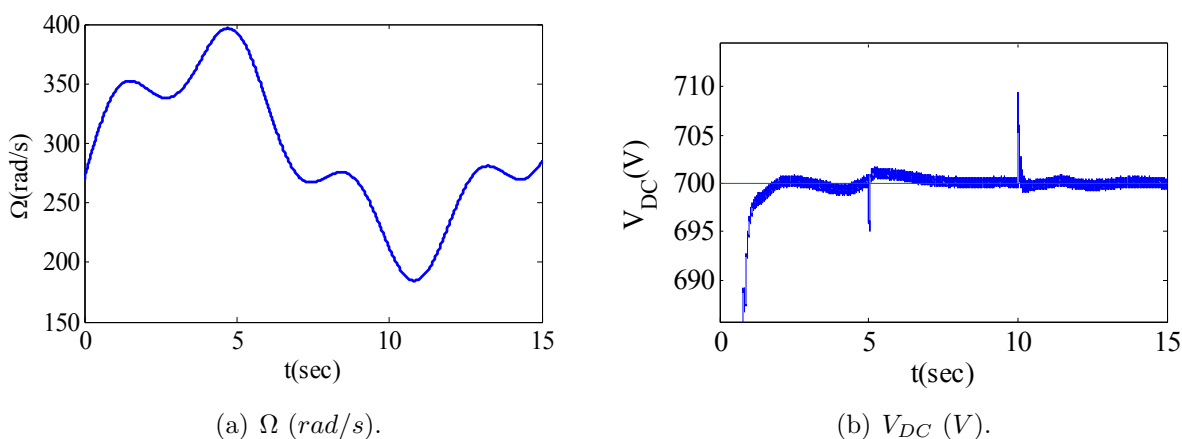


FIGURE 2.12 – Vitesse d'entraînement de la GAS et la tension en sortie du redresseur MLI.

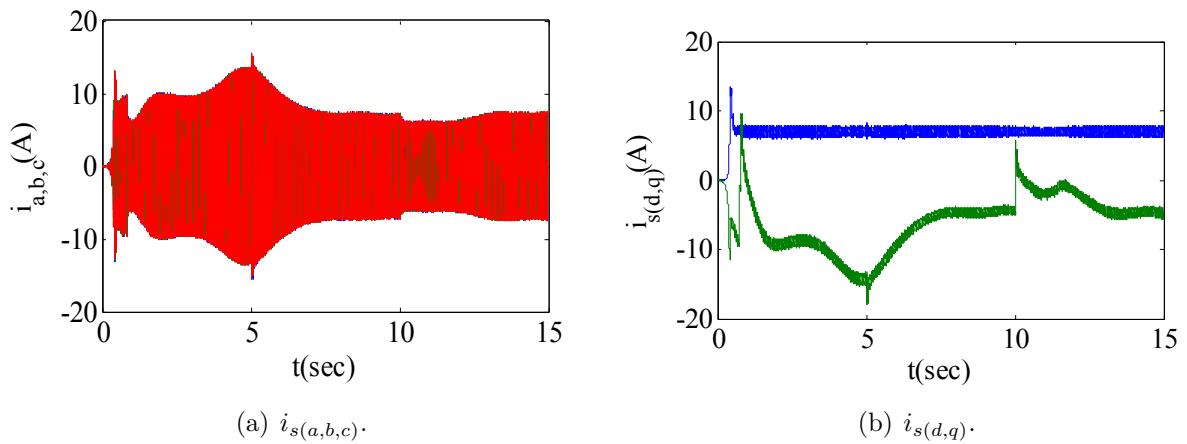


FIGURE 2.13 – Les courants statoriques  $i_{s(a,b,c)}$  et dans les axes dq  $i_{s(d,q)}$ .

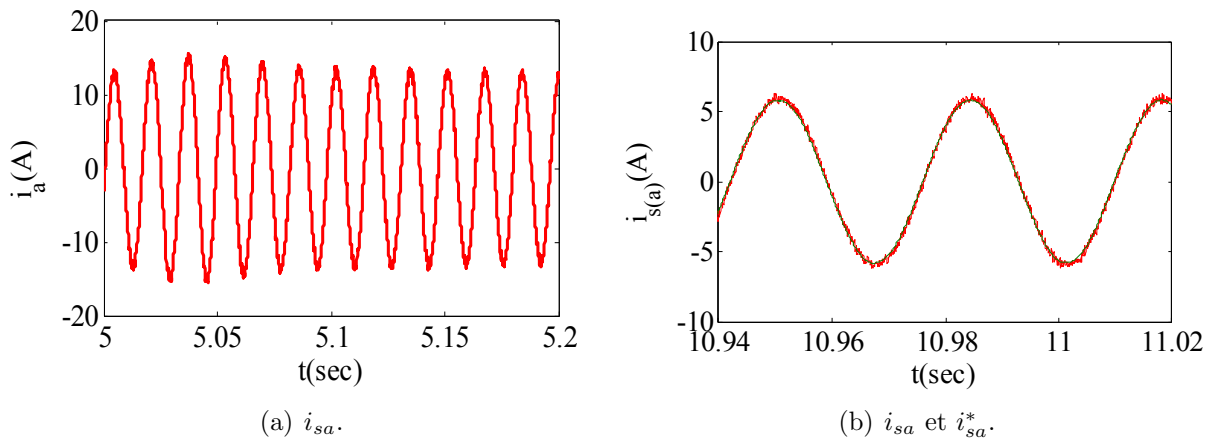


FIGURE 2.14 – Les courants statoriques de la commande conventionnelle et la nouvelle méthode avec son courant  $i_{sa}$  et sa référence  $i_{sa}^*$ .

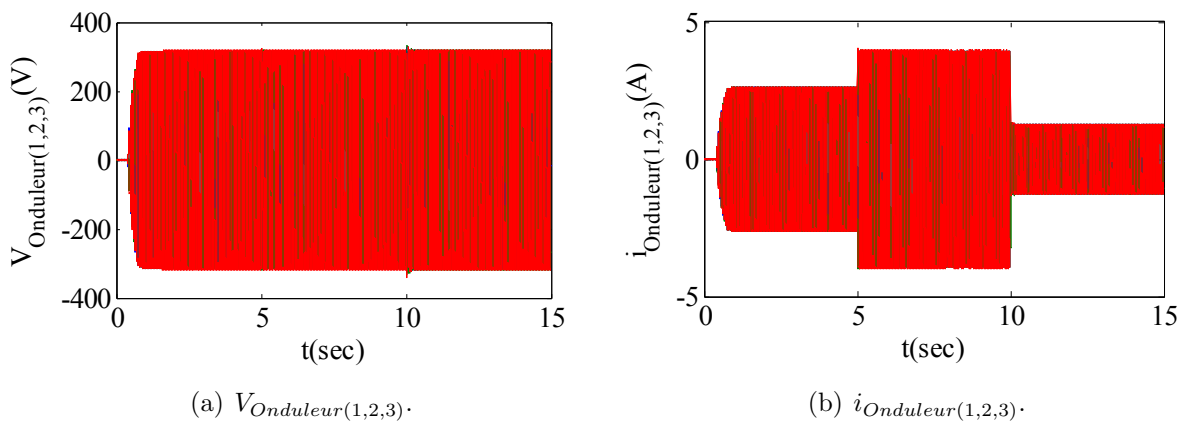


FIGURE 2.15 – Les tensions et les courants de charge en sortie de l'onduleur.

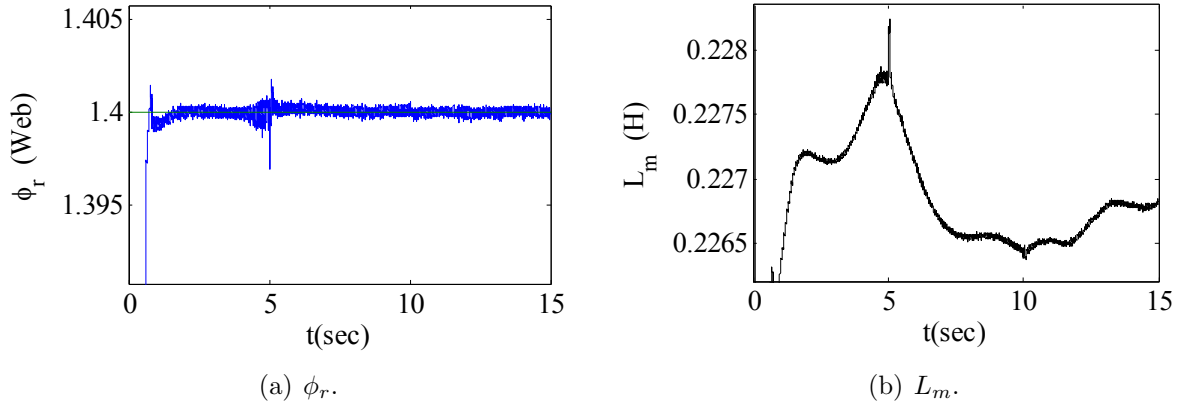


FIGURE 2.16 – Le flux rotorique et l'inductance de magnétisation estimée.

## 2.5 Modèle de la génératrice asynchrone à cage double étoile avec orientation de flux rotorique

L'application d'orientation du flux rotorique sur le modèle la GASDE étudié dans le chapitre I,

$$\begin{aligned}
 \phi_{dr} &= \phi_r^* \\
 \phi_{qr} &= 0 \\
 p\phi_r^* &= 0
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

On obtient :

$$R_r i_{dr} + p\phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \tag{2.41}$$

$$R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{(\omega_s - \omega_r)\phi_r^*}{R_r} \tag{2.42}$$

Le courant rotorique en fonction des courants statoriques est comme suit :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r}(\phi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \tag{2.43}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \tag{2.44}$$

L'expression finale du couple électromagnétique est :

$$C_{em}^* = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* \tag{2.45}$$

Les tensions statoriques sur l'axe  $d q$  deviennent comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}p i_{ds1} - \omega_s(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*(\omega_s - \omega_r)) \\
 v_{qs1} &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}p i_{qs1} + \omega_s(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2} &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}p i_{ds2} - \omega_s(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*(\omega_s - \omega_r)) \\
 v_{qs2} &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}p i_{qs2} + \omega_s(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

Où :  $T_r = L_r/R_r$ . Après les transformations et les simplifications, on obtient le système d'équations (2.47) qui décrit le modèle de la *GASDE* [4][18][19][20][21][22][23][24][25] :

$$\begin{aligned}
 pi_{ds1} &= \frac{1}{L_{s1}}(v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*(\omega_s - \omega_r))) \\
 pi_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}}(v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)) \\
 pi_{ds2} &= \frac{1}{L_{s2}}(v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*(\omega_s - \omega_r))) \\
 pi_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}}(v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)) \\
 p\phi_r &= -\frac{R_r}{L_r+L_m}\phi_r + \frac{R_rL_m}{L_r+L_m}(i_{ds1} + i_{ds2})
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

### 2.5.1 Estimation de l'inductance de magnétisation

L'inductance de magnétisation  $L_m$  dépend de l'amplitude du courant de magnétisation  $I_m$ . Par conséquent, si la génératrice fonctionne sous de grandes variations de la vitesse d'entraînement ou de la charge, il est nécessaire d'estimer "online" la valeur de l'inductance de magnétisation.

La substitution des (2.43, 2.44) dans (2.48), donne ;

$$I_m = \sqrt{(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr})^2 + (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})^2} \tag{2.48}$$

Le courant de magnétisation  $I_m$  peut s'exprimer comme suit :

$$I_m = \sqrt{\left(-i_{ds1} - i_{ds2} + \frac{1}{L_m + L_{lr}}[\phi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})]\right)^2 + \left(-i_{qs1} - i_{qs2} + \frac{1}{L_m + L_{lr}}(i_{qs1} + i_{qs2})\right)^2} \tag{2.49}$$

Après simplification, on aura l'expression finale du courant de magnétisation  $i_m$

$$I_m = \frac{1}{L_m + L_{lr}} \sqrt{(\phi_r^* - i_{ds}(2L_m + L_{lr}))^2 + (i_{qs}(L_m + L_{lr}))^2} \tag{2.50}$$

Sachant que  $i_{sq}^* = i_{sq}$ ,  $i_{sd}^* = i_{sd}$ ,  $i_{sd} = i_{sd1} + i_{sd2}$  et  $i_{sq} = i_{sq1} + i_{sq2}$ .

Le bloc d'estimation du courant et de l'inductance de magnétisation sont présenté sur la figure FIG. 2.17.

### 2.5.2 Algorithme de la commande vectorielle

La figure FIG. 2.17 présente la commande vectorielle de la *GASDE*, avec estimateur de l'inductance de magnétisation.

La commande vectorielle a pour objectif de maintenir la tension à la sortie des deux redresseurs constantes quel que soient la vitesse d'entraînement et la charge dans une plage de faisabilité.

A partir de la valeur de la tension désirée, on détermine l'expression de la puissance de référence (2.51) [21][22][24][25].

2.5 ► Modèle de la génératrice asynchrone à cage double étoile avec orientation de flux rotorique

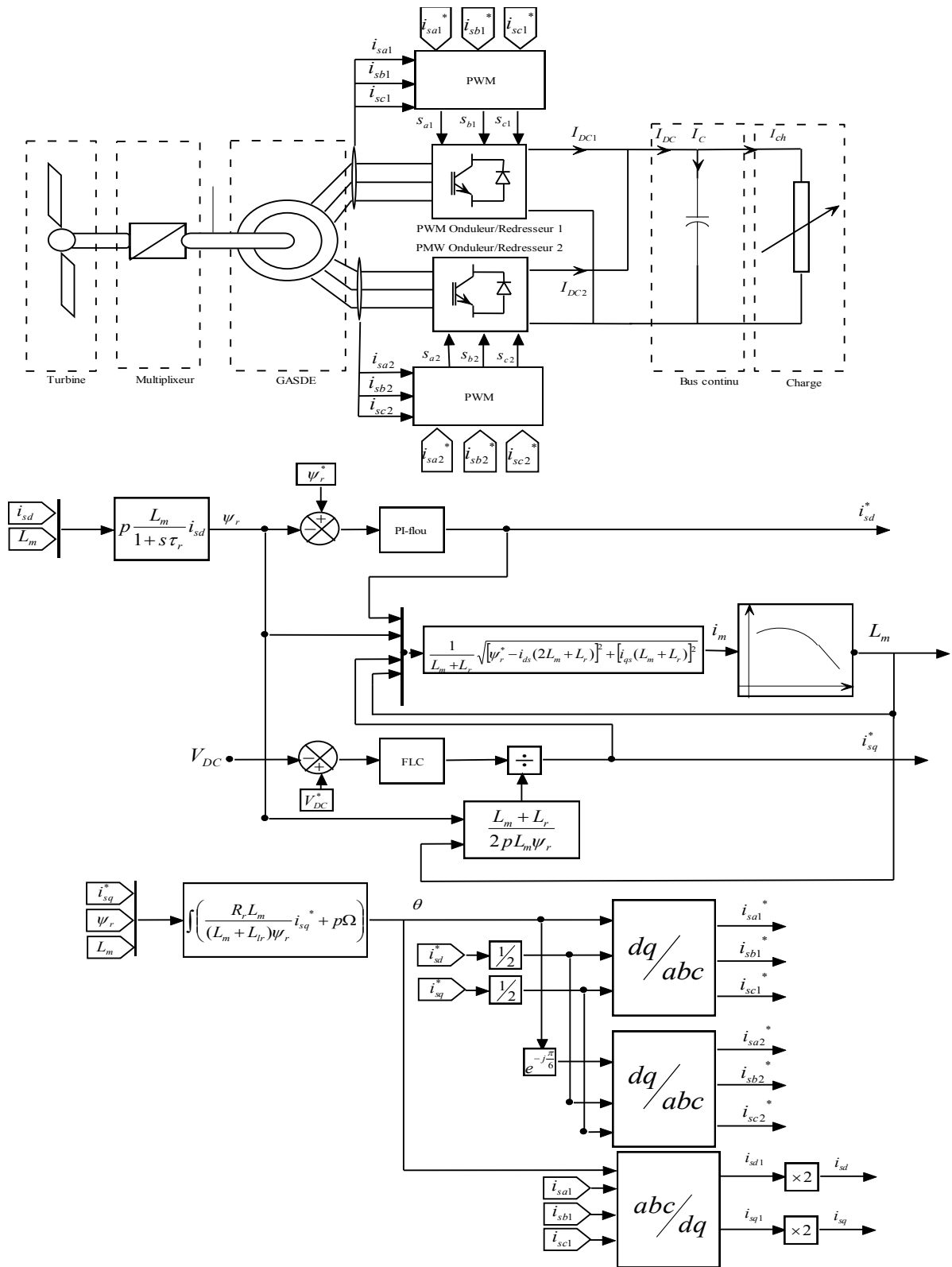


FIGURE 2.17 – Algorithme de commande vectorielle de la génératrice asynchrone double étoile.



$$V_{DC}i_{dc} = P^* = P_{ele} = C_{em}\Omega \quad (2.51)$$

L'expression du couple devient comme suit (2.52).

$$C_{em} = \frac{P^*}{\Omega} \quad (2.52)$$

D'après l'expression du couple, ce dernier est contrôlé par la quadrature des courants  $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  des deux étoiles (2.53).

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)C_{em}^*}{pL_m\phi_r^*} \quad (2.53)$$

Le flux  $\phi_r$  est estimé à partir des courant  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$  des deux étoiles ; une fois celui ci maintenu à sa référence, le couple est alors directement proportionnel à  $i_{sq1}$  et  $i_{sq2}$  (2.54) :

$$\phi_r^* = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m)P + R_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.54)$$

### 2.5.3 Simulation et interprétation des résultats

Le système est composé d'une génératrice asynchrone à cage double étoile. Débitant sur deux redresseurs à commande MLI. Ces derniers sont connectés à un bus continu et une charge. La tension de référence est fixée à 1100 V.

La simulation de la commande proposée est implémentée sous Matlab/Simulink. Le temps d'échantillonnage utilisé est de  $t = 50\mu s$ .

Les figures FIG. 2.18(a) et FIG. 2.18(b) montrent que la tension est parfaitement contrôlée à sa référence par la nouvelle technique de commande basée sur l'estimation de l'inductance de magnétisation, contrairement à la technique conventionnelle ; la tension de bus continu à l'instant  $t = 13.5 \text{ sec}$  ne peut pas suivre sa référence lorsque la vitesse d'entraînement change à de basses valeurs.

la figure FIG.2.18(b), montre que le schéma de commande conventionnelle n'est pas adapté pour obtenir une tension de bus continu stable et n'est pas robuste en présence des variations importantes de la vitesse d'entraînement et de charge.

Pour une bonne performance de la commande vectorielle, le correcteur PI est remplacé par un correcteur PI-flou.

Une comparaison des deux correcteurs PI et PI-flou, La figure FIG. 2.18(b) montre bien que le correcteur PI-flou est bien meilleur que PI conventionnel et le bus continu est parfaitement stabilisé.

Durant la simulation, le système est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge, afin d'analyser la réponse de la commande. Ces variations sont présentés sur FIG. 2.19(a) et FIG. 2.19(b).

Il est évident que la négligence de l'inductance de magnétisation dans la commande vectorielle peut causer la destruction de l'opération de contrôle. Cet effet est clairement présenté sur les FIG. 2.20(b) et FIG. 2.21(b).

Les figures FIG.2.22(a) FIG. 2.22(b) présentent la tension et le courant de des étoiles 1 et 2; la seconde étoile est déphasée d'un angle électrique de  $30^\circ$  de la première étoile. Les courants statoriques ont une forme sinusoïdale de valeur crête de 17 A.

Le courant de phase du stator est maintenu avec succès dans les limites de la bande d'hystérésis imposée pour différentes valeurs de charge, où la bande de courant fixe  $h$  est fixée à 0.5 A.

La figure FIG. 2.23(b) montre que le flux du rotor est constant pendant toute la durée du fonctionnement avec le contrôle proposé. Cependant, le contrôle conventionnel, le flux du rotor ne peut pas suivre sa référence lorsque la vitesse du rotor passe à une valeur faible.

La figure FIG. 2.24(a),FIG. 2.24(b) présentent le courant et l'inductance de magnétisation.

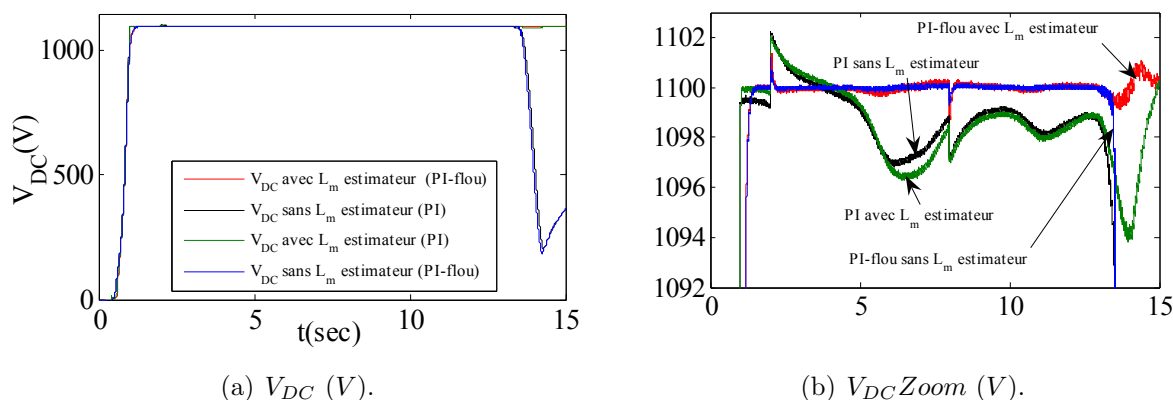


FIGURE 2.18 – La tension de bus continu en sortie des deux redresseurs avec (PI, PI-flou) avec et sans estimation de l'inductance de magnétisation.

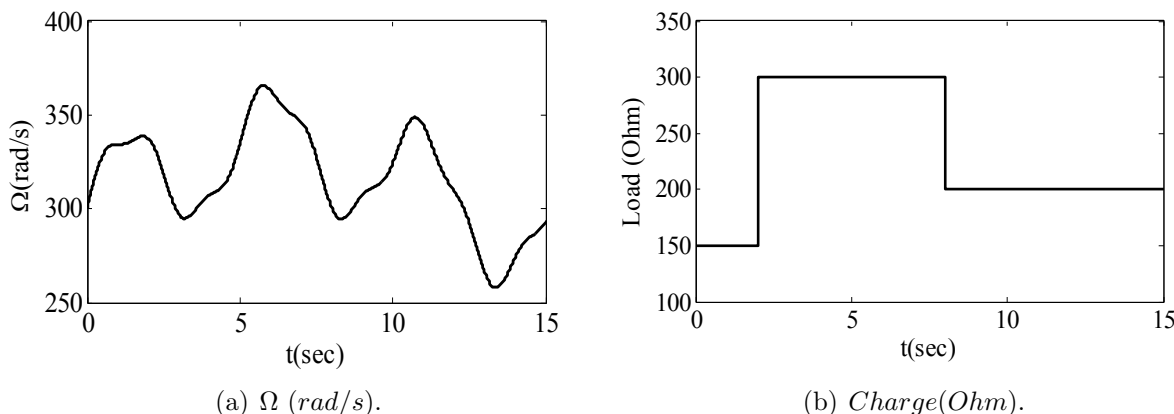


FIGURE 2.19 – La vitesse d'entraînement et la charge en sortie de redresseur.

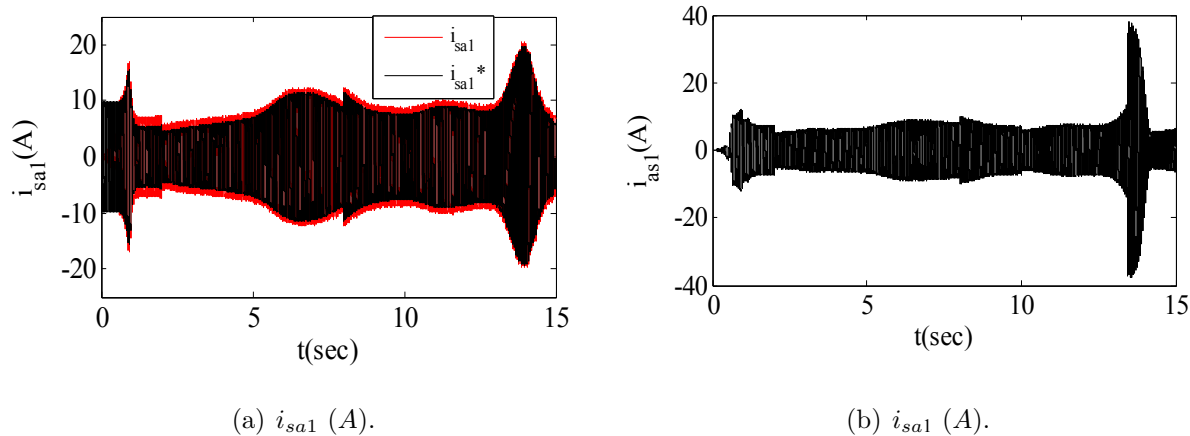


FIGURE 2.20 – Les courants statoriques avec la commande conventionnelle et proposée.

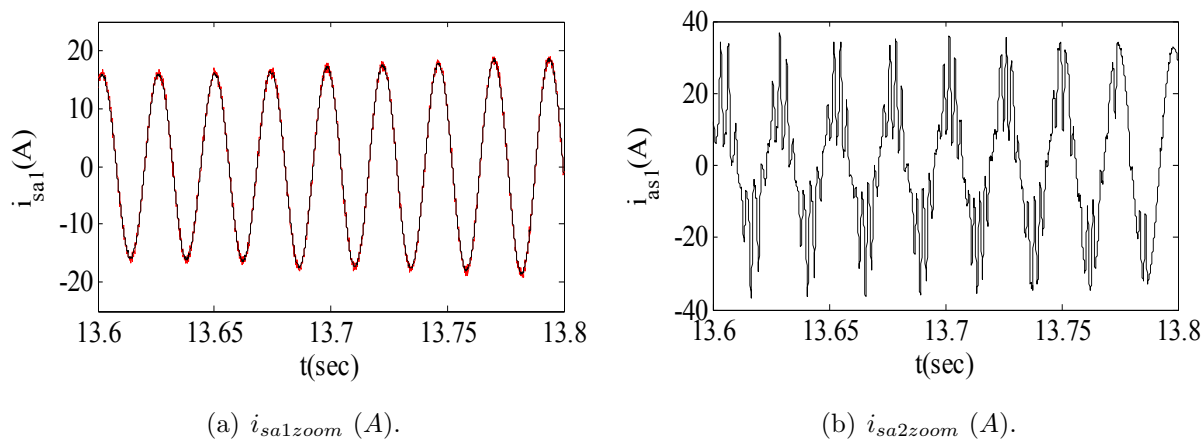


FIGURE 2.21 – Les courants statoriques avec la commande conventionnelle et proposée.

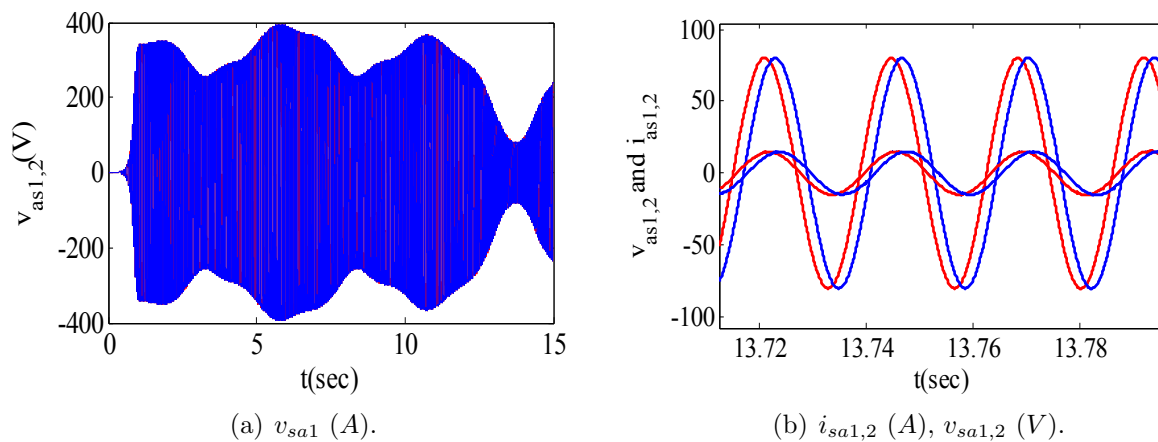


FIGURE 2.22 – Les tensions et les courants statoriques des deux étoiles.

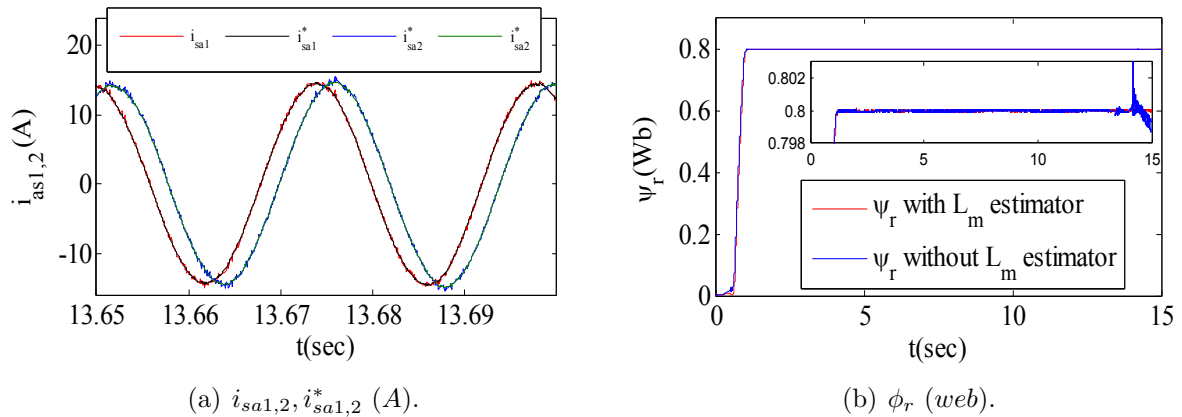


FIGURE 2.23 – Les courants statoriques  $i_{sa1,2}$ , leurs références  $i_{sa1,2}^*$  et le flux rotorique orienté.

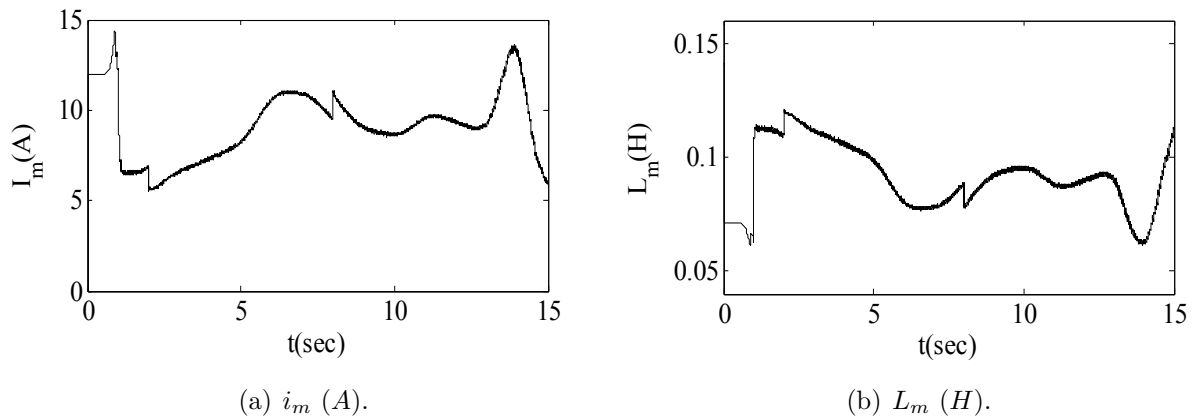


FIGURE 2.24 – Le courant et l'inductance de magnétisation.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande vectorielle à orientation de flux rotorique est appliquée sur la génératrice asynchrone à cage simple et double étoile. Un estimateur d'inductance de magnétisation est introduit dans une nouvelle technique de commande vectorielle. Deux correcteurs PI conventionnel et PI-flou sont appliqués afin de contrôler le flux et la tension. Le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge.

Les résultats de simulation montrent clairement, que la nouvelle technique de commande est belle et bien plus robuste que la technique classique. Lorsque la vitesse d'entraînement augmente à des valeurs supérieures ou réduite à des valeurs très inférieures, la commande perd ses performances, et le processus de commande détruit. L'utilisation des correcteurs PI-flous ne corrige pas cette perturbation. La commande basée sur l'estimation de l'inductance de magnétisation donne de bonnes performances en utilisant des correcteurs PI ou PI flou.

# Bibliographie

- [1] Idjdarene, K. : Contribution à l'Etude et la commande de génératrice à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes. In : Lille University I, France, Phd Thesis 2010.
- [2] Louze, L. : Production décentralisée de l'énergie électrique : modélisation et contrôle d'une génératrice. In : Constantine University, Phd thesis Algeria 2010.
- [3] Mateo, B., Dinko, V. : Vector control system of a self excited induction generator including iron losses and magnetic saturation. In : Control Engineering Practice, Vol. 21 (2013), No.4, pp.395-406, 2013.
- [4] Idjdarene, K., Rekioua, D., Rekioua, T., Tounzi, A. : Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account, Energy Conversion and Management, 49, 2609–2617, 2008.
- [5] Margato, E., Faria, J, Resende M.J., Palma J. : A new control strategy with saturation effect compensation for an autonomous induction generator driven by wide range turbines, Energy Conversion and Management, 5, 2142–2152, 2011.
- [6] Mateo, B., Dinko. : Online Efficiency Optimization of a Vector Controlled Self-Excited Induction Generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vo 31, no 1, 2016.
- [7] Hazra, S., Sensarma, P. : Self-excitation and control of an induction generator in a stand-alone wind energy conversion system. Renewable Power Generation, IET. 4. 383 - 393. 10.1049/iet-rpg.2008.0102, 2010.
- [8] SASTRY, Jyoti, OJO, Olorunfemi, et WU, Zhiqiao. High performance control of a boost AC-DC PWM rectifier-induction generator system. In : Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005. IEEE, 2005. p. 1007-1014.
- [9] AHMED, Tarek, NISHIDA, K., et NAKAOKA, Mutsuo. Advanced voltage control of induction generator using rotor field-oriented control. In : Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005. IEEE, 2005. p. 2835-2842.
- [10] Bendjeddou, Y., Abdessemed, R., Larafi, Bentouhami, Merabet, Elkheir. (2016). Fuzzy logic control of squirrel cage induction generator for wind energy conversion. 16.
- [11] Zadeh, L.A. : Fuzzy sets. information and control, Vol. 8, 1965, pp. 338-353, 1965.
- [12] JOSÉ, L., AZCUE, P., ALFEU, J., SGUAREZI F., ERNESTO, R. : Self-Tuning PI-Type Fuzzy Direct Torque Control for Three-phase Induction Motor. WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS, Issue 10, Volume 11, 319-328, October 2012.

- [13] Min, Z., Xi, C., Dihua S. : AN INCIDENT DETECTION METHOD CONSIDERING METEOROLOGICAL FACTOR WITH FUZZY LOGIC, Engineering Review (ER), Vol 38.No 1, 2016 104-114.
- [14] Mamdani, E., Assilion, S., Jabr, H. : An experiment in Linguistic Synthesis With a Fuzzy Logic Controller, Int J. Man Machine Stud 7, 1974, pp.1-13, 1974.
- [15] Sousa, G. C. D., Bose, B. K. : A Fuzzy set theory based control of a phase controlled converter DC machine drive, IEEE Trans on Ind Applicat ; Vol. 30, 1994, no. 1, pp. 1-13, 1994.
- [16] Elkheir, M., Hocine, A., Farid, H., Rachid, A., : Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine, JEET, Vol.6. 2011, no. 1, pp. 133-138, 2011.
- [17] Abdel-Khalik, A.S., Masoud, M.I., Williams, B.W., : Vector controlled multiphase induction machine : Harmonic injection using optimized constant gains, Electric Power Systems Research, Vol.89. 2012, pp. 116-128, 2012.
- [18] Salima, L., Tahar, B., Youcef, S., : Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine, Electric Power and Energy Systems, Vol.57. 2014, pp. 206-211, 2014.
- [19] Federico, B., Mario, J.D., : Recent Advances in the Design, Modeling and Control of Multiphase Machines – Part 1, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.63, Issue : 1. 2016, pp. 449-458, 2016.
- [20] Tir, Z., Malik, O.P., Eltamaly, A.M., : Fuzzy logic based speed control of indirect rotor field oriented controlled double star induction motors connected in parallel to a single six-phase inverter supply, Electric Power Systems Research, Vol. 134, 2016, pp. 126-133, 2016.
- [21] Samira, C, Narimen, A. L., Djamel, A., Kaci, G. : Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator, Electrical Power and Energy Systems, Vo 59, 166-175, 2014.
- [22] Amimeur, H., Aouzellag, D., Abdessemed, R., Ghedamsi, K., : Sliding mode control of a dual stator induction generator for wind energy conversion systems, Electrical Power and Energy systems vol. 2012, no. 42, pp.60-70, 2012.
- [23] Zhiquiao, W., Olorunfemi, O., Jyoti, S. : High-performance control of a dual stator winding DC power induction generator, IEEE Trans Ind Appl, Vol. 2009, 43, No. 2, march/april 2007.
- [24] Chinmay, K.A., Singh, G. : Performance evaluation of multiphase induction generator in stand-alone and grid-connected wind energy conversion system. IET Renewable Power Generation. 10.1049/iet-rpg.2017.0791, 2017.
- [25] BASAK, Saptarshi et CHAKRABORTY, Chandan. Dual Stator Winding Induction Machine : Problems, Progress, and Future Scope. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2015, vol. 62, no 7, p. 4641-4652.

## Commande vectorielle à flux orienté

Ce chapitre est consacré à la commande vectorielle du redresseur MLI. On s'intresse à la commande vectorielle à orientation de flux virtuel (VFOC). celle-ci est basée sur l'estimation de flux statorique de la génératrice.

Une génératrice asynchrone à cage est connectée aux convertisseurs statiques : un redresseur à commande MLI et un onduleur NPC à deux niveaux triphasé. Ce dernier est raccordé à une charge non linéaire triphasée.

La commande du redresseur MLI permet de maintenir la tension du bus continu constante quelque soit la variation du vent ou de la charge.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude d'une génératrice asynchrone à cage double étoile raccordée à un bus continu en sortie des deux redresseurs MLI. Ce bus continu est raccordé à un onduleur NPC à deux niveaux triphasé et une charge non linéaire en sa sortie.

Une étude comparative entre la technique de commande conventionnelle et la commande adaptée basée sur l'introduction de la SVM-PI-flou et un nouveau estimateur de flux(flux virtuel) afin d'améliorer la qualité d'énergie et d'atténuer les harmoniques du courant.

### 3.1 Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI

La commande vectorielle à orientation du flux virtuel est faite pour améliorer les performances de la commande vectorielle à tension orientée.

La commande VOC et VFOC sont similaire à la commande vectorielle à orientation de flux des machines à induction [1][2] [3][4][5][6][7][8][9][10]. La méthode est basée sur la transformation entre les coordonnées stationnaires  $\alpha\beta$  et les coordonnées rotatives synchrones  $dq$ .

La VFOC assure un meilleur contrôle du redresseur dans les conditions où la tension de ligne n'est pas idéale (le fonctionnement sans capteur de tension alternative est beaucoup moins

broyant grâce au comportement de filtre passe-bas de l'intégrateur utilisé dans l'estimateur de flux).

### 3.1.1 Principe d'estimation de flux virtuel

La tension de ligne et l'inductance latérale sont supposées des quantités d'un moteur à courant alternatif virtuel [1][3][10].  $R$  et  $L$  représentent la résistance statorique et l'inductance de fuite statorique du moteur virtuel. Les tensions de lignes seraient induites par le flux virtuel.

Par la définition précédente et comme la génératrice asynchrone à cage raccordée aux bornes du redresseur MLI, les composantes de vecteur du flux dans le référence stationnaire  $\alpha\beta$  sont déterminées comme suit :

$$\begin{aligned}\Psi_{L\alpha(est)} &= \int (u_{s\alpha} + L \frac{di_{L\alpha}}{dt}) dt \\ \Psi_{L\beta(est)} &= \int (u_{s\beta} + L \frac{di_{L\beta}}{dt}) dt\end{aligned}\tag{3.1}$$

En se basant sur la mesure de la tension de bus continu  $V_{DC}$  et les états de commutation du redresseur  $S_a S_b S_c$ , les tensions d'entrées de redresseur sont estimées comme suit [1][2][3][9][10] :

$$\begin{aligned}u_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ u_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} (S_b - S_c)\end{aligned}\tag{3.2}$$

Les flux  $\Psi_\alpha$  et  $\Psi_\beta$  sont exprimés comme suit [5][6][7] :

$$\begin{aligned}\Psi_{s\alpha} &= Li_\alpha + \frac{2}{3} \int V_{DC} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) dt \\ \Psi_{s\beta} &= Li_\beta + \frac{\sqrt{3}}{2} \int V_{DC} (S_b + S_c) dt\end{aligned}\tag{3.3}$$

### 3.1.2 Commande découplée de tension

L'application de la commande découplée pour le redresseur MLI permet de découpler les courants  $i_d$  et  $i_q$  et de permettre une régulation adéquate sur chacun des deux séparément [1][2][3][4][5][6][7][8][9][10].

$$\begin{aligned}e_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + v_d + \omega Li_q \\ e_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q - \omega Li_d\end{aligned}\tag{3.4}$$

Le découplage entre l'axe  $d$  et  $q$  est fait par les variables  $u_d$  et  $u_q$  équation (3.5):

$$\begin{aligned}u_d &= e_d - v_d - \omega Li_q = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \\ u_q &= e_q - v_q + \omega Li_d = Ri_q + L \frac{di_q}{dt}\end{aligned}\tag{3.5}$$

où :  $u_d, u_q$  sont les signaux en sortie des régulateurs de courant.

Après simplification, on aura un système d'état découplé, équation (3.6) :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}\tag{3.6}$$



Par action sur les composants  $u_d$  et  $u_q$  en sortie des correcteurs, on peut commander séparément les courants  $i_d$  et  $i_q$ .

La boucle de réglage du courant est présentée sur la FIG. 3.1.

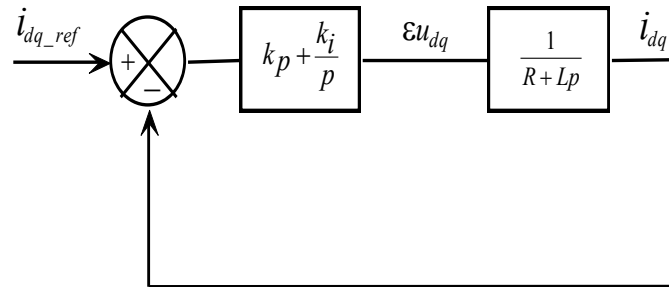


FIGURE 3.1 – Bloc de régulation du courant

Dans un premier temps, on utilise des correcteurs de type PI, dont les paramètres  $k_p$  et  $k_i$ , sont calculés en fonction de temps de réponse et du coefficient d'amortissement optimal.

La fonction de transfert en boucle fermée du bloc de régulation s'exprime comme suit :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{k_i}{k_p}p + 1}{\frac{L}{k_i}p^2 + \frac{R+k_p}{k_i}p + 1} \quad (3.7)$$

Après simplification, on aura :  $K_i = 2\zeta\omega L - R$ ,  $k_i = L\omega^2$ ,  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$  et  $\omega$  en fonction du temps de réponse choisi.

L'implantation des correcteurs et le bloc de commande VOC sont présentés sur la FIG. 3.2.

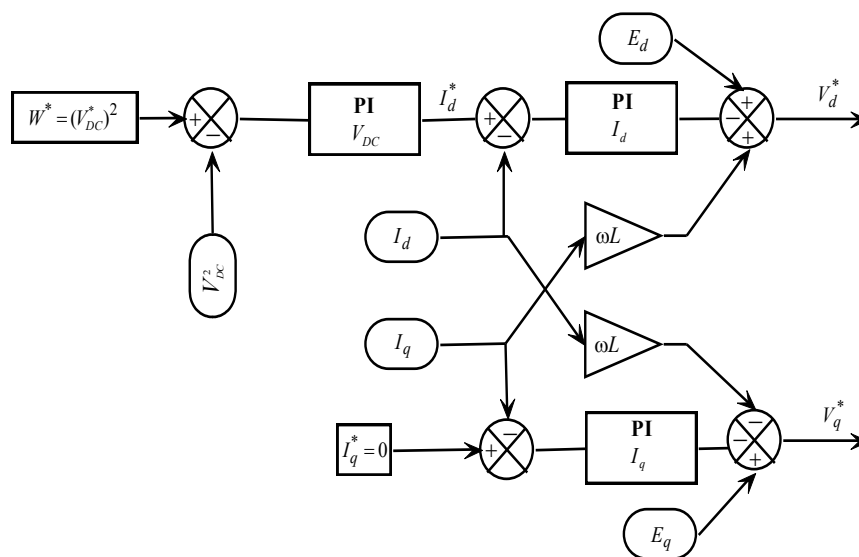


FIGURE 3.2 – Bloc de la commande découplée de la tension (correcteur de la tension  $V_{DC}$  et du courant)

Le régulateur de la tension du bus continu fournit le courant  $i_d$  de référence. Le correcteur est un PI présenté sur la FIG. 3.3.

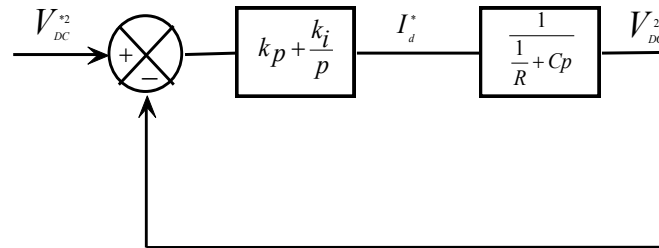


FIGURE 3.3 – Bloc de régulation de tension  $V_{DC}$

De manière similaire à la détermination des paramètres du correcteur PI du courant, la fonction de transfert en boucle fermée de système s'écrit :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{k_i}{k_p}p + 1}{\frac{C}{k_i}p^2 + \frac{1}{k_i}(\frac{1}{R} + k_p)p + 1} \quad (3.8)$$

On aura :  $K_i = 2\zeta\omega C - \frac{1}{R}$ ,  $k_i = C\omega^2$ ,  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$  et  $\omega$  en fonction du temps de réponse optimal.

L'algorithme global de la commande proposée est présenté sur la FIG. 3.4

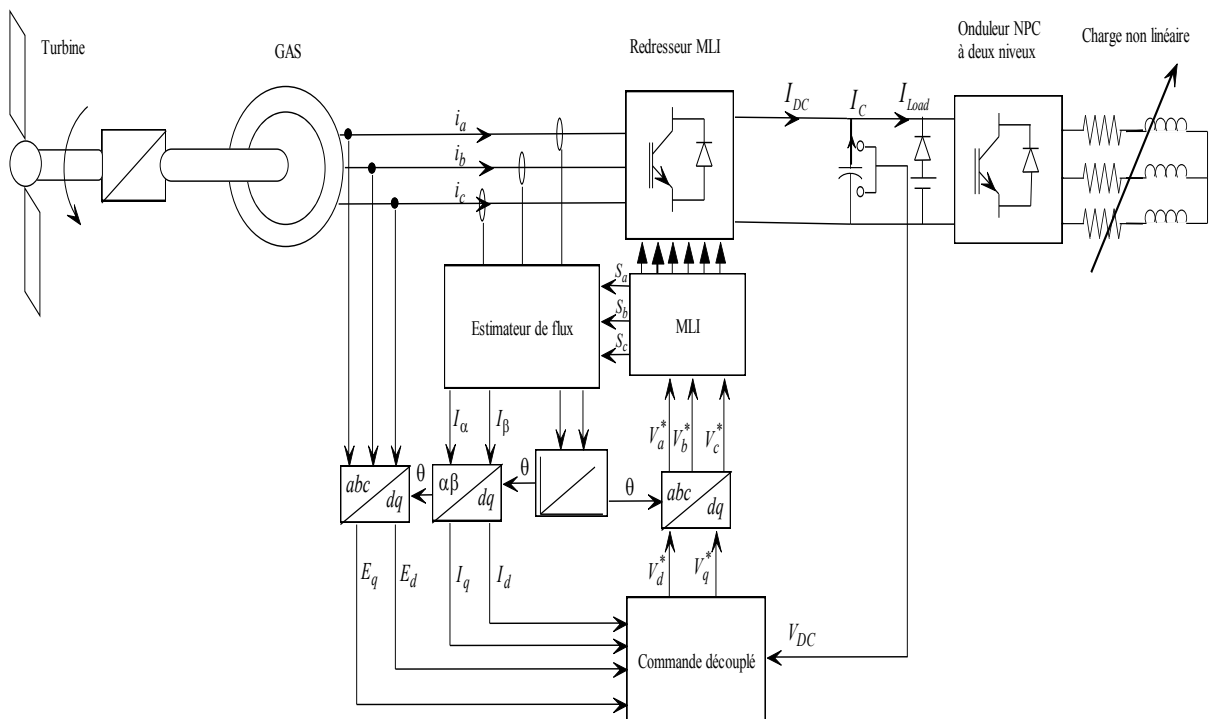


FIGURE 3.4 – Algorithme de commande VFOC

### 3.1.3 Simulation et interprétation des résultats

Le système global est simulé et vérifié sous Matlab-simulink afin d'étudier ses performances. Le système d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ .

Durant la simulation, le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement FIG. 3.5(a) et de la charge. La charge appliquée en sortie de l'onduleur est une résistance  $R = 120 \Omega$  et une inductance  $L = 6mH$ . A l'instant  $t = 5 s$  la charge varie à ( $R = 60 \Omega$ ,  $L = 4 mH$ ) et à l'instant  $t = 8 s$  à ( $R = 250 \Omega, L = 8 mH$ ).

La figure FIG. 3.5(b) montre que la tension de bus continu en sortie du redresseur est bien régulée à sa tension de référence fixée à  $V_{DC} = 700V$ .

A l'instant  $t = 5s$  et  $t = 8s$ , le système subit des variations de charge en sortie de l'onduleur. Les perturbations dues à ces variations sont rejetées par les correcteurs. Le temps de réponse est de  $0.5s$  et présente des dépassement d'environ  $2.85\%$ . Le système de régulation est peu sensible aux variations de la vitesse d'entraînement.

La commande vectorielle à orientation de flux virtuel (VFOC) est capable de produire des courants linéaires sinusoïdaux équilibrés avec un facteur de puissance unitaire.

Les figures (FIG. 3.6(b), FIG. 3.9(b)) montrent les performances du courant de ligne. Une distortion harmonique total THD du courant de ligne est de  $1.67\%$ .

Le courant de ligne produit des composantes d'harmoniques de bande latérale autour de la fréquence de commutation et des multiples de la fréquence de commutation comme présenté sur la figure FIG. 3.9(a).

La figure FIG.3.6(b) montre les courants suivant les axes  $d - q$ . Lors des variations de la charge ou de la vitesse d'entraînement, les régulateurs de courant ont rapidement répondu à la demande de courant de charge supplémentaire, et le bus continu a retrouvé la valeur initiale de  $700V$  après un léger creux.

Les figures FIG. 3.7(a) et FIG. 3.7(b), présentent les tensions et les courants en sortie de l'onduleur. Les tensions triphasées sont fixées à  $311 V$ .

La figure FIG. 3.8 présente le flux  $\psi_{\alpha,\beta}$  estimé.

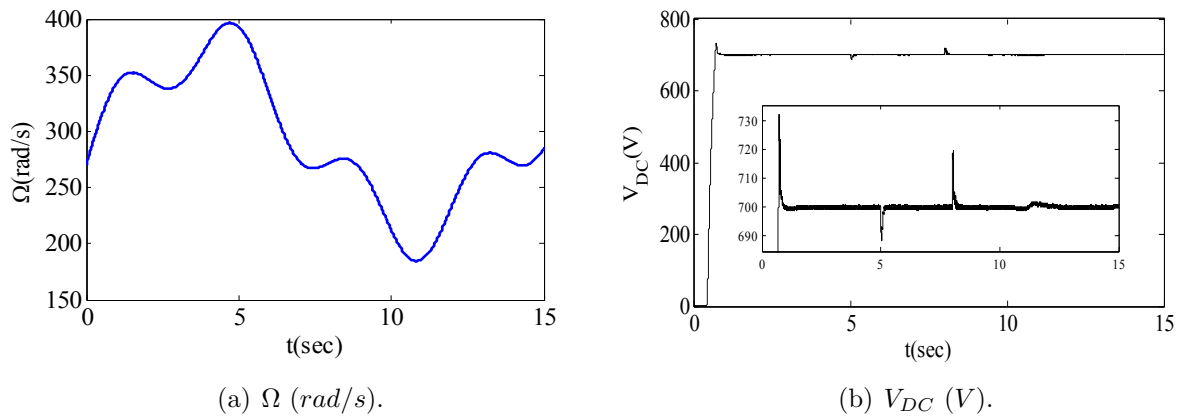


FIGURE 3.5 – Vitesse d'entraînement de la GAS et la tension en sortie du redresseur MLI.

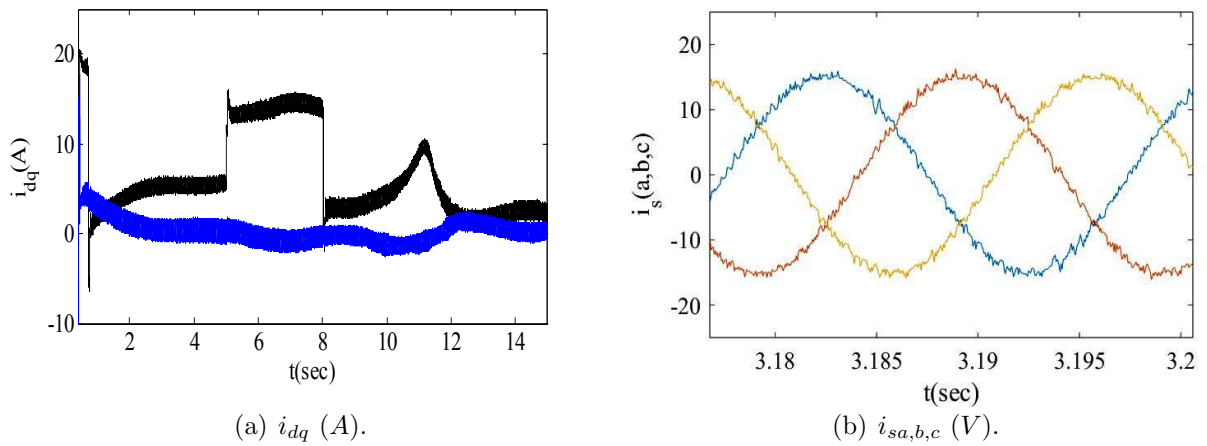


FIGURE 3.6 – Courants statoriques.

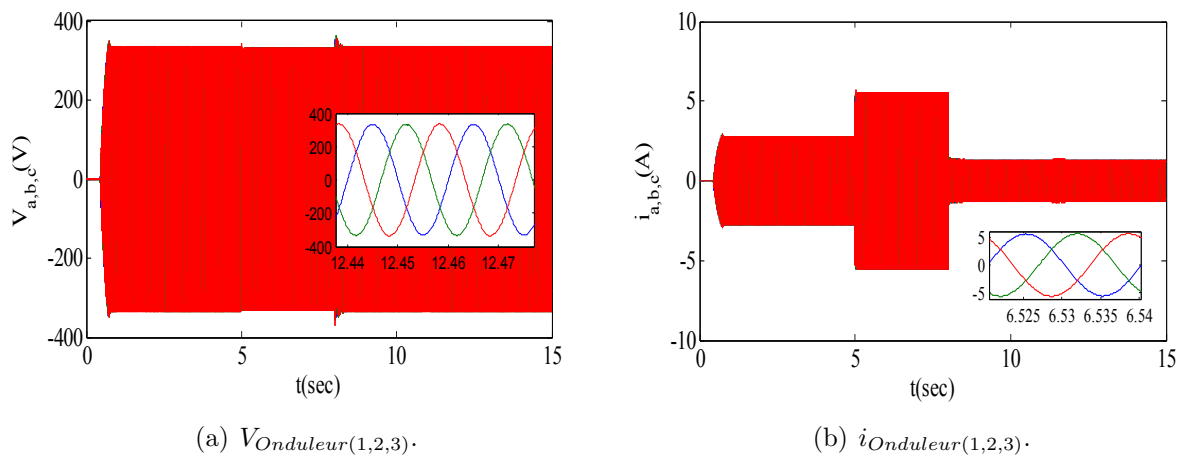


FIGURE 3.7 – Les tensions et les courants de charge en sortie de l'onduleur.

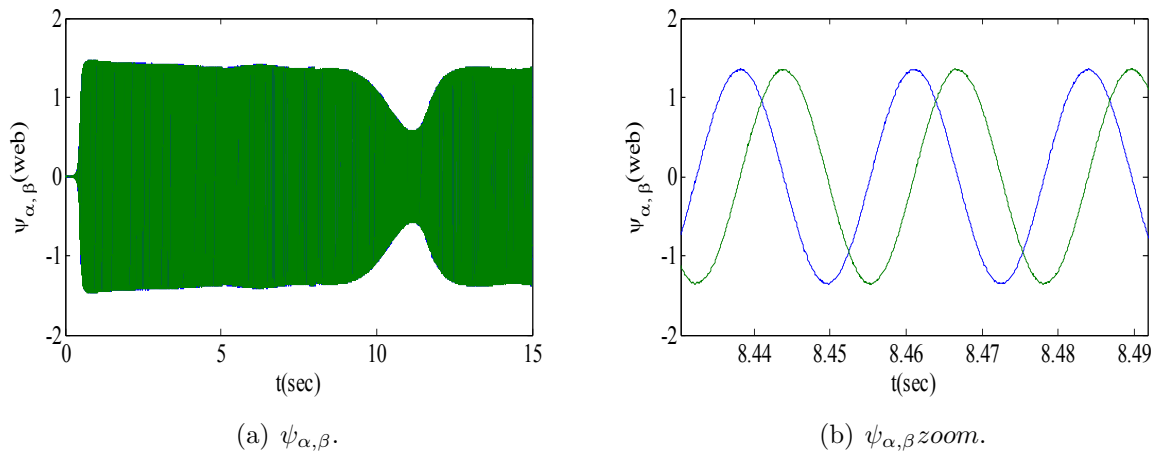


FIGURE 3.8 – Le flux.

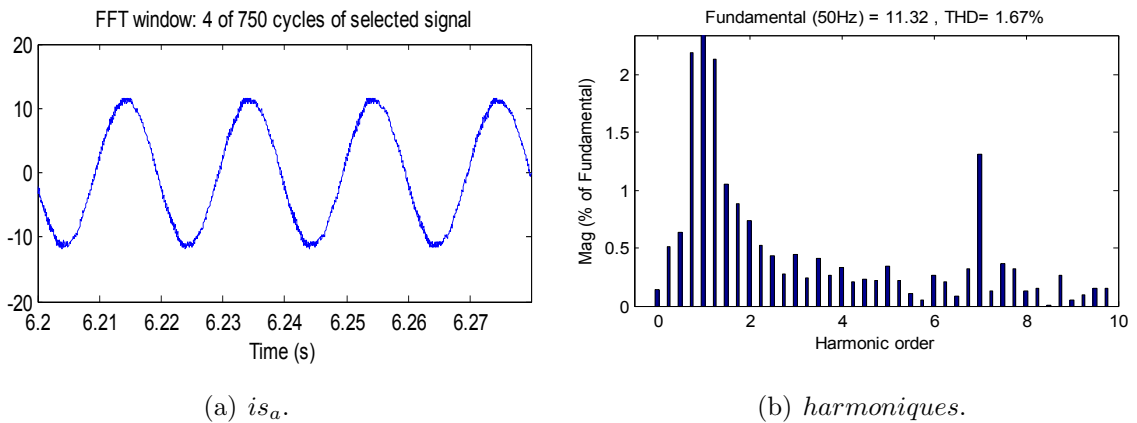


FIGURE 3.9 – les harmoniques du courant.

## 3.2 Amélioration des performances de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel

### 3.2.1 La modulation MLI vectorielle (SVM)

La modulation MLI vectorielle est l'une des techniques les plus utilisées pour générer une tension et un courant sinusoïdaux grâce à sa simplicité et son efficacité avec une faible distorsion des harmoniques.

Dans la SVM, on représente par un seul vecteur les tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires.

Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras du redresseur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modula-

tion  $T$  [1][2] [3]. Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  FIG. 3.10.

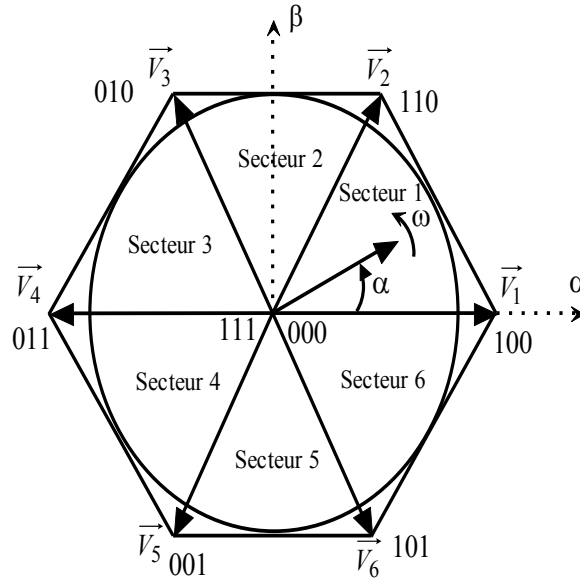


FIGURE 3.10 – Représentation des vecteurs de tension dans le repère  $\alpha\beta$ .

Pour concevoir la commande MLI vectorielle, on doit suivre les étapes suivantes :

- Calculé des vecteurs de références ;
- Détermination du secteur ;
- Calcul des temps d'application ;
- Génération des impulsions.

### Calcul de vecteurs de références

Comme pour l'onduleur, d'après la FIG. 3.10, on distingue 8 états possibles des interrupteurs du redresseur MLI, permettant de calculer les vecteurs de références  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  [1].

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

### Détermination du secteur

L'exagone du diagramme vecteur d'espace du redresseur se subdivise en 6 secteurs. Le secteur est déterminé selon la position du vecteur  $V_{sref}$  sur le plan  $(\alpha, \beta)$ . Cette position présente la phase  $\theta$  de ce vecteur définie comme suit [3] :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{sref}}{V_{\alpha ref}}\right) \quad (3.10)$$

### 3.2 ► Amélioration des performances de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel

Le tableau ci-dessous montre les 6 secteurs,  $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ .

$\theta$	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq 2\pi$
$S_i$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$

#### Calcul des temps d'application

$T_1$  et  $T_2$  sont les deux temps d'application des vecteur  $V_1$  et  $V_2$ , où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont  $V_1$  et  $V_2$ . On note  $T_0$  le temps d'application des vecteurs nuls où leur somme doit être inférieure à la période  $T_s$  de commutation du redresseur [1][2].

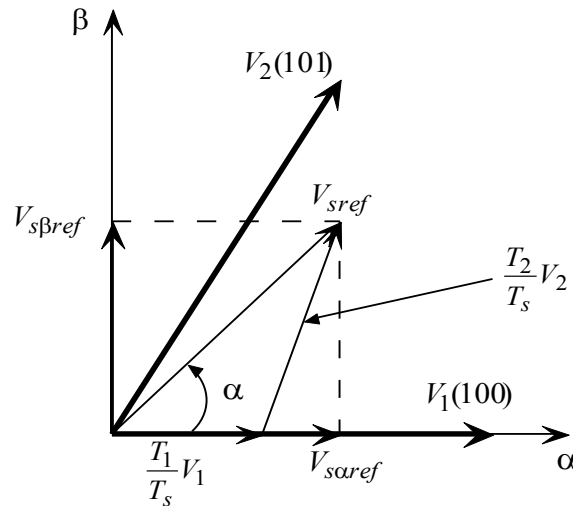


FIGURE 3.11 – Vecteur référence comme résultante des vecteurs adjacents du secteur 1

$$V_{sref} T_s = T_1 V_1 + T_2 V_2 \quad (3.11)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0$$

D'après la figure précédente, on peut déterminer les expressions de  $T_1$  et  $T_2$  :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} T_s V_{sref}}{V_{dc}} (\sin(\frac{n}{3}\pi) \cos(\alpha) - \cos(\frac{n}{3}\pi) \sin(\alpha)) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3} T_s V_{sref}}{V_{dc}} (-\sin(\frac{n-1}{3}\pi) \cos(\alpha) - \cos(\frac{n-1}{3}\pi) \sin(\alpha)) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Où :  $n = 1$  à  $6$  (représente les secteurs 1 à 6 et  $(0 \leq \alpha \leq 60^\circ)$  ;

$V_{dc}$  : la tension de bus continu de redresseur ;

$T_1$  : le temps d'application du vecteur  $V_1$  ;

$T_2$  : le temps d'application du vecteur  $V_2$  ;

### 3.2 ► Amélioration des performances de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel

---

$T_s$  : la période de commutation ;

$T_0$  : la durée d'application de la séquence de roue libre.

Le temps de commutation dans chaque secteur est présenté dans le tableau suivant [1] :

Secteur	Interrupteurs supérieurs ( $S_1, S_3, S_5$ )	Interrupteurs inférieurs ( $S_2, S_4, S_6$ )
1	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$S_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_2 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$
4	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
5	$S_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

### Génération des impulsions

Les signaux de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) en fonction de  $T_{con}$  sont donnés par le tableau ci-dessous [1][2][3][4] :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
$S_a$	$T_{aon}$	$T_{bon}$	$T_{con}$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$
$S_b$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{aon}$	$T_{bon}$	$T_{con}$	$T_{con}$
$S_c$	$T_{con}$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{aon}$	$T_{bon}$

### 3.2.2 Introduction des correcteurs PI-fous

On remplace les correcteurs PI classiques par des PI-fous. La figure ci-dessous présente les correcteurs PI-fous de la tension et des courants.



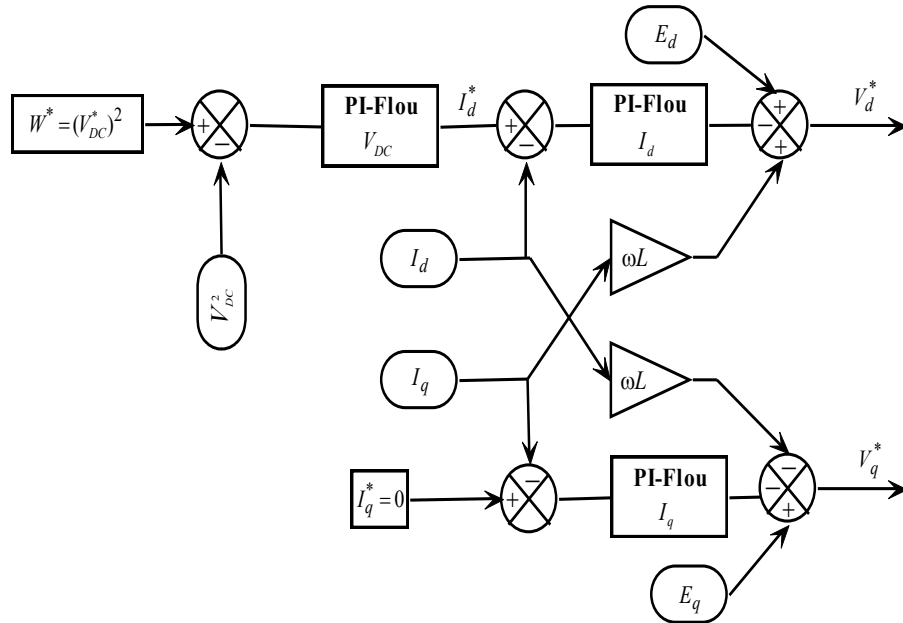


FIGURE 3.12 – Découplage avec les correcteurs PI-flous

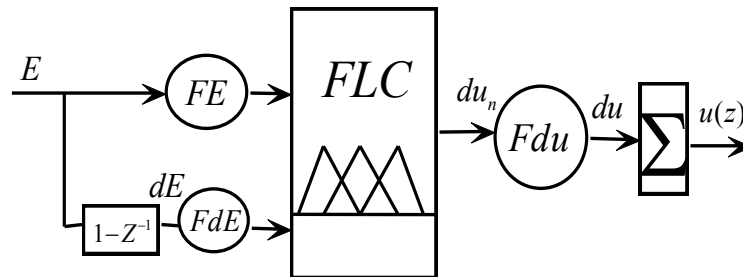


FIGURE 3.13 – Structure du correcteur PI-flou

### 3.2.3 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulations obtenus par la commande VFOC-SVM avec des correcteurs PI-FI sont présentés comme suit. La figure FIG. 3.14(b) présente la tension du bus continu en sortie de redresseur, les figures FIG. 3.15(a) FIG. 3.15(b) présentent respectivement les courants  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  et  $i_d$ ,  $i_q$  et les figures FIG. 3.17(a) FIG. 3.17(b) montrent le flux estimé.

Les résultats de simulations ci-dessous montrent que le contrôle de la tension du bus continu en sortie du redresseur est bien meilleur avec le correcteur PI-flou introduit. Le temps de réponse est amélioré par rapport au régulateur PI classique sans engendrer trop de dépassements ou d'oscillations en cas de variation du vent ou de la charge. Les harmoniques sont atténués par la nouvelle commande développée où le  $THD = 0.83\%$ .

3.2 ► Amélioration des performances de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel

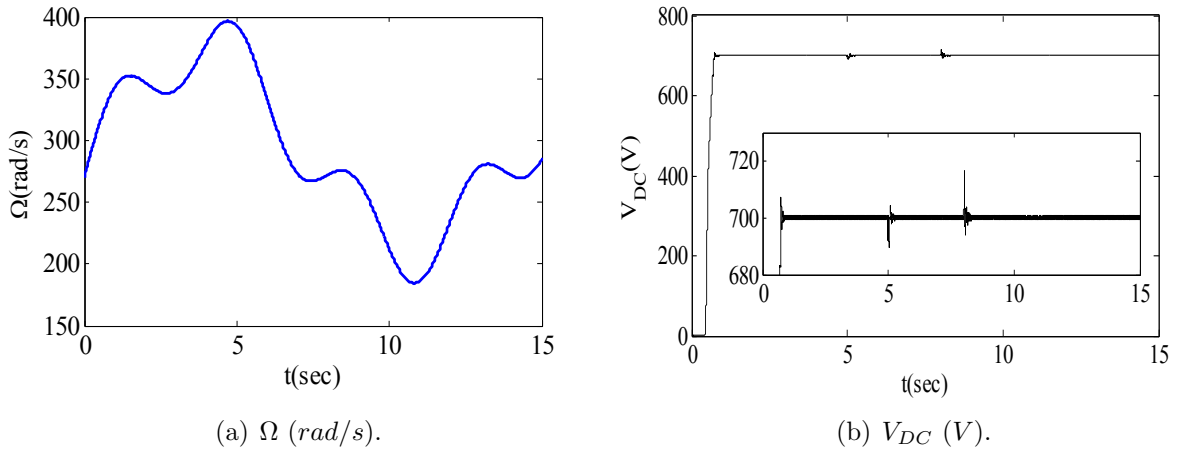


FIGURE 3.14 – Vitesse d'entraînement de la GAS et la tension en sortie du redresseur MLI.

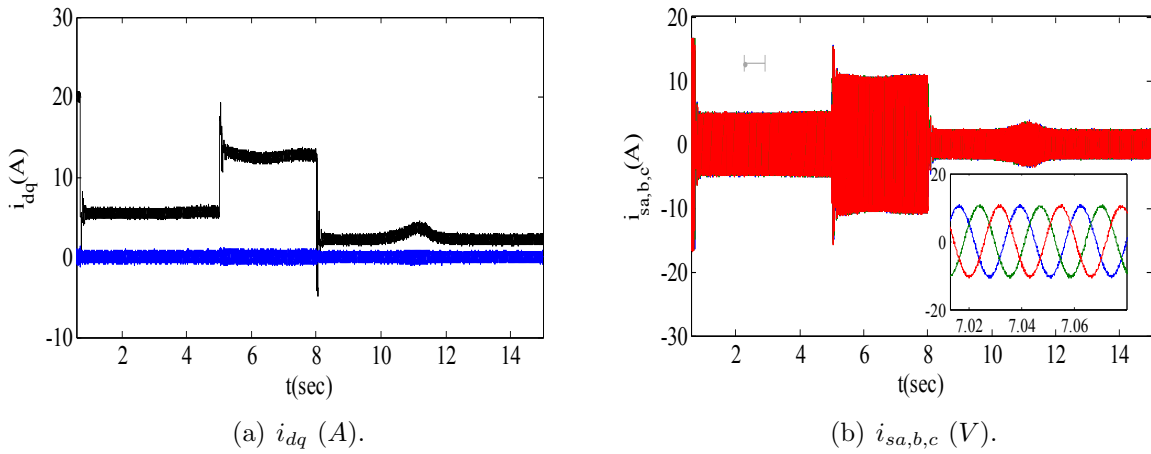


FIGURE 3.15 – Courants statoriques.

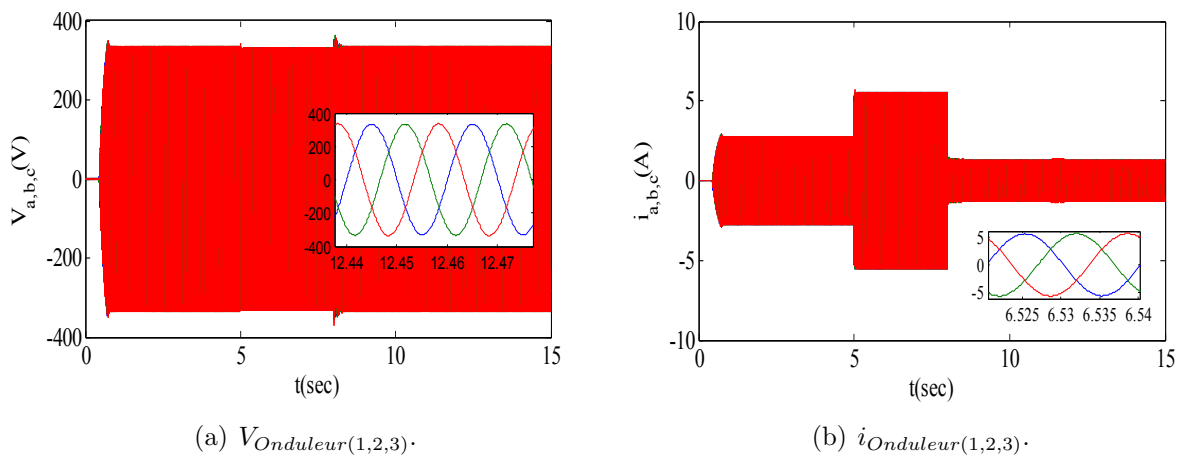


FIGURE 3.16 – Les tensions et les courants de charge en sortie de l'onduleur.

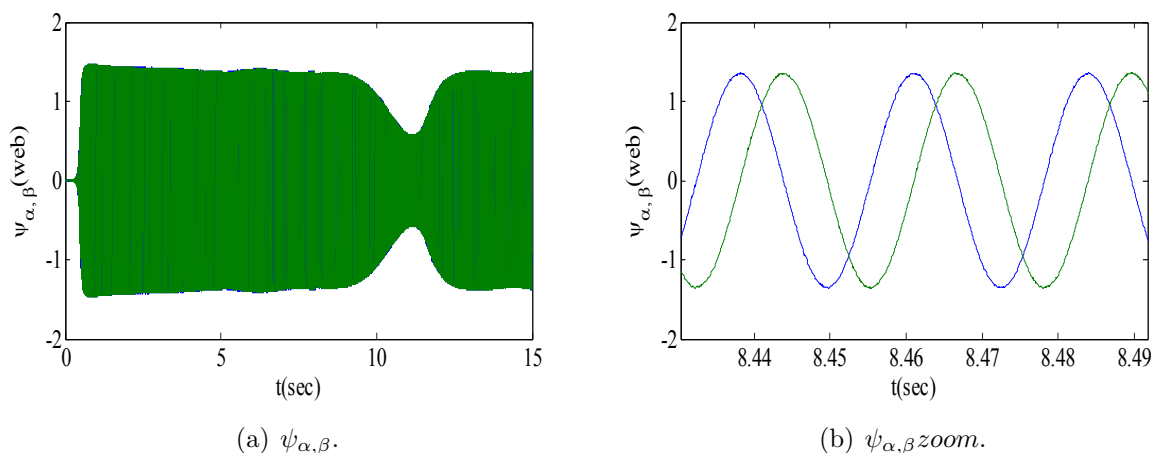


FIGURE 3.17 – Le flux.

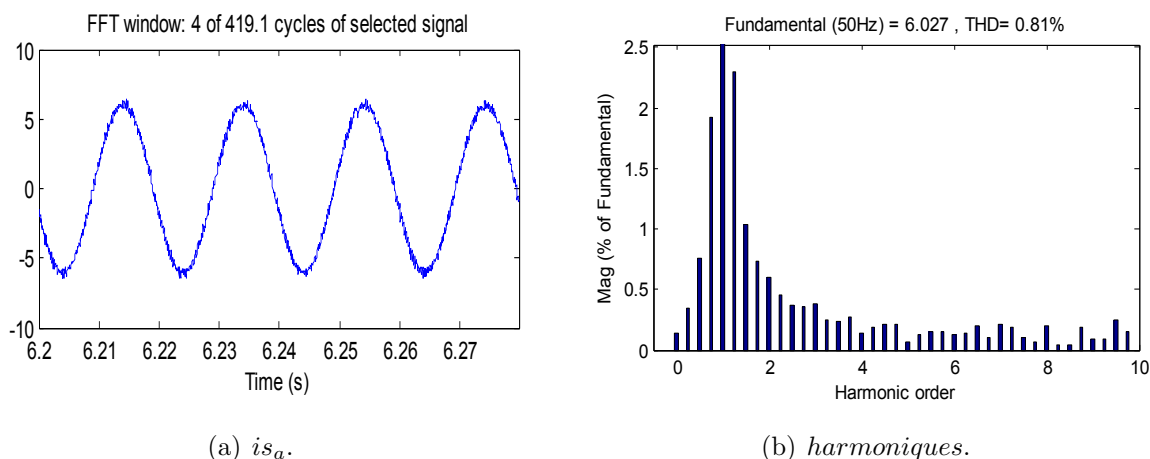


FIGURE 3.18 – les harmoniques du courant.

### 3.3 Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI appliqué sur la GASDE

Cette partie consiste à appliquer la commande vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI sur la génératrice asynchrone à cage double étoile (GASDE). Trois techniques de contrôle sont appliquées, analysées et comparées (PI-PWM, PI-SVM, PI-flou-SVM).

#### 3.3.1 Commande découplée de la tension sur la GASDE

La commande découplée est appliquée sur la GASDE. Deux redresseurs sont mis en sortie de chaque étoile et un seul bus continu.

L'application du découplage sur la GASDE (deux étoiles) permet de contrôler les courants ( $i_d$ ,

$i_q$ ) de chaque étoile séparément.

$$\begin{aligned}
 e_{d1} &= Ri_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} + v_{d1} + \omega Li_{q1} \\
 e_{q1} &= Ri_{q1} + L \frac{di_{q1}}{dt} + v_{q1} - \omega Li_{d1} \\
 e_{d2} &= Ri_{d2} + L \frac{di_{d2}}{dt} + v_{d2} + \omega Li_{q2} \\
 e_{q2} &= Ri_{q2} + L \frac{di_{q2}}{dt} + v_{q2} - \omega Li_{d2}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Le découplage entre l'axe  $d$  et  $q$  est réalisé par les variables  $u_d$  et  $u_q$ , (équation, 3.14).

$$\begin{aligned}
 u_{d1} &= e_{d1} - v_{d1} - \omega Li_{q1} = Ri_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} \\
 u_{q1} &= e_{q1} - v_{q1} + \omega Li_{d1} = Ri_{q1} + L \frac{di_{q1}}{dt} \\
 u_{d2} &= e_{d2} - v_{d2} - \omega Li_{q2} = Ri_{d2} + L \frac{di_{d2}}{dt} \\
 u_{q2} &= e_{q2} - v_{q2} + \omega Li_{d2} = Ri_{q2} + L \frac{di_{q2}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

où :  $u_{d1,2}, u_{q1,2}$  sont les signaux en sortie des régulateurs de courant de chaque étoile.

Après simplification, on aura un système d'état découplé, (équation, 3.15) :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{d1}}{dt} \\ \frac{di_{q1}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \frac{di_{d2}}{dt} \\ \frac{di_{q2}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

On peut contrôler séparément les courants  $i_{d1,2}, i_{q1,2}$  des deux étoiles par action sur les composantes  $u_{d1,2}, u_{q1,2}$ .

La figure ci-dessous présente la boucle de réglage des courants.

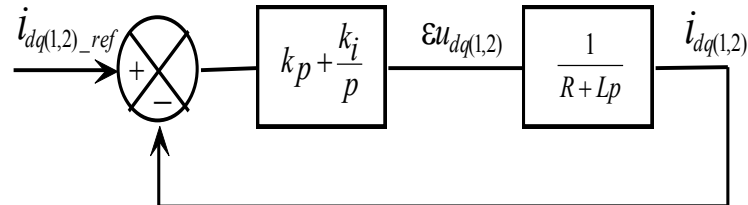


FIGURE 3.19 – Bloc de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle fermée de bloc de régulation s'écrit comme suit :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{k_i}{k_p} p + 1}{\frac{L}{k_i} p^2 + \frac{R+k_p}{k_i} p + 1} \tag{3.16}$$

### 3.3 ► Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI appliqué sur la GASDE

Après simplification, on aura :  $K_i = 2\zeta\omega L - R$ ,  $k_i = L\omega^2$ ,  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$  et  $\omega$  en fonction du temps de réponse choisi.

Le bloc de découplage VOC implanté sous matlab simulink des correcteurs de courants et de tension est présenté sur la figure FIG. 3.20.

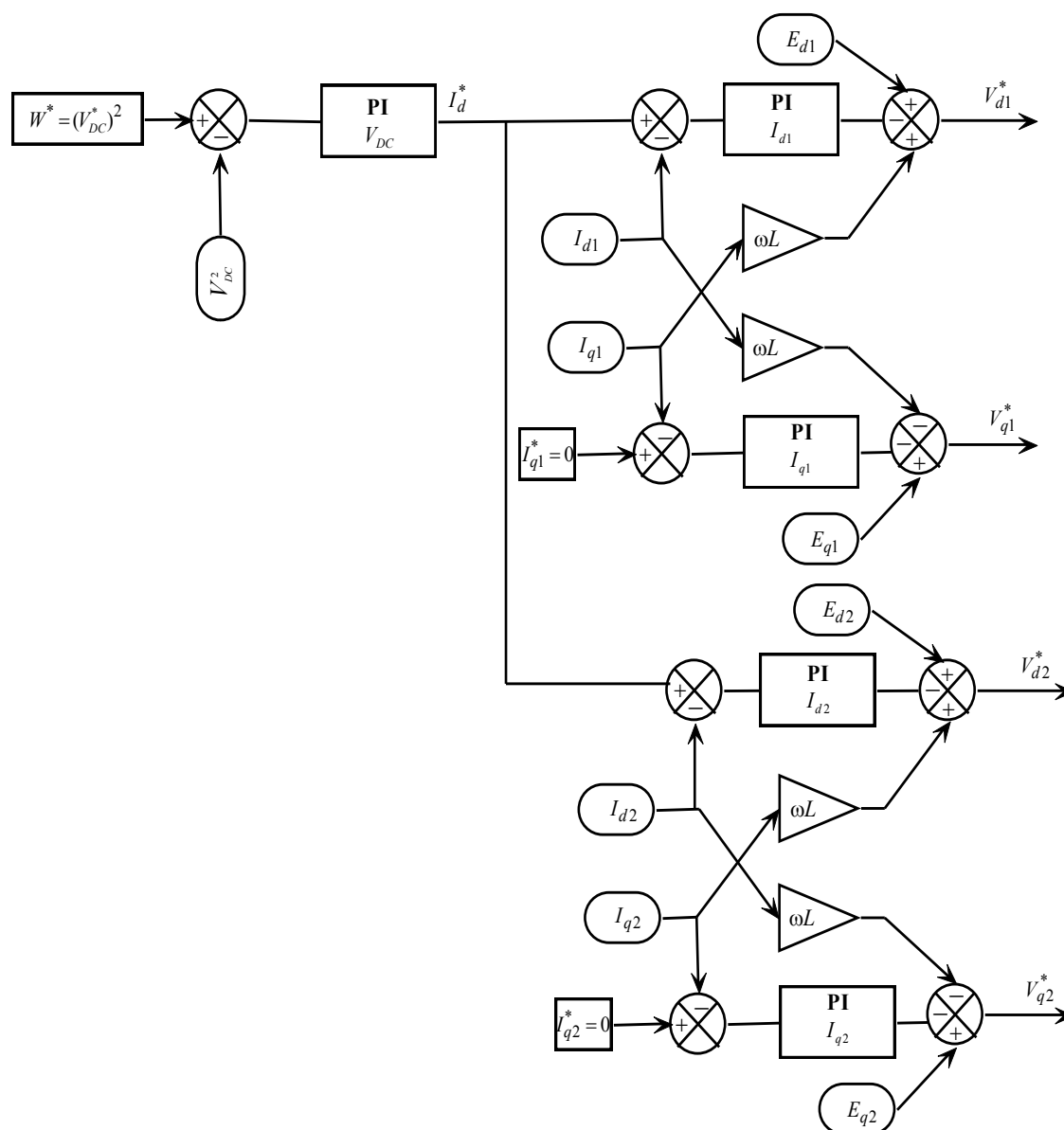


FIGURE 3.20 – Bloc de commande découplé de la tension appliquée sur la GASDE.

La boucle de régulation de tension consiste à fournir le courant  $i_d$  de référence.

La figure FIG. 3.21 présente l'algorithme global de la commande VFOC appliqué sur la GASDE.

### 3.3 ► Commande Vectorielle à orientation de flux virtuel du redresseur MLI appliqué sur la GASDE

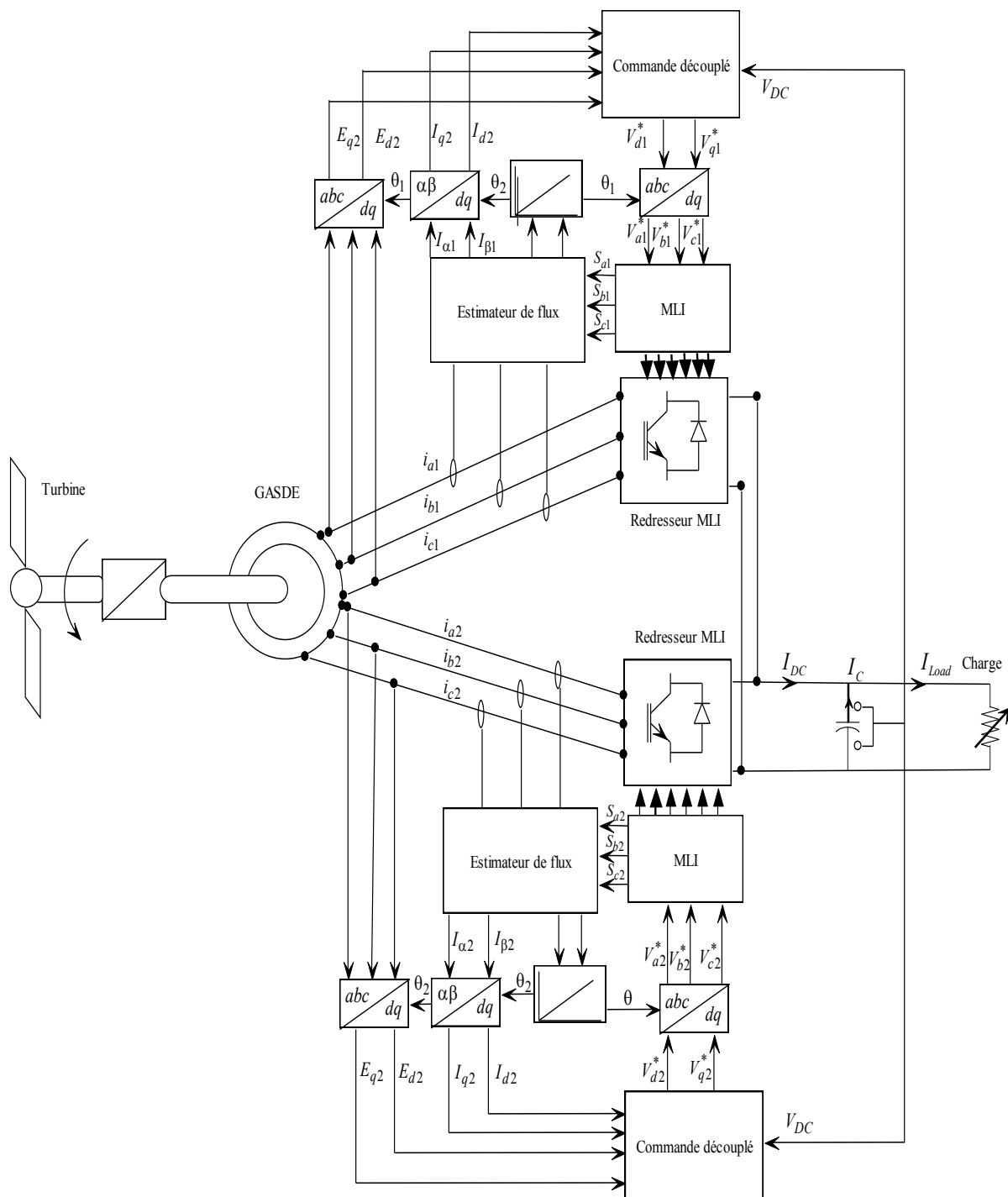


FIGURE 3.21 – Algorithme de commande VFOC appliqué sur la GASDE

#### 3.3.2 Simulation et interprétation des résultats

Les deux systèmes de commande proposés ci-dessus sont simulés et vérifiés sous Matlab-simulink afin d'étudier leurs performances. Le système d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ . Durant la simulation, le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement

FIG. 3.26(a) et de charge FIG. 3.26(b).

Les résultats de simulation obtenus par la commande VFOC-SVM avec des correcteurs PI-Flous et la commande VFOC-PWM avec des correcteurs PI classiques sont présentés ci-dessous :

Les figures FIG. 3.22(a) et FIG. 3.22(b) présentent la tension de bus continu en sortie de redresseur pour les deux techniques de commande appliquées. Les résultats obtenus par la nouvelle technique de commande est meilleur que la technique conventionnelle.

A l'instant  $t = 4\text{ s}$  et  $t = 8\text{ s}$ , le système de contrôle est soumis à une variation de la charge en sortie du redresseur. Les perturbations dues à ces variations sont rejetés par les correcteurs. La nouvelle technique de commande avec un temps de réponse de  $0.1\text{ s}$  présente des dépassements d'environ  $0.59\%$ . Par contre, la technique conventionnelle avec un temps de réponse de  $0.2\text{ s}$  présente des dépassements d'environ  $0.94\%$ .

Les figures FIG. 3.23(a) et FIG. 3.23(b), présentent les courants statoriques suivant l'axe (d-q) et les courants statoriques de ligne obtenus par la commande VFOC-SVM-PI flou. La distortion harmonique totale THD du courant de ligne est de  $1\%$ , FIG. 3.24(a) pour la nouvelle technique, alors qu'elle est de  $1.39\%$ , FIG. 3.24(b) pour la technique classique.

La figure 3.25(a) montre les courants statoriques de la première phase de la première étoile et de la première phase de la deuxième étoile. On constate que les deux courants sont déphasés l'un de l'autre de  $30^\circ$ .

La figure 3.25(b) présente le flux statorique suivant  $\alpha$  et  $\beta$  de la première et la deuxième phases. Les deux composantes sont décalées l'une de l'autre de  $90^\circ$  et de son homologue de l'autre phase de  $30^\circ$ .

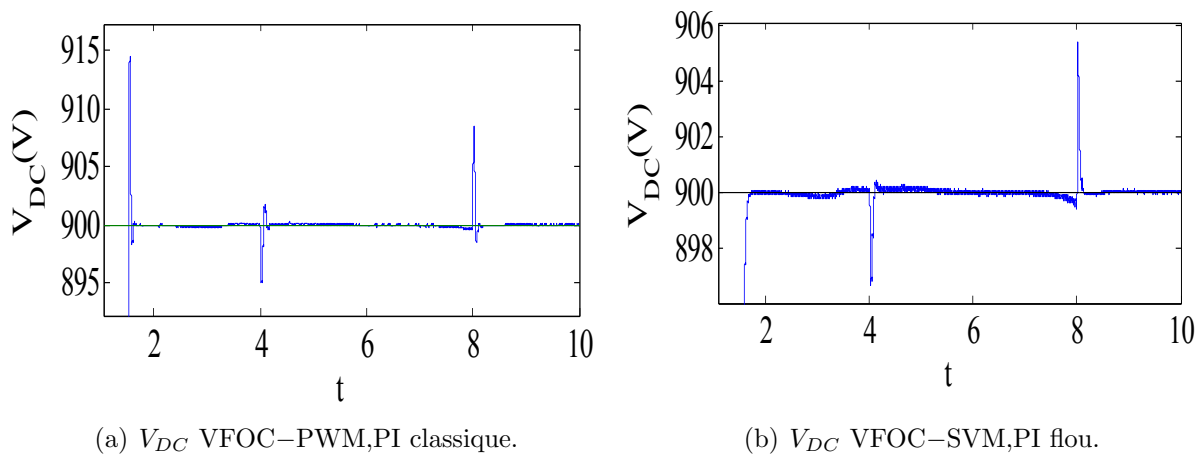


FIGURE 3.22 – La tension de bus continu.

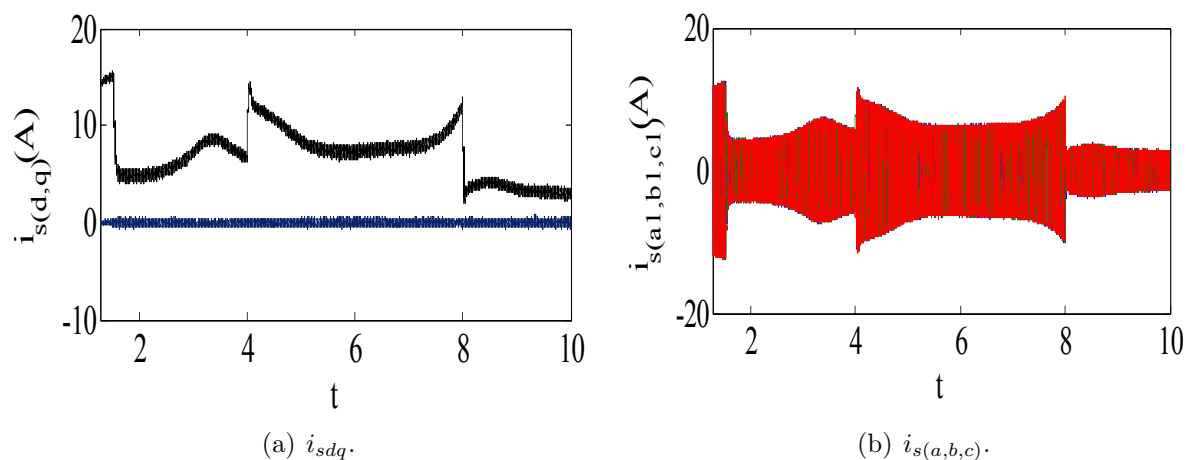


FIGURE 3.23 – Les courants statoriques.

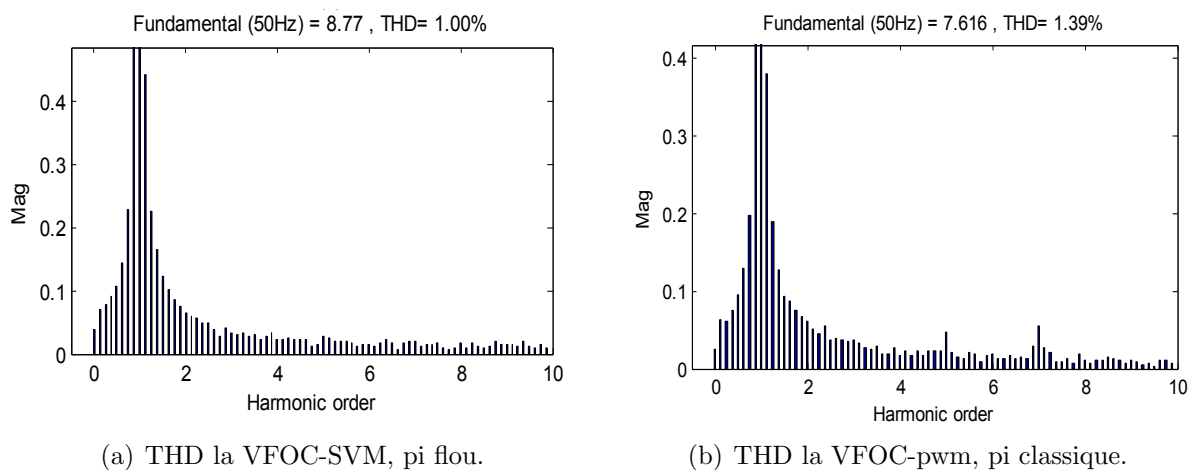


FIGURE 3.24 – Les courants statoriques.

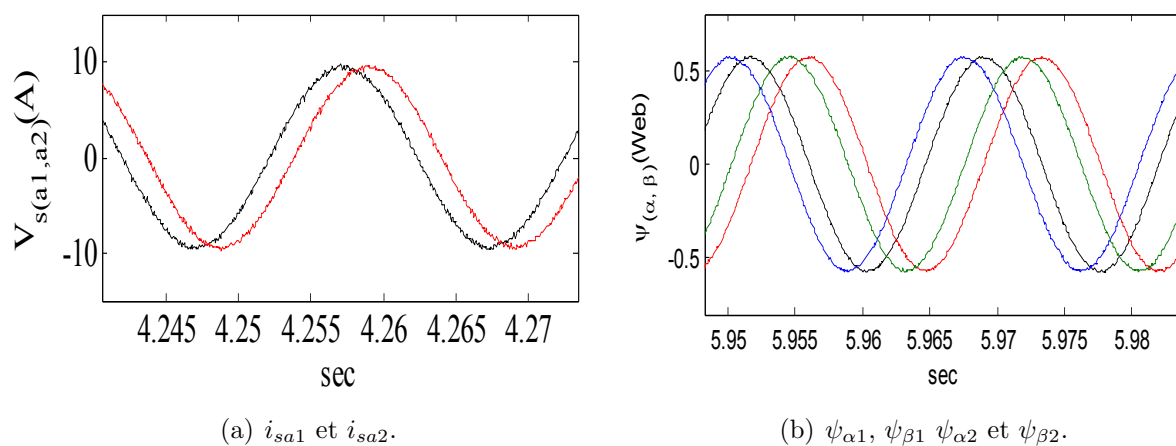


FIGURE 3.25 – Les courants statoriques de deux phases homologues et les flux statoriques.



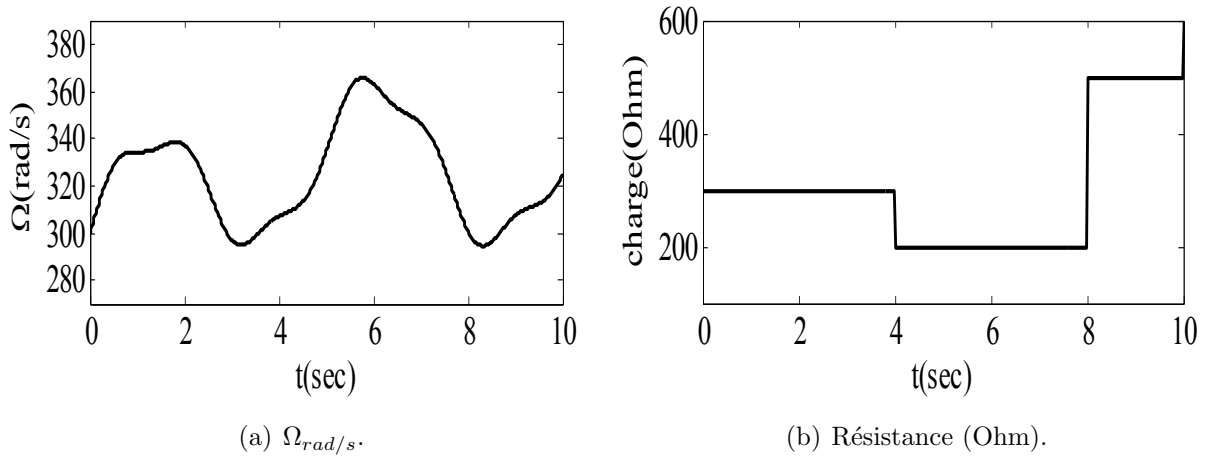


FIGURE 3.26 – Les variations appliquées de la vitesse d’entraînement et de la charge.

### 3.4 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l’introduction de la commande VFOC-SVM à estimation de flux statorique. L’estimateur du flux remplace les capteurs de tension sans détériorer les performances du redresseur.

La qualité du courant statorique en termes d’harmonique est meilleure, réduisant ainsi les effets néfastes sur la durée de vie de la génératrice asynchrone à cage.

La commande vectorielle à orientation de flux statorique avec estimateur de flux virtuel (VFOC) et correcteur PI flou montre de meilleures performances par rapport à la commande classique.

# Bibliographie

- [1] BOUAFIA, Abdelouahab. Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs a MLI. 2014. Thèse de doctorat.
- [2] BOUAFIA, Abdelouahab, GAUBERT, Jean-Paul, et KRIM, Fateh. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no 1, p. 228-236.
- [3] RAHOUI, Adel, BECHOUCHE, Ali, SEDDIKI, Hamid, et al. Grid Voltages Estimation for Three-Phase PWM Rectifiers Control Without AC Voltage Sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no 1, p. 859-875.
- [4] BOUAFIA, Abdelouahab, GAUBERT, Jean-Paul, et KRIM, Fateh. Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM). *Energy Conversion and Management*, 2010, vol. 51, no 12, p. 2473-2481.
- [5] BELHAOUCHET, Nouri. Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie. 2014. Thèse de doctorat.
- [6] RODRÍGUEZ, José R., DIXON, Juan W., ESPINOZA, José R., et al. PWM regenerative rectifiers : State of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no 1, p. 5-22.
- [7] MALINOWSKI, Mariusz, JASINSKI, Marek, et KAZMIERKOWSKI, Marian P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no 2, p. 447-454.
- [8] MALINOWSKI, Mariusz, STYNSKI, Sebastian, KOLOMYJSKI, Wojciech, et al. Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no 1, p. 69-77.
- [9] MORADIAN, Mehdi, TABATABAEI, Faramarz Mahdavi, et MORADIAN, Sajad. Modeling, control and fault management of microgrids. *Smart Grid and Renewable Energy*, 2013, vol. 4, no 01, p. 99.
- [10] MALINOWSKI, Mariusz, KAZMIERKOWSKI, Marian P., et TRZYNADLOWSKI, Andrzej. Direct power control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers. In : *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2000. p. 442-447.

# Commande directe du couple

Ce chapitre est consacré à la commande directe du couple (DTC) appliquée à la génératrice à cage simple et double étoile. Cette technique a été introduite pour la première fois en 1986 par Takahashi. Par la suite, plusieurs études et recherches sont faites afin d'implémenter, d'améliorer et de développer cette technique de commande. Par contre, elle n'a fait que peu d'objet de recherche dans la littérature dans le cas du fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone à cage simple et double étoile.

La DTC consiste à remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine [1][2][3][4][5][6][7][8][9][10][11][12][13].

Dans ce travail, on propose d'introduire la DTC à la génératrice asynchrone à cage connectée à un redresseur MLI et un onduleur MLI débitant sur une charge autonome afin de maintenir constante la tension en sortie du redresseur et en sortie de l'onduleur quelque soient les variations de la vitesse d'entraînement et de la charge.

La deuxième partie est une commande DTC appliquée à la génératrice asynchrone à cage double étoile connectée à un redresseur MLI débitant sur une charge autonome.

## 4.1 Structure de la commande de la génératrice asynchrone à cage par DTC

### 4.1.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

L'expression du flux statorique dans le référentiel fixe lié au stator de la machine est obtenue par la relation suivante [2][3] :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \phi_s(0) \quad (4.1)$$

Où :  $\phi_s(0)$  : vecteur de flux à l'instant 0.

La chute de tension ohmique due à la résistance statorique  $R_s I_s$  est considérée négligeable devant la tension  $V_s$ .

L'équation 4.1 devient :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s) dt + \phi_s(0) \quad (4.2)$$

D'après l'équation 4.2, il est possible de contrôler le vecteur de flux  $\phi_s$  à partir du vecteur de tension  $V_s$ .

Avec l'application d'un vecteur de tension non nul pendant l'intervalle  $[0, T_e]$ , ce qui correspond à une période d'échantillonnage  $T_e$ , l'équation 4.2 peut s'écrire [1][12][13] :

$$\begin{aligned} \phi_s(t) &= \phi_s(0) + V_s T_s \\ \Delta\phi_s(t) &= \phi_s(t) - \phi_s(0) = V_s T_s \end{aligned} \quad (4.3)$$

D'après l'équation 4.3, l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  se déplace sur une droite de direction  $V_s$  appliquée [1][2][3][4].

La figure FIG. 4.1 illustre l'évolution du vecteur flux statorique.

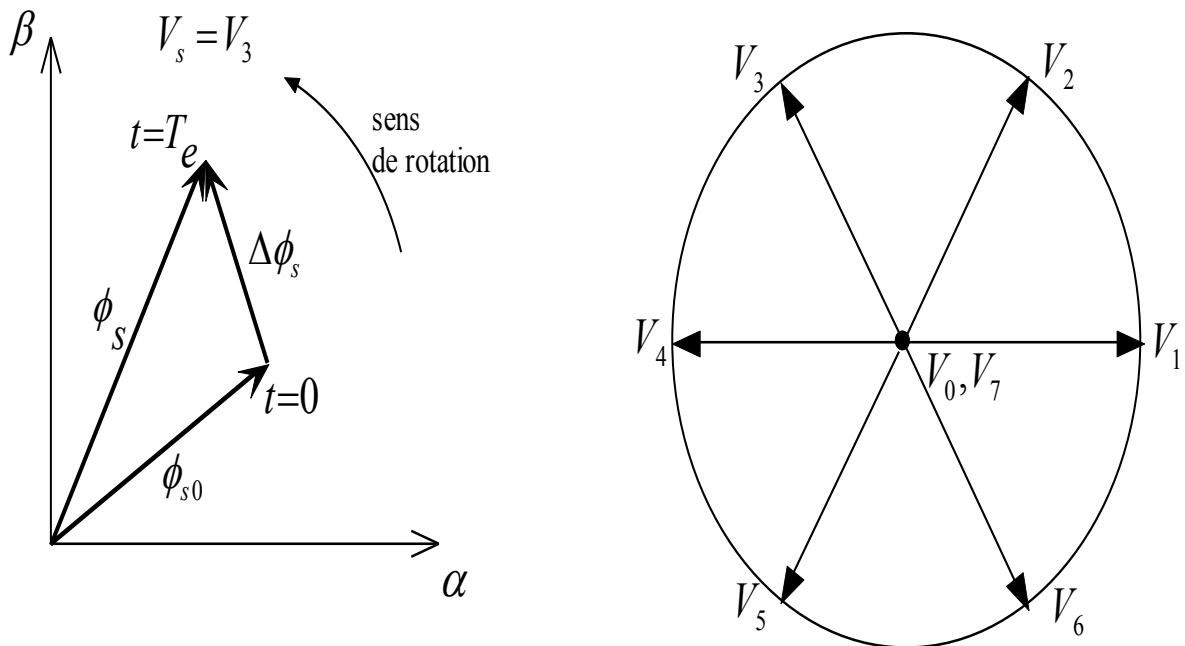


FIGURE 4.1 – Exemple d'évolution de l'extrémité de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

On choisit une séquence appropriée du vecteur de tension du redresseur  $V_s$  sur une période d'échantillonnage successive de durée  $T_s$ . Cela permet de poursuivre de l'extrémité du vecteur de flux  $\phi_s$  la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période d'échantillonnage  $T_s$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique [9][10][11][12][13].

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  est donnée par sa dérivée qui correspond à la force électromotrice  $\frac{d\phi_s}{dt} = E$ . On suppose que la chute ohmique  $R_s I_s$  est négligeable ; le vecteur  $\frac{d\phi_s}{dt}$  est égale au vecteur de tension  $V_s$ . Ainsi, la vitesse de rotation de l'extrémité du flux  $\phi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$  donnée par la dérivée du vecteur flux  $V_s = \frac{d\phi_s}{dt} = V_{DC} \sqrt{\frac{2}{3}}$ . La vitesse de déplacement du flux est maximale si la force électromotrice est perpendiculaire à la direction de  $\phi_s$ , et nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative [8][9][10].

### 4.1.2 Contrôle du couple électromagnétique de la génératrice asynchrone à cage

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \theta_s \quad (4.4)$$

$\theta_s$  : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Le couple dépend des deux vecteurs  $\phi_s$  et  $\phi_r$  et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\phi_s$  (à partir le vecteur  $V_s$ ) en module et en position, on peut alors contrôler l'amplitude et la position relative de  $\phi_s$  et  $\phi_r$  et donc le couple. Ceci est possible si la période de commande  $T_s$  de la tension  $V_s$  est telle que  $T_s \ll \sigma T_r$  [1][5][6][7].

### 4.1.3 Choix du vecteur tension

Trois critères sont à la base du choix du vecteur de tension statorique  $V_s$  ; la variation souhaitée pour le module du flux  $\phi_s$ , du sens de rotation de  $\phi_s$  et de l'évolution souhaitée pour le couple. Afin de délimiter l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel fixe (stator), une répartition en six zones  $i$  de cet espace est nécessaire, avec  $i = [1, 6]$ , telles qu'elles sont représentées sur la figure FIG. 4.2 [2][5][7][10][11].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $i (i = 1...6)$ , le contrôle du flux et du couple peuvent être assurés en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions correspondant aux huit états du convertisseur statique.

— Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croît et  $C_{em}$  croît ;

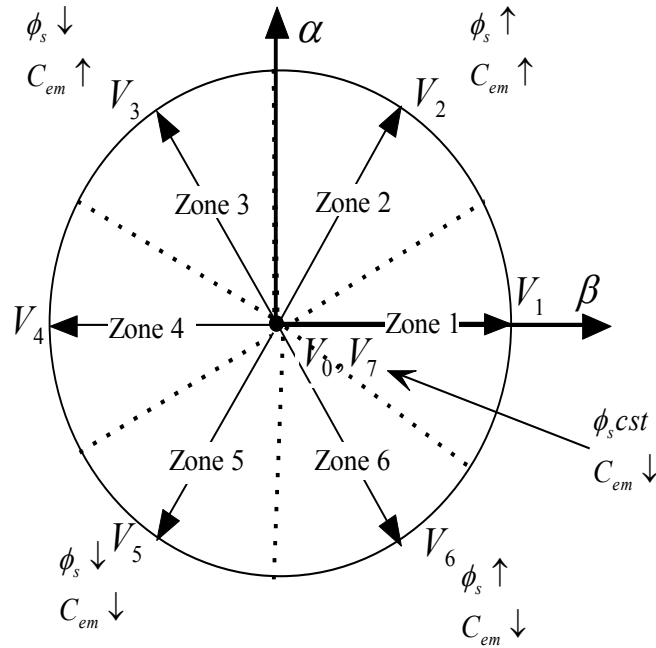


FIGURE 4.2 – Choix du vecteur de tension et la répartition des zones et trajectoire circulaire du flux statorique

- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croit et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\phi_s$  reste inchangé.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone numérotée  $i$ , les deux vecteurs de tensions  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais appliqués.

Le vecteur de tension sélectionné en sortie du convertisseur statique (redresseur) est déduit à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références et à la position du vecteur  $\phi_s$ . Il est indispensable d'introduire un estimateur du flux statorique  $\phi_s$  ainsi qu'un estimateur du couple électromagnétique.

#### 4.1.4 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir des mesures de la tension et du courant statorique.

En appliquant la transformation de Concordia, les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont obtenues à partir de la tension  $V_{DC}$  en sortie du redresseur et des états de commande  $(S_a, S_b, S_c)$ [8][9].

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} [S_b - S_c] \end{aligned} \quad (4.5)$$

De même, les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont obtenus à partir des courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  mesurés et par l'application de la transformation de Concordia, soit :

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur de flux statorique  $\phi_s$  sont comme suit :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{aligned} \quad (4.7)$$

Dont le l'amplitude et la phase s'écrivent :

$$\begin{aligned} \phi_s &= \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \theta_s &= \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

#### 4.1.5 Estimateur du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) et des courants mesurés ( $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ) [1][8][9].

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\phi_{s\alpha} i_{s\alpha} - \phi_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (4.9)$$

#### 4.1.6 Elaboration du vecteur de commande

##### Correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire comme l'indique la figure FIG. 4.3. L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans un contrôleur hystérésis à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable booléenne  $\phi_{flx}$ . Cette dernière indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $C_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir [3][4][6][7][12][13] :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (4.10)$$

$\phi_{sref}$  : représente la consigne de flux.

$\Delta\phi_s$  : est la largeur d'hystérésis du correcteur.

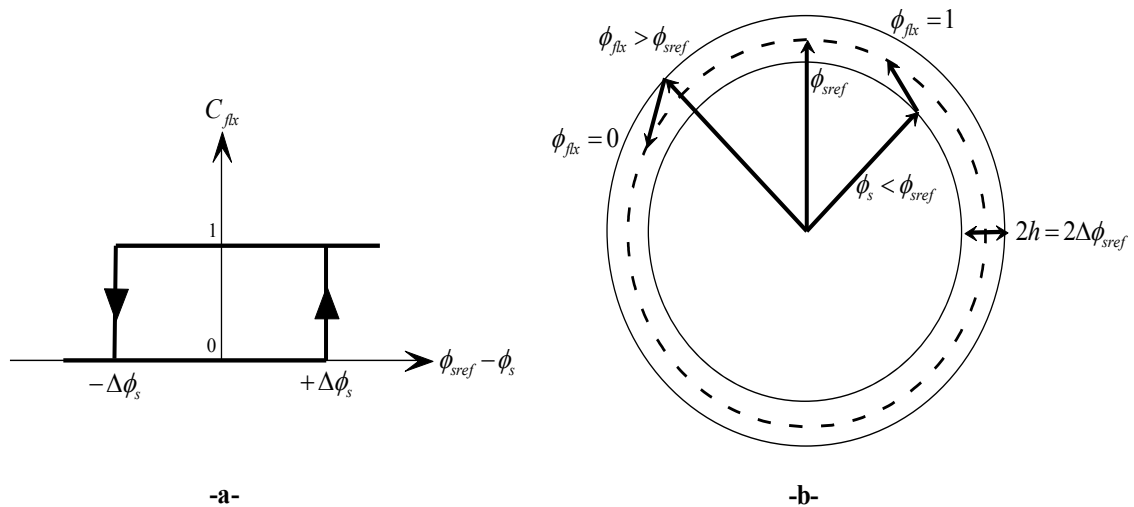


FIGURE 4.3 – a) Correcteur à hystérésis à deux niveaux ; b) Evolution du flux contrôlé par le correcteur à hystérésis.

### Correcteur du couple

Ce correcteur a pour rôle de contrôler le couple électromagnétique développé par la génératrice dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (4.11)$$

Le couple peut être positif ou négatif, deux solutions peuvent être proposées :

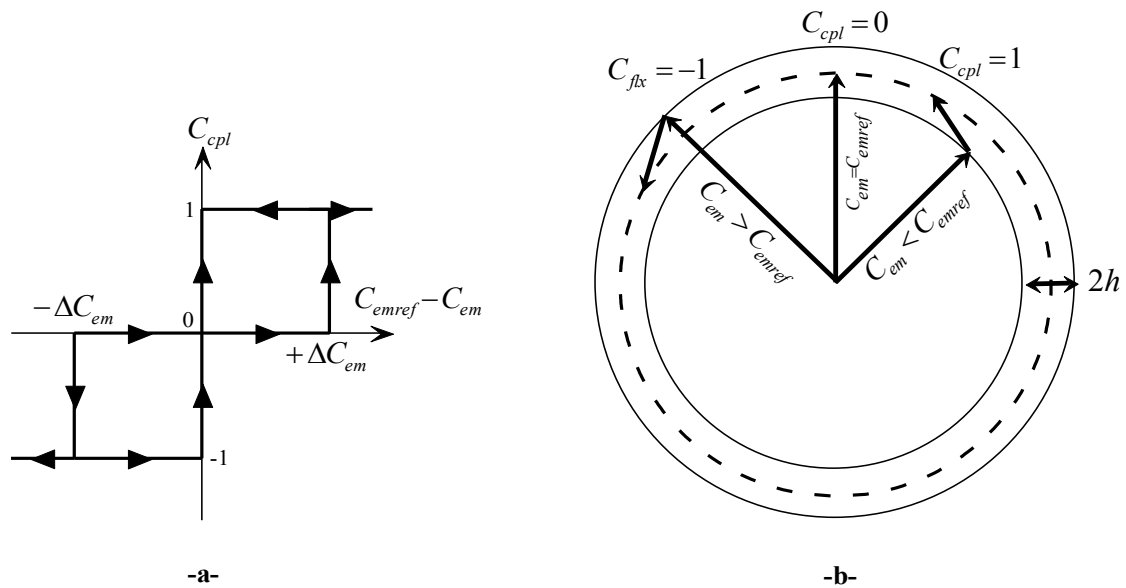


FIGURE 4.4 – a) Correcteur à hystérésis à trois niveaux ; b) Evolution du couple électromagnétique en utilisant un correcteur à hystérésis à trois niveaux .



- Un correcteur à hystérésis deux niveaux
- Un correcteur à hystérésis trois niveaux

L'utilisation d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux est plus adéquate dans notre cas, car il permet de contrôler le couple dans les deux cas positif ou négatif [8][9].

La sortie booléenne  $C_{cpl}$  du correcteur indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$  pour une consigne positive et  $C_{cpl} = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ).

#### 4.1.7 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables booléennes ( $\phi_{flx}$ ,  $C_{cpl}$ ) en sortie des deux correcteurs de flux et du couple électromagnétique et selon la position du vecteur de flux  $\phi_s$  ( $i = 1, \dots, 6$ ).

Une table généralisée (4.1) présente l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique [2].

TABLE 4.1 – Table de commutation généralisée.

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$V_{1-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Le tableau 4.2 proposé par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. [1][2][3][4][5][6][7][8][9][10][11][12][13] :

TABLE 4.2 – Tableau de commutation de la structure de la commande par DTC.

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

#### 4.1.8 Algorithme global du contrôle direct du couple de la GAS

La figure FIG. 4.5 montre la structure générale en boucle fermée de la commande DTC appliquée à la génératrice asynchrone à cage triphasée. On utilise un correcteur PI flou de

la tension de bus continu  $V_{DC}$ .

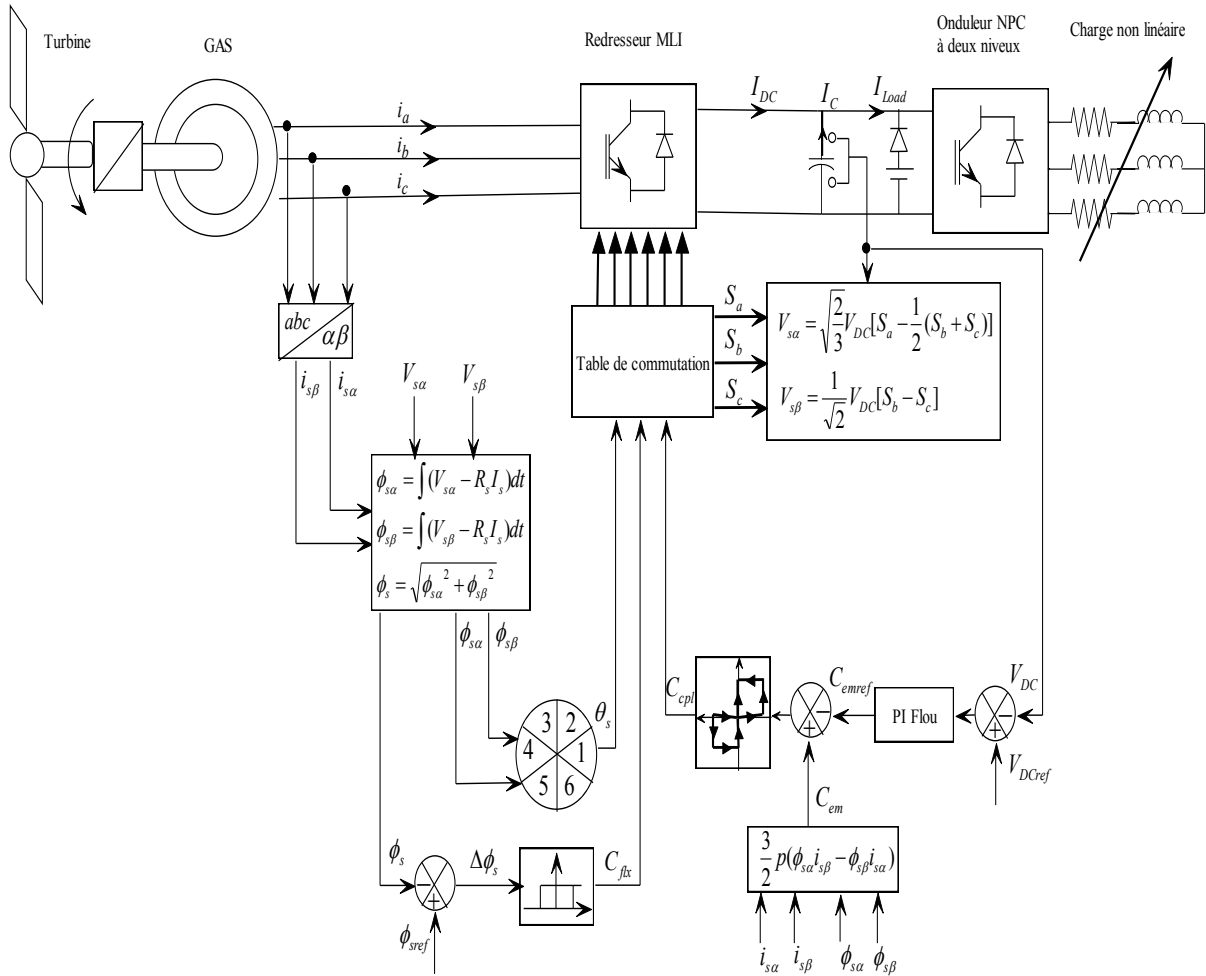


FIGURE 4.5 – Structure globale de la commande DTC.

### 4.1.9 Résultats de simulation

Le système de commande appliqué à la génératrice asynchrone à cage, est simulé et vérifié sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est faite dans les conditions ci-dessous.

Le système d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ . Durant la simulation, le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement FIG. 4.6(b) et de charge. La charge appliquée en sortie de l'onduleur est une résistance  $R = 120\ \Omega$  et une inductance  $L = 6mH$ , à l'instant  $t = 5\ s$  la charge varie à ( $R = 60\ \Omega, L = 4\ mH$ ) et à l'instant  $t = 8\ s$  varie à ( $R = 250\ \Omega, L = 8\ mH$ ).

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.25\ Nm$ , et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.05\ Web$ .

Le couple de référence  $C_{emref}$  est donné par le régulateur PI-flou, le flux statorique est fixé à  $\phi_{sref} = 0.6\ Web$ . La figure FIG. 4.6(a), montre que la commande DTC appliquée sur la génératrice présente une très bonne performance dynamique sans dépassement ; la tension

en sortie du redresseur est très bien contrôlée et peu sensible aux variations de la vitesse d'entraînement ; par contre cette tension est affectée par les variations de la charge avec des dépassements importants d'environ 2.58%. Dans ce cas, le régulateur PI-flou intervient pour ajuster une nouvelle référence du couple afin d'adapter le couple électromagnétique à la nouvelle puissance de charge demandée.

On constate que le couple électromagnétique suit sa référence, FIG. 4.7(a).

Le flux statorique est maintenu à sa référence, FIG. 4.7(b). On constate l'existence des oscillations de couple et de flux.

L'évolution temporelle des courants présentés sur la figure FIG. 4.8(a), montre que les transitions sont rapides. Le spectre d'harmonique dans ce cas est un peu haut,  $THD = 2\%$ .

Les figures FIG. 4.10(a) et FIG. 4.10(b), présentent les tensions et les courants en sortie de l'onduleur. Les tensions triphasées sont fixées à 311 V.

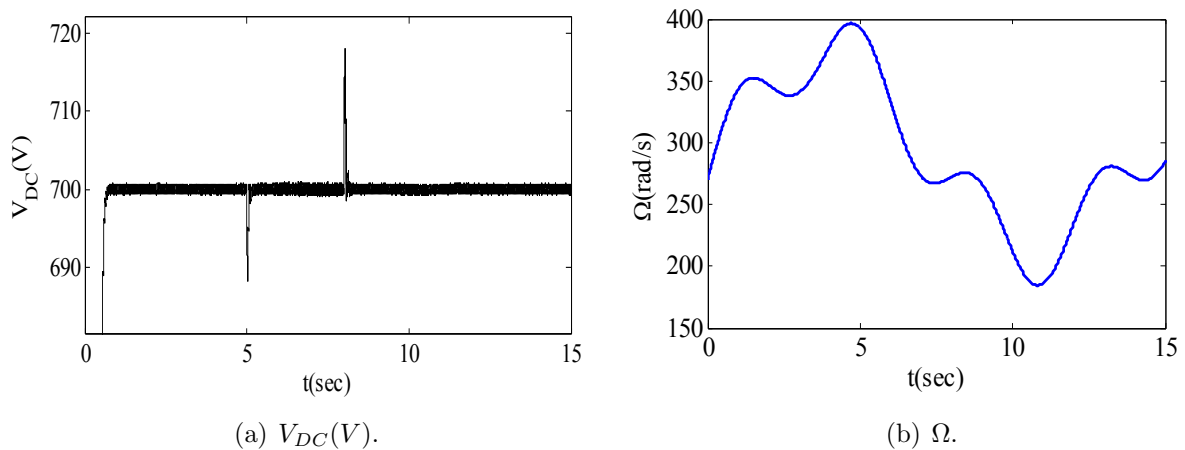


FIGURE 4.6 – La tension de bus continu en sortie du redresseur et la variation de la vitesse d'entraînement.

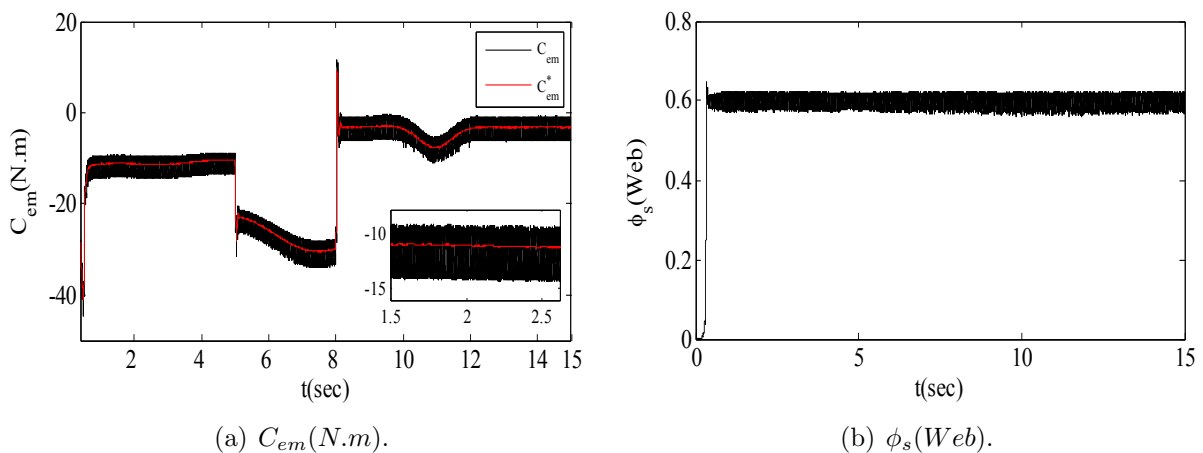


FIGURE 4.7 – Le couple électromagnétique et l'amplitude de flux statorique.

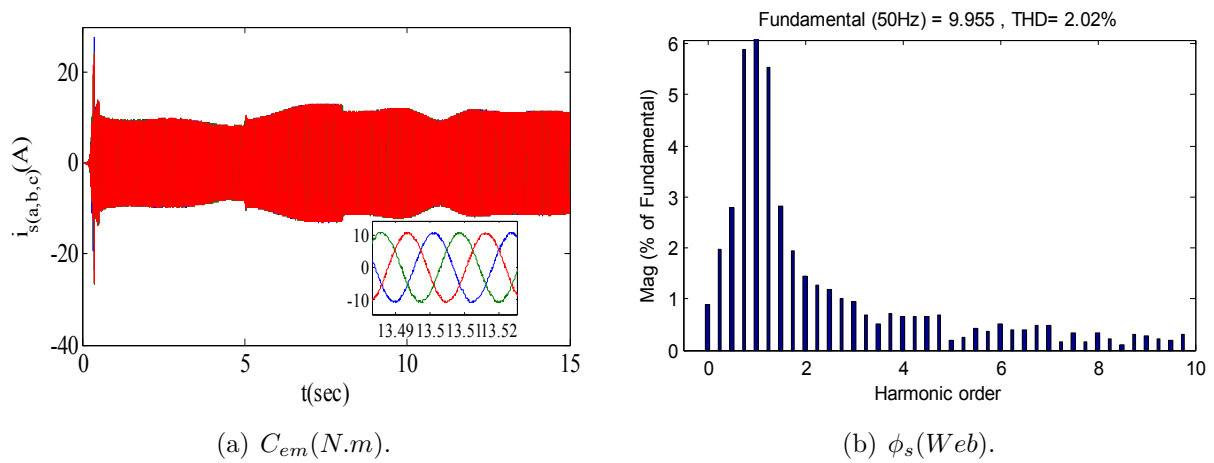


FIGURE 4.8 – Les courants statoriques et le spectre d’harmonique.

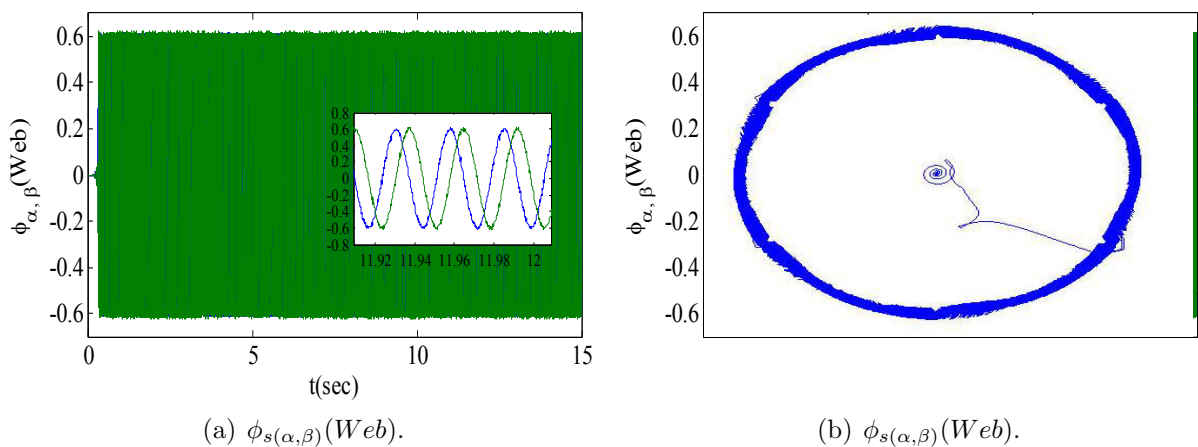


FIGURE 4.9 – Flux statorique et trajectoire du flux statorique.

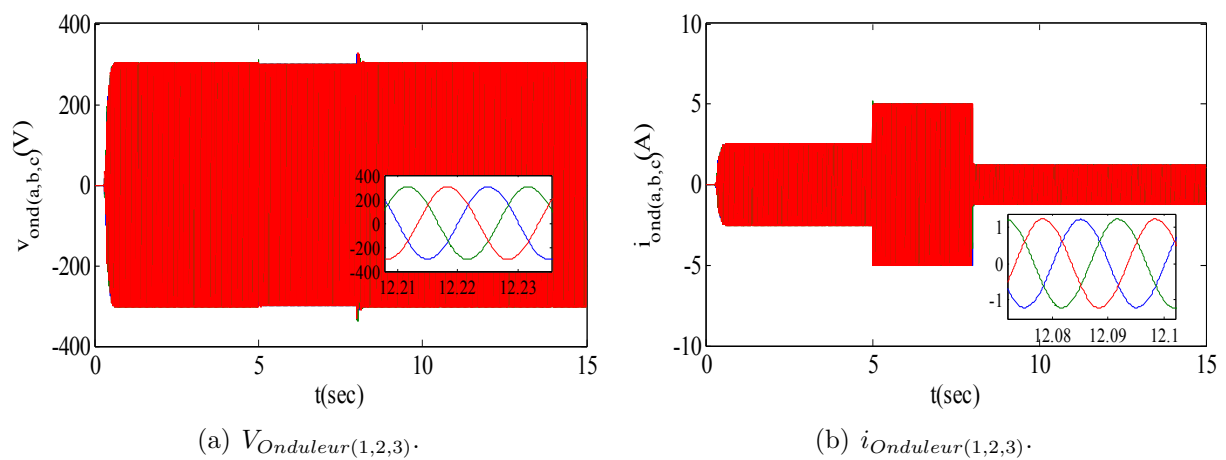


FIGURE 4.10 – Les tensions et les courants de charge en sortie de l’onduleur.

## 4.2 Commande directe du couple de la génératrice asynchrone à cage double étoile

### 4.2.1 Contrôle des vecteurs du flux statorique

Les expressions du flux statorique des deux étoiles dans le référentiel fixe lié au stator de la génératrice peut s'écrire comme suit [14][15][16][17][18] :

$$\begin{aligned}\phi_{s1}(t) &= \int_0^t (V_{s1} - R_{s1}I_{s1})dt + \phi_{s1}(0) \\ \phi_{s2}(t) &= \int_0^t (V_{s2} - R_{s2}I_{s2})dt + \phi_{s2}(0)\end{aligned}\quad (4.12)$$

Où :

- $\phi_{s1}(0)$  et  $\phi_{s2}(0)$  : les vecteurs de flux des deux étoiles à l'instant 0 ;
- $R_{s1}I_{s1}$  et  $R_{s2}I_{s2}$  : les chutes de tensions ohmiques dues aux résistances statorique des deux étoiles respectivement ;
- $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  : les tensions statoriques des deux étoiles.

Les chutes de tensions ohmiques  $R_{s1}I_{s1}$  et  $R_{s2}I_{s2}$  sont négligeables par rapport aux tensions  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$ , les flux des deux étoiles peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned}\phi_{s1}(t) &= \int_0^t V_{s1}dt + \phi_{s1}(0) \\ \phi_{s2}(t) &= \int_0^t V_{s2}dt + \phi_{s2}(0)\end{aligned}\quad (4.13)$$

D'après les équations précédentes, les flux  $\phi_{s1}$  et  $\phi_{s2}$  peuvent être contrôlés par les tensions  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  [15][17][18].

L'application de deux vecteurs de tensions non nul pendant l'intervalle  $[0, T_e]$ , ce qui correspond à une période d'échantillonnage  $T_e$ , les équations 4.13 deviennent :

$$\begin{aligned}\phi_{s1}(t) &= \phi_{s1}(0) + V_{s1}T_s \\ \phi_{s2}(t) &= \phi_{s2}(0) + V_{s2}T_s \\ \Delta\phi_{s1}(t) &= \phi_{s1}(t) - \phi_{s1}(0) \\ \Delta\phi_{s2}(t) &= \phi_{s2}(t) - \phi_{s2}(0)\end{aligned}\quad (4.14)$$

Les équations 4.14 montrent que les extrémités des vecteurs  $\phi_{s1}$  et  $\phi_{s2}$  se déplacent sur une droite de direction  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  appliquée respectivement pour l'étoile 1 et l'étoile 2. L'évolution des vecteurs flux statoriques est présentée sur la FIG. 4.11.

### 4.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la génératrice asynchrone à cage double étoile

Le couple électromagnétique s'exprime par la somme des deux couples développés par les deux étoiles en fonction des flux statoriques des deux étoiles et du flux rotorique [15][18].

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} = pK \frac{L_m}{L_r} \phi_{s1} \phi_r \sin\theta_{s1} + pK \frac{L_m}{L_r} \phi_{s2} \phi_r \sin\theta_{s2}\quad (4.15)$$

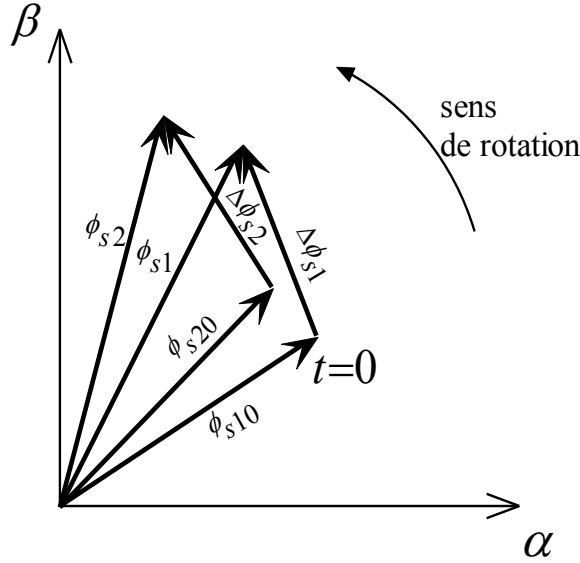


FIGURE 4.11 – Exemple d'évolution de l'extrémité des flux statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Où :

- $\phi_{s1}$  et  $\phi_{s2}$  : vecteurs de flux de l'étoile 1 et l'étoile 2 respectivement ;
- $\phi_r$  : vecteur de flux rotorique et  $K$  : constante de la machine ;
- $\theta_{s1}$  et  $\theta_{s2}$  : les angles de déphasage entre les vecteurs de flux de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le couple électromagnétique dépend des vecteurs  $\phi_{s1}$ ,  $\phi_{s2}$  et  $\phi_r$  et de leur position relative. Si on parvient à contrôler parfaitement les flux  $\phi_{s1}$  et  $\phi_{s2}$  à partir des vecteurs  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\phi_{s1}$ ,  $\phi_{s2}$  et  $\phi_r$  et donc le couple.

### 4.2.3 Estimateur des flux statoriques

L'estimation des flux statoriques se fait par les mesures directes des tensions et des courants des deux étoiles du stator.

Les tensions  $V_{s\alpha1}, V_{s\beta1}, V_{s\alpha2}$  et  $V_{s\beta2}$  sont obtenues à partir de la tension de bus continu en sortie des deux redresseurs et des états de commande  $(S_{a1}, S_{b1}, S_{c1})$  et  $(S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})$  [16][17].

$$\begin{aligned}
 V_{s\alpha1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} [S_{a1} - \frac{1}{2}(S_{b1} + S_{c1})] \\
 V_{s\beta1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} [S_{b1} - S_{c1}] \\
 V_{s\alpha2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} [S_{a2} - \frac{1}{2}(S_{b2} + S_{c2})] \\
 V_{s\beta2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} [S_{b2} - S_{c2}]
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

les courants  $i_{s\alpha1}, i_{s\beta1}, i_{s\alpha2}$  et  $i_{s\beta2}$  sont déduits à partir de la mesure des courants  $i_{sa1}, i_{sb1}$  et

$i_{sc1}$  de l'étoile 1 et  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb2}$  et  $i_{sc2}$  de l'étoile 2 et par l'application de la transformation de Concordia [14][16][17], soit :

$$\begin{aligned} i_{s\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_{a1} \\ i_{s\beta 1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb1} - i_{sc1}) \\ i_{s\alpha 2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_{a2} \\ i_{s\beta 2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb2} - i_{sc2}) \end{aligned} \quad (4.17)$$

D'après les équation 4.16 et 4.17, on peut déterminer les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs de flux statoriques  $\phi_{s1}$  et  $\phi_{s2}$  :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha 1} &= \int_0^t (V_{s\alpha 1} - R_{s1} i_{s\alpha 1}) \\ \phi_{s\alpha 2} &= \int_0^t (V_{s\alpha 2} - R_{s2} i_{s\alpha 2}) \\ \phi_{s\beta 1} &= \int_0^t (V_{s\beta 1} - R_{s1} i_{s\beta 1}) \\ \phi_{s\beta 2} &= \int_0^t (V_{s\beta 2} - R_{s2} i_{s\beta 2}) \end{aligned} \quad (4.18)$$

L'amplitude et la phase de l'étoile 1 et l'étoile 2 peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \phi_{s1} &= \sqrt{\phi_{s\alpha 1}^2 + \phi_{s\beta 1}^2} \\ \theta_{s1} &= \arctg \frac{\phi_{s\beta 1}}{\phi_{s\alpha 1}} \\ \phi_{s2} &= \sqrt{\phi_{s\alpha 2}^2 + \phi_{s\beta 2}^2} \\ \theta_{s2} &= \arctg \frac{\phi_{s\beta 2}}{\phi_{s\alpha 2}} \end{aligned} \quad (4.19)$$

#### 4.2.4 Estimateur du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique de la génératrice double étoile peut être estimé en fonction des courants mesurés  $i_\alpha i_\beta$  et des flux estimés  $\phi_\alpha \phi_\beta$  des deux étoiles [14][15][16][17][18].

$$C_{em} = \frac{3p}{2} ((\phi_{s\alpha 1} i_{s\beta 1} + \phi_{s\alpha 2} i_{s\beta 2}) - (\phi_{s\beta 1} i_{s\alpha 1} + \phi_{s\beta 2} i_{s\alpha 2})) \quad (4.20)$$

#### 4.2.5 Algorithme global de la commande directe du couple appliqué sur la génératrice asynchrone à cage double étoile

L'élaboration des vecteurs de contrôle et le choix des correcteurs des flux et du couple sont faits de la même manière que pour la génératrice asynchrone à cage simple étoile détaillés ci-dessus.

La figure FIG. 4.12 présente le système général en boucle fermée du contrôle direct du couple appliqué à la génératrice asynchrone à cage triphasée double stator. On utilise un correcteur PI-flou de la tension de bus continu  $V_{DC}$ .

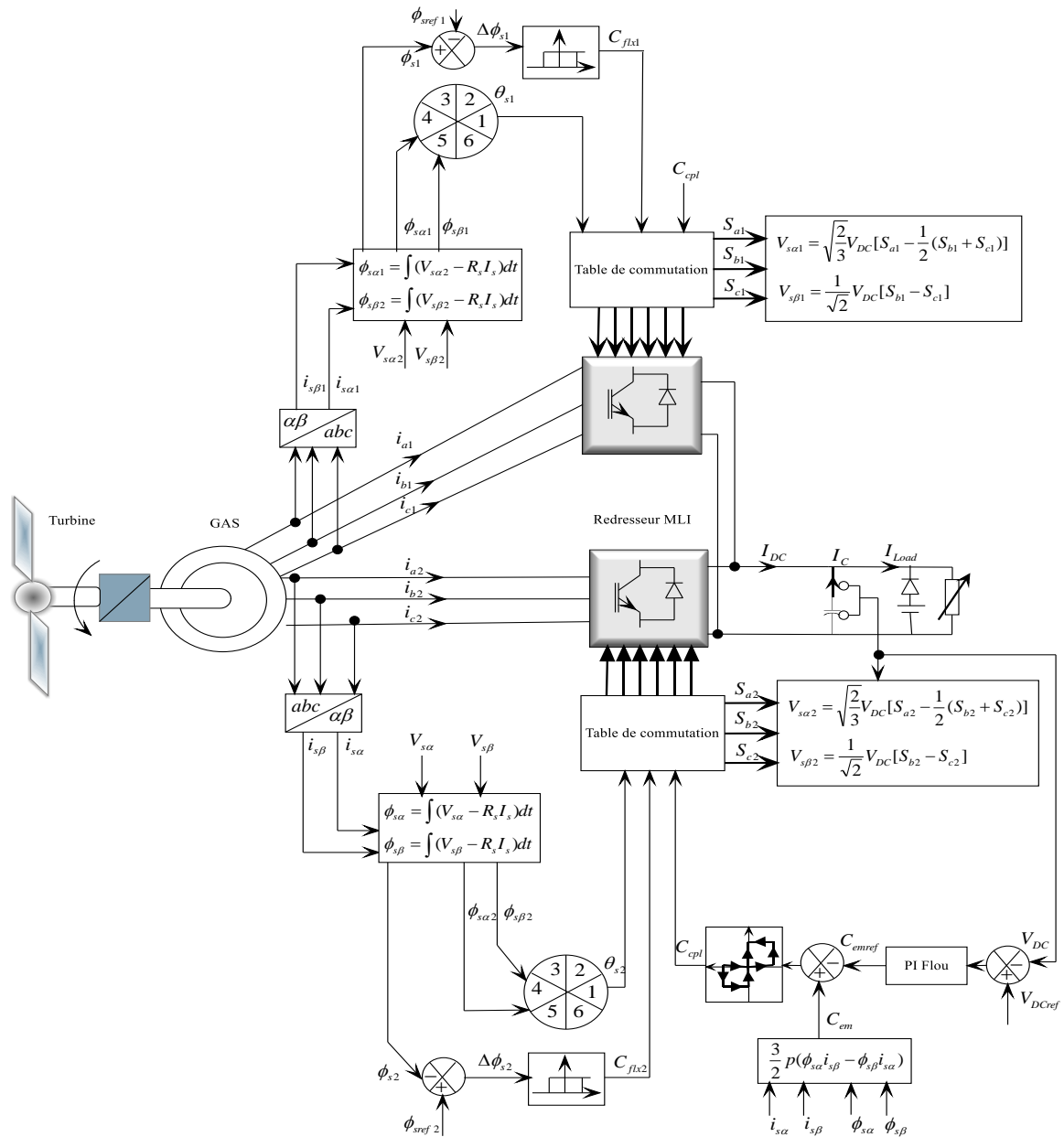


FIGURE 4.12 – Algorithme de commande DTC de la GASDE.

### 4.2.6 Interprétation des résultats

L'algorithme de commande de la génératrice asynchrone à cage double étoile est vérifié sous l'environnement Matlab/simulink. Le système d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ .

Le système est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge afin de tester ses performances. La figure FIG. 4.13 présente les variations de la vitesse d'entraînement et de la charge appliquées à la génératrice.

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.25 Nm$ , et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.05 Web$ .



La commande DTC appliquée à la génératrice asynchrone à cage double étoile donne de bonnes performances et une réponse dynamique sans dépassement FIG. 4.14.

La tension de bus continu en sortie de deux redresseurs est peu sensible aux variations de la vitesse d'entraînement ; par contre elle représente des dépassements d'environ 2% de sa valeur de référence dans le cas de la variation de la charge. La variation de la charge ou de la vitesse implique l'intervention du régulateur PI-flou pour ajuster une nouvelle référence du couple afin de maintenir le couple développé par la génératrice à la nouvelle puissance de charge demandée.

Le couple électromagnétique suit sa référence et présente des ondulations figure FIG. 4.14(b).

La figure FIG. 4.16 présente le flux statorique des deux étoiles ; on constate l'existence des oscillations.

L'évolution temporelle des courants statoriques des deux étoiles (1,2) est présenté sur la figure FIG. 4.15.

Les courants et les flux des deux étoiles de la même phase sont déphasés de 30°.

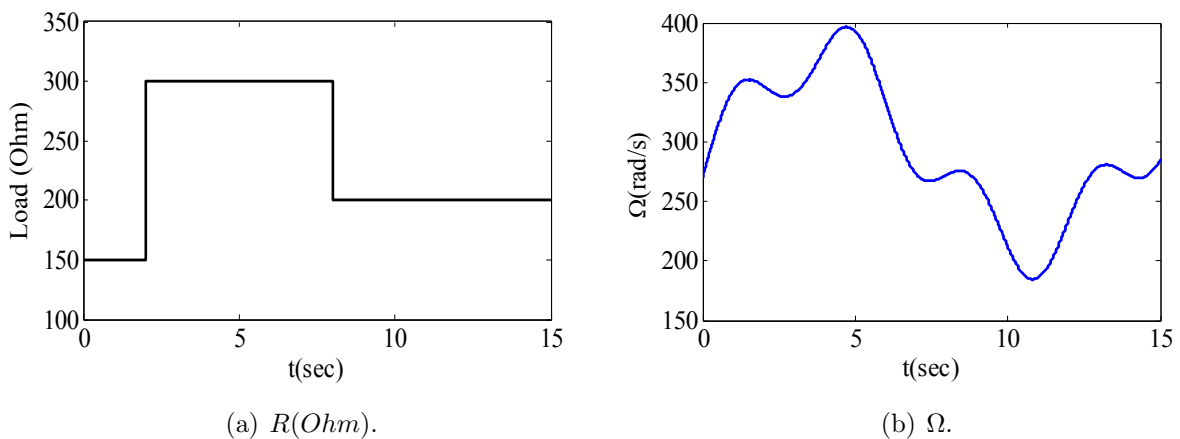


FIGURE 4.13 – La tension de bus continu et la variation de la vitesse d'entraînement.

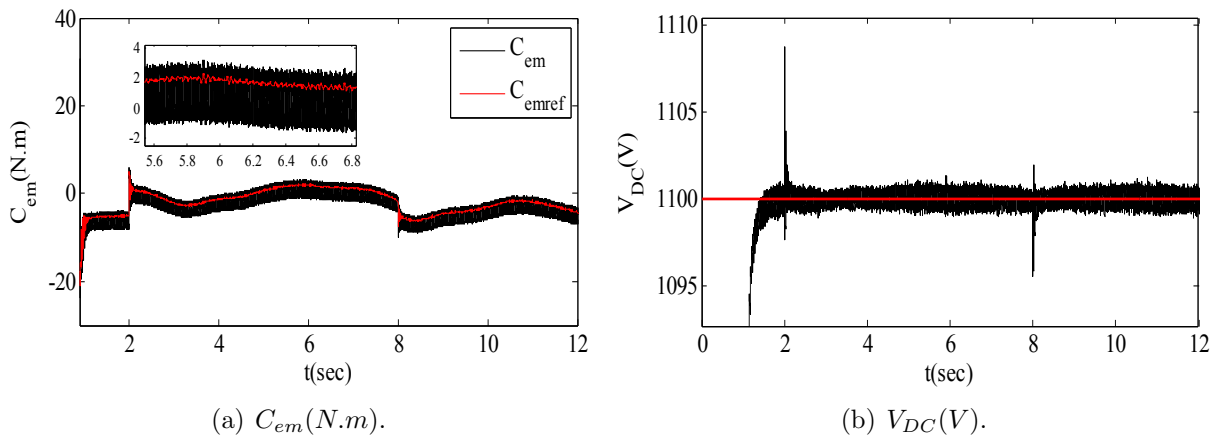


FIGURE 4.14 – Le couple électromagnétique de la GASDE et la tension de bus continu.

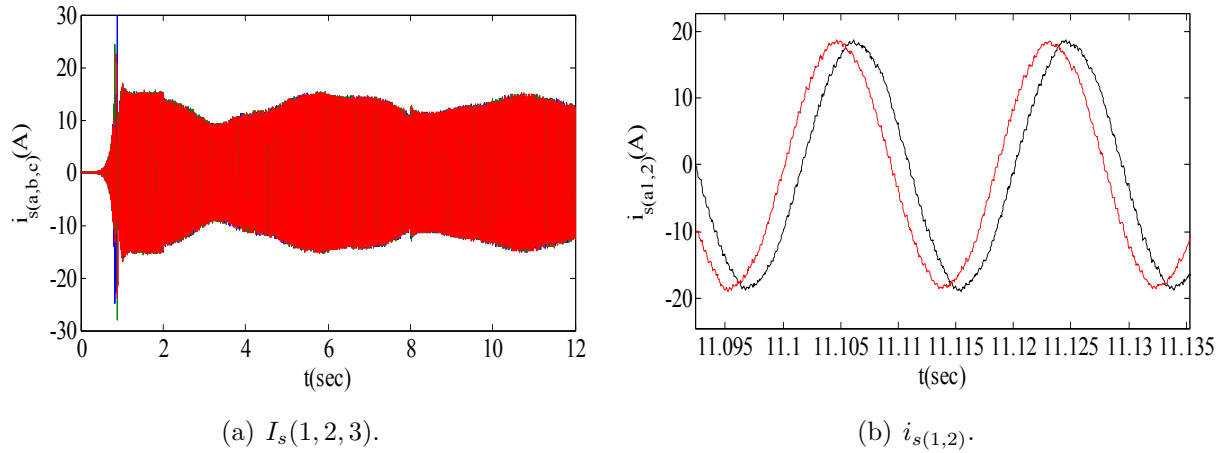


FIGURE 4.15 – Les courants statoriques.

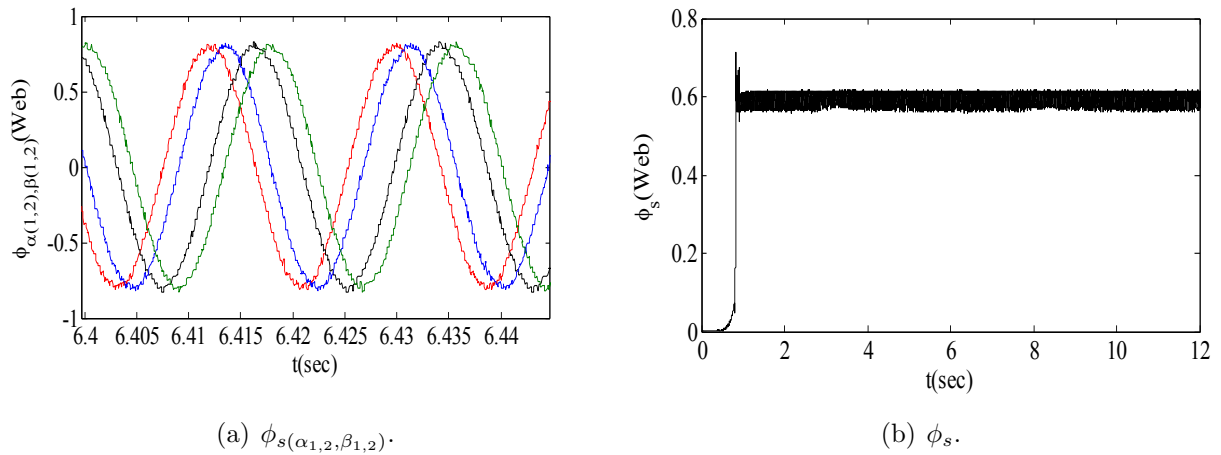


FIGURE 4.16 – Flux statorique et son amplitude.

## 4.3 Conclusion

Le système de simulation de la commande directe du couple DTC a été présenté et discuté. La commande DTC appliquée sur la génératrice asynchrone simple et double étoile montre une bonne performance et une dynamique rapide sans dépassement.

Deux inconvénients majeurs que représente cette technique de commande sont à signaler : les harmoniques de courants qui dépassent les normes admissibles et la variation de la résistance statorique qui peut affecter la commande ce qui nécessite l'application de techniques de commande plus complexes et plus fiables telle que la technique de modulation vectorielle (DTC-SVM) et l'estimation adaptatif de la résistance statorique.

# Bibliographie

- [1] BENZAIIOUA, Ammar. Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée. 2014. Thèse de doctorat. Université du Québec à Chicoutimi.
- [2] SEBTI, Belkacem. Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction. 2011. Thèse de doctorat. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université De Batna.
- [3] BELKACEM, Sebti, NACERI, Farid, et ABDESSEMED, Rachid. Improvement in DTC-SVM of AC drives using a new robust adaptive control algorithm. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2011, vol. 9, no 2, p. 267-275.
- [4] ABDELLI, Radia, REKIOUA, Djamila, REKIOUA, Toufik, et al. Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid. *ISA transactions*, 2013, vol. 52, no 4, p. 525-538.
- [5] BAKOURI, Anass, ABBOU, Ahmed, MAHMOUDI, Hassan, et al. Direct torque control of a doubly fed induction generator of wind turbine for maximum power extraction. In : *Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2014 International. IEEE, 2014. p. 334-339.
- [6] ARBI, Jihen, GHORBAL, Manel Jebali-Ben, SLAMA-BELKHODJA, Ilhem, et al. Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no 10, p. 4163-4173.
- [7] BOUWER, Pieter. Modelling, design and implementation of a small-scale, position sensorless, variable speed wind energy conversion system incorporating DTC-SVM of a PMSG drive with RLC filter. 2013. Thèse de doctorat. Stellenbosch : Stellenbosch University.
- [8] TAZERART, Farid, MOKRANI, Zahra, REKIOUA, Djamila, et al. Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery. *International journal of hydrogen energy*, 2015, vol. 40, no 39, p. 13827-13838.
- [9] IDJDARENE, Kassa, REKIOUA, Djamila, REKIOUA, Toufik, et al. Wind energy conversion system associated to a flywheel energy storage system. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2011, vol. 69, no 1, p. 67-73.
- [10] REKIOUA, Djamila et MATAGNE, Ernest. Optimization of photovoltaic power systems : modelization, simulation and control. Springer Science and Business Media, 2012.

- [11] MESLOUB, H., BOUMAARAF, R., BENCHOUIA, M. T., et al. Comparative study of conventional DTC and DTC-SVM based control of PMSM motor—Simulation and experimental results. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2018.
- [12] ABDELKARIM, AMMAR. Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires. 2017. Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider-Biskra.
- [13] AMMAR, Abdelkarim, BOUREK, Amor, et BENAKCHA, Abdelhamid. Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control. *ISA transactions*, 2017, vol. 67, p. 428-442.
- [14] ZAIMEDDINE, R. et BERKOUK, E. M. Direct torque control of double-star induction motors. In : *Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Software Engineering, Parallel and Distributed Systems*. World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS). 2006.
- [15] MEROUFELI, Abdelkader, MASSOUM, Sarra, BENTAALLAH, Abderrahim, et al. Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller. *REVUE ROUMAINE DES SCIENCES TECHNIQUES-SERIE ELECTROTECHNIQUE ET ENERGETIQUE*, 2017, vol. 62, no 1, p. 31-35.
- [16] MAROUANI, Khoudir, KHOUCHA, Farid, KHELOUI, Abdelaziz, et al. Study and simulation of direct torque control of double-star induction motor drive. In : *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*. IEEE, 2006. p. 1233-1238.
- [17] ZIANE, Djamel, AZIB, Ahmed, TAIB, Nabil, et al. Study and Design of the direct torque control of Double star induction motor. *JOURNAL OF ELECTRICAL SYSTEMS*, 2013, vol. 9, no 1, p. 114-124.
- [18] LEKHCHINE, Salima, BAH, Tahar, et SOUFI, Youcef. Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2014, vol. 57, p. 206-211.

# Commande d'évolution dynamique

L'objectif de la commande est de stabiliser l'amplitude et la fréquence de la tension en sortie de l'onduleur.

## 5.1 Commande d'évolution dynamique

L'idée consiste à réduire l'erreur statique en la forçant à suivre un chemin spécifique. Ce qui assure que l'erreur tend vers zéro au fil du temps.

Ce chemin appelé chemin d'évolution dynamique. Avec l'utilisation de la commande d'évolution dynamique, la caractéristique dynamique du système est forcée à évoluer en suivant un chemin spécifique [1][2][3][4][5][6].

La trajectoire d'évolution choisie est une fonction exponentielle, FIG. 5.1. La valeur de la caractéristique dynamique du système diminue et tend vers zéro :

$$X = X_0 e^{-mt} \quad (5.1)$$

où :  $X$  la caractéristique dynamique du système ;  $X_0$  la valeur initiale et  $m$  la proportionnelle de la vitesse de diminution initiale de  $X$  [1][2]. L'équation d'évolution dynamique du correcteur peut s'écrire :

$$\frac{dX}{dt} + mX = 0 \quad , \quad m > 0 \quad (5.2)$$

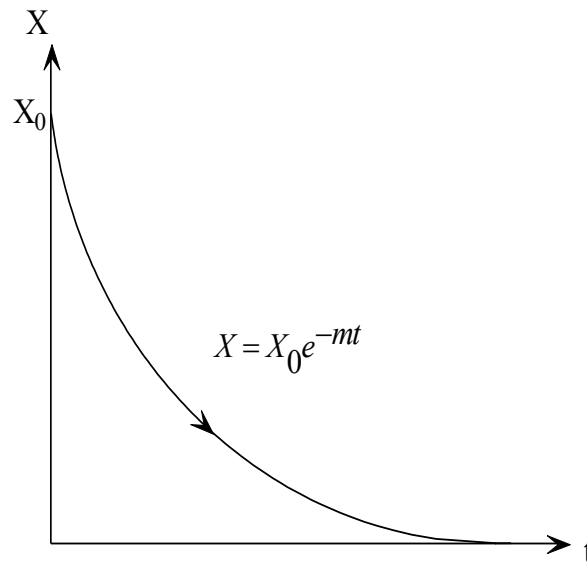


FIGURE 5.1 – Chemin d'évolution dynamique..

### 5.1.1 Application de la commande d'évolution dynamique sur l'onduleur MLI

Dans un convertisseur de puissance DC-AC, cette technique de commande correspond à l'équation du rapport cyclique  $\alpha$  en fonction de  $(V_{dc}, v_0$  et  $i_L)$ , [4][5][6].

L'équation du rapport cyclique est obtenue par l'analyse et la substitution de l'équation dynamique du système de convertisseur dans la fonction d'évolution dynamique.

Dans un premier temps, on détermine le rapport cyclique pour un onduleur monophasé double alternance ; puis on applique cette technique sur l'onduleur triphasé.

La détermination de  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  les séquences de commande du bras haut de l'onduleur consiste à les faire déphaser entre eux en multipliant le rapport cyclique par  $\sin(\omega t)$ ,  $\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$  et  $\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$  respectivement. ( $S_4$ ,  $S_5$  et  $S_6$ ) sont l'inverse de ( $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ ).

L'étude de l'onduleur monophasé est divisée en deux parties.

La première partie où  $S_1$ , et  $S_2$  sont bloqués et  $S_3$ ,  $S_4$  ouverts, l'équation de la tension peut s'écrire comme suit :

$$V_{dc} = L \frac{di_L}{dt} + V_0 \quad (5.3)$$

La seconde partie où  $S_3$ ,  $S_2$  sont ouverts et  $S_1$ ,  $S_4$  bloqués, l'équation de la tension s'écrit, dans ce cas, comme suit :

$$-V_{dc} = L \frac{di_L}{dt} + V_0 \quad (5.4)$$

La durée de la première condition est  $T_{on}$  et la durée de la deuxième condition est  $T_{off}$ . Les équations (5.3) et (5.4) peuvent s'écrire comme suit :

$$V_{dc}T_{on} = (L\frac{di_l}{dt} + V_0)T_{on} \quad (5.5)$$

$$-V_{dc}T_{off} = (L\frac{di_l}{dt} + V_0)T_{off} \quad (5.6)$$

L'addition de ces deux dernières équations donne l'équation dynamique du l'onduleur monophasé :

$$-V_{dc}(2\alpha - 1) = L\frac{di_l}{dt} + V_0 ; \quad 0 < \alpha < 1 \quad (5.7)$$

où  $V_{dc}$ - la tension de bus continu en sortie du redresseur ;

$\alpha = T_{on}/T$ - le rapport cyclique en conduction ;

$i_l$ - le courant d'inductance ;

$V_0$ - la tension en sortie de l'onduleur ;

$L$  - l'inductance ;

$T$ - la période "switching".

D'après (5.7), on peut déterminer l'équation de la tension en sortie de l'onduleur en fonction de  $\alpha$  :

$$V_0 = V_{dc}(2\alpha - 1) - L\frac{di_l}{dt} \quad (5.8)$$

L'introduction de la commande d'évolution dynamique sur l'onduleur consiste à définir la fonction d'erreur statique X.

Dans l'onduleur, X est la fonction d'erreur de tension :

$$X = kv_{err} \quad (5.9)$$

où k le coefficient positif et  $v_{err}$  l'erreur de la tension ( $v_{err} = v_{ref} - v_0$ ). La substitution de (5.9) dans (5.2) donne :

$$k\frac{dv_{err}(t)}{dt} + (mk - 1)v_{err} + v_{ref} = v_0 \quad (5.10)$$

La substitution directe de la tension de sortie de l'onduleur  $v_0$  de (5.9) dans (5.10) donne :

$$k\frac{dv_{err}(t)}{dt} + (mk - 1)v_{err} + v_{ref} = V_{dc}(2\alpha(t) - 1) - L\frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.11)$$

D'après (5.11), on déduit l'équation du rapport cyclique.

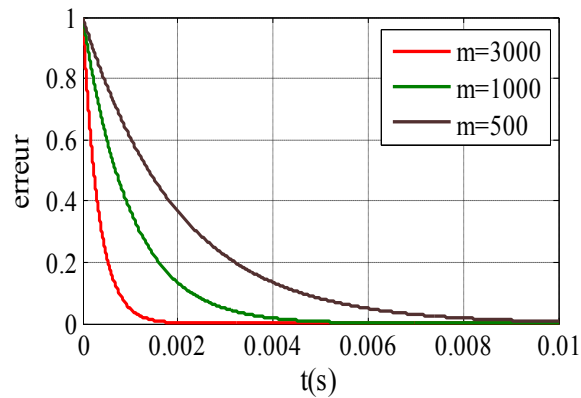


FIGURE 5.2 – La vitesse d’erreur avec différentes valeurs de  $m$ .

## 5.2 Description du système étudié

Le système étudié est composé d’une génératrice asynchrone à cage débitant sur un redresseur à pont de diode. Ce dernier est connecté à un onduleur commandé par la technique d’évolution dynamique afin de stabiliser la tension en sortie de l’onduleur quelque soit la variation de la vitesse de rotation ou de la charge  $RL$ , (5.3).

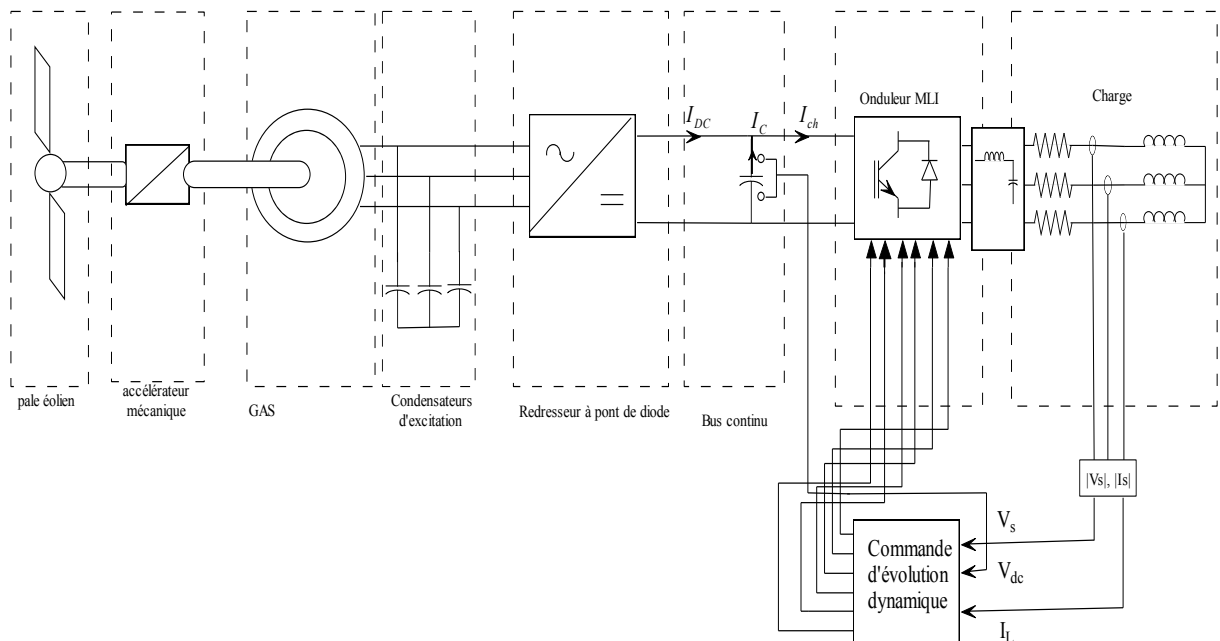


FIGURE 5.3 – Schéma du système étudié.



## 5.3 Interprétation des résultats

Le système est simulé sous MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machines sont  $V_n = 380V$ ,  $I_n = 7.8A$ ,  $R_s = 1.7$ ,  $R_r = 2.7$ ,  $L_s = 0.024H$ ,  $L_r = 0.023H$ ,  $L_m = 0.023H$ ,  $J = 0.03 \text{ kg}$ ,  $K_f = 0 \text{ N.m.s/rad}$ ,  $f = 50\text{Hz}$ ,  $p = 4$ . L'objectif de la commande d'évolution dynamique est de produire des tensions sinusoïdales en sortie de l'onduleur (220 , 50 Hz).

Les tensions de référence sont spécifiées en fonction des tensions de sortie désirées, ce qui signifie :

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= 220\sqrt{2}\sin(\omega t) \\ V_{ref2} &= 220\sqrt{2}\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} &= 220\sqrt{2}\sin(\omega t - \frac{2\pi}{4}) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Où :  $\omega = 100\pi$ .

Le système d'échantillonnage utilisé  $T_s = 50\mu s$ . Lors la simulation, le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement, FIG. 5.9, et de charge. La charge appliquée en sortie de l'onduleur se compose d'une résistance  $R = 120 \Omega$  et d'une inductance  $L = 6mH$ . A l'instant  $t = 5 \text{ s}$ , la charge varie à ( $R = 60 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ) et à l'instant  $t = 8 \text{ s}$  varie à ( $R = 250 \Omega$ ,  $L = 8 \text{ mH}$ ).

La tension en sortie de l'onduleur s'adapte malgré les variations de la vitesse d'entraînement et de la charge, FIG. 5.4. Le régulateur d'évolution dynamique intervient en cas de variation de la vitesse d'entraînement, tout en agissant sur le rapport cyclique de l'onduleur afin de stabiliser la tension en sortie de l'onduleur à sa référence. Cette condition indique que l'erreur d'état du convertisseur converge vers zéro, FIG. 5.8.

La FIG. 5.4 et 5.7 montrent que l'amplitude et la fréquence de la tension s'adaptent malgré les variations de la vitesse et de la charge. La figure FIG. 5.5, montre le spectre d'harmonique destensions en sortie de l'onduleur qui est très faible et admissible (0.79% THD).

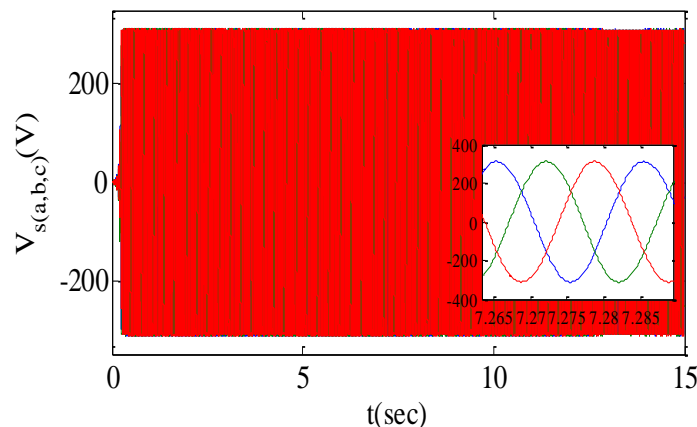


FIGURE 5.4 – Les tensions en sortie de l'onduleur.

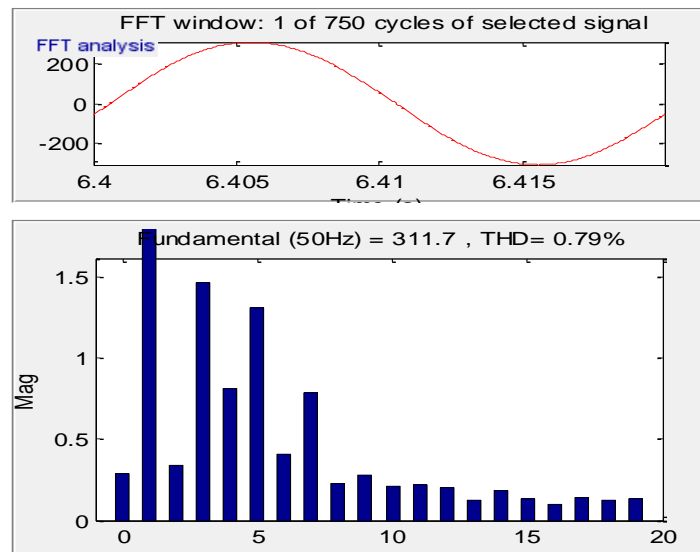


FIGURE 5.5 – Spectre d’harmonique de la tension.

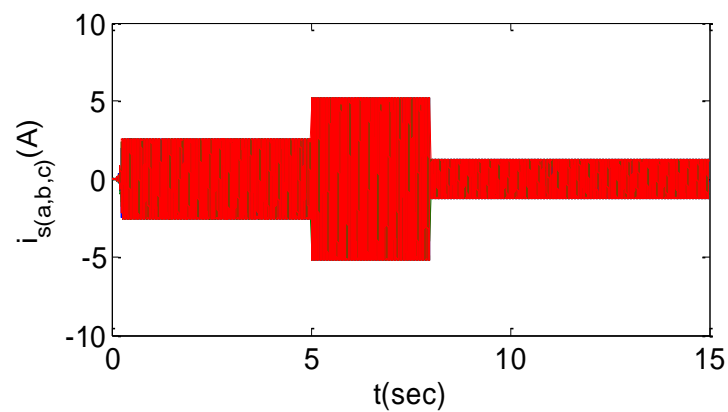


FIGURE 5.6 – Les courants en sortie de l’onduleur.

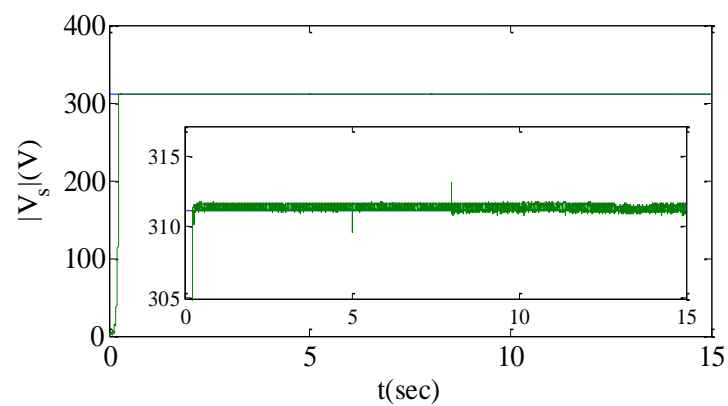


FIGURE 5.7 – L’amplitude des tensions d’onduleur.

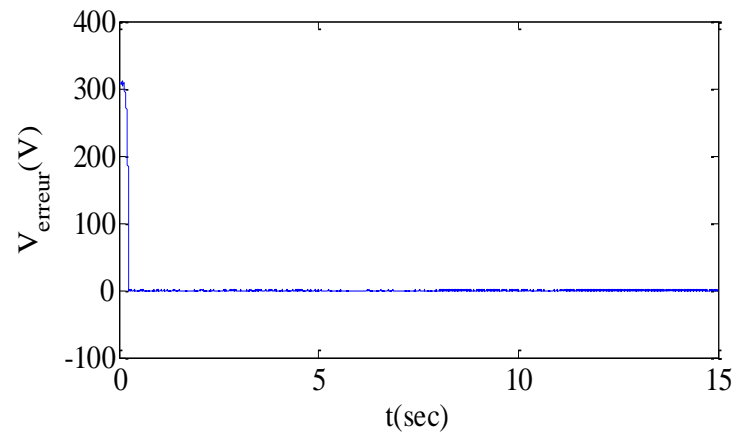


FIGURE 5.8 – L'évolution de l'erreur de tension.

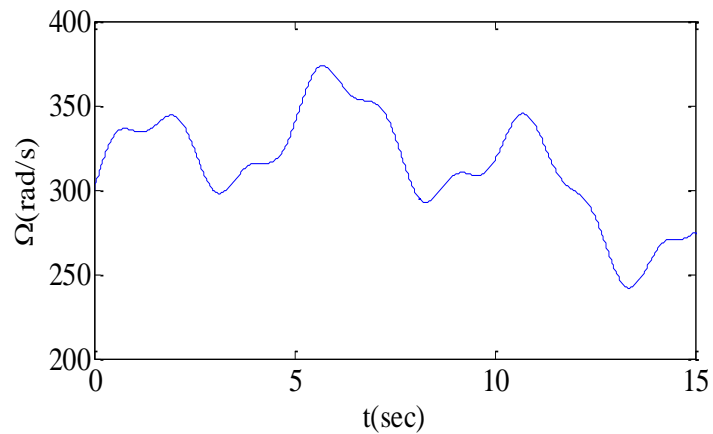


FIGURE 5.9 – La vitesse de rotation.

## 5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande d'évolution dynamique a été appliquée sur l'onduleur dans le but de stabiliser l'amplitude de la tension et sa fréquence quelque soit la variation de la vitesse d'entraînement ou de la charge.

Les résultats obtenus montrent bien la performance de cette technique de commande et sa simplicité d'implantation.

# Bibliographie

- [1] SAMOSIR, Ahmad Saudi et YATIM, Abdul Halim Mohamed. Implementation of dynamic evolution control of bidirectional DC-DC converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no 10, p. 3468-3473.
- [2] NAJAFI, Ehsan, MOHAMED YATIM, Abdul Halim, et SAMOSIR, Ahmad Saudi. Design and implementation of a dynamic evolution controller for single-phase inverters with large load changes. *Electric Power Components and Systems*, 2014, vol. 42, no 10, p. 995-1003.
- [3] SAMOSIR, Ahmad Saudi, SUTIKNO, Tole, et YATIM, Abdul Halim Mohd. Dynamic evolution control for fuel cell DC-DC converter. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2011, vol. 9, no 1, p. 183-190.
- [4] PENTHIA, Trilochan, PANDA, Anup Kumar, et SARANGI, Sunil Kumar. Implementing dynamic evolution control approach for DC-link voltage regulation of superconducting magnetic energy storage system. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2018, vol. 95, p. 275-286.
- [5] MOHANTY, Pratap Ranjan et PANDA, Anup Kumar. A nonlinear control scheme based on dynamic evolution path theory for improved dynamic performance of boost PFC converter working on nonlinear features. *ISA transactions*, 2016, vol. 65, p. 254-261.
- [6] PENTHIA, Trilochan et PANDA, Anup Kumar. Tight Regulation of DC-Link Voltage in a Superconducting Magnetic Energy Storage System under Pulsed Power Load Condition. In : *2018 National Power Engineering Conference (NPEC)*. IEEE, 2018. p. 1-6.

# Conclusion Générale

Ce travail de thèse de doctorat est destiné à apporter des améliorations aux techniques de commande des génératrices asynchrones simple et double étoile en fonctionnement autonome utilisées actuellement.

Dans cette optique, une commande vectorielle à orientation de flux rotorique est appliquée sur la génératrice asynchrone à cage simple et double étoile. Un estimateur d'inductance de magnétisation est introduit dans une nouvelle technique de commande vectorielle. Deux correcteurs PI conventionnels et PI flou sont appliqués afin de contrôler le flux et la tension. Le système de commande est soumis à des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge. Les résultats de simulation montrent clairement que la nouvelle technique de commande est belle et bien plus robuste que la technique classique. Cependant, lorsque la vitesse d'entraînement tend vers des valeurs élevées ou réduite à des valeurs très faibles, la commande perd ses atouts et ces derniers ne peuvent être maintenus que par l'introduction de l'estimation de l'inductance de magnétisation.

Par la suite, une commande vectorielle à orientation de flux virtuel (VFOC) a été effectuée. Cette dernière est basée sur l'estimation du flux statorique de la génératrice. La génératrice asynchrone à cage est connectée aux convertisseurs statiques : un redresseur à commande MLI et un onduleur NPC à deux niveaux triphasé. Ce dernier est raccordé à une charge non linéaire triphasée. La commande de redresseur MLI permet de stabiliser la tension du bus continu quel que soit la variation du vent ou de la charge. Aussi, une configuration basée sur une génératrice asynchrone à cage double étoile raccordée à deux redresseurs MLI et raccordés à leur tour à un onduleur NPC à deux niveaux triphasés à travers un bus continu en présence d'une charge non linéaire a été étudiée.

Une étude comparative entre la technique de commande conventionnelle et la commande adaptée basée sur l'introduction de la SVM, PI floue et un nouveau estimateur de flux (flux virtuel) afin d'améliorer la qualité d'énergie et d'atténuer les harmoniques du courant a été menée.

De plus, une commande directe du couple a été appliquée aux génératrices asynchrones à cage simple et double étoile afin de stabiliser la tension à la sortie du redresseur MLI.

Enfin, une commande d'évolution dynamique a été appliquée sur l'onduleur dans le but de stabiliser l'amplitude de la tension et sa fréquence.

**Suggestions et perspectives**

Parmi les suggestions et les perspectives, on peut citer :

- la validation expérimentale des techniques de commande développées dans cette thèse.
- la continuation de la recherche dans le domaine de la commande DTC-SVM basée sur l'estimation des paramètres de la génératrice.
- L'implantation des systèmes de production d'énergie hybride ; éolien - photovoltaïque - diesel.

## Paramètres de la Génératrice Asynchrone à Cage

Les paramètres de la GAS utilisée sont : 1kw

Tension nominale	$V_n = 380 V$
Courant nominal	$I_n = 7.8 A$
Résistance statorique	$R_{s1} = 1.7 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.7 \Omega$
Inductance de fuite statorique	$l_{s1} = 0,024 H$
Inductance de fuite rotorique	$l_r = 0,023 H$
Inductance de fuite mutuelle	$l_m = 0,023 H$
Moment d'inertie	$J = 0,038 kg.m^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0 N.m.s/rad$
Fréquence nominale	$f = 50 Hz$
Nombre de paires de pôles	$p = 4$

## Paramètres de la Génératrice Asynchrone Double Etoile

Les paramètres de la MASDE utilisée sont : 2 kw

$b_1 = 0.1406$ ,  $b_2 = 0.0014$ ,  $b_3 = 0.0012$ ,  $b_4 = 0.00005$ .

Tension à vide	$V_n = 380 V$
Courant à vide	$I_n = 7 A$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 1.9 \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 1.9 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.1 \Omega$
Inductance de fuite du premier enroulement statorique	$l_{s1} = 0,0132 H$
Inductance de fuite du deuxième enroulement statorique	$l_{s2} = 0.0132 H$
Inductance de fuite rotorique	$l_r = 0,0132 H$
Inductance de fuite mutuelle	$l_m = 0,011 H$
Moment d'inertie	$J = 0,038 kg.m^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0 N.m.s/rad$
Fréquence nominale	$f = 50 Hz$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$



## **Titre :Contribution à l'amélioration des performances des aérogénérateurs asynchrone.**

**Résumé :** Dans le domaine de l'énergie éolienne, les génératrices asynchrones à cage d'écureuil à simple et, dans un futur proche, à double étoile représentent une solution techno-économique avérée pour la génération d'électricité dans les sites isolés grâce à leurs constructions qui leurs assurent une robustesse et une grande fiabilité. Dans cette thèse, nous nous proposons d'en contribuer à la commande de ces génératrices asynchrones. La première partie de cette contribution montre les performances de l'introduction d'estimateur de l'inductance de magnétisation à la commande vectorielle à orientation de flux rotorique sur la génératrice asynchrone à cage simple et double étoile. La deuxième partie de cette thèse est réservée à l'application de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel (VFOC). Ensuite, une commande directe du couple a été appliquée sur les génératrices asynchrones à cage simple et double étoile afin de stabiliser la tension en sortie du redresseur MLI. Enfin, Une commande d'évolution dynamique a été appliquée sur l'onduleur dans le but de stabiliser l'amplitude de la tension et sa fréquence. En terme de résultats obtenus, nous pouvons confirmer que la machine asynchrone à cage simple et double étoile constituent une solution viable pour la production d'énergie dans les sites isolés.

**Mots-clés :** Génératrice, génératrice asynchrone à cage double étoile, convertisseur, commande vectorielle, flux rotorique orienté, commande directe du couple, évolution dynamique, flux virtuel.

## **Title: Improved Performance of asynchronous generator for Wind Turbines.**

**Abstract:** In the field of wind energy, squirrel-cage asynchronous generators single and, in the near future, dual-star have been proven techno-economic solution for the electricity generation in remote area because due to their constructions. Which gives them robustness and reliability. In this thesis, we propose to contribute to these asynchronous generators control. The first part of this contribution shows the performance of the introduction of the magnetization inductance estimator to the field oriented control on the asynchronous generator simple and dual star. The second part of this thesis is oriented to the vector control with virtual flux orientation control (VFOC). The third part of this work is focused on applying a direct torque control the single and dual star asynchronous generators to stabilize the output voltage of the PWM rectifier. Finally, a dynamic evolution control has been applied to the inverter in order to stabilize the amplitude of the voltage and its frequency. In terms of the results obtained, we can confirm that the asynchronous generator with single and dual star is a viable solution for producing energy in remote area.

**Keywords:** Generator, dual star induction generator, converter, vector control, field oriented control, direct torque control, dynamic evolution control, virtual flux.

### **العنوان :تحسين أداء مولد غير متزامن لتوربينات الرياح.**

**ملخص:** في مجال طاقة الرياح، تعد المولدات غير المتزامنة ذات النجم الأحادي والمزدوج حلاً تقنو-اقتصادي لتوليد الكهرباء في المواقع المعزولة بفضل بنيتهم. الذي يعطيهم المتانة والموثوقية. في هذه الرسالة، نقترح المساهمة في التحكم في هذه المولدات غير المتزامنة. يُظهر الجزء الأول من هذه المساهمة أداء إدخال مقدر محاطة المغنطة في التحكم الشعاعي على المولد غير المتزامن. الجزء الثاني من هذه الأطروحة مخصص لتطبيق التحكم في ناقل الحركة مع اتجاه التدفق الظاهري. بعد ذلك، تم تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران على المولدات الغير متزامنة أحادية النجم والمزدوج لتحقيق الاستقرار في الجهد الناتج من مقوم. أخيراً، تم تطبيق ضبط تطور الديناميكي على العاكس من أجل تثبيت سعة الجهد وتردده. من حيث النتائج التي تم الحصول عليها، يمكننا أن نؤكد أن الجهاز غير المتزامن مع قفص واحد ونجم مزدوج هو حل ناجح لإنتاج الطاقة الكهربائية في المواقع المعزولة.

**الكلمات المفتاحية:** المولد، مولد لا تزامني ذات النجم المزدوج، المحول، التحكم في ناقل الحركة، التحكم الإشعاعي الموجه، التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم في التطور الديناميكي، التدفق الافتراضي.