



THÈSE

Présentée à

l'Université de Batna

En vue de l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES
EN ELECTROTECHNIQUE**

Option: Electrotechnique

Présentée par

DENDOUGA Abdelhakim

Chargée de Cours à l'Université de Biskra

Magister en électrotechnique de l'université de Batna

Ingénieur d'état en électrotechnique de l'université de Batna



CONTROLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION (DFIM)



Thèse soutenue le : 10/02/2010 devant le jury :

Farid NACERI	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Mohamed Lokmane BENDAAS	Co-Rapporteur	Maître de Conférences	Univ. Batna
Amar GOLEA	Examineur	Professeur	Univ. Biskra
Abdelhamid BENAKCHA	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Biskra
Djamel AOUZELLAG	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Bejaia

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je remercie dieu de tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mes promoteurs **Mr. R. Abdessamed**, professeur à l'université de Batna et **Mr. M.L. Bendaas**, maître de conférences à l'université de Batna, pour la confiance qu'ils m'ont prodigué, pour leurs encouragements continus, pour le suivi et la direction de mon travail, ainsi que pour leurs conseils judicieux.

Par ailleurs, je remercie vivement **Mr. F. NASRI**, professeur à l'université de Batna, qui ma fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Je tiens également à présenter mes sincères remerciements à **Mr. A. Goléa**, professeur à l'université de Biskra et **Mr. A. Benakcha**, Maître de conférences à l'université de Biskra et **Mr. D. Aouzellag**, Maître de conférences à l'université de Bejaia, pour leur participation à l'évaluation scientifique de ce travail.

Je n'oublie évidemment pas mes collègues du LEB et mes enseignants du département d'électrotechnique de Batna.

Enfin, si j'ai oublié quelqu'un, je le prie de me pardonner.

*A ma mère
A la mémoire de mon père
A ma femme
A ma fille **Ikhlās** et mon fils **Issam**
A mes frères et mes sœurs
A tous ceux qui me sont chers
Je dédie ce modeste travail.*

Dendouga Abdelhakim

Avant-propos

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales dont:

Publications:

- **A. Dendouga**, R. Abdessemed and M.L. Bendaas, "Active and Reactive Powers Control of a Doubly-Fed Induction Generator Fed by Matrix Converter", EPE Journal, Vol.19, No.1, 2009.
- **A. Dendouga**, R. Abdessemed and M.L. Bendaas, "Decoupled Control of a Doubly-Fed Induction Machine Fed by SVM Matrix Converter", KIEE Journal, Vol.3, No.4, 2008.
- **A. Dendouga**, R. Abdessemed and M.L. Bendaas, " Simple Concept and Robust Control of a Doubly-Fed Induction Generator by Sliding Mode Control", International Review of Automatic Control IREACO Journal, Vol.1, No.1, 2008.

Communications:

- **A. Dendouga**, R. Abdessemed and A. Chaiba, " Sliding Mode and Direct Torque Control of Variable Speed Wind Turbine ", ICRE'07, Bejaia, 25-27 Nov., 2007.
 - **A. Dendouga**, R. Abdessemed, M.L. Bendaas and A. Chaiba, "Decoupled Active and Reactive Power Control of a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)", Proc. 15th Conference on Control and Automation, July 27-29, Athens, Greece, 2007.
 - **A. Dendouga**, R. Abdessemed, M.L. Bendaas and A. Chaiba, "Réglage par Mode Glissant des Puissances Active et Réactive de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Proc. 4th Conf. CEE'04, Batna, 2004.
 - **A. Dendouga**, R. Abdessemed, M.L. Bendaas and A. Chaiba, "Power Flow Control of a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)", Proc. 3th Inter. Conf. On Signals, Systems, Devices SSD'05, March 21-24, Sousse, Tunisia, 2005.
 - **A. Dendouga**, R. Abdessemed, M.L. Bendaas and A. Chaiba, "Sliding mode control of active and reactive power generated by a doubly fed induction generator (DFIG)", Proc. 4th Conf. Sur le génie électrique, EMP-Alger, April 12-13, Algeria, 2005.
-

Résumé Ar_Fr_En

التحكم في الاستطاعة الفعلية والردية للماكنة ذات التحريض المزدوج (DFIM)

ملخص: هذا العمل المقدم في هذه الأطروحة يعالج إشكالية النمذجة و التحكم و المحاكات لنظام كهروميكانيكي لتحويل الطاقة يحتوي على ماكنة ذات تحريض مزدوج (DFIM) موصول مباشرة للشبكة الكهربائية و مغذى عن طريق الدوار بواسطة محول مصفوف. هذا العمل يهدف الى وضع نظام تحكم منفصل للاستطاعة الفعلية والردية المنتجة من طرف العضو الساكن للماكنة (DFIM) من اجل تحقيق أداء جيدة واستغلال أفضل للماكنة من جهة، وجعل النظام غير حساس للاضطرابات الخارجية و تغيرات العوامل من جهة أخرى. في المقام الأول، بدأنا بدراسة وضعية ودراسة الحالة المستقرة ثم قمنا بالنمذجة الرياضية للماكنة (DFIM)، ثم قمنا كذلك بنمذجة ومحاكات لمحول الاستطاعة الذي يستعمل تقنية Venturini كنظام تحكم لان هذه التقنية تتميز بنسبة منخفضة في الشوائب و إمكانية الحصول على نمط عمل للمحول بعامل استطاعة يساوي واحد. وفي المقام الثاني اخترنا التحكم الشعاعي الذي يقوم على توجيه شعاع التوتر حسب المعلم التزمني المرتبط بالحقل الدوار من اجل التحكم في الاستطاعة الفعلية والردية. من اجل التحقق والاختبار لنظام تحويل الطاقة ككل قمنا بدراسة محاكات لهذا الأخير في البرنامج المسمى Matlab. انطلاقا من النتائج المتحصل عليها، نستطيع أن نثبت أن التحكم الإشعاعي الغير مباشر بحلقة الاستطاعة وبمنظمات PI للاستطاعة الفعلية والردية يشكل حلا عمليا ومهما لأنظمة توليد الطاقة، خصوصا في أنظمة الطاقة الهوائية، لان هذا الأخير يسمح بالحصول على نظام تحكم فعال و متين من اجل سرعة متغيرة بالإضافة الى انه يتميز بالتحكم في تيارات الدوار والذي يسمح بحماية الماكنة (DFIM) وهذا بالتحكم في شدة التيار من جهة و ضمان عمل امثل للنظام بتخفيف الآثار الناجمة عن التغيرات في العوامل من جهة أخرى.

الكلمات المفتاحية:

- ماكنة ذات تحريض مزدوج؛
- تحكم إشعاع؛
- منظمات PI؛
- محول مصفوف؛
- تقنية Venturini ؛
- نظام كهروميكانيكي لتحويل الطاقة بسرعة متغيرة.

Contrôle des Puissances Active et Réactive de la Machine à Double Alimentation (DFIM)

Résumé: Cette thèse traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion électromécanique d'énergie électrique à base d'une machine à double alimentation (DFIM) connectée directement au réseau et pilotée par son rotor via un convertisseur matriciel. L'idée, consiste à implémenter un système de contrôle découplé des puissances active et réactive générées par le stator de la DFIM afin d'assurer de hautes performances et une meilleure exécution de la DFIM d'une part, et de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques d'autre part. En premier lieu, nous avons commencé par une étude de l'état de l'art, du régime permanent et de modélisation de la DFIM; en suite nous avons effectué également une étude de modélisation et de simulation sur le convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de Venturini, vu que cette dernière présente un taux d'harmoniques réduit et offre la possibilité d'obtenir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée de celui-ci. En deuxième lieu nous avons adopté un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du vecteur tension statorique suivant le référentiel synchrone lié au champ tournant pour contrôler les puissances active et réactive. A fin de valider et de tester le système de conversion complet (DFIM, convertisseur matriciel, Algorithmes de contrôle), une étude de simulation sous l'environnement Matlab a été effectuée. D'après les résultats obtenus, nous pouvons confirmer que le contrôle vectoriel indirect avec des boucles de puissances active et réactive à base de régulateurs PI constitue une solution viable et attractive pour les systèmes de génération à vitesse variable notamment dans les systèmes éoliens, de même qu'il présente l'avantage de contrôler les courants rotorique et ce qui permet d'assurer la protection de la DFIM par limitation des courants d'une part, et d'assurer un fonctionnement optimal du système de conversion en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres.

Mots-Clés:

- machine à double alimentation;
- contrôle vectoriel;
- régulateurs PI;
- convertisseur Matriciel;
- technique de Modulation de Venturini;
- système de Conversion à vitesse variable.

Control of active and reactive powers of a doubly fed induction machine (DFIM)

Abstract: *This thesis treats the modeling, the control and the simulation of an electrical power electromechanical conversion system based on the doubly fed induction connected directly to the grid by the stator and fed by a matrix converter machine on the rotor side. The idea, consists to implementation of a decoupled control system of active and reactive powers generated by the stator side of the DFIM, in order to ensure of the high performance and a better execution of the DFIM, and to make the system insensible with the external disturbances and the parametric variations. In the first place, we started with a study of the state of the art, of steady-state and of modeling of the DFIM, in continuation we also carried out a study of modeling and simulation on the matrix converter controlled by the Venturini modulation technique, because this later present a reduced harmonic rate and the possibility of operation of the converter at the input unit power-factor. In second place, we adopted a vector control based on the stator voltage vector orientation according to the synchronous reference frame related to the rotate field to control the active and reactive. To validate and test the complete conversion system (DFIM, matrix converter, Algorithms of control), a study of simulation under the Matlab environment was carried out. According to the results obtained , we can confirm that the indirect vector control with a power loop of the active and reactive powers is a solution viable and attractive for the variable speed generation systems in particular in the wind systems, because this last makes it possible to obtain a preferment and robust control system for a variable speed operation, just as it has the advantage of controlling the rotor currents what makes it possible to ensure the protection of the DFIM by limitation of the currents, and of ensuring an optimal operation of the conversion system by minimizing the possibility related to the variations of the parameters.*

Key-Words:

- Doubly fed induction machine;
- vector control;
- PI regulators;
- Matrix converter;
- Venturini modulation technique;
- Variable speed conversion system.

Table des matières

Table des matières

NOTATIONS ET SYMBOLES.....	1
INTRODUCTION GENERALE	3

CHAPITRE I

Etat de l'Art de la Machine à Double Alimentation

1.1 Introduction.....	8
1.2 Description de la machine à double alimentation.....	9
1.3 Classification des machines à double alimentation.....	9
1.3.1 Machine à double alimentation à rotor bobiné.....	10
1.3.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone.....	11
1.3.3 Machine à double alimentation sans balais.....	12
1.4 Comparaison entre les différentes variantes de la machine à double alimentation.....	12
1.5 Principe de fonctionnement de la DFIM.....	14
1.6 Modes opérationnels de la DFIM.....	16
1.7 Avantages et inconvénients de la DFIM.....	18
1.7.1 Avantages de la DFIM.....	19
1.7.2 Inconvénients de la DFIM.....	19
1.8 Domaines d'application de la DFIM.....	19
1.8.1 Dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable.....	19
1.8.2 Dans les systèmes de génération éolienne à vitesse variable.....	21
1.8.2.1 Eolienne isolée (autonome).....	21
1.8.2.2 Eolienne connectée au réseau.....	22
1.9 Les différentes configurations de l'association DFIM/convertisseur de puissances...	24
1.9.1 DFIM avec un convertisseur AC/AC associé au rotor.....	24
1.9.2 DFIM avec deux convertisseurs AC/AC.....	25
1.10 Convertisseurs de puissance associés à la DFIM.....	25
1.10.1 Redresseur non/et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors.....	27
1.10.2 Cycloconvertisseur.....	28
1.10.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension.....	29
1.10.4 Convertisseur Matriciel.....	30

1.11 Caractéristique des interrupteurs à semi-conducteur utilisées dans le domaine à vitesse variable.....	32
1.12 Etat de l'art sur les stratégies de commande de la DFIM.....	33
1.12.1 Fonctionnement moteur.....	34
1.12.2 Fonctionnement générateur.....	37
1.12.3 Conclusion sur l'état de l'art.....	41
1.13 Positionnement du contexte de travail.....	42
1.14 Conclusion.....	43

CHAPITRE II

Etude et Analyse de la DFIM en Régime Permanent

2.1 Introduction.....	44
2.2 Equations de la DFIM en régime permanent.....	45
2.3 Circuit équivalent de la DFIM.....	47
2.4 Bilan de puissances et rendement de la DFIM.....	49
2.5 Diagramme vectoriel de la DFIM.....	50
2.6 Caractéristiques de la DFIM en régime permanent.....	51
1.6.1 Caractéristiques avec un rotor court-circuité.....	53
1.6.2 Caractéristiques avec un rotor alimenté.....	57
2.7 Caractéristiques opérationnelles de la DFIM connectée à un réseau puissant.....	60
2.8 Conclusion.....	65

CHAPITRE III

Modélisation de la Machine à Double Alimentation

3.1 Introduction.....	66
3.2 Transformation de <i>Park</i>	66
3.3 Modélisation vectorielle de la DFIM.....	69
3.3.1 Introduction de la notion de vecteur tournant.....	69
3.3.3 Modèle vectoriel ramené au stator dans le référentiel lié au stator.....	71
3.3.3 Modèle vectoriel dans un référentiel lié au champ tournant statorique.....	73
3.4 Equation de <i>Concordia</i>	74
3.5 Equation de <i>Park</i>	75

3.6 Conclusion.....	77
---------------------	----

CHAPITRE IV

Convertisseur Matriciel: Modélisation et Stratégie de Commande

4.1 Introduction.....	78
4.2 Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel.....	79
4.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel.....	80
4.4 Protection du convertisseur matriciel.....	82
4.5 Modélisation du convertisseur matriciel.....	82
4.6 Modélisation du filtre d'entrée.....	86
4.7 Modélisation de la charge.....	87
4.8 Principe et formulation mathématique de la technique de modulation de <i>Venturini</i>	88
4.9 Résultats de simulation et interprétations.....	91
4.10 Conclusion.....	96

CHAPITRE V

Réglage des Puissances Active et Réactive de la DFIM Alimentée par un Convertisseur Matriciel

5.1 Introduction.....	97
5.2 Modélisation de la DFIM en vu d'un réglage découplé.....	98
5.3 Contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive	99
5.4 Réglage direct des puissances active et réactive.....	101
5.4.1 Schéma bloc de la régulation.....	102
5.4.2 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	102
5.4.3 Schéma synoptique du contrôle de la DFIM.....	104
5.4.4 Résultats de simulation et interprétations	105
5.5 Réglage indirect des puissances active et réactive	107
5.5.1 Réglage sans boucle de puissance.....	107
5.5.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	107
5.5.1.2 Schéma synoptique.....	108
5.5.1.3 Résultats de simulation et interprétations	109
5.5.2 Réglage avec boucle de puissance.....	111
5.5.2.1 Schéma synoptique.....	111

5.5.2.2 Résultats de simulation et interprétations	112
5.6 Tests de robustesse du système de contrôle à la variation de la résistance rotorique.....	119
5.7 Conclusion.....	122
CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	124
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	128
ANNEXE.....	137

NOTATIONS ET SYMBOLES

Notations et symboles

Abréviations

DFIM	: Machine à Double Alimentation (doubly fed induction machine)
DFIG	: Génératrice à Double Alimentation (doubly fed induction generator)
AC/AC	: Alternatif/Alternatif
AC/DC/AC	: Alternatif/Continu/Alternatif
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	: Proportionnel Intégral
MC	: Convertisseur Matriciel

Indices

a, b, c	: Repère triphasé (réel)
s, r	: Stator et Rotor
d, q	: Repère biphasé lié au champ tournant
α, β	: Repère biphasé lié au stator (fixe)
n	: Valeur Nominale

Symboles

g	: Glissement
E_s	: F.e.m induite dans le stator
E_{rs}	: F.e.m induite dans le rotor par l'effet du flux statorique
f_s	: Fréquence des grandeurs statoriques
f_r	: Fréquence des grandeurs rotoriques
f_m	: Fréquence mécanique de rotation du rotor
n_p	: Nombre de paires de pôles
N_s	: Nombre de spires par phase du stator
N_r	: Nombre de spires par phase du rotor
K_{ws}	: Coefficient de bobinage du stator
K_{wr}	: Coefficient de bobinage du rotor
K_{rs}	: Rapport effectif entre l'enroulement du stator et du rotor
ϕ_m	: Flux maximal dans l'entrefer crée par chaque pôle
v	: Tension instantanée
i	: Courant instantané

Ψ_s	: Vecteur flux statorique
Ψ_r	: Vecteur flux rotorique
ω_m	: Vitesse angulaire du rotor (rad/s)
ω_s	: Pulsation des grandeurs statoriques
ω_r	: Pulsation des grandeurs rotoriques
θ	: Position angulaire du rotor par rapport au repère fixe (α, β)
θ_s	: Position angulaire du repère (d,q) par rapport au repère fixe (α, β)
θ_r	: Position angulaire du repère (d,q) par rapport au repère lié au rotor
R_s, R_r, R_m	: Résistances statorique, rotorique et magnétisante
L_s, L_r, L_m	: Inductances propre (cyclique) statorique, rotorique et magnétisante
l_s, l_r	: Inductances de fuite statorique et rotorique
P_s, Q_s	: Puissances active et réactive du stator
P_r, Q_r	: Puissances active et réactive du rotor
P_m	: Puissance mécanique d'entraînement
C_e	: Couple électromagnétique
C_g	: Couple développé par la génératrice

Introduction Générale

Introduction Générale

L'énergie électrique est un facteur essentiel pour le développement et l'évolution des sociétés humaines que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie que sur le développement des activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable par sa souplesse d'utilisation et par la multiplicité des domaines d'activité où elle est appelée à jouer un rôle de plus d'important. Ces modes de production ainsi que les moyens de distribution associés sont amenés à subir de profonds changements au cours des prochaines décennies.

En effet, jusqu'à présent la production d'électricité provenait essentiellement de la filière nucléaire et de la transformation de ressources naturelles fossiles. Ces deux modes de production posent des problèmes dont l'importance est croissante au fil des années. Il s'agit du stockage de déchets nucléaires non retraitables et de la disparition prévue au 21^{ème} siècle, des principales sources d'énergie fossile. Les contraintes environnementales concernant les rejets dans l'atmosphère de gaz à effet de serre (principalement le CO₂ et le CH₄) renforcent également l'idée d'une production d'énergie électrique propre, économique et durable [FRA 03].

Ainsi, les modes de production reposant sur la transformation d'énergie renouvelable (éolien, solaire,...) sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable. Aujourd'hui, et grâce à l'évolution récente de l'électronique de puissance et micro-informatique, le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée (DFIM) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. Cet intérêt est dû essentiellement aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor.

Le schéma de raccordement le plus typique de cette machine consiste à raccorder le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse soient limitées autour de la vitesse de synchronisme vu que ce domaine de fonctionnement présente un faible glissement, et par conséquent le convertisseur associé au rotor doit être traité seulement une fraction de 20 à 30 % de la puissance nominale du système de conversion. Ceci signifie que les pertes dans le convertisseur est moindre (puissance fournie au rotor est faible) ainsi que le coût de celui-ci s'en trouve réduit. C'est la raison pour laquelle on trouve cette machine dans les systèmes de production en forte puissance à vitesse variable et fréquence constante. Une seconde raison est la possibilité de contrôler la puissance active et réactive dans le stator via le contrôle du convertisseur de puissance.

Bien que la conversion indirecte de fréquence en utilisant une cascade Redresseur-lien continu-Onduleur soit une technique bien établie, la conversion directe est toujours peu connue, même si dans beaucoup d'applications d'entraînements à courant alternatif, il est souhaitable de remplacer le convertisseur de tension conventionnel AC/DC/AC par un convertisseur plus compact, tout en gardant de bonnes formes d'ondes entrée/sortie et la possibilité de réglage du facteur de puissance à l'entrée. En effet, les récentes avancées en électronique de puissance ont permis l'émergence du convertisseur matriciel (MC) permettant une conversion directe AC/AC. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il existe très peu de produit commercialisé du convertisseur matriciel en adéquation aux efforts fourni dans de nombreux laboratoires de recherche.

Aujourd'hui, le convertisseur matriciel de puissance est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et le cascade redresseur/liens continu/onduleur, notamment [GHE 08_2, ZHA 98_2]:

- la commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie;
- un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge;
- le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible;
- la possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants;

- un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie;
- une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie;
- l'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

Dans la littérature du convertisseur matriciel, on trouve deux stratégies de commande qui sont principalement adoptées à la commande du convertisseur matriciel. La première est basée sur la méthode de modulation de *Venturini* et la deuxième sur la modulation par vecteur spatial *SVM*. Dans notre travail, le choix est porté sur la méthode de modulation de *Venturini* en vue d'une commande rapprochée du convertisseur matriciel à fin de parvenir à un réglage découplé des puissances active et réactive générées par la DFIM. Cette méthode présente un avantage exceptionnel par rapport à la deuxième méthode, qui réside dans le taux d'harmoniques réduit. C'est donc dans ce cadre que nous allons adopter un contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive de la DFIM basé sur l'orientation de la tension statorique suivant le référentiel synchrone lié au champ tournant dont l'objectif d'assurer des hautes performances et une meilleure exécution de la génératrice à double alimentation d'une part, et d'autre part de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

Au cours de notre travail, nous allons présenter toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat. Les aspects concernant le choix de la configuration de la DFIM, du convertisseur et la technique de commande rapprochée et éloignée, jusqu'à la simulation du système de conversion, sont décrits dans cette étude. Dans ce contexte, notre thèse est structurée comme suit:

Dans le premier chapitre nous allons présenter un état de l'art de la machine à double alimentation. En effet, à travers une synthèse bibliographique d'un certain nombre d'articles de revues et de conférences, en premier lieu, nous essayerons de mettre en évidence la machine à double alimentation afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application. En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine seront présentées. D'autre part, une étude comparative des différents types des convertisseurs de puissance associés à la DFIM rencontrés dans la littérature sera effectuée afin de dégager les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

En second lieu, nous analyserons les différentes stratégies de commande qui ont été testées avec la configuration considérée auparavant. Il apparaît que le contrôle vectoriel basé sur le principe d'orientation du flux du stator, du rotor et de l'entrefer est la stratégie de pilotage la plus utilisée pour la DFIM. De cette manière, les tensions, les courants, et les divers flux ont été pris comme axe de liaison avec le repère tournant nécessaire. Cette stratégie ayant été très étudiée, elle nous servira de base de travail pour la suite de notre étude.

A la fin de ce premier chapitre, nous situerons le contexte de notre travail et nous choisirons la configuration du système, le type de convertisseur utilisé, ainsi que la stratégie de commande adoptée à ce système.

Dans le second chapitre nous développerons une étude de la DFIM en régime permanent par simulation. Ceci nous permettra d'introduire un modèle équivalent pour la DFIM dont l'objectif de dégager les caractéristiques principales: couple-vitesse, courant, tension, puissances active et réactive, et facteur de puissance. Ceci nous permettra aussi bien de comprendre au mieux le comportement de la DFIM dans les quatre quadrants de fonctionnement ainsi que la répartition des puissances afin de pouvoir choisir le domaine de vitesse dans lequel la DFIM doit fonctionner dont l'objectif de l'obtention de meilleures performances.

Le troisième chapitre sera l'objet d'une étude de modélisation de la DFIM pilotée par le rotor en vu du réglage des puissances active et réactive au niveau du stator. Un modèle mathématique biphasé de la partie mécanique et électrique de la DFIM dans les différents repères sera introduit. Au cours de cette modélisation, notre choix sera porté sur le repère lié au champ tournant car il permettra d'obtenir un découplage entre la puissance active et réactive.

Le quatrième chapitre portera sur la modélisation du convertisseur matriciel en tenant compte du filtre passif à l'entrée de celui-ci, après une description de son principe de fonctionnement, de sa structure, ainsi que des différentes configurations des commutateurs bidirectionnels adoptés à celui-ci. En plus, la stratégie de commande par modulation de *Venturini* sera également détaillée. A la fin de ce chapitre et dont l'objectif d'évaluer les performances apportées par ce convertisseur commandé par la technique considérée, une étude par simulation sera prévue.

En fin le dernier chapitre sera consacré à l'implémentation d'un algorithme de réglage découplé des puissances active et réactive de la DFIM connectée directement au réseau et pilotée par son rotor via un convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation de *Venturini*, en se basant sur la théorie de la commande vectorielle. Cet algorithme est basé d'une part sur l'utilisation du repère synchrone lié au champ tournant, et d'autre part sur l'orientation du flux statorique suivant l'axe direct "d" de ce repère afin de réaliser un découplage entre la puissance active et réactive. Finalement, une étude de simulation sera effectuée sous l'environnement Matlab afin de tester et d'évaluer les performances apportées par cet algorithme de réglage et sa robustesse aux variations paramétriques.

On terminera par une conclusion du travail réalisé ainsi que par quelques idées en perspectives.

Chapitre 1

Etat de l'art de la machine à double alimentation

Etat de l'art de la Machine à Double Alimentation

1.1. Introduction

Avant d'aborder la modélisation et la commande de la machine doublement alimentée (DFIM), il est indispensable d'entamer l'étude de l'état de l'art des travaux qui sont effectués sur cette machine. Le bilan de cette synthèse bibliographique, permet de mettre en évidence notre travail par rapport à ceux déjà existants et de définir les grands axes de recherche [KHO 06, SAL 07].

Traditionnellement et même à l'heure actuelle, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir.

La machine asynchrone à cage, a connu ces dernières années, grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et la maîtrise des techniques de commande (la commande vectorielle, la commande directe du couple, la commande par mode glissant,...) un essor considérable; et elle est devenue la machine la plus utilisée surtout dans le domaine des entraînements à vitesse variable car cette dernière présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse que les autres machines. Cependant celle-ci présente des inconvénients tels que la consommation de puissance active, un courant de démarrage élevé, une limitation en puissance, de même quelle présente des grandeurs non mesurables au niveau du rotor ce qui nécessite une commande plus compliquée [CAM 03, SAL 07].

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée (DFIM) pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [CAM 03, ELA 04, KHO 06, SAL 07].

Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence la machine à double alimentation, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application de celle-ci. En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine seront présentées. D'autre part, une étude comparative des différents types de convertisseurs de puissance associés à la DFIM rencontrés dans la littérature sera effectuée afin de dégager les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

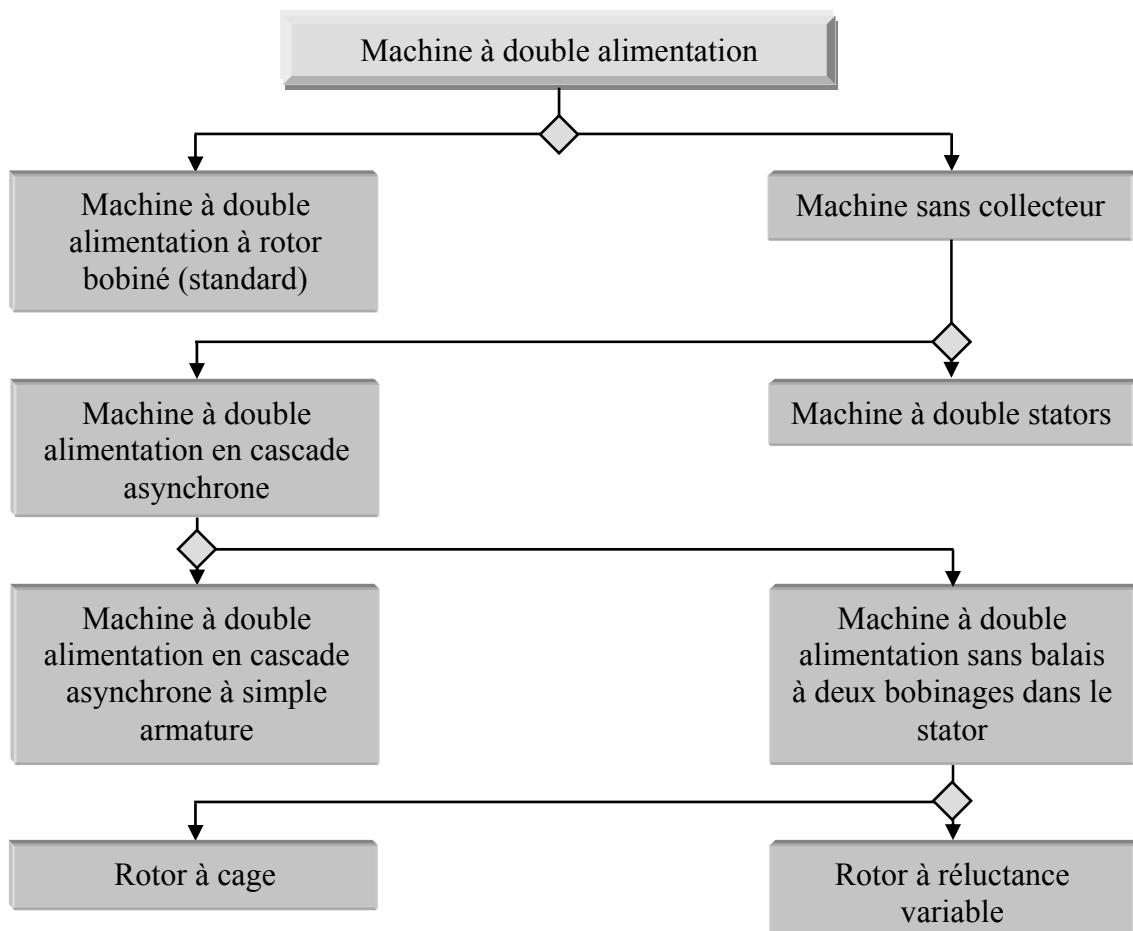
1.2. Description de la machine à double alimentation

La machine à double alimentation en anglo-saxon "*doubly fed induction machine* (DFIM)" est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [HOP 01, LIN 03].

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'entraînement et de génération à vitesse variable, dont le glissement peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois. Ceci dépend essentiellement du facteur technico-économique de construction [ABD 96, KOS 74].

1.3. Classification des machines à double alimentation

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [AZAI 08, HOP 01, LIN 03, SAL 07].



Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme donné précédemment. Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous.

1.3.1. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

La figure (1.1) montre que la machine à double alimentation à rotor bobiné ou standard, est une machine asynchrone occupée par un système balais-bague qui alimente l'enroulement du rotor. La figure (1.2) illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC): cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel [LIN 03, SAL 07].

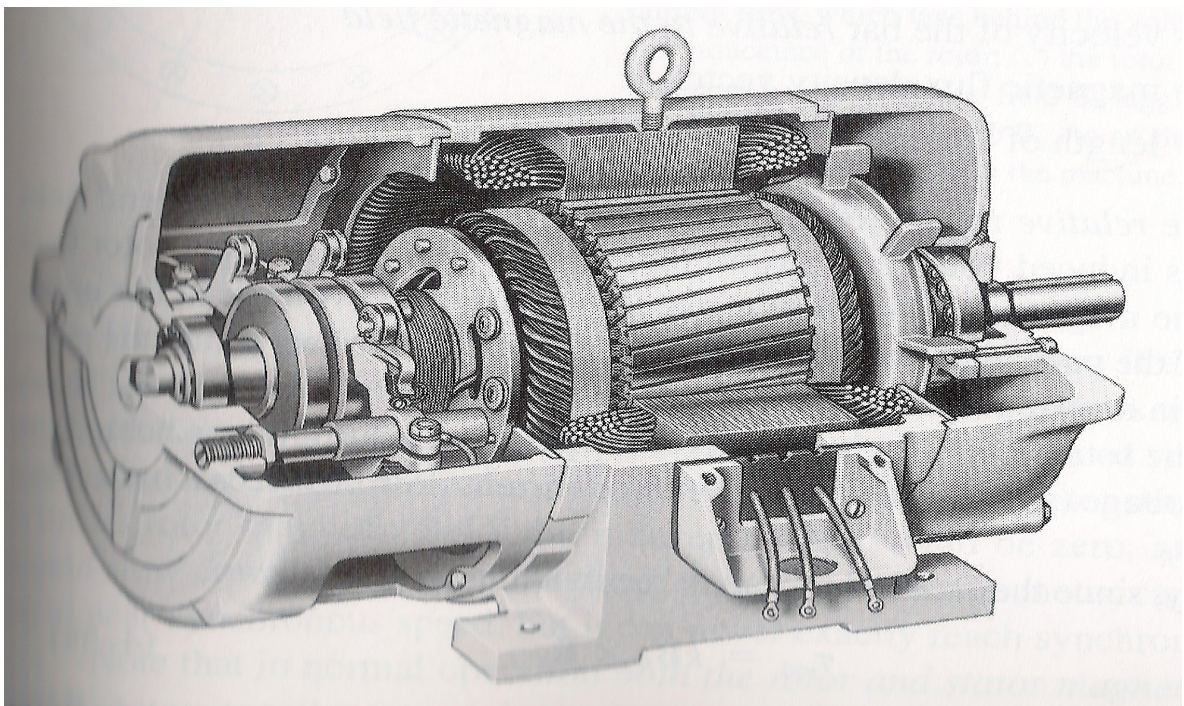


Fig. (1.1) : Coupe d'une machine asynchrone à rotor bobine (standard) [CHA 04]

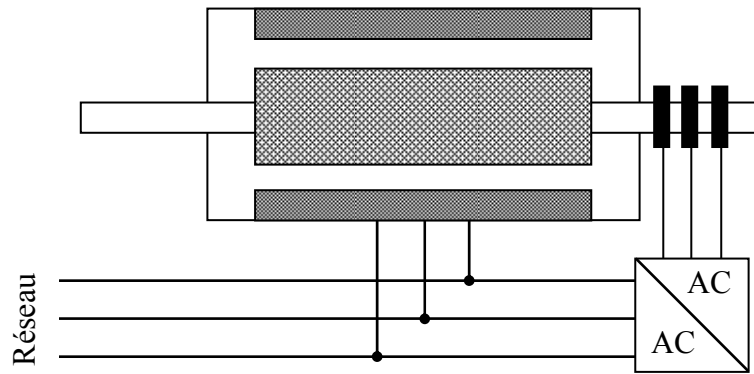


Fig. (1.2) : Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

1.3.2. Machine à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la figure (1.3). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

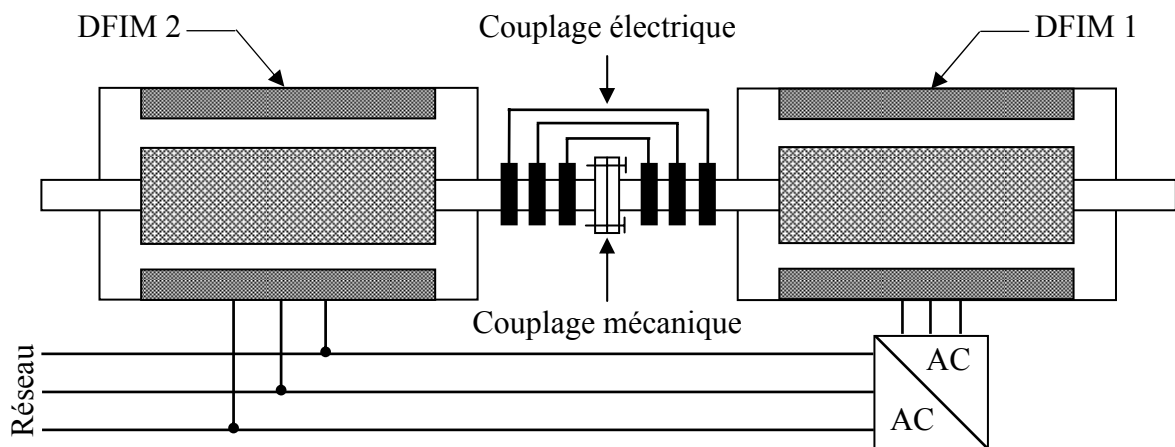


Fig. (1.3) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone
Ce type de machines offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [PET 03, AZAI 08].

Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont logés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écureuil, comme dans le cas de la machine à double alimentation sans balais.

1.3.3 Machine à double alimentation sans balais

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC (fig. 1.4). Le rotor de cette machine possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques.

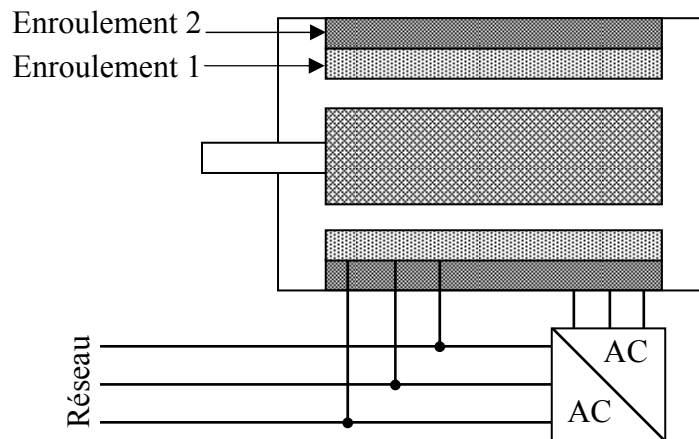


Fig. (1.4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais

Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance [PET 03, AZAI 08].

1.4. Comparaison entre les différentes variantes de la machine à double alimentation

Le tableau (1.1) donne une brève classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives dans la littérature. Dans ce cas, les critères de comparaison sont fondés sur : la complexité de la construction de la machine, la puissance traitée par le convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [HOP 01, AZAI 08].

On peut conclure que, toutes les machines à double alimentation citées dans le tableau (1.1) doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance. Dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la

puissance traitée par le convertisseur est réduite. De point de vue stratégie de commande il n'y a pas de grande différence entre ces variantes.

Tab. (1.1) : Classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation

Type de la machine à double alimentation	Construction de machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande
Machine à rotor bobiné	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine en cascade asynchrone	Difficile	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine sans balais	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné
Machine à réluctance variable	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Comme la machine à rotor bobiné

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature que la machine à rotor bobiné standard et la machine à réluctance variable restent plus attractives par beaucoup de chercheurs. D'autre part, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et la machine sans balais, vu que ces dernières présentent un rendement élevé dû au courant réduit dans leurs rotors [HOP 01].

Jusqu'à présent et grâce à l'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à double alimentation standard reste la machine la plus attractive de l'avis de nombreux chercheurs, vu qu'elle est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application. En effet, elle présente une construction établie et simple par rapport aux autres types. Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC) ; de même elle possède une commande par orientation de flux statorique permettant d'obtenir un contrôle découplé des puissances active et réactive.

1.5. Principe de fonctionnement de la DFIM

La DFIM est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le rotor est occupé par des enroulements triphasés reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système ballais-bague.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r ; \omega_m = n_p \cdot \Omega_m \quad (1.1)$$

Avec:

Ω_m est la vitesse mécanique du rotor ;

"s" et "r" désignent les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement ;

n_p est le nombre de paires de pôles.

Le signe plus (+) dans l'équation (1.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hypo-synchrone ($\omega_m < \omega_s$).

Le signe moins (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone ($\omega_s < \omega_m$) [BOL 06].

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [ABD 96, HOP 01] :

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (1.2)$$

avec f_m la fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas, le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \begin{cases} > 0; \text{régime hypo - synchrone} \\ < 0; \text{régime hyper - synchrone} \end{cases} \quad (1.3)$$

Les figures (1.5) et (1.6) représentent l'évolution de la fréquence et de la tension du rotor en fonction du glissement [HOP 01], dans le cas où le circuit du stator est alimenté directement par le réseau (tension et fréquence constantes), le rotor étant en circuit ouvert. D'après ces figures, il est clair que les grandeurs rotoriques dépendent de la vitesse opérationnelle de la machine.

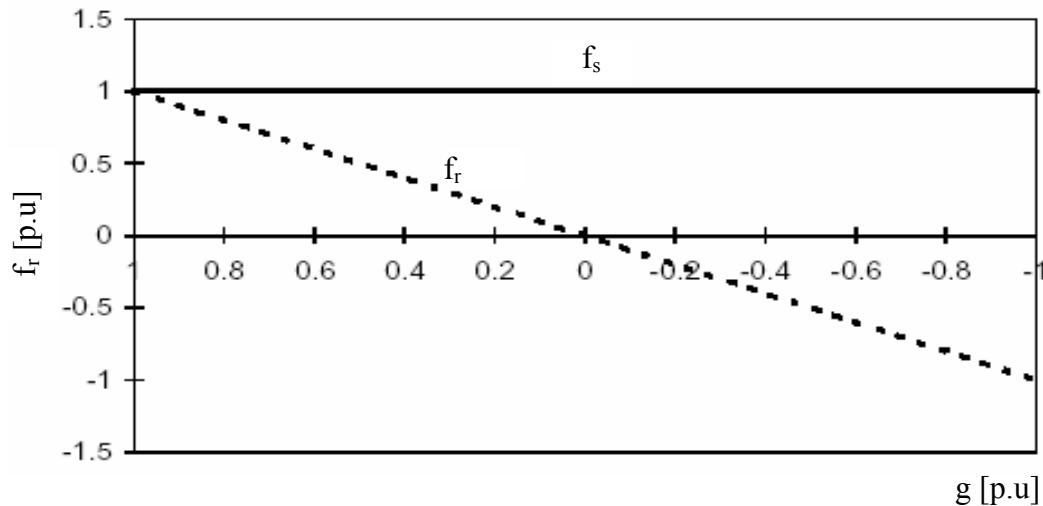


Fig. (1.5) : Evolution de la fréquence rotorique en fonction du glissement [HOP 01]

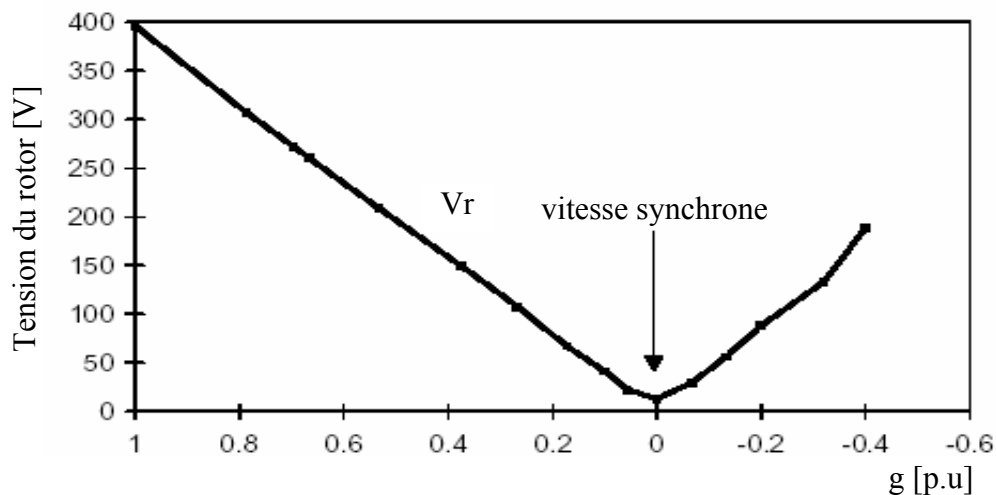


Fig. (1.6) : Evolution de la tension rotorique en fonction du glissement [HOP 01]

D'après l'équation (1.3) et les figures (1.5) et (1.6), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement pour la DFIM :

- **Stationnaire ($g=1$) :** le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.e.m induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans cette condition, la DFIM se comporte simplement comme un transformateur.
- **Hypo-synchrone ($0 < g < 1$) :** En tournant le rotor dans la direction de flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître (figure 1.5). Plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, de même la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- **Synchrone ($g=0$) :** Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par

rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

- **Hyper-synchrone ($g < 0$)** : Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative selon les équations (1.2) et (1.3). Cette valeur négative signifie que l'ordre de succession de phase du rotor "a_r, b_r, c_r" s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

1.6 Modes opérationnels de la DFIM

Les puissances actives de la DFIM (en ignorant les pertes) peuvent être écrites par les expressions suivantes [HOP 01, LIN 03]:

$$P_r = -gP_s \quad (1.4)$$

$$P_m = -(1-g)P_s \quad (1.5)$$

Avec P_s , P_r et P_m désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique.

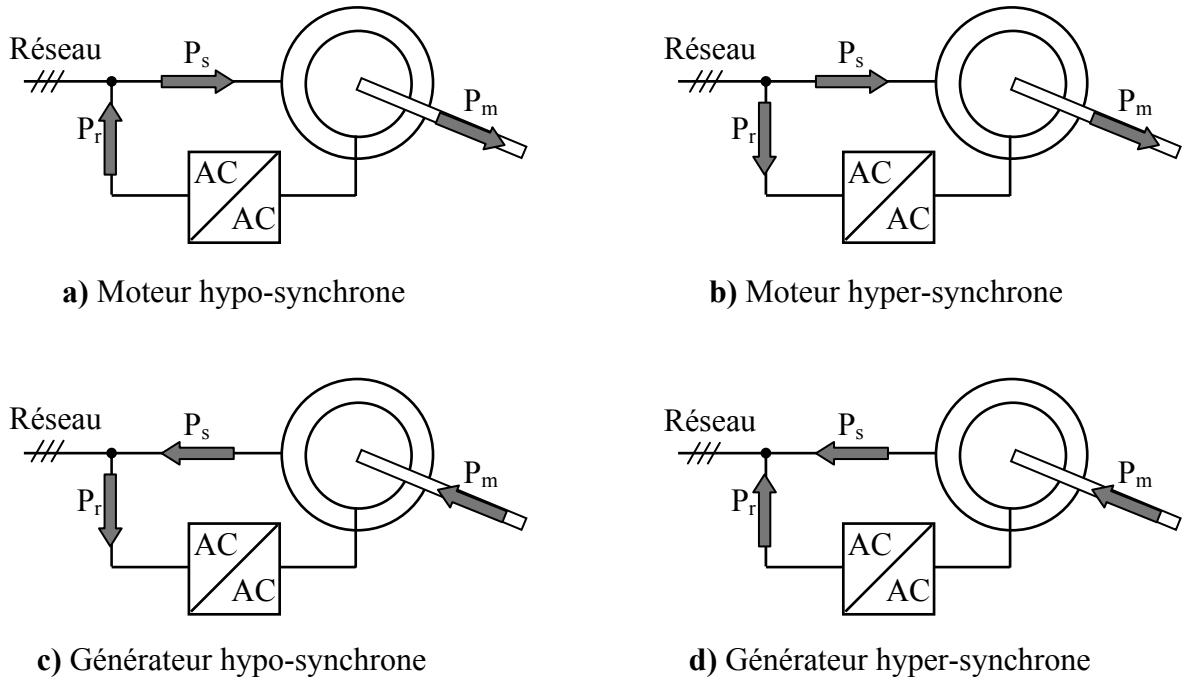


Fig. (1.7) : Modes et régimes de fonctionnement de la DFIM

La figure (1.7) montre bien que, lorsque la DFIM fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone, la puissance P_r est fournie au réseau par le rotor. Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement (fig. (1.7a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (1.7.b)), dans ce cas la puissance P_r est absorbée par le rotor. Lorsque la DFIM fonctionne en mode

générateur, et si elle est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance P_r est absorbée par le rotor de celle-ci (figure 1.7.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), la puissance P_r change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure 1.7.d).

La figure (1.8), montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (DFIM en mode générateur). A l'arrêt ($g=1$), la machine se comporte comme un transformateur. Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ($g=0$), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire. On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la DFIM ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme.

Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme ; la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 20% de la puissance du stator [HOP 01].

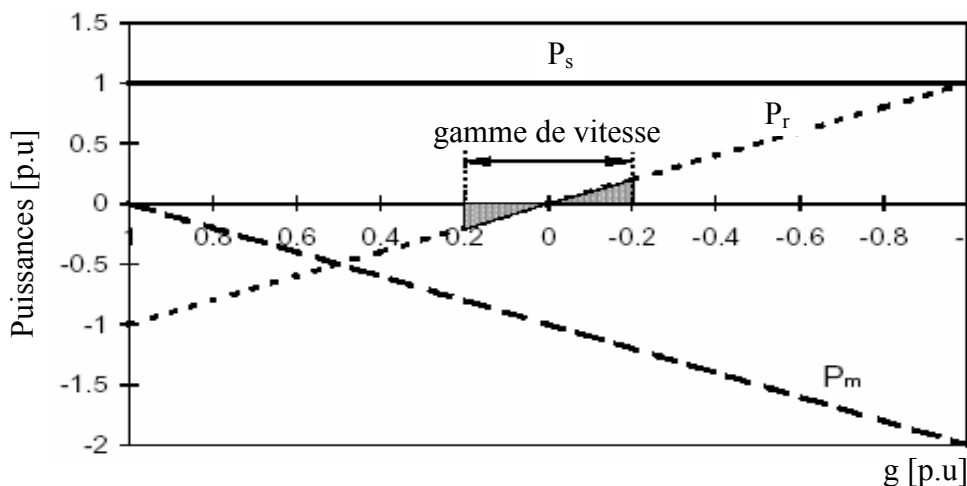


Fig. (1.8) : Evolution des puissances de la DFIM (mode générateur) en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)

Tab. (1.2) : Modes opérationnels de la DFIM

		modes	
		Moteur $P_m > 0$	Générateur $P_m < 0$
régimes	Hypo-synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s < 0$ $P_r > 0$	$P_s > 0$ $P_r < 0$
	Hyper-synchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s < 0$ $P_r < 0$	$P_s > 0$ $P_r > 0$

Le tableau (1.2) résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la DFIM dans les quatre quadrants. Le signe plus (+) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la DFIM, alors que le signe moins (-) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieur à la DFIM.

La puissance réactive de la DFIM est définie comme suit [BOL 06]:

$$Q_{sr} = Q_s + \frac{Q_r}{|g|} \quad (1.6)$$

Q_s et Q_r sont les puissances réactives respectivement du stator et du rotor ;

Q_{sr} est la somme des puissances réactives requises pour établir les flux de fuite et magnétisant dans la DFIM.

Il est clair que la puissance réactive demandée par la DFIM est fournie par le stator ou le rotor, ou bien les deux à la fois, équation (1.6).

La puissance apparente maximale du rotor S_r est liée à celle du stator S_s par l'expression suivante [BOL 06] :

$$S_r = |g_{\max}| S_s \quad (1.7)$$

avec $g_{\max}$, le glissement maximal pour une gamme de vitesse autour de la vitesse de synchronisme.

1.7 Avantages et inconvénients de la DFIM

Nous introduisons brièvement dans ce paragraphe les avantages principaux et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables [SAL 07, VID 04, HOP 01, DRI 05].

1.7.1 Avantages de la DFIM

Les principaux avantages de la DFIM sont :

- l'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique ;
- elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application ;
- elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances ;
- fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale ;
- le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.

1.7.2 Inconvénients de la DFIM

Comparativement à la machine asynchrone à cage, la DFIM présente des inconvénients liés essentiellement au système balais-bague comme :

- Machine plus volumineuse que celle à cage grâce à la présence du système balais – bague ;
- La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements ;
- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor ;
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation.

1.8 Domaine d'application de la DFIM

1.8.1 Dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable

Les systèmes d'entraînement électriques transforment l'énergie électrique en énergie mécanique pour des applications utiles. Dans ce cas, le moteur électrique est le composant noyau d'un tel système d'entraînement électrique. Généralement, il y a trois critères essentiels pour la sélection des moteurs électriques pour les applications dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable :

- Rendement énergétique ;
- Exigence de la commande en vitesse ou en position ;
- Amélioration de la réponse en régime transitoire.

Le moteur, le convertisseur statique et le système de commande sont les trois éléments constructifs dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable (figure 1.9). Dans ce cas, le moteur doit assurer la rotation dans un sens ou l'autre avec la possibilité de freinage dans les deux sens. Le convertisseur de puissance a pour objectif de contrôler l'écoulement de puissance entre la source d'alimentation et le moteur. Son choix est affecté par le niveau de puissance, les quadrants opérationnels du moteur et la qualité de puissance. L'algorithme de commande est utilisé pour générer les signaux de commande pour le convertisseur de puissance, afin de contrôler le couple, la vitesse ou la position [TAN 94].

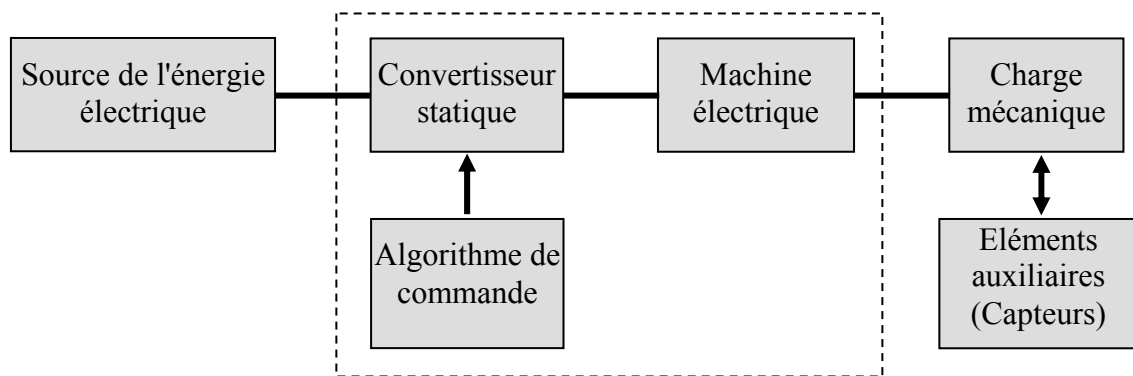


Fig. (1.9) : Architecture d'un système d'entraînement à vitesse variable

Grâce au développement rapide du moteur, du convertisseur et de la commande et leur intégration, le domaine d'entraînement à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable notamment ce qui concerne l'amélioration du rendement énergétique et les hautes performances dynamiques offertes par celui-ci. Par conséquent, le choix d'un tel système d'entraînement à vitesse variable s'appuie généralement sur les critères suivants :

- le coût ;
- la fiabilité ;
- les performances (rapidité, précision et robustesse) ;
- le rendement énergétique ;
- la taille et le poids.

Le moteur asynchrone à rotor bobiné offre des nombreux avantages par rapport au moteur asynchrone et synchrone surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement. De plus, il présente un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste tel que le laminoir, la traction ferroviaire, la propulsion des navires, le véhicule électrique, le ventilateur et la pompe d'eau.

1.8.2 Dans les systèmes de génération éolienne à vitesse variable

Une éolienne à vitesse variable a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec un rendement optimisé. Par conséquent, les différents éléments du système éolien sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. La figure (1.10), présente la caractéristique de la puissance maximale captée en fonction de la vitesse de la turbine pour des différentes vitesses du vent, dans le cas où l'orientation des pales est parfaitement réalisée [TAN 94, ELA 04, MIR 05].

Dans les systèmes éoliens de production de l'énergie électrique à vitesse variable, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant la machine asynchrone à rotor bobiné. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme dont l'objectif d'avoir un convertisseur de puissance dimensionné à une fraction de 20-30 % de toute la puissance de système, et ce qui permet de minimiser les pertes et réduire le coût de celui-ci, [PET 03].

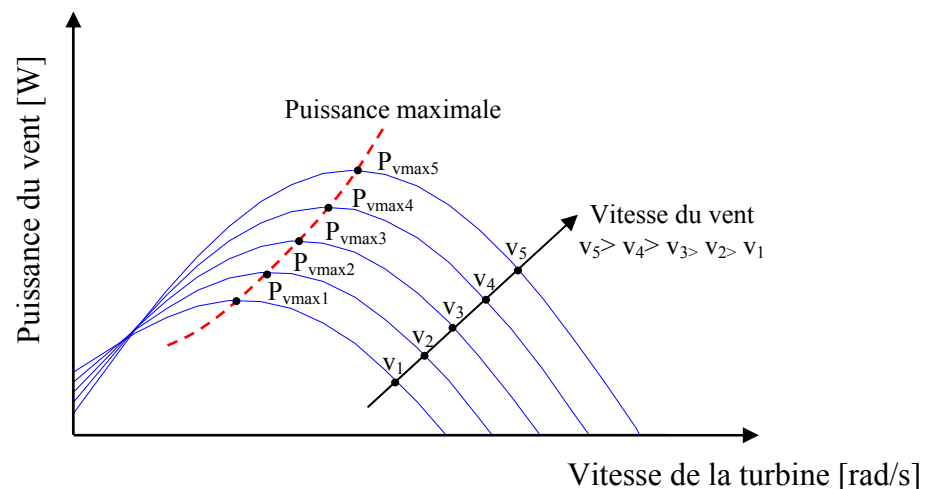


Fig. (1.10) : Caractéristique puissance-vitesse de la turbine pour des différentes vitesses du vent.

Dans la littérature, il existe deux catégories d'éoliennes telles que les éoliennes isolées (autonomes) et les éoliennes connectées au réseau.

1.8.2.1 Eolienne isolée (autonome)

Les éoliennes autonomes sont utilisées dans des gammes de puissances de quelques dizaines de Watts à quelques dizaines de kW pour l'alimentation d'appareils électriques d'instrumentation ou d'éclairage. Les plus petites éoliennes sont utilisées pour les bateaux, le

camping ou les stations météo. Les éoliennes de plus grande puissance sont utilisées pour la production destinée à alimenter en énergie électrique des villages isolés [BOY 06].

Les points communs entre toutes ces éoliennes sont leur faible puissance et leur association à une unité de stockage d'énergie, généralement constituée de batteries d'accumulateurs (Fig 1.11), [CHE 06, BOY 06].

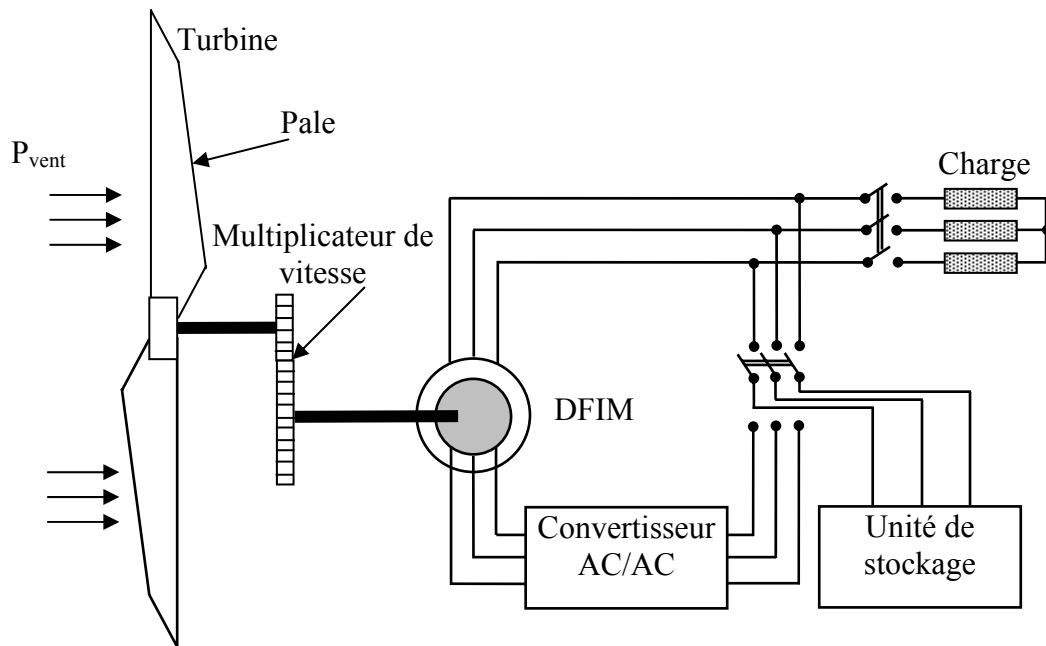


Fig. (1.11): Eolienne isolée à base de la DFIM.

1.8.2.2 Eolienne connectée au réseau :

Les éoliennes connectées au réseau de distribution sont souvent en fonctionnement pour tester le potentiel éolien du site considéré appartenant à des industriels ou des privés qui produisent leur propre électricité et revendent l'excédent au distributeur local.

Ce type de production décentralisée est rencontré de plus en plus avec le développement des primes et autres aides à la production d'énergie électrique propre. Les puissances de ces éoliennes peuvent varier, selon qu'il s'agit d'un exploitant privé ou industriel, de 50 kW à 4.5 MW pour les plus récentes éoliennes du marché. On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications en mer (Fig.1.12) [MUL 03], vu que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante. Ces éoliennes fonctionnent en permanence et ont, le plus souvent, besoin d'être raccordées à un réseau puissant afin de minimiser l'impact des fluctuations de la puissance générée par ces dernières.



Fig. (1.12) : Eolienne installée en mer [MUL 03]

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1 MW utilisent une machine asynchrone à rotor bobiné (DFIM) pilotée par le rotor [MUL 03].

La figure (1.13) présente le schéma typique d'une éolienne à base de la machine asynchrone à rotor bobiné connectée directement au réseau par son stator et alimentée par convertisseur AC/AC au niveau du rotor dimensionné pour faire traité une puissance rotorique qui représente environ 30 % de la puissance nominale pour une vitesse d'entraînement autour de celle de synchronisme de la machine considérée. C'est le principal intérêt de ce type de machines [SAL 07].

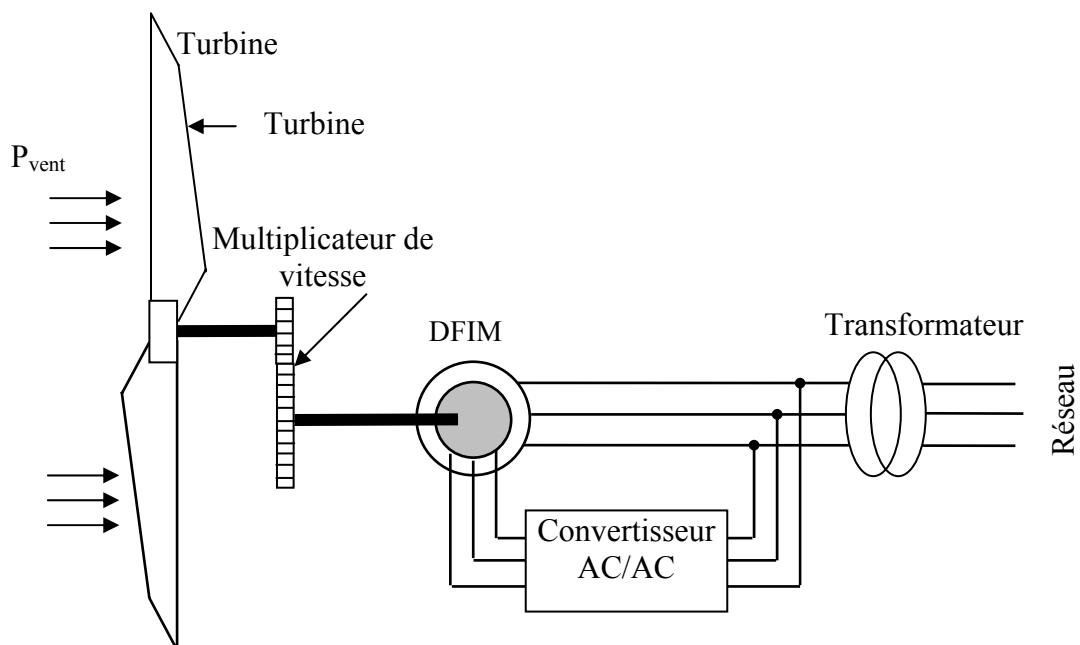


Fig. (1.13): Eolienne connectée au réseau à base de la DFIM

1.9 Les différentes configurations de l'association DFIM/convertisseur de puissance

La DFIM offre plusieurs possibilités de configuration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la DFIM. D'après la littérature, on peut distinguer les configurations suivantes.

1.9.1 DFIM avec un convertisseur AC/AC associé au rotor

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répondue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la DFIM directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure 1.14). En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la DFIM dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable. La configuration considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances qui seront exposés par la suite [LEO 97, PER 04, KHO 06, SAL 07].

Les travaux présentés dans la littérature de la DFIM montrent les bonnes performances de cette dernière avec cette configuration. Ces travaux s'intéressent principalement aux stratégies de commande. Dans notre travail nous nous intéressons non seulement aux stratégies de commande de la DFIM mais aussi aux convertisseurs de puissances associés à cette dernière. Un choix adéquat et convenable sera fait en fonction de notre problématique.

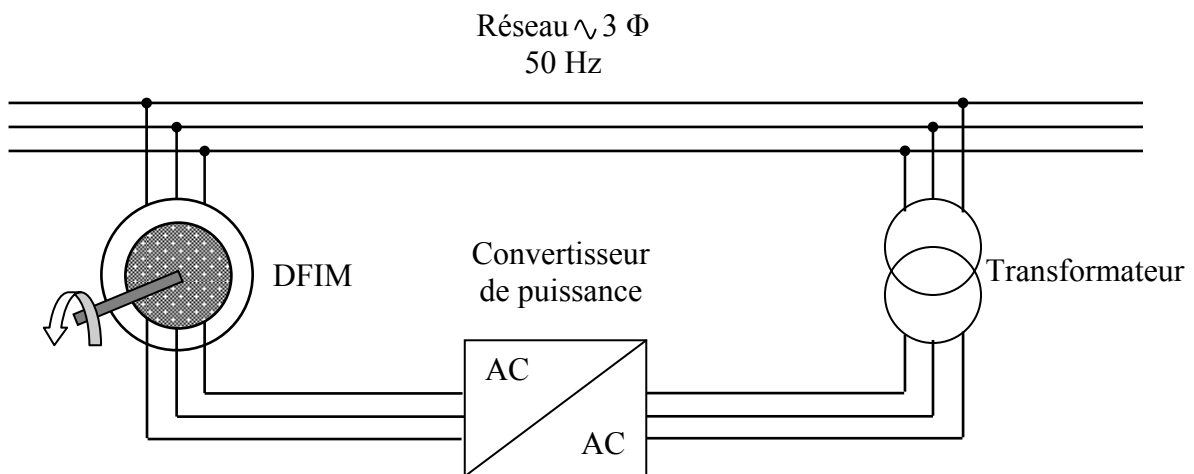


Fig. (1.14) : Schéma synoptique de la DFIM avec un convertisseur AC/AC associé au rotor

1.9.2. DFIM avec deux convertisseurs AC/AC

Cette solution consiste à alimenter la DFIM par deux convertisseurs AC/AC, l'un au stator et l'autre au rotor (figure 1.15). Cette dernière est généralement plus répandue dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable que ceux de génération. Cette configuration offre une grande souplesse à la commande que celle précédente (figure 1.14), ainsi qu'elle permet de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs, ce qui réduit les pertes fer dans la machine et par conséquent augmente le rendement [VID 04]. En plus, elle présente dans les applications de grandes puissances de bonnes performances à très basses vitesses pour un fonctionnement sans capteur de vitesse, ainsi qu'elle offre la possibilité de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. Cependant, cette configuration présente des inconvénients majeurs notamment [DRI 05, KHO 06, SAL 07, VID 04] :

- Elle est plus volumineuse. L'aspect multi-convertisseurs augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent, le prix.
- Le marché traditionnel est dominé par la première configuration (figure 1.14) qui est très étudié et très connue.
- Elle nécessite une commande plus ou moins compliquée par rapport à la première configuration.

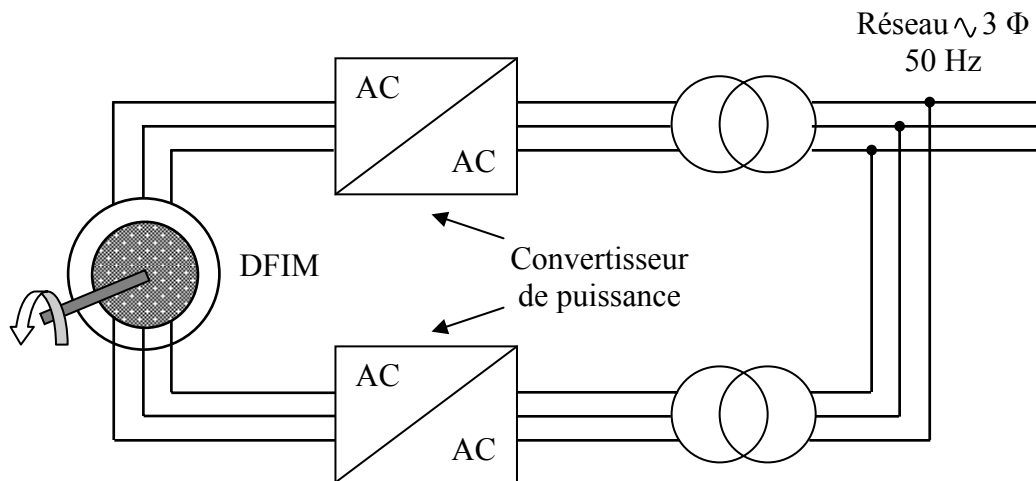


Fig. (1.15) : Schéma synoptique de la DFIM avec deux convertisseurs AC/AC

1.10 Convertisseurs de puissance associés à la DFIM

Bien que la puissance du rotor (de glissement) de la DFIM peut être contrôlée à partir de la vitesse et du couple de celle-ci. Une simple et primitive méthode de contrôle de la vitesse de la DFIM en mode moteur consiste à modifier la résistance rotorique. Si l'on utilise

pour cela un rhéostat, on dissipe l'énergie active comme des pertes et on abaisse de façon inacceptable le rendement du système. Les avantages de cette méthode font que la machine peut avoir un démarrage souple avec un couple maximale sans pic de courant et sans harmoniques transmis au réseau avec un facteur de puissance élevé. Par conséquent et pour que le procédé soit viable, il faut faire appel à un convertisseur de puissance qui permet la récupération de l'énergie correspondante en la réinjectant dans le réseau dont le but d'améliorer le rendement. D'après la littérature de la DFIM [DRI 05, LEO 97], on trouve deux types de convertisseur qui sont utilisés pour contrôler la puissance de glissement, notamment celui proposé par *Kramer* qui consiste à utiliser un convertisseur AC-AC unidirectionnel en régime hypo-synchrone et celui utilisé dans la méthode de *Scherbius* qui emploie un convertisseur bidirectionnel en régimes hypo/hyper synchrone. Pour une gamme de vitesse de fonctionnement de la DFIM autour de sa vitesse de synchronisme [BOS 06, TEC Ing], la DFIM présente une puissance de glissement réduite et ce qui permet également de réduire les dimensions du convertisseur de puissance.

Le convertisseur statique est connecté aux enroulements du rotor de la DFIM par un système ballais-bague. Il est dimensionné pour une puissance rotorique $P_m = |g_{\max}| p_{sn}$, avec $g_{\max}$: la valeur maximale de glissement et P_{sn} : la puissance nominale du stator. En général, $|g_{\max}| < 0.2$ à 0.3 et diminue avec les grandes puissances jusqu'au 0.05 à 0.1 pour des puissances de l'ordre MW dont l'objectif de limiter le dimensionnement de ce dernier et par conséquent le coût [BOL 06]. Généralement, les convertisseurs statiques appropriés à la DFIM sont :

- le Redresseur non contrôlable (ou contrôlable) associé à un onduleur de courant MLI à thyristors (convertisseur indirect AC-AC avec un bus continu);
- le Cycloconvertisseur : convertisseur direct AC-AC de tension à thyristors avec un rapport limité de fréquences sortie/entrée $f_2/f_1 < 0.33$;
- redresseur de tension contrôlable à modulation de largeur d'impulsion MLI associé un onduleur MLI à IGBTs (insulated gate bipolar transistors) ou IGCTs (integrated gate commutated thyristor) : convertisseur indirect AC-AC avec un bus continu;
- le convertisseur matriciel : convertisseur direct AC-AC de tension avec IGBTs ou IGCTs ou bien MCTs (mosfet-controlled thyristor) avec un rapport librement contrôlable des fréquences sortie/entrée f_2/f_1 .

Les configurations des convertisseurs de puissances mentionnées précédemment diffèrent en termes de coûts, des quadrants opérationnels (deux ou quatre quadrants), des régimes de fonctionnement (régime hypo-synchrone ou hyper-synchrone), des harmoniques du courant, et de la rapidité de réponse à la commande [BOL 06].

1.10.1 Redresseur non/et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors

Si le redresseur non contrôlable (à diodes) est utilisé dans le côté rotorique de la machine, l'écoulement de la puissance du glissement est unidirectionnel, il se fait du rotor vers le réseau par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur. Dans ce cas, la DFIM peut fonctionner comme moteur hypo-synchrone ($g > 0$) et comme générateur hyper-synchrone ($g < 0$), c'est-à-dire qu'il y a deux quadrants opérationnels possibles de la DFIM. Cependant, il est impossible de faire fonctionner cette dernière en régime de synchronisme ($g = 0$). En plus, cette configuration de la DFIM présente un taux d'harmoniques élevé du courant au niveau du rotor et du stator et un facteur de puissance modeste du côté réseau [BAR 07, BOL 06, POI 03].

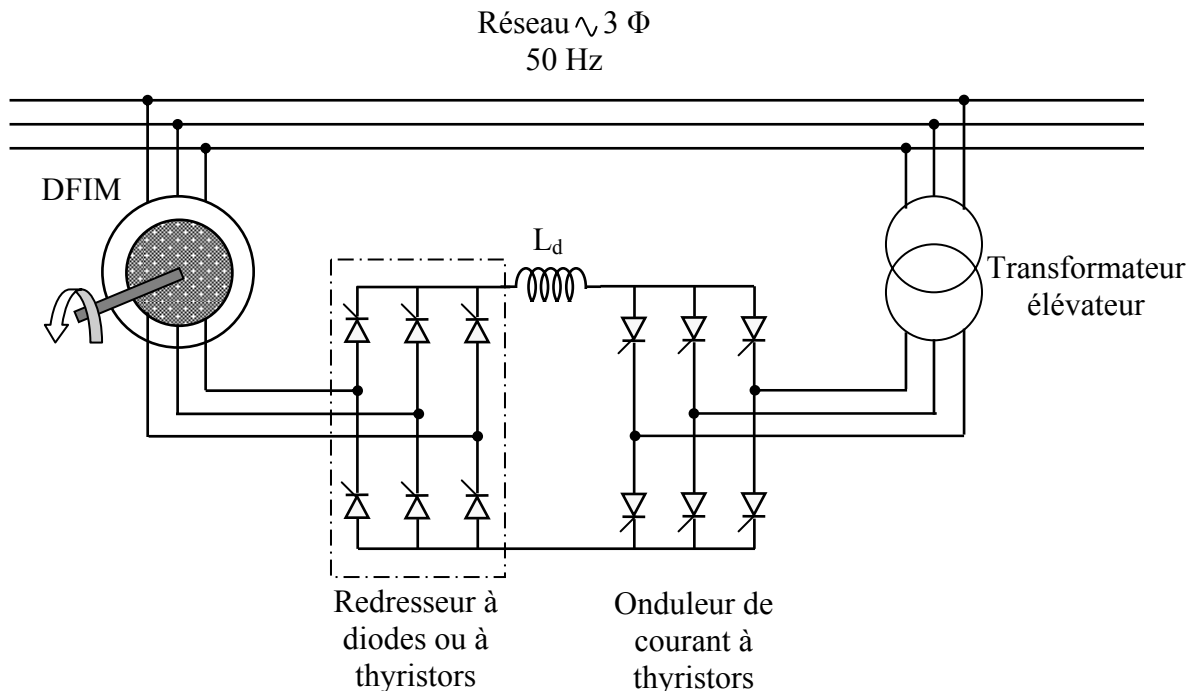


Fig. (1.16) : Redresseur à diodes ou à thyristors associé à un onduleur de courant à thyristors

Pour un fonctionnement plus flexible de la DFIM, le redresseur de courant du côté rotorique doit être à thyristors pour autoriser l'écoulement de puissance dans les deux sens, ce qui mène à un fonctionnement en quatre quadrants. Cette configuration présente aussi un taux d'harmoniques de courant dominant et ceci évolue avec le glissement. L'opération de la

machine au point de synchronisme n'est pas faisable, mais le passage par ce point est possible [BOL 06].

Le convertisseur AC-AC indirect montré par la figure (1.16) a deux types de commutation soit naturelle ou bien forcée. La commutation forcée peut améliorer la situation en terme de commutation plus rapide et plus sûre et en terme de facteur de puissance contrôlable, alors que le coût d'exploitation devient important. La présence d'une grande bobine de lissage dans le bus continu demeure un inconvénient sérieux en termes du coût et de dimensionnement du convertisseur.

1.10.2 Cycloconvertisseur

Dans la configuration de la figure (1.16), le convertisseur redresseur/onduleur est remplacé par un cycloconvertisseur de sorte que l'écoulement de la puissance de glissement puisse être commandé dans les deux directions (figures 1.17 et 1.18). Par conséquent, on obtient un fonctionnement en quatre quadrants de la DFIM. Dans ce cas la gamme opérationnelle de la vitesse est typiquement limitée à $\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme. La fréquence maximale à la sortie du cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé à point médian est de l'ordre de $1/3$ de la fréquence d'entrée (figure 1.17), alors qu'elle est de $1/2$ de la fréquence d'entrée pour le cycloconvertisseur à base de deux redresseurs triphasés en pont (figure 1.18). L'inversement du sens de rotation de la machine n'est pas possible dans ce cas (de même que pour la configuration avec redresseur-onduleur), parce que cette situation nécessite l'inversion de l'ordre des phases d'alimentation du stator.

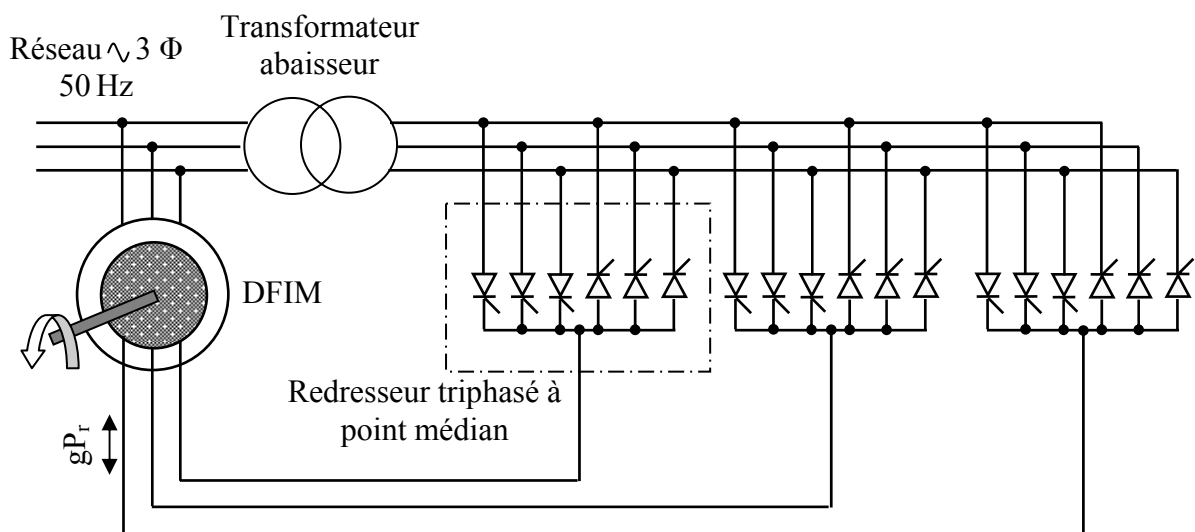


Fig. (1.17) : Cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé à point médian par phase

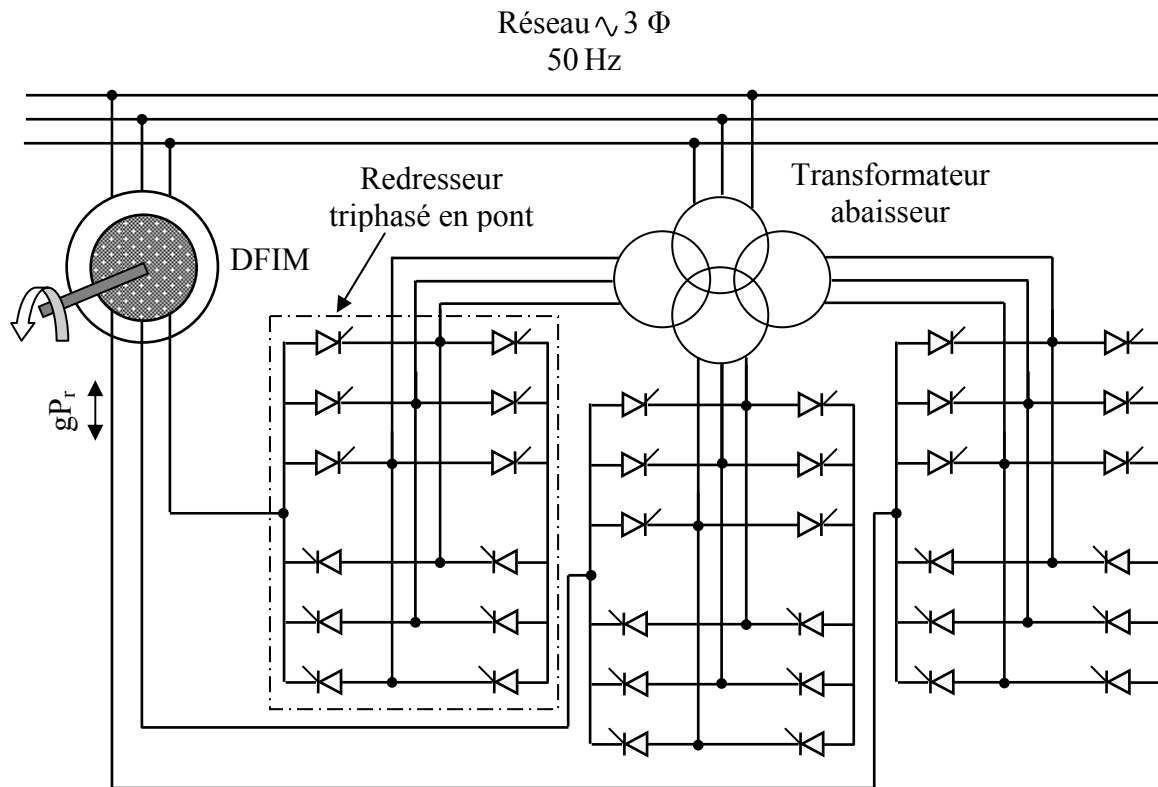


Fig. (1.18) : Cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé en pont par phase

Le coût trop cher et la complexité de la commande constituent les principaux inconvénients pour le cycloconvertisseur ; cependant celui-ci offre des avantages comme celui du courant rotorique qui est proche de la forme sinusoïdale, ce qui conduit à des pertes d'harmoniques réduites, et un facteur de puissance totalement contrôlable au niveau du stator [BOL 06, BON 98, DEL 07, SKV 02, TEC Ing].

1.10.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension

Les configurations présentées précédemment (figures 1.17 et 1.18) peuvent amener des améliorations considérables aux performances si le cycloconvertisseur est remplacé par un redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension. Dans ce cas, il est possible de contrôler l'écoulement de puissance de glissement dans les deux directions, par l'implémentation d'une commande vectorielle aux deux convertisseurs. En plus, la fréquence de sortie du côté rotorique f_r est limitée seulement par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui peuvent être des GTOs, IGBTs et IGCTs.

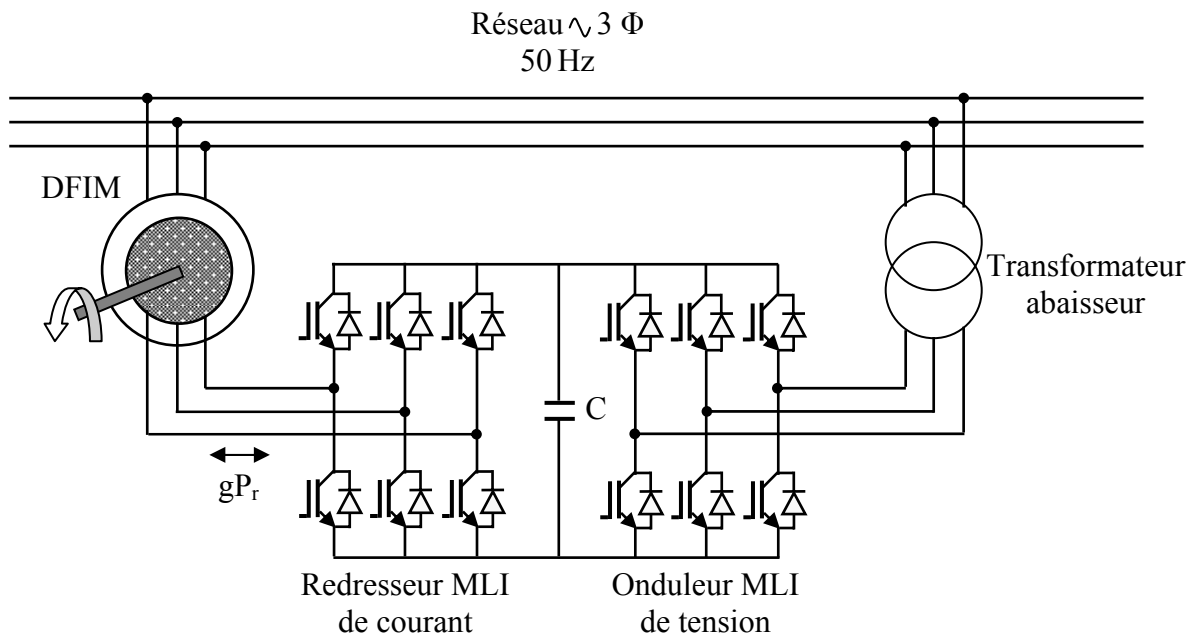


Fig. (1.19) : Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension

Le convertisseur à deux niveaux à base des transistors IGBTs (figure 1.19) est généralement utilisé aujourd'hui jusqu'à 2 à 3 MW pour une tension de sortie de 690 V par ligne. Pour des puissances supérieures à 10 MW et des tensions supérieures à 10 kV, les convertisseurs multi-niveaux AC-AC avec un bus de tension continu sont adoptés pour l'alimentation de la DFIM.

La présence d'un grand condensateur dans le bus de tension continu a pour objectif de générer une puissance réactive contrôlable ; la haute fréquence de commutation (au-dessus de 1 kHz) permet de décaler les harmoniques du courant dans le côté rotorique vers les hautes fréquences et ce qui facilite le procédé de filtrage. D'autre part, la commutation rapide des commutateurs de puissance prévoit une réponse très rapide des puissances active et réactive.

Le convertisseur AC/AC avec un bus continu considéré, constitue une solution adéquate pour un fonctionnement de la DFIM à vitesse variable dans les quatre quadrants tout en assurant son fonctionnement à une vitesse de synchronisme. [BAR 07, BOS 06, BOL 06, CAR 98, OTT 00].

1.10.4 Convertisseur Matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération de convertisseurs directs AC/AC, qui est constitué par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides. Généralement il a une topologie d'une source de tension. L'apparition des IGBTs et de contrôleurs puissants DSP permettent de mettre en évidence le convertisseur matriciel et

d'exploiter les hautes performances apportées par celui-ci par rapport aux convertisseurs de puissances traditionnels. La tension à la sortie de celui-ci est formée par des sections de tensions d'entrée à l'aide de techniques de commande MLI intelligentes. A l'entrée du convertisseur matriciel, on place un filtre LC pour le filtrage des harmoniques [BOL 06, IMA 06, LEE 06, PIN 07].

Le convertisseur matriciel offre plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs AC/AC présentés précédemment notamment :

- l'absence d'éléments de stockage de puissance (comme dans le cas de l'association Redresseur-Onduleur), ce qui augmente sa durée de vie ;
- fonctionnement dans les quatre-quadrants et en grandes puissances, une commande souple et découplée des puissances active et réactive, de même qu'on obtient un fonctionnement avec un facteur de puissance ajustable ;
- ultra rapide ;
- un taux d'harmoniques modéré et une fréquence de sortie contrôlable indépendamment de celle de l'entrée ;
- fonctionnement possible avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée.

La réalisation pratique du convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et le courant dans les deux directions, mais jusqu'à nos jours ce genre d'interrupteurs ne sont pas disponibles ce qui mène à réaliser ces derniers par la combinaison d'interrupteurs comme les IGBTs, MCTs, IGCTs et MOSFETs avec les diodes [WHE 04] (figure 20).

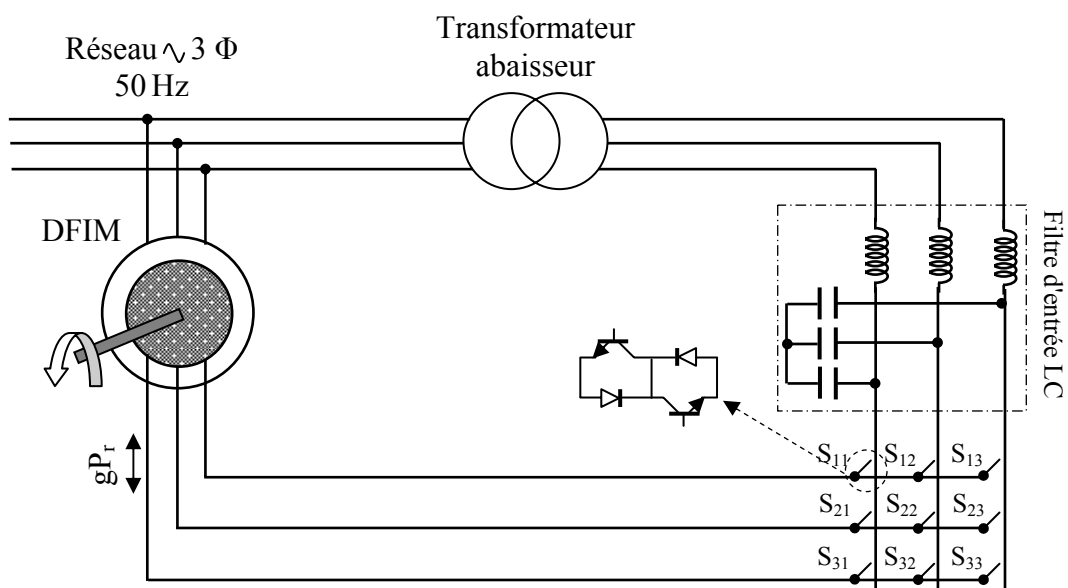


Fig. (1.20) : Convertisseur matriciel

Comparativement aux convertisseurs classiques associés à la DFIM, peu d'articles traitent l'association du convertisseur matriciel à la DFIM. Les quelques articles que l'on peut trouver peuvent être qualifiés d'articles de référence et tentent de traiter en général la modélisation et les stratégies de commande du convertisseur matriciel associé à la machine asynchrone à cage et à la machine synchrone [BOUC 98, IMA 06, LEE 06, WHE 02, WHE 04]. Les auteurs n'ont pas tranché de façon satisfaisante sur l'application du convertisseur matriciel à l'alimentation de la DFIM. Très peu d'applications sont nommées ou visées directement [ZHA 97, CHE 06, BAR 07, SUN 08]. Pourtant, les avantages offerts par ce type de convertisseur dans les applications exigeant une vitesse variable sont plus qu'évidents et c'est pour cette raison nous avons orienté notre travail dans ce sens de recherche.

1.11 Caractéristique des interrupteurs à semi-conducteur utilisés dans le domaine à vitesse variable

Aujourd'hui, le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable a connu un essor considérable grâce aux développements des outils informatiques et des interrupteurs à semi-conducteurs puissants et performants, et ce qui offre la possibilité de réaliser et de développer des convertisseurs de puissance et leurs commandes selon les besoins de l'industrie.

Les systèmes d'entraînement et de génération à base de la DFIM présentés auparavant utilisent différents types de convertisseurs qui peuvent être caractérisés en tant que convertisseurs semi ou totalement commandables. Les convertisseurs semi-commandable sont réalisés à base de thyristors ce qui les rend ces économiques et fiables, sauf que la consommation de l'énergie réactive et la génération des harmoniques du courant qui présentent des difficultés au filtrage constituent les inconvénients majeurs de ces derniers. Les convertisseurs totalement commandables sont typiquement réalisés par des thyristors GTO ou des transistors ce qui conduit à un fonctionnement à haute fréquence de commutation et par conséquent, les harmoniques sont décalés aux ordres supérieures ce qui facilite la procédure de filtrage. Aujourd'hui le transistor le plus utilisé est l'IGBT comme il est illustré dans le tableau 1.3 [BON 98, HAN 01, ACK 05, OTT 00, BOS 06], la fréquence typique de commutation de ce transistor se situe dans la gamme de 2 à 20 kHz. En revanche, les convertisseurs à base de thyristors GTO ne peuvent pas atteindre des fréquences de commutation au-delà de 1 kHz.

Tab. (1.3) : Caractéristiques d'interrupteurs à semi-conducteur

	Types d'interrupteurs à semi-conducteur				
	GTO	IGCT	BJT	MOSFET	IGBT
Tension max (V)	6000	6000	1700	1000	6000
Courant max(A)	4000	2000	1000	28	1200
Intervalle de la fréquence de commutation (kHz)	0.2–1	1–3	0.5–5	5–100	2–20
Technique de commande	Haute	Basse	moyenne	basse	Basse
Domaine d'application	Très fortes puissances	Fortes puissances	Moyennes et fortes puissances	Faibles puissances	Moyennes et fortes puissances

Avec :

GTO: gate turn-off thyristor;

IGCT: integrated gate commutated thyristor;

BJT: bipolar junction transistor;

MOSFET: metal oxide semiconductor field effect transistor;

IGBT : transistors à jonction et à effet de champ (insulated gate bipolar transistor).

1.12 Etat de l'art sur les stratégies de commande de la DFIM

La littérature porte un grand intérêt à la machine asynchrone à rotor bobiné en tant que moteur, dans le domaine des entraînements à vitesse variable et en tant que génératrice dans le domaine de génération de l'énergie électrique à vitesse variable notamment dans les systèmes éoliens.

Par ailleurs, la DFIM et grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration comme il est montré auparavant. Dans ce qui suit, nous présentons les travaux significatifs consacrés à la DFIM. Pour chacun d'entre eux, nous mentionnerons l'application visée de la DFIM, la stratégie de commande adoptée ainsi que le type de convertisseur utilisé et leur stratégie de commande. Dans ce cas, nous nous intéresserons seulement aux travaux concernant la configuration avec un seul convertisseur lié au rotor qui constitue le but de notre

travail. Cet axe de recherche est très riche aux travaux des chercheurs, vu l'intérêt porté aux énergies renouvelables et plus précisément l'énergie éolienne.

1.12.1 Fonctionnement moteur

Pour le cas de l'application moteur de la DFIM, la majorité des études ont été consacrées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de position. Dans ces études, on trouve la commande vectorielle par orientation du flux statorique ou d'entrefer comme la stratégie la plus attractive. Généralement, les convertisseurs utilisés sont soit les cycloconvertisseurs ou les onduleurs à base d'IGBTs.

L. Morel [MOR 98] a réalisé une étude d'une DFIM dont le stator est relié au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur. Il assure que cette configuration permet de dimensionner le convertisseur de puissance relié au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. La commande vectorielle effectuée est à champ orienté. Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesse variable, il propose de passer par trois modes différents pour amener la vitesse du moteur de zéro à sa vitesse nominale : mode I, démarrage du moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit ; mode II, connexion du stator au réseau ; mode III, alimentation du stator de la DFIM par réseau (tension et fréquence fixe), ainsi que le rotor par un convertisseur de puissance. Le fonctionnement d'un tel système durant les différents modes est établi avec une validation par des résultats expérimentaux.

B. Hopfensperger [HOP 00], propose l'étude d'une DFIM dont le stator est relié à un réseau triphasé, alors que le rotor est alimenté par un onduleur MLI associé à un redresseur. Il s'intéresse au fonctionnement en mode moteur et vise des applications à vitesse variable. Il adopte une commande vectorielle par l'orientation du flux statorique avec et sans capteur de position. Dans le cas de l'absence du capteur de position, il propose deux méthodes pour déterminer la position angulaire du repère lié au flux statorique : une première basée sur la mesure et l'expression des composantes du courant statorique dans le repère tournant considéré, la seconde nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques. Ensuite, cette étude est validée par des résultats expérimentaux.

M. Machmoum [MAC 92], propose une étude des performances d'une DFIM en régime permanent dont le stator est connecté au réseau, alors que le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur de courant. Son étude vise des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. L'auteur choisit une stratégie de commande qui consiste à aligner l'axe "d" de son repère tournant avec le courant rotorique dont le but de contrôler les courants rotoriques et l'angle de charge (déphasage entre la tension statorique et

le repère considéré). L'expression analytique du couple est divisée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre l'alimentation du stator et celle du rotor. Cette étude est validée par des résultats expérimentaux qui permettent de conclure que la stabilité du système est établie dans une gamme limitée de la variation de l'angle de charge.

S. Peresada [PER 99], propose un régulateur par retour d'état de la vitesse et du flux d'un moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau alors que le rotor est alimenté par l'association redresseur/onduleur MLI. L'auteur vise deux buts principaux : le premier est de garantir une bonne poursuite de la vitesse à sa référence, et le deuxième est le réglage de la puissance réactive du côté statorique autour de sa valeur nulle en régime permanent. Dans ce cas, L'estimation du courant rotorique et la mesure de la vitesse comme un retour d'état sont nécessaires pour construire ce régulateur. Il propose une approche originale pour concevoir le régulateur qui consiste à décomposer le modèle de la DFIM en deux sous-système couplés : le premier est celui du flux statorique et le deuxième est celui de la vitesse. Il constate que, le sous-système du flux est exponentiellement stabilisé et indépendant du comportement de vitesse, alors que le sous-système de la vitesse est asymptotiquement linéarisé et découplé de la dynamique du flux et par conséquent la stabilité asymptotique globale du système complet est théoriquement établie. Son étude est validée par des résultats de simulation.

H. Azaza [AZA 02, AZA 05], traite la commande d'un moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau alors que le rotor est alimenté par l'association des deux onduleurs MLI de tensions contrôlés en courant et séparés entre eux par un lien continu. Les deux onduleurs sont commandés par la stratégie de commande vectorielle basée sur l'orientation du flux statorique. L'application de la commande vectorielle par orientation du flux statorique à l'onduleur du côté rotorique permet d'obtenir de hautes performances en régimes permanent et transitoire. L'opération à facteur de puissance unitaire est réalisée par la commande vectorielle des puissances active et réactive. Cette étude est validée par des résultats de simulation.

C. Batlle [BAT 07], propose une commande vectorielle par l'orientation de la tension statorique pour le réglage des puissances active et réactive au niveau du stator d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par l'association redresseur/onduleur MLI au niveau du rotor, alors que le stator est connecté directement au réseau. Cette méthode permet d'obtenir une commande découplée des puissances active et réactive par le réglage des composantes du courant statorique, dont la stabilité globale du système DFIM est assurée. Cette étude est validée par la simulation et par l'expérimentation.

I. Shapoval [SHA 08], présente un algorithme de commande vectorielle indirecte du couple et de la puissance réactive de la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor, alors que le stator est alimenté directement par le réseau. Cette méthode est basée sur l'orientation du référentiel suivant le vecteur de la tension statorique. L'auteur a adopté la stratégie de commande par modulation vectorielle SVM (space vector modulation) pour le convertisseur matriciel. Il présente ensuite quelques résultats expérimentaux pour les deux modes de fonctionnements de la DFIM (moteur ou générateur). Il constate que l'algorithme proposé assure une bonne poursuite du couple à sa référence et garantit un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les formes d'ondes des courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).

A. K. Dalal [DAL 06], propose une étude de simulation sur la commande de la vitesse par des régulateurs PI du moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel afin de réaliser une commande avec un facteur de puissance unitaire. La technique de commande MLI vectorielle est adoptée pour la commande du convertisseur matriciel. Cette étude est validée par simulation. D'après les résultats de simulation, l'auteur constate que le réglage de la puissance de glissement par un convertisseur matriciel apporte une amélioration significative au niveau de la qualité de puissance du système considéré par rapport au cycloconvertisseur. Ceci est prouvé par un courant quasiment sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur matriciel, ainsi qu'une tension presque sinusoïdale à la sortie de celui-ci, qui permet d'avoir un courant sinusoïdal dans le rotor, et ce qui conduit à une amélioration du rendement et une réduction du taux d'harmoniques dans le système.

S. Sunter [SUN 08] fait l'étude d'une commande par l'orientation de flux rotorique basée sur le principe de la récupération de la puissance de glissement d'un moteur asynchrone à rotor bobiné. Le système d'entraînement proposé utilise un convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation *Venturini* simplifiée au lieu d'un convertisseur AC-DC-AC, pour la récupération de la puissance de glissement dans le rotor et la réinjection dans le stator qui est connecté directement au réseau. Il constate que l'opération en régimes hypo-synchrone et hyper-synchrone du système d'entraînement proposé est possible. Des résultats de simulation qui présentent les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants à l'entrée et à la sortie du convertisseur matriciel et des puissances, attestent du bon comportement du système d'entraînement proposé. L'auteur constate que les résultats obtenus montrent que le système d'entraînement à base d'un convertisseur matriciel fonctionne efficacement en régime

hypo-synchrone et ceci réside dans la forme propre (sans harmoniques) de la puissance de glissement réinjectée au réseau et qui se traduit par la forme sinusoïdale obtenue pour les courants et les tensions. De même que les résultats obtenus en régime hyper-synchrone montrent également de hautes performances de ce système d'entraînement.

1.12.2. Fonctionnement générateur

Pour le fonctionnement générateur de la DFIM, la majorité des études ont été consacrées à la commande vectorielle par orientation du flux statorique ou d'entrefer. L'association redresseur/onduleur par l'intermédiaire d'un lien continu constitué le convertisseur le plus attractif par ces études.

R. Datta [DAT 01], propose une commande vectorielle par orientation du flux sans capteur de position ni de vitesse d'une DFIM en mode générateur liée directement au réseau par son stator et alimentée par un convertisseur indirect au niveau du rotor composé par un redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension par l'intermédiaire d'un bus continu; alors que le système d'entraînement à vitesse variable se fait par un moteur à courant continu. Il vise des applications éoliennes à vitesse variable. Cette méthode est basée sur le calcul du courant magnétisant du stator. L'estimation de la position se fait à partir des courants statoriques et rotoriques et des tensions statoriques et lui permet par la suite d'estimer le flux statorique. Des résultats de simulation et des validations expérimentales sont présentés pour attester des bonnes performances de la méthode proposée. L'auteur constate que la méthode proposée présente des avantages remarquables notamment : l'insensibilité aux variations paramétriques de la machine, l'estimation de la position sans connaissance préalable de la position initiale du rotor ainsi que la stabilité de l'opération de la machine à la vitesse de synchronisme.

Dans une autre étude [DAT 02], l'auteur fait une étude comparative des performances entre les systèmes de conversion de l'énergie éolienne à base d'une DFIM connectée directement au réseau par son stator et contrôlée par le rotor et les systèmes à vitesse constante ou variable utilisant la machine asynchrone à cage. Cette comparaison est effectuée sur les critères suivants : les composants (matériels) principaux exigés pour mettre en œuvre chaque système, les régimes de fonctionnements et la quantité d'énergie produite. La conclusion de cet article est que le système à vitesse constante est plus simple et fiable ; cependant il présente de fortes fluctuations au niveau de la puissance générée dues à l'absence d'une boucle d'asservissement du couple. Dans le cas des systèmes à vitesse variable, la comparaison montre que le système à base d'une machine asynchrone à rotor bobiné peut augmenter de manière significative la

capture d'énergie et par conséquent le rendement énergétique et ceci grâce au maintien de son couple maximal même aux vitesses hyper-synchrones. Un autre avantage mis en relief est le dimensionnement réduit des convertisseurs associés au rotor de la DFIM et par conséquent le coût d'exploitation.

A. Boyette [BOY 06], étudie une DFIM dont le stator est relié au réseau triphasé et le rotor à un onduleur MLI de tension associé à un redresseur MLI de courant par l'intermédiaire d'un lien continu. Le lien continu à son tour est connecté à une unité de stockage hybride qui consiste à l'association d'un système de stockage à long terme qui permet à l'ensemble de produire le plus longtemps possible une puissance constante au réseau et un système de stockage à court terme afin de lisser au mieux la puissance produite en fonction des fluctuations rapides du vent. Au niveau des stratégies de commande, le but visé par l'auteur est la production d'une puissance constante et l'assurance des services au gestionnaire du réseau, tout en maximisant l'exploitation du potentiel éolien du site. Dans ce cas, la méthode de commande adoptée est celle du champ statorique orienté dont l'objectif de réaliser une commande indépendante des puissances active et réactive générées par le système éolien. Cette étude est testée par la simulation. L'auteur constate que les résultats obtenus montrent que :

- le système de conversion éolien avec un système de stockage proposé permet principalement d'obtenir une puissance constante fournie au réseau sans fluctuations ;
- la DFIM fonctionne à la fois en génératrice à 50 Hz et en filtre actif parallèle pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques.

M. Yamamoto [YAM 91], étudie le cas d'une DFIM dont le stator est connecté directement au réseau, alors que le rotor est alimentée par un cycloconvertisseur dédiée à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur une commande découplée et stable des puissances active et réactive au niveau du stator grâce au contrôle du courant du rotor par la tension de celui-ci. Cette méthode de commande est basée sur l'orientation du référentiel tournant suivant le flux d'entrefer. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée. L'auteur constate que l'analyse spectrale des courants statorique et rotorique permet d'affirmer que certains harmoniques du courant rotorique sont transmises avec un changement de leurs fréquences aux enroulements statoriques.

E. Chekhet [CHE 06], propose un système de génération autonome (isolé) à vitesse variable et à fréquence constante à base d'une génératrice à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor. Il adopte un algorithme de commande par orientation du

référentiel suivant la tension statorique pour la commande éloignée du système considéré ainsi que celui par la technique de modulation basée sur le vecteur spatial (SVM) pour la commande rapprochée du convertisseur matriciel dont l'objectif de générer une tension à une fréquence et une amplitude constantes au niveau du stator. Le système complet a été testé par une étude de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. L'auteur constate que la commande proposée permet d'obtenir une tension générée par la DFIG avec une fréquence constante et indépendante de la vitesse d'entraînement, de même que les formes d'onde des tensions et des courants du stator et du rotor présentent de bonnes qualités qui conviennent aux applications des énergies éoliennes.

L. Zhang [ZHA 98_1, ZHA 97], présente une étude d'un système de génération éolien à base de la génératrice asynchrone à rotor bobiné connectée au réseau par le stator et alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor. L'auteur propose une commande vectorielle par l'orientation du flux statorique pour le système complet ainsi que celle par la technique du vecteur spatial (SVM) pour la commande du convertisseur matriciel. Cette technique de commande permet de capter une énergie maximale du vent avec de hautes performances au réglage des puissances active et réactive par les deux composantes du courant rotorique dans le référentiel considéré. Des résultats de simulation en régime transitoire et permanent sont présentés afin de tester le système de génération proposé. Il constate que les résultats de simulation confirment les hautes performances de la technique de commande adoptée au système de génération éolien à base d'une DFIG alimentée par un convertisseur matriciel.

A. Tapia [TAP 03], fait une étude d'un système éolien à base de la DFIM connectée directement au réseau par son stator et alimentée par l'association redresseur/onduleur MLI. Afin de réaliser une commande découplée des puissances active et réactive, il adopte une commande vectorielle par orientation de flux statorique, et ce qui permet également d'obtenir un facteur de puissance contrôlable. L'auteur fait une étude de simulation afin de valider les performances apportées par le système de génération proposé. Ces résultats montrent que la technique de commande considérée est capable de maintenir un facteur de puissance désiré pour le système de génération éolien ainsi que l'optimisation de la puissance active générée pourtant la fluctuation rigoureuse de la vitesse du vent.

K. Ghedamsi [GHE 08_1], fait une étude sur la commande d'un système de génération éolien à vitesse variable à base de la génératrice asynchrone à rotor bobiné reliée directement au réseau par son stator et alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor avec un système de stockage à base d'un moteur asynchrone. Il adopte la commande vectorielle par orientation du flux statorique pour la commande des puissances active et réactive au niveau

du stator et l'algorithme de modulation de *Venturini* pour la commande du convertisseur matriciel, alors que l'algorithme de l'extraction de maximum d'énergie du vent (MPPT) a été également conçu pour l'optimisation de la puissance active. L'auteur propose une étude de simulation afin de valider les hautes performances apportées par le système de génération considéré. Il constate que les hautes performances obtenues en régime dynamique montrent que le convertisseur matriciel est une solution pertinente par rapport au convertisseur indirecte classique AC/DC/AC pour le système de génération éolien.

D. Aouzellag [AOU 09], propose une étude de commande de l'écoulement de la puissance entre le réseau et le système de génération éolien à vitesse variable à base d'une génératrice asynchrone à rotor bobiné reliée directement au réseau et alimentée par l'association d'un redresseur MLI et un onduleur MLI au niveau du rotor avec un système de stockage à base d'un moteur asynchrone. L'auteur adopte la commande vectorielle par orientation du flux statorique avec des régulateurs RST pour la commande de l'écoulement de puissance entre le réseau et le système éolien ; un algorithme de l'extraction de maximum d'énergie du vent (MPPT) a été implémenté pour l'optimisation de la puissance active. Il affirme d'après une étude de simulation, les hautes performances apportées par le système de génération proposé.

N. P. Quang [QUA 05], traite une commande non linéaire de la génératrice asynchrone à rotor bobiné contrôlée en courant et alimentée par un onduleur MLI afin de réaliser une linéarisation parfait du modèle mathématique, et obtenir un découplage direct des puissances active et réactive. Cette technique de commande consiste à améliorer les performances du système et d'assurer l'opération du système dans le cas de défauts au réseau. L'auteur propose une simulation afin de valider et tester la méthode considérée de commande. Il constate que les résultats de simulation confirment les hautes performances apportés par la méthode de commande proposée.

E. H. Kim [KIM 01], propose une commande par la logique floue du facteur de puissance au niveau du stator de la machine asynchrone à rotor bobiné en mode génératrice connectée directement au réseau et alimentée par onduleur contrôlé par la technique MLI vectorielle (SVPWM). Cette technique de commande permet d'obtenir des hautes performances dynamiques du système considéré, ainsi qu'un facteur de puissance indépendamment contrôlable par les courants rotoriques qui sont découplés grâce au référentiel tournant synchrone. L'auteur propose une étude expérimentale afin d'évaluer et de comparer les performances apportées par les régulateurs flous par rapport aux régulateurs classiques PI, l'auteur propose des résultats expérimentaux afin de comparer les deux types de régulateurs. Il constate que : pour une vitesse d'entraînement égale à celle de synchronisme, les deux types

de régulateurs présentent les mêmes performances, contrairement pour une vitesse d'entraînement variable ; les régulateurs PI présentent une variation importante des puissances active et réactive par rapport aux valeurs de référence proposées ; d'autre part les régulateurs flous présentent une légère variation. Par conséquent, les régulateurs flous sont plus robustes et adéquats pour les applications éoliennes à vitesse variable.

R. PENA [PEN 02] étudie une DFIM fonctionnant en générateur à vitesse variable dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, alors que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. L'entraînement à vitesse variable de la génératrice se fait à l'aide d'un moteur diesel. Il propose un contrôle indirect du flux statorique via le courant magnétisant qui est lui même régulé par les courants rotoriques. L'originalité de l'étude réside dans le fait que l'auteur tente d'utiliser le moins de carburant possible en régulant la vitesse de l'ensemble suivant une courbe optimale de vitesse en fonction de la charge. Une régulation de type "floue" a été utilisée pour la boucle de régulation de vitesse. Des résultats de simulation présentant des réponses de la vitesse, des courants ou de la consommation de carburant attestent du bon comportement du système de génération considéré. Ce travail s'inscrit dans la notion de contrôle en vue de l'optimisation globale du système de génération.

1.12.3 Conclusion sur l'état de l'art

Au cours de cette étude bibliographique, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la DFIM connectée directement au réseau et alimentée par un convertisseur de puissance au niveau du rotor. Il ressort tout de même de cette vue bibliographique que les études entreprises sur cette machine ont majoritairement concerné un fonctionnement en mode générateur avec une visée sur les applications éoliennes. L'ensemble de ces études tourne autour de trois axes de recherche :

- Le premier axe concerne l'utilisation de la DFIM dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable destinés à des applications industrielles notamment le laminage, la traction ferroviaire et la propulsion maritime. La plupart des études s'orientent vers la stratégie de commande vectorielle du moteur asynchrone à double alimentation basée sur l'orientation du flux (statorique, d'entrefer ou rotorique) ou encore sur l'orientation de la tension statorique. Une exception se trouve dans les travaux de *S. Peresada* qui traitent la commande de la DFIM qui consiste à concevoir un régulateur par retour d'état en termes de stabilité du système.
- Le second axe concerne l'utilisation de la DFIM dans les systèmes de génération à vitesse variable. La majorité des travaux rencontrés au cours de cette recherche bibliographique s'orientent vers la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation

par orientation du flux statorique ou par l'orientation de la tension statorique comme traité par *E. Chekhet*. Des exceptions se trouvent dans les travaux de *N. P. Quang* qui traite la commande non linéaire de la génératrice asynchrone à rotor bobiné, ainsi que dans les travaux de *E. H. Kim* qui traitent la commande par la logique floue.

- Le troisième axe porte sur le convertisseur de puissance associé à la machine asynchrone à rotor bobiné, et les différentes stratégies de commande adoptées pour le contrôle des convertisseurs de puissance. La plupart des travaux présentés dans ce sens traitent l'association redresseur/lien continu/onduleur ou cycloconvertisseur, ainsi que des stratégies de commande notamment MLI. Ces dernières années les travaux de recherche s'orientent vers l'application du convertisseur matriciel à la DFIM comme dans les travaux présentés par *L. Zhang, E. Chekhet, S. Sunter, K. Ghamsi*, vu que ce type de convertisseur offre plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs traditionnels comme l'association redresseur/onduleur ou cycloconvertisseur. Dans ce cas, on trouve deux techniques de commande majoritairement utilisées pour la commande du convertisseur matriciel basées sur la modulation par la méthode de *Venturini* et par la méthode vectorielle (SVM).

Cette étude de l'état de l'art permet d'avoir une idée sur les travaux déjà effectués dans le domaine de la DFIM et de bien définir nos objectifs.

1.13 Positionnement du contexte de travail

Ce travail est une continuité de notre travail intitulé "commande par mode glissant de la machine à double alimentation alimentée par un onduleur de tension" qui a été effectué au laboratoire LEB en 2004 pour l'obtention du diplôme de magister.

Dans ce présent travail on va étudier et analyser un système de génération basé sur la DFIM dont le stator est connecté directement au réseau, alors que le rotor est connecté à ce dernier par l'intermédiaire d'un convertisseur matriciel de puissance bidirectionnel (figure 1.21).

L'objectif visé dans ce travail est d'adapter des algorithmes de réglage pour les puissances active et réactive générées par le stator de la DFIG à partir des valeurs de référence bien déterminées de ces dernières. D'autre part, on va adapter également une stratégie de réglage pour la vitesse d'entraînement de la DFIM qui consiste à réguler cette dernière à partir d'une vitesse de référence qui correspond à une vitesse proche à celle de synchronisme.

Le convertisseur matriciel (MC) doit être connecté au réseau à travers un filtre passif LC dont l'objectif d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau. La

stratégie de commande par modulation de *Venturini* est adaptée pour la commande du convertisseur considéré.

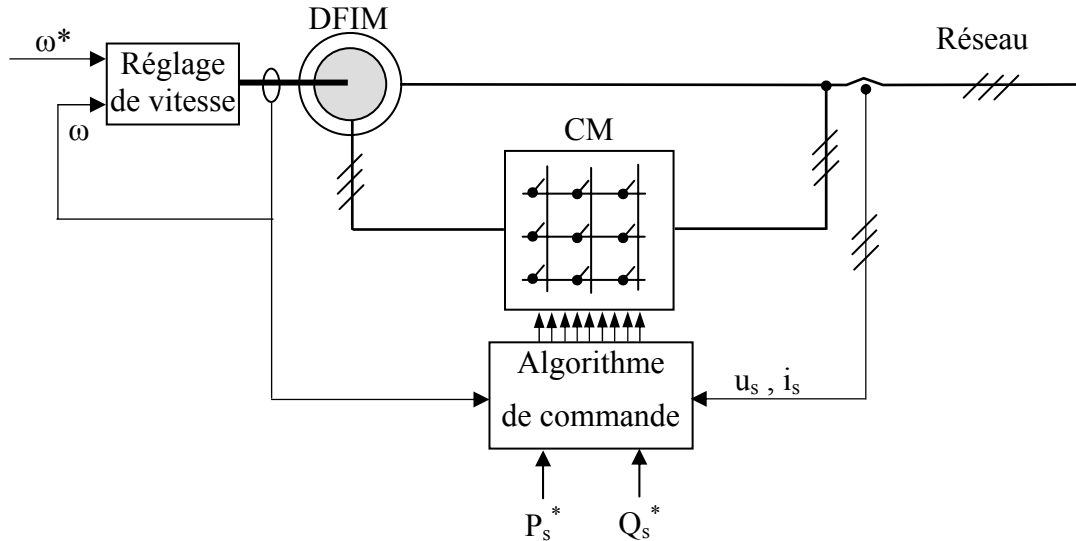


Fig. (1.21) : Schéma de principe de système de génération étudié

1.14 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons effectué une étude de comparaison et de classification des différentes variantes de la machine à double alimentation, ainsi qu'une présentation des différentes configurations de la machine asynchrone à double alimentation et des différents types de convertisseur de puissance associé à cette dernière. En plus, nous avons fait un état de l'art des travaux qui ont retenu notre attention et nous avons proposé pour chacun d'eux un résumé en tenant compte de la technique de commande adoptée à la DFIM, du convertisseur associé à la DFIM et de leur technique de commande, ainsi que des résultats obtenus.

D'après cette étude, on constate que la DFIM offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste, notamment dans les systèmes de génération de l'énergie électrique. L'avantage principal de la DFIM est que le convertisseur de puissance associé à son rotor ne traite qu'une fraction de 20 à 30% de toute la puissance du système, ce qui permet de minimiser les pertes et le coût de production de l'énergie électrique.

La maîtrise et la compréhension du comportement de la DFIM passent obligatoirement par une étude en régime permanent, qui est l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre 2

Etude et Analyse de la DFIM en Régime Permanent

Etude et Analyse de la DFIM en Régime Permanent

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, les modèles appropriés de la machine asynchrone à cage d'écureuil et à rotor bobiné (DFIM) pour l'étude du régime permanent seront présentés. De plus, les profils opérationnels de ces machines et les possibilités d'affectation de leurs caractéristiques seront développées.

Le rotor de la machine asynchrone peut être de deux types, soit du type "bobiné", c'est-à-dire constitué de bobinages enroulés sur une carcasse ferromagnétique et ces bornes sont alors en général accessibles et connectées au moyen des balais frottant sur des bagues conductrices. Ces bornes doivent être court-circuitées, ou bien reliées à un circuit électrique externe (une charge ou une source d'alimentation), soit du type "à cage d'écureuil", c'est-à-dire constitué par de simples barres conductrices en aluminium, reliées entre elles par deux "couronnes" en cuivre (cela est dû au fait que toutes les barres ont les mêmes potentiels induits aux extrémités). Du point de vue électrique, une "cage d'écureuil" est équivalente à un rotor bobiné (son inductance de fuite est toutefois plus grande) et on peut toujours considérer que le stator et le rotor ont le même nombre de paires de pôles [BOUC 97, SAI 77].

En général, le rotor à cage d'écureuil est souvent le plus dominant dans la majorité des motorisations électriques dans l'industrie, à cause de sa construction simple et robuste ainsi que sa fiabilité [ZID 02]. Cependant, dans des applications où l'on désire l'influence du circuit rotorique sur le comportement de la machine, le rotor bobiné devient indispensable, pour pouvoir affecter les caractéristiques couple-vitesse de la machine sans varier l'alimentation du stator, comme dans les domaines d'entraînement et de génération à vitesse variable.

Dans cette étude, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La construction de la machine est symétrique ;
- répartition sinusoïdale du champ magnétique créé par chaque bobine dans l'entrefer ;
- le phénomène de saturation magnétique ainsi que l'effet de peau sont négligeables ;
- les sources d'alimentation sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées.

2.2 Equations de la DFIM en régime permanent

Le circuit équivalent de la DFIM représenté par la figure (2.1), montre que celle-ci se comporte comme un transformateur, dont le primaire serait le stator, et dont le secondaire jouerait le rôle du rotor. On désigne : par N_s et N_r le nombre de spires par phase du stator et du rotor, par K_{ws} et K_{wr} le coefficient de bobinage du stator et du rotor, par E_s et E_r la force électromotrice induite par phase du stator et du rotor, et par ϕ_m le flux maximal dans l'entrefer créé par chaque pôle.

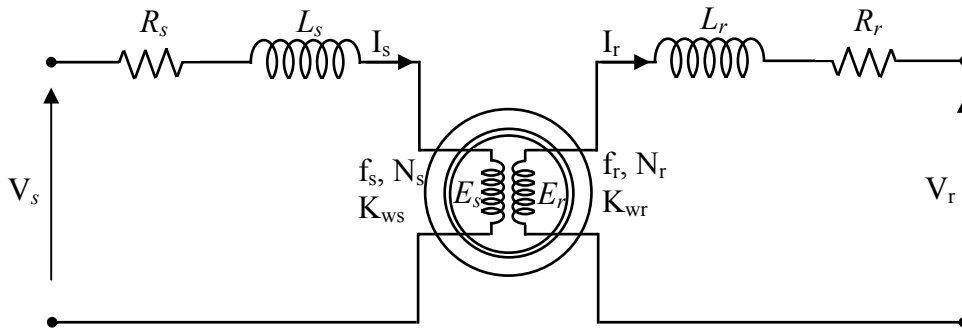


Fig. (2.1) : Circuit équivalent par phase de la DFIM.

En tenant compte les hypothèses simplificatrices données précédemment et dont l'objectif de simplifier l'analyse en régime permanent, le circuit équivalent de la figure 2.1 est remplacé par celui de la figure 2.2, dont l'entrefer entre le stator et le rotor est remplacé par une inductance magnétisante introduite dans le circuit équivalent qui correspond à un transformateur idéal. Généralement, cette inductance est incorporée dans le coté statorique.

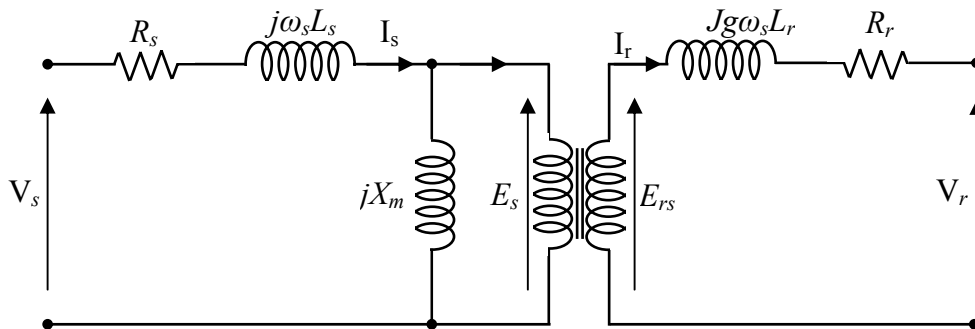


Fig. (2.2) : Circuit équivalent par phase de la DFIM correspond à un transformateur idéal.

Selon la loi de *Farady* et dans les conditions où les enroulements du stator sont alimentés par une source de tension triphasée équilibrée ainsi que ceux du rotor sont en circuit ouvert, les courants triphasés dans les enroulements statoriques produisent un champ tournant dans l'entrefer qui est le siège de f.e.ms induites dans le stator et dans le rotor : E_s et E_{rs} [BOL 02, BOL 06, LU 05, KOS 74].

$$E_s = \pi\sqrt{2}f_s N_s K_{ws} \phi_m \quad (2.1)$$

$$E_{rs} = \pi\sqrt{2}f_r N_r K_{wr} \phi_m \quad (2.2)$$

La fréquence de la f.e.m induite dans les enroulements rotoriques E_{rs} est :

$$f_r = f_s - n_p f_m = g f_s$$

Ceci est dû à la différence entre la fréquence de la force magnéto motrice f.m.m créée par le stator dans l'entrefer $\frac{f_s}{n_p}$ et celle de la rotation du rotor f_m . Par conséquent, la fréquence

relative de la f.m.m qui correspond aux enroulements du rotor vaut $\frac{f_s}{n_p} - f_m$.

En remplaçant f_r par $g f_s$ dans l'expression (2.2), on obtient :

$$E_{rs} = \pi\sqrt{2}g f_s w_r K_{wr} \phi_m \quad (2.3)$$

Pour obtenir la relation entre la F.e.m créé par le stator et celle crée par le rotor, on divise (2.3) par (2.1)

$$\frac{E_{rs}}{E_s} = g \frac{N_r K_{wr}}{N_s K_{ws}} \quad (2.4)$$

On peut écrire aussi :

$$\frac{E_{rs}}{E_s} = g K_{rs} \quad (2.5)$$

Où : K_{rs} représente le rapport effectif entre l'enroulement du stator et celui du rotor.

$$K_{rs} = \frac{N_r K_{wr}}{N_s K_{ws}} \quad (2.6)$$

Dans l'équation (2.4), le rapport entre E_{rs} et E_s dépend du nombre de spires du primaire et du secondaire pour le transformateur, ainsi qu'il dépend du nombre de spires du stator et du rotor, et encore du glissement pour la DFIM. Dans ce cas, la f.e.m du rotor est exprimée par l'équation (2.5) :

$$E_{rs} = g K_{rs} E_s \quad (2.7)$$

D'autre part, et dans le cas où le rotor est alimenté par une source de tension triphasée équilibrée les f.e.ms E_s et E_{rs} sont exprimées par :

$$\underline{E}_s = (R_s + j\omega_s L_{ls}) \underline{I}_s - \underline{V}_s \quad (2.8)$$

$$\underline{E}_{rs} = (R_r + jg\omega_s L_{lr}) \underline{I}_r - \underline{V}_r \quad (2.9)$$

Pour ramener les paramètres du rotor au stator, nous divisons l'équation (2.9) par K_{rs} , on obtient :

$$\frac{\underline{E}_{rs}}{K_{rs}} = (R'_r + jg\omega_s L'_{lr}) \underline{I}'_r - \underline{V}'_r \quad (2.10)$$

Avec: $R'_r = \frac{R_r}{K_{rs}^2}$, $L'_{lr} = \frac{L_{lr}}{K_{rs}^2}$, $\underline{I}'_r = K_{rs} \underline{I}_r$ et $\underline{V}'_r = \frac{\underline{V}_r}{K_{rs}}$

On remplace (2.7) dans (2.10), on obtient :

$$g\underline{E}_s = (R'_r + jg\omega_s L'_{lr}) \underline{I}'_r - \underline{V}'_r \quad (2.11)$$

On divise l'équation (2.11) par g , on arrive à l'expression suivante :

$$\underline{E}_s = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_{lr} \right) \underline{I}'_r - \frac{\underline{V}'_r}{g} \quad (2.12)$$

L'équation (2.12), représente la f.e.m dans les enroulements statoriques en fonction des paramètres du circuit rotorique ramenés au stator avec une pulsation égale à celle du stator, ce qui permet de réunir les deux circuits équivalents du rotor et du stator dans un seul circuit. Dans ce cas, on peut également exprimer la f.e.m induite dans les enroulements statoriques en fonction des deux courants I_s et I_r et l'inductance de fuite magnétisante L_{lm} par:

$$\underline{E}_s = -j\omega_s L_{lm} (\underline{I}_s + \underline{I}'_r) = -j\omega_s L_{lm} \underline{I}_m \quad (2.13)$$

2.3 Circuit équivalent de la DFIM

Pour concevoir un circuit équivalent de la DFIM qui doit répondre aux exigences de l'étude en régime permanent notamment la quantification des puissances et des pertes dans la machine, il est nécessaire que celui-ci possède des éléments passifs qui symbolisent toutes les pertes et les puissances dominantes [BOL 06, CAD 92, SHU 08].

Dans cas, la puissance mécanique est exprimée par [BOL 06] :

$$P_m = 3 \left[R'_r I_r'^2 - \text{Re}(\underline{I}'_r^* \underline{V}'_r) \right] \frac{1-g}{g} \quad (2.14)$$

Si on tient compte l'équation (2.14), l'équation (2.12) est reformulée comme suit :

$$\underline{E}_s = (R'_r + R'_r \frac{1-g}{g}) \underline{I}'_r + j\omega_s L'_{lr} \underline{I}'_r - \underline{V}'_r - \underline{V}'_r \frac{1-g}{g} \quad (2.15)$$

Les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations (1.16) et (1.17) respectivement :

$$P_{Js} = 3R_s I_s^2 \quad (1.16)$$

$$P_{Jr} = 3R'_r I_r'^2 \quad (1.17)$$

Pour rendre compte des pertes fer, nous introduisons une résistance R_f en parallèle avec la réactance magnétisante X_m dans la figure (2.2). Dans ce cas, on obtient :

$$P_{\text{fer}} = 3R_f I_0^2 \quad (1.18)$$

En tenant compte les équations (2.8), (2.15) et (2.18), on obtient le circuit équivalent schématisé par la figure (2.3) de la DFIM pour un fonctionnement moteur.

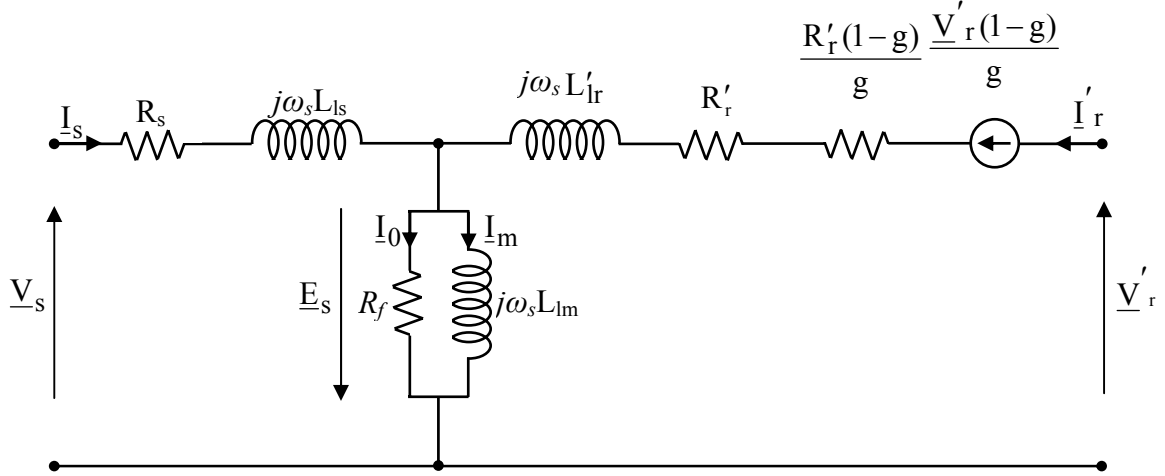


Fig. (2.3) : Circuit équivalent par phase de la DFIM (moteur) en régime permanent.

La puissance totale absorbée par la machine DFIM (en mode moteur) est donnée par :

$$P_{\text{abs}} = P_s + P_r = 3 \operatorname{Re}(\underline{V}_s \underline{I}_s^*) + 3 \operatorname{Re}(\underline{V}'_r \underline{I}'_r^*) = P_m + \sum P_{\text{pertes}} \quad (2.19)$$

Avec :

$$\sum P_{\text{pertes}} = P_{js} + P_{jr} + P_{\text{mec}} + P_{\text{fer}} \quad (2.20)$$

Si on néglige les pertes, la puissance mécanique devient :

$$P_m \approx -P_r \frac{(1-g)}{g} = P_s + P_r \quad (2.21)$$

Par conséquent,

$$P_r = -gP_s \quad (2.22)$$

D'après l'équation (2.22), on constate que, plus le glissement est grand plus la puissance absorbée ou délivrée par le rotor est importante. Par conséquent, le contrôle de la puissance P_r se fait par l'agissement sur le glissement de la machine au moyen d'un convertisseur de puissance AC/AC lié au rotor et dimensionné selon le glissement maximal désiré par un tel fonctionnement.

La puissance réactive totale de la machine est calculée d'après le circuit équivalent par l'expression suivante :

$$Q_{\text{tot}} = Q_s + Q_r = 3 \operatorname{Im} \operatorname{ag}(\underline{V}_s \underline{I}_s^*) + 3 \operatorname{Im} \operatorname{ag}(\underline{V}'_r \underline{I}'_r^*) = 3\omega_s (L_{ls} I_s^2 + L'_{lr} I_r'^2 + L_{lm} I_m^2) \quad (2.23)$$

2.4 Bilan de puissances et rendement de la DFIM

Les modes et les régimes opérationnels de la DFIM sont décrits dans le tableau (2.1), tout en tenant compte le sens de l'écoulement des différentes puissances dans les deux régimes de fonctionnement hypo et hyper-synchrone pour les modes de fonctionnements moteur et génératrice. Dans ce cas, on affecte un signe positif à chaque puissance si celle-ci est délivrée par la DFIM, et un signe négatif dans le cas où celle-ci est absorbée par la DFIM.

La figure (2.4) schématise le bilan des puissances correspond à chaque mode et régime opérationnels de la DFIM.

Tab. (2.1) : Modes et régimes opérationnels de la DFIM

g	$0 < g < 1$		$g < 0$	
	Hypo-synchrone ($\omega_m < \omega_s$)		Hyper-synchrone ($\omega_m > \omega_s$)	
Mode opérationnel	Moteur	générateur	Moteur	générateur
P_m	>0	<0	>0	<0
P_s	<0	>0	<0	>0
P_r	>0	<0	<0	>0

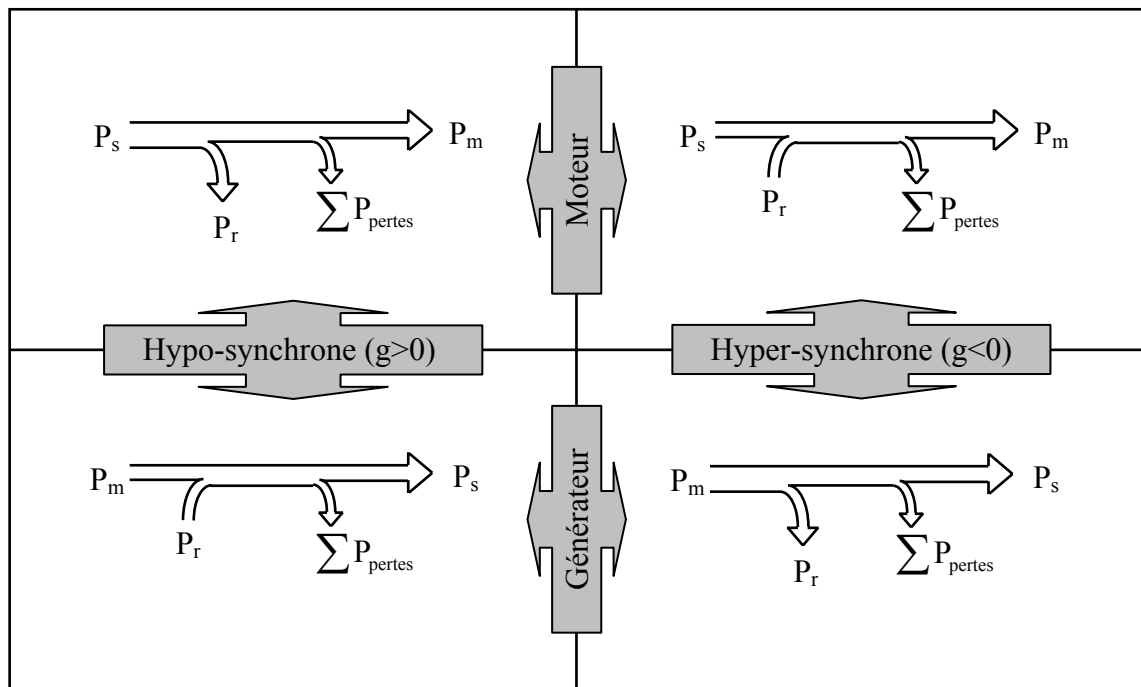


Fig. (2.4): Modes et régimes opérationnels de la DFIM.

Les pertes dans la DFIM sont dues aux :

- pertes dans les enroulements du stator ;
- pertes fer ;
- pertes dans les enroulements du rotor ;
- pertes mécaniques.

Pour un fonctionnement générateur de la DFIM, le rendement est défini par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_s + P_r}{P_m} = \frac{P_s + P_r}{P_s + P_r + \sum P_{\text{pertes}}} \quad (2.24)$$

Dans l'équation (2.24), on considère que P_s et P_r sont positives (délivrées par la DFIM), pour un régime de fonctionnement hyper-synchrone. Pour un fonctionnement hypo-synchrone, P_r devient négative (absorbée par la DFIM). P_m est la puissance mécanique fournie à la DFIM.

2.5 Diagramme vectoriel de la DFIM

Pour faire une meilleure exécution du diagramme vectoriel, nous exprimerons les équations en régime permanent du flux dans le stator, dans l'entrefer, et dans le rotor :

$$\begin{cases} \underline{\Psi}_m = L_{lm} \underline{I}_m ; \underline{I}_m = \underline{I}_s + \underline{I}'_r \\ \underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_m + L_{ls} \underline{I}_s = L_s \underline{I}_s + L_{lm} \underline{I}'_r ; L_s = L_{ls} + L_{lm} \\ \underline{\Psi}'_r = \underline{\Psi}_m + L_{lr} \underline{I}'_r = L'_r \underline{I}'_r + L_{lm} \underline{I}_s ; L'_r = L'_{lr} + L_{lm} \end{cases} \quad (2.25)$$

Si on tient compte les expressions des flux (2.25) et des équations (2.8), (2.12), et (2.13), on obtient :

$$\begin{cases} -j\omega_s \underline{\Psi}_s = R_s \underline{I}_s - \underline{V}_s \\ -j\omega_s \underline{\Psi}'_r = R'_r \underline{I}'_r - \underline{V}'_r = \underline{E}'_r \end{cases} \quad (2.26)$$

Pour construire le diagramme vectoriel de la DFIM, la valeur et le signe de glissement, le déphasage φ_r entre $\underline{V}'_r$ et $\underline{I}'_r$, l'amplitude de $\underline{V}'_r$, ainsi que les paramètres de la machine doivent être connus. Si on considère les deux régimes de fonctionnement de la DFIM en mode générateur : sous et surexcité ($\cos\varphi_s$ en avance et en arrière respectivement), où la magnétisation de la machine est assurée par le stator et par le rotor respectivement. Pour un régime de fonctionnement sous excité, et si on prend un facteur de puissance unitaire dans le rotor ($\varphi_r = 0$), tandis que la magnétisation du circuit magnétique de la machine est assurée par le stator (figure 2.5.a). Dans ces conditions, on commence par tracer les vecteurs de la tension $\underline{V}'_r$ et du courant $\underline{I}'_r$ et ensuite on utilise les équations 2.24 et 2.25 alternativement pour

l'obtention du $\underline{V}_s$. La même procédure a été effectuée pour construire le diagramme vectoriel qui correspond au régime de fonctionnement surexcité de la machine (figure 2.5.b)

Finalement, on obtient le diagramme vectoriel qui représente les deux régimes de fonctionnement de la DFIM: sous excité $\underline{\Psi}'_r < \underline{\Psi}_s$ ($\underline{I}'_r < \underline{I}_s$), et surexcitée $\underline{\Psi}'_r > \underline{\Psi}_s$ ($\underline{I}'_r > \underline{I}_s$) [BOL 06].

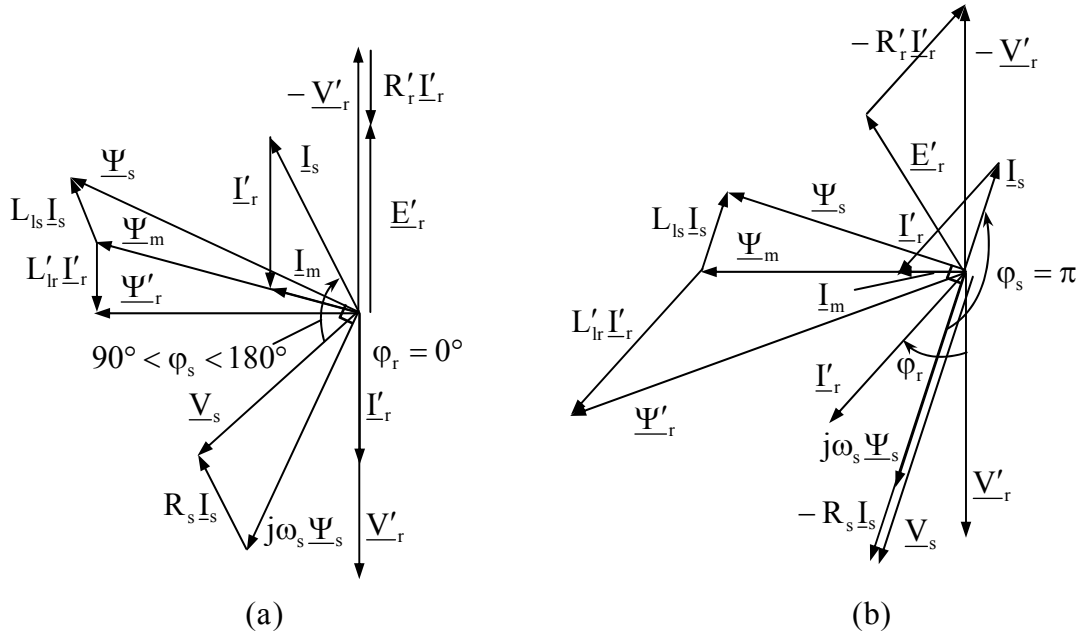


Fig. (2.5): Diagramme vectoriel de la DFIM en mode générateur :

(a) DFIM sous-excité ($P_s > 0$, $Q_s > 0$, $P_r > 0$, $Q_r = 0$);

(b) DFIM surexcitée ($P_s > 0$, $Q_s = 0$, $P_r > 0$, $Q_r > 0$).

2.6 Caractéristiques de la DFIM en régime permanent

Dans cette section, et dont l'objectif de simplifier l'analyse et la formalisation des caractéristiques en régime permanent et si on néglige les pertes fer ($R_f = 0$), vu que ces dernières sont très faibles dans le cas des machines de faibles puissances. Dans ce cas, le schéma équivalent de la figure (2.3) se transforme en celui de la figure (2.6) [LU 05, CHA 04].

Si on applique le théorème de *Thévenin* pour l'analyse du circuit de la figure (2.6), l'impédance équivalente entre les points pt₁ et pt₂ est donnée par :

$$Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (2.27)$$

Sachant que, l'impédance du stator Z_s est en parallèle avec celle magnétisante Z_m , ce qui donne :

$$R_{eq} = \frac{R_s X_m}{R_s^2 + (X_{ls} + X_m)^2} \quad (2.28)$$

$$X_{eq} = \frac{(R_s^2 + X_{ls}^2)X_m + X_{ls}X_m^2}{R_s^2 + (X_{ls} + X_m)^2} \quad (2.29)$$

Ainsi que, la tension de *Thévenin* est donnée par:

$$\underline{V}_{eq} = \left[\frac{X_m(X_{ls} + X_m) + jR_s X_m}{R_s^2 + (X_{ls} + X_m)^2} \right] \underline{V}_s \quad (2.30)$$

En tenant compte les équations (2.26), (2.27) et (2.28), le circuit équivalent (2.7) peut être réduit dans celui de la figure 2.7. D'après le nouveau circuit équivalent, on peut déduire le courant rotorique par l'expression suivante :

$$\underline{I}'_r = \frac{\frac{\underline{V}'_r}{g} - \underline{V}_{eq}}{R_{eq} + \frac{R'_r}{g} + j(X_{ls} + X'_{lr})} \quad (2.31)$$

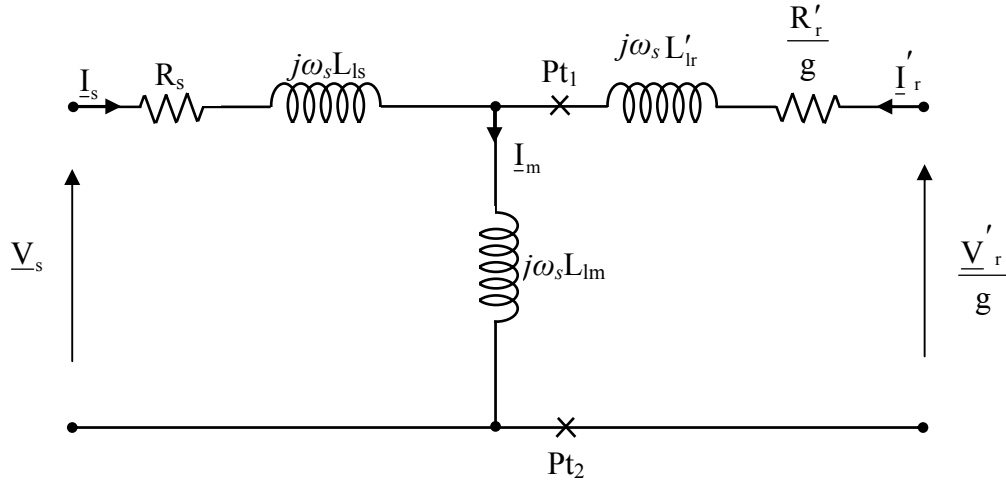


Fig. (2.6) : Circuit équivalent par phase de la DFIM en régime permanent (les pertes fer sont négligeable).

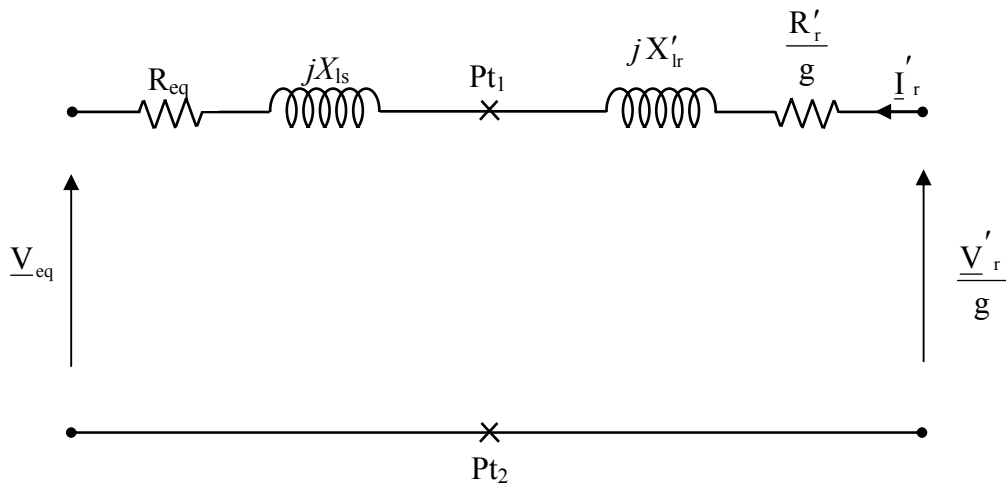


Fig. (2.7) : Circuit équivalent réduit par phase de la DFIM en régime permanent (selon le théorème de Thévenin).

D'après le circuit équivalent (2.6), le courant statorique peut être calculé par :

$$\underline{I}_s = \underline{I}_m - \underline{I}_r \quad (2.32)$$

Avec: $\underline{I}_m = \frac{\underline{E}_s}{jX_m}$

Si on tient compte de l'expression (2.14), le couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$C_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{3n_p}{g\omega_s} \left[R'_r I_r'^2 - \text{Re}(\underline{I}_r^* \underline{V}'_r) \right] \quad (2.33)$$

Le facteur de puissance est déduit à partir du courant rotor par l'expression suivante :

$$\cos \varphi = \cos(\arctg(\frac{\text{Im}(\underline{I}'_r)}{\text{Re}(\underline{I}'_r)})) \quad (2.34)$$

On peut déduire le rendement de la DFIM comme suit :

D'après le circuit équivalent (2.7), la puissance totale absorbée par la machine est donnée par:

$$P_{abs} = P_m + 3(R_{eq} + R'_r) \underline{I}'_r'^2 \quad (2.35)$$

Si en tenant compte de l'expression (2.35), le rendement est déterminé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_m - P_{fer}}{P_{abs}} \quad (2.36)$$

Si on néglige les pertes fer dans le circuit magnétique, le rendement peut alors s'exprimer à l'aide de l'expression (2.14) par :

$$\eta = \frac{R'_r I_r'^2 - \text{Re}(\underline{I}_r^* \underline{V}'_r)}{\frac{g}{1-g} (\frac{R'_r}{g} + R_{eq}) I_r'^2 - \text{Re}(\underline{I}_r^* \underline{V}'_r)} \quad (2.37)$$

Les équations précédentes ont été programmées à l'aide du logiciel Matlab afin de mettre en évidence les différentes caractéristiques de la DFIM en régime permanent. Les paramètres de la machine sont reportés en annexe.

2.6.1 Caractéristiques avec un rotor court-circuité

En premier lieu, nous avons présenté les caractéristiques de la DFIM en court-circuitant les enroulements du rotor [BOUC 97, CHA 04, TEC Ing].

La figure (2.8) présente la caractéristique mécanique (couple-vitesse) de la DFIM avec un rotor en court-circuit. D'après cette figure, on constate que :

- cette caractéristique présente un maximum ;
- la machine possède un couple de démarrage important ;

- le couple électromagnétique s'annule pour une vitesse de synchronisme (fonctionnement à vide);
- pour une vitesse de fonctionnement proche à celle de synchronisme, la caractéristique est assimilable à une droite ($C_e = k \cdot g$) : c'est la zone utile pour laquelle on utilise la machine.

Les figures (2.9) et (2.10) présentent l'évolution du courant statorique et rotorique en fonction de la vitesse de rotation. On remarque que ces courants présentent une évolution décroissante dans l'intervalle situé autour de la vitesse de synchronisme et ceci dépend du couple et du glissement dans cette zone de fonctionnement. Dans le point de synchronisme, ces courants prennent des valeurs faibles afin de compenser les pertes tandis-que le couple est nul.

Les figures (2.11) et (2.12), montrent que pour un fonctionnement à vitesse proche à celle de synchronisme, la machine possède un facteur de puissance proche à l'unité avec un meilleur rendement, sachant que les pertes joules dans le stator et dans le rotor ainsi que le glissement sont faibles. Par conséquent, la machine présente de hautes performances pour un fonctionnement autour de sa vitesse de synchronisme.

D'après les courbes de la figure (2.13), on constate que la variation de la résistance rotorique n'affecte pas la valeur maximale du couple, mais uniquement la vitesse à laquelle il se produit. Ces courbes suggèrent plusieurs applications pour la machine à rotor bobiné. Par exemple, un moteur qui nécessite la combinaison d'un grand couple de démarrage ainsi qu'un faible glissement à pleine charge peut se réaliser selon les courbes qui correspondent aux résistances $6 R_r'$ et R_r' . Il s'agit d'insérer d'une résistance externe de $6 R_r'$ lors de démarrage, et on la court-circuite par la suite une fois le moteur atteint sa vitesse nominale. Donc, cette résistance rotorique doit être élevée pour obtenir un fort couple au démarrage et faible au régime nominal pour obtenir un bon rendement (réduire les pertes Joules rotoriques).

L'influence de l'amplitude de la tension statorique sur la caractéristique couple-vitesse est illustrée par la figure (2.14). Cette dernière montre qu'il y a une proportionnalité entre la caractéristique couple-vitesse et la valeur efficace de la tension. Cette technique peut être adoptée comme une technique de démarrage pour les moteurs asynchrones.

La caractéristique couple-vitesse pour des différentes amplitudes et fréquences de la tension statorique en maintenant V/f (à flux constant) constant est illustrée par la figure (2.15). Cette caractéristique montre que le couple décroît avec la diminution de la tension, de même que pour la vitesse de synchronisme avec la fréquence. Cette caractéristique présente l'avantage de rendre le flux indépendant de la vitesse et du couple, elle est souvent utilisée pour la commande scalaire des moteurs asynchrones.

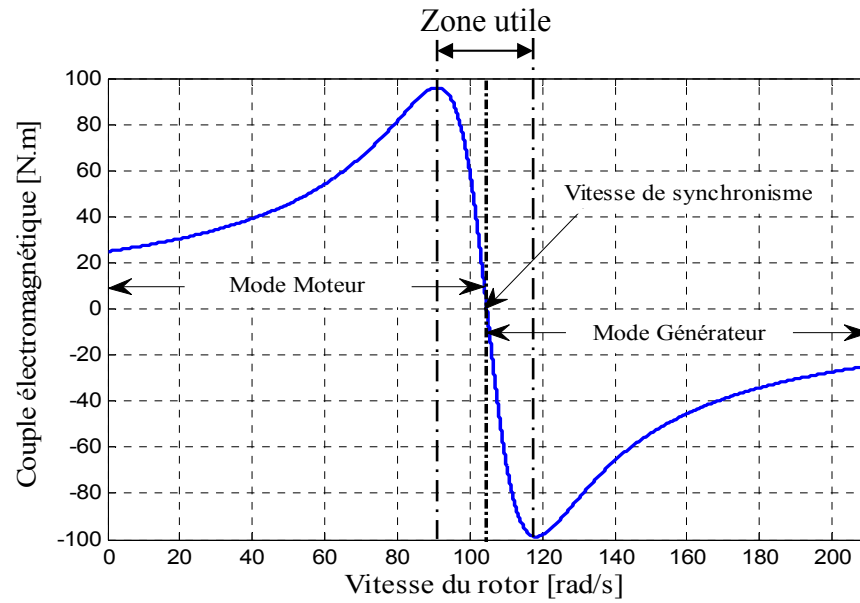


Fig. (2.8) : Caractéristique couple-vitesse de la DFIM avec un rotor court-circuité.

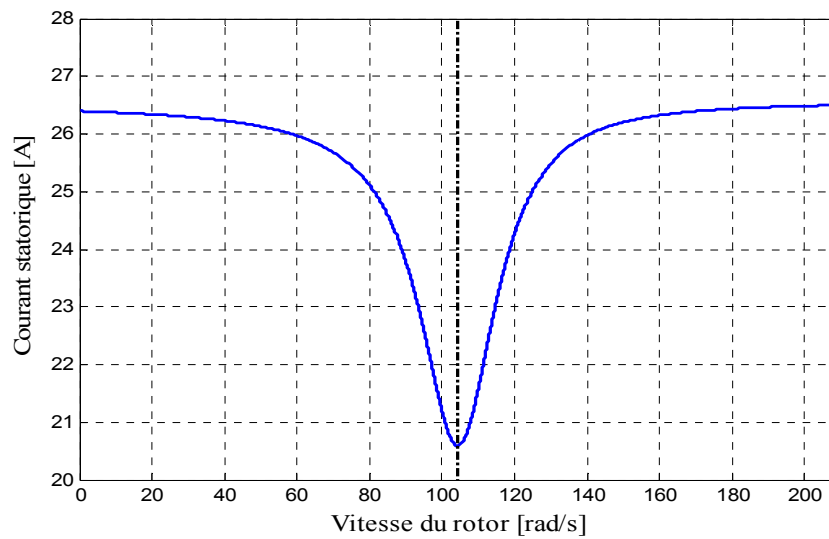


Fig. (2.9) : Courant statorique en fonction de la vitesse.

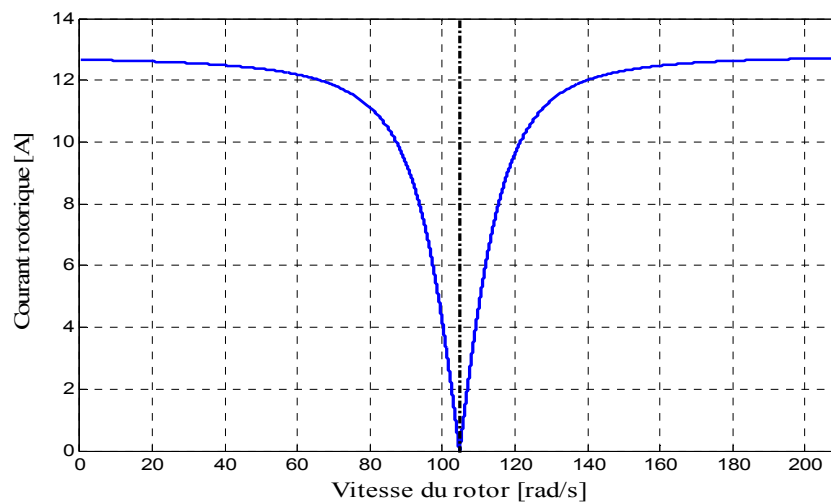


Fig. (2.10) : Courant rotorique en fonction de la vitesse.

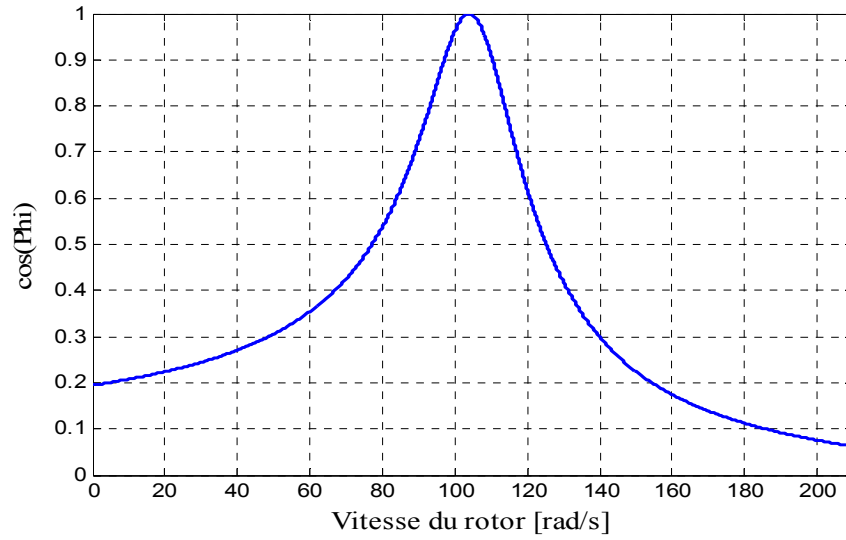


Fig. (2.11) : Facteur de puissance en fonction de la vitesse.

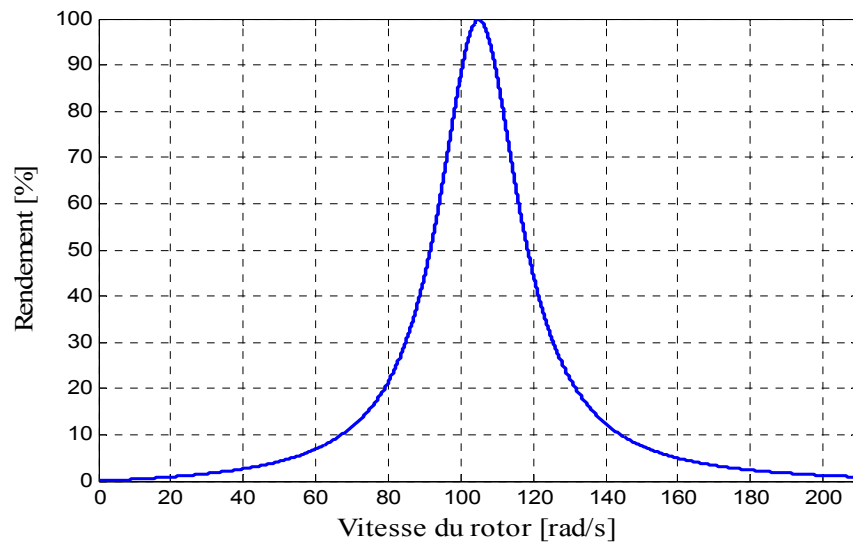


Fig. (2.12) : Rendement en fonction de la vitesse.

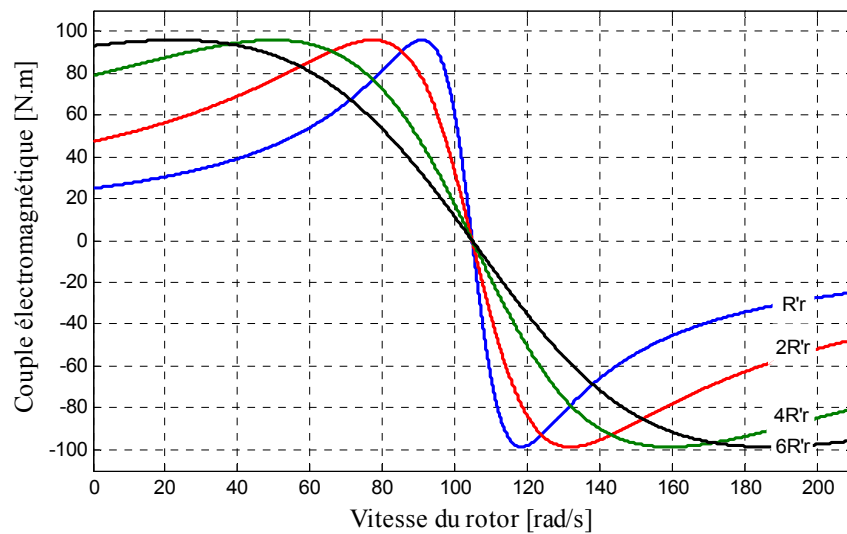


Fig. (2.13) : Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la résistance additionnelle.

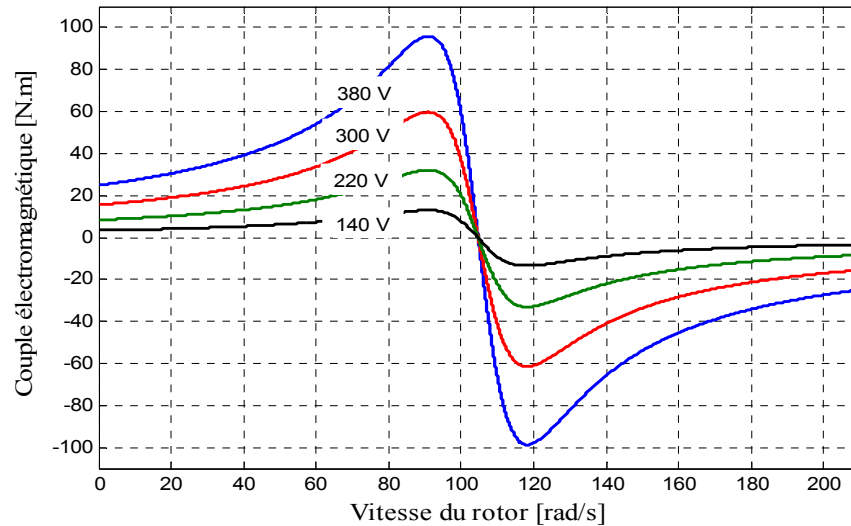


Fig. (2.14) : Courant rotorique en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de la tension statorique ($f_s=50\text{Hz}$).

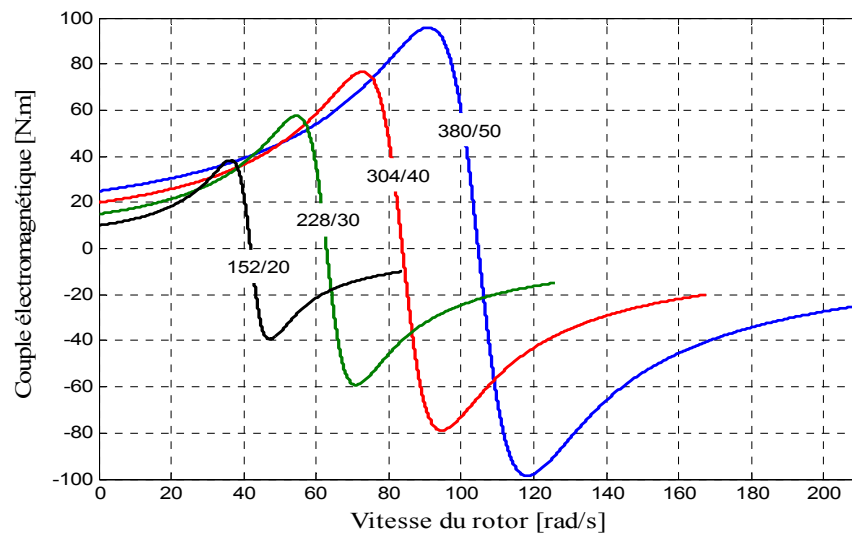


Fig. (2.15) : Caractéristique couple-vitesse à fréquence et à tension variables (V/f constant).

2.6.2 Caractéristiques avec un rotor alimenté

Dans cette section, nous nous intéressons à l'évaluation des performances de la DFIM en régime permanent en utilisant une alimentation réglable au niveau du rotor. La DFIM considérée est entraînée à une vitesse allant jusqu'au double de sa vitesse de synchronisme.

La figure (2.16) illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction de la vitesse d'entraînement pour différentes valeurs de la tension d'alimentation rotorique. On note que la valeur maximale du couple électromagnétique en régime hypo-synchrone croît avec l'augmentation de la tension rotorique et elle se décale progressivement vers la droite et diminue en régime hyper-synchrone.

D'après la figure (2.17), on obtient des différentes courbes de la caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs du déphasage de la tension rotorique par rapport à celle du stator. Pour un fonctionnement en mode moteur, le couple maximal prend une faible valeur pour un déphasage nul de la tension rotorique (tension rotorique en phase avec celle du stator), alors qu'elle prend des valeurs considérables pour des valeurs de déphasage différentes de zéro. Cependant, ce comportement s'inverse pour un fonctionnement générateur.

La figure (2.18) montre l'influence du déphasage de la tension rotorique par rapport à celle du stator sur le courant statorique. D'après cette figure, on constate que l'augmentation du déphasage provoque une augmentation du courant statorique en mode moteur et une diminution de celui-ci en mode générateur du fait que ce dernier est proportionnel respectivement à la différence et à la somme de la tension du stator et celle du rotor. Par exemple, dans le cas moteur, cette différence devient minimale si les deux tensions sont en phase et maximale si ces deux dernières sont en opposition (équ. 2.31 et 2.32). Un comportement identique à celui du courant statorique a été obtenu également pour le courant rotorique présenté par la figure (2.19).

L'influence du déphasage de la tension rotorique sur le rendement est illustrée par la figure (2.20). On remarque que l'augmentation du déphasage entre la tension du rotor et celle du stator en mode moteur provoque une diminution du rendement, dont sa valeur maximale se décale vers la gauche. D'autre part, le comportement du rendement s'inverse en mode générateur.

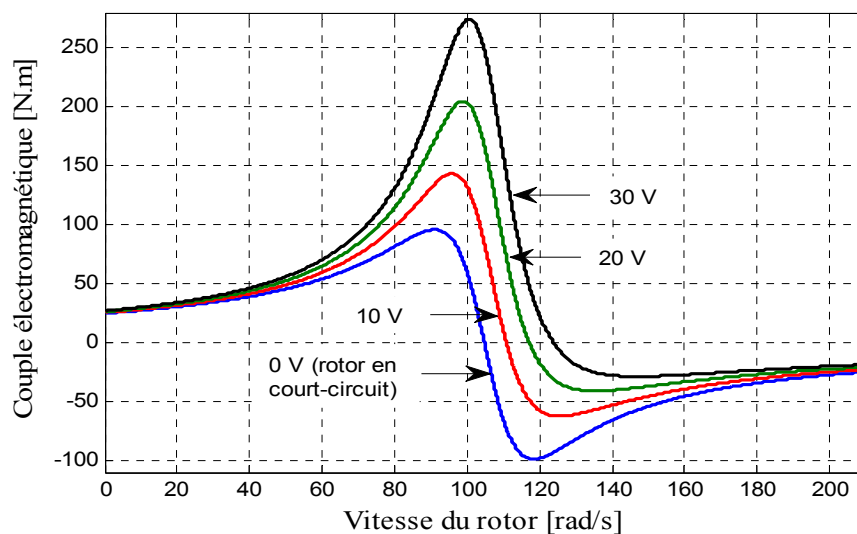


Fig.(2.16): Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la tension rotorique.

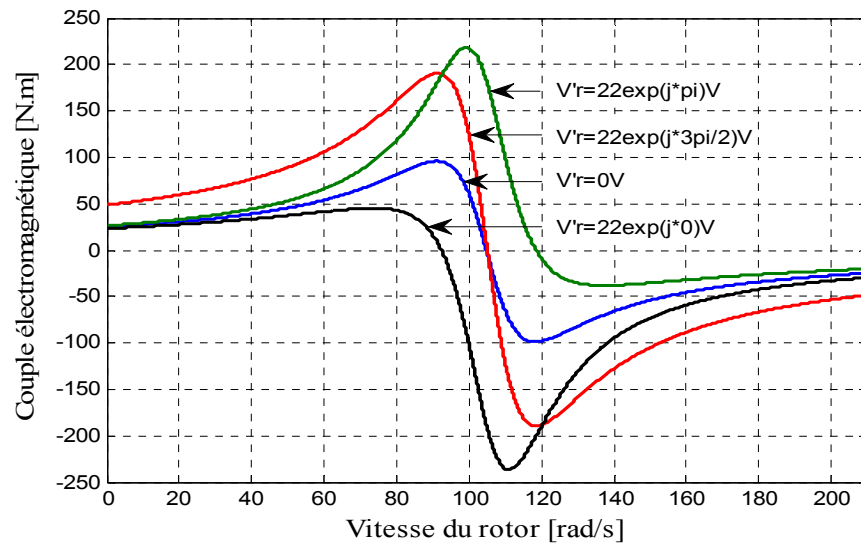


Fig. (2.17) : Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs du déphasage de la tension du rotor par rapport à celle du stator.

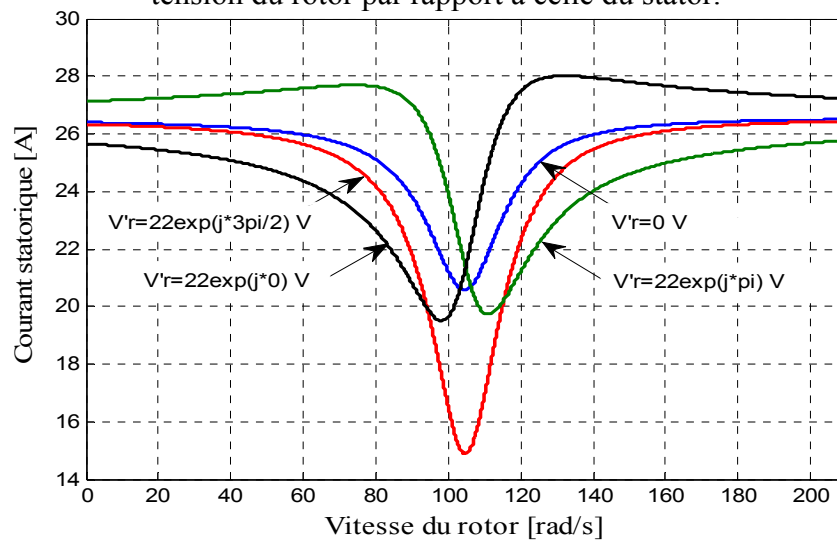


Fig. (2.18) : Courant statorique en fonction de la vitesse pour différentes valeurs du déphasage de la tension du rotor par rapport à celle du stator.

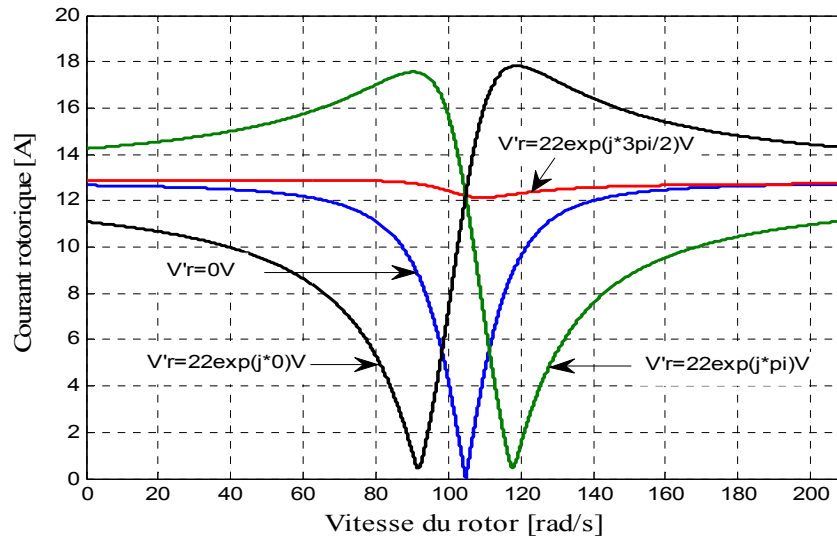


Fig. (2.19) : Courant rotorique en fonction de la vitesse pour différentes valeurs du déphasage de la tension du rotor par rapport à celle du stator.

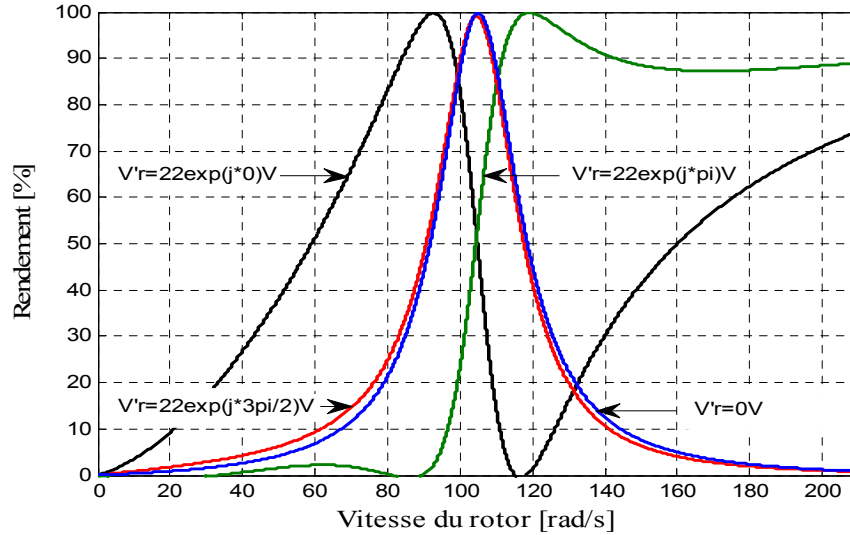


Fig. (2.20): Rendement en fonction de la vitesse du rotor pour différentes valeurs du déphasage de la tension du rotor par rapport à celle du stator.

2.7 Caractéristiques opérationnelles de la DFIM connectée à un réseau puissant

Le couplage de la DFIM au réseau est presque similaire à celui de la machine synchrone. Cependant, elle présente une différence exceptionnelle par rapport à la machine synchrone du fait que le convertisseur statique dans le côté rotorique doit garantir les conditions de synchronisation pour n'importe quelle vitesse dans l'intervalle $\omega_m (1 \pm |g_{\max}|)$, afin d'avoir une tension au niveau du stator ayant la même fréquence et la même phase que celle du réseau.

Par conséquent, le couplage de la DFIM au réseau se fait par l'entraînement de cette dernière par un système auxiliaire, dont le stator est en court-circuit. Une fois la vitesse de la machine atteint une valeur supérieure à $\omega_m (1 - |g_{\max}|)$ on ouvre le circuit statorique, dans ce cas la commande de synchronisation est déclenchée et le couplage de la DFIM est réalisé. Dans ces conditions, la machine fonctionne en mode générateur sous une commande adéquate en boucle fermée.

En effet, il est important de décrire les possibilités de réglage des puissances active et réactive dans le cas d'une opération à une vitesse variable à une tension et une fréquence constantes imposées par le réseau (fonctionnement non-autonome) comme il est illustré par la figure (2.21). Où le schéma de principe de l'écoulement de puissances entre le réseau et la DFIM ainsi que la quantification de la puissance dans chaque côté du système tout en négligeant les pertes sont représentés également. Dans ce cas, la puissance du réseau est

exprimée par $P_{\text{res}} \approx (1 - g)P_s$ et la puissance du rotor (la puissance de glissement) par $P_r \approx gP_s$ [BOL 06].

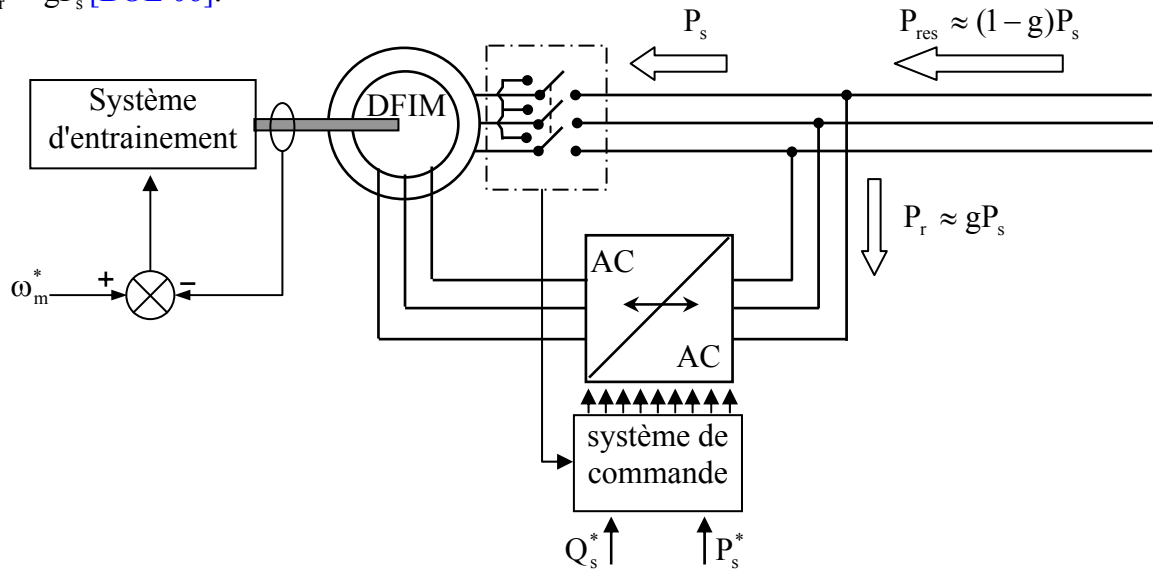


Fig. (2.21) : Schéma opérationnel de la DFIM connecté à un réseau puissant.

La figure (2.22), montre l'évolution de la puissance du réseau, du stator et du rotor en fonction du glissement dans l'intervalle $\omega_m (1 \pm |g_{\text{max}}|)$. On constate que la puissance du stator et du rotor présentent une évolution croissante et décroissante respectivement du glissement, par contre la puissance du rotor décroît en fonction de ce dernier.

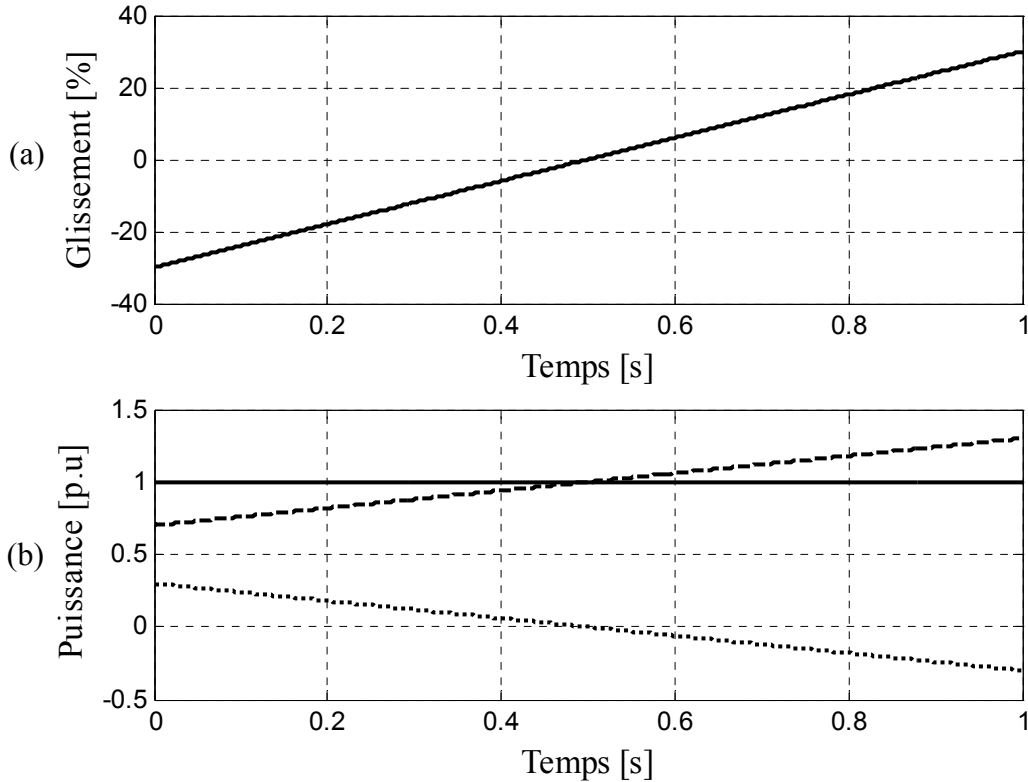


Fig. (2.22) : a) glissement ; b) puissances : du réseau (-), du stator (--) et du rotor (..).

Au point de synchronisme ($g = 0$), la puissance du stator devient égale à celle du réseau, alors que celle du rotor devient nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête).

Les figures (2.23) et (2.24), montrent l'évolution des puissances active et réactive au niveau du stator en fonction de la valeur efficace de la tension rotorique et du déphasage entre cette dernière et celle du stator pour un glissement de 30%. On constate d'après ces figures que l'augmentation de la valeur efficace de la tension rotorique provoque une augmentation des puissances active et réactive absorbées ou générées par le stator, alors que ces puissances possèdent des valeurs maximales pour un déphasage égal à $\pm\pi/2$ et à $\pm\pi$ respectivement ; d'autre part on constate que chacune des deux puissances prend sa valeur maximale lorsque l'autre est nulle. On désigne par un signe (+) lorsque l'écoulement de la puissance se fait du stator de la DFIM vers le réseau, et par un signe (-), lorsque celui-ci est inversé. Ces caractéristiques montrent également que les puissances active et réactive dépendent directement de l'amplitude et du déphasage de la tension rotorique par rapport à celle du stator et c'est ce qui nous a permis d'adopter un algorithme adéquat pour un réglage optimisé de ces puissances, et de faire un choix convenable du convertisseur de puissance associé au rotor.

La figure (2.25) représente le facteur de puissance dans le stator en fonction de la valeur efficace et du déphasage de la tension rotorique. Cette figure indique qu'il est possible d'obtenir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire pour un déphasage de la tension rotorique égal à $\pm\pi/2$, et avec un facteur de puissance nul pour un déphasage de 0 et π . En plus, on remarque que la valeur efficace de la tension rotorique n'affecte pas le facteur de puissance ; donc celui-ci dépend seulement du déphasage.

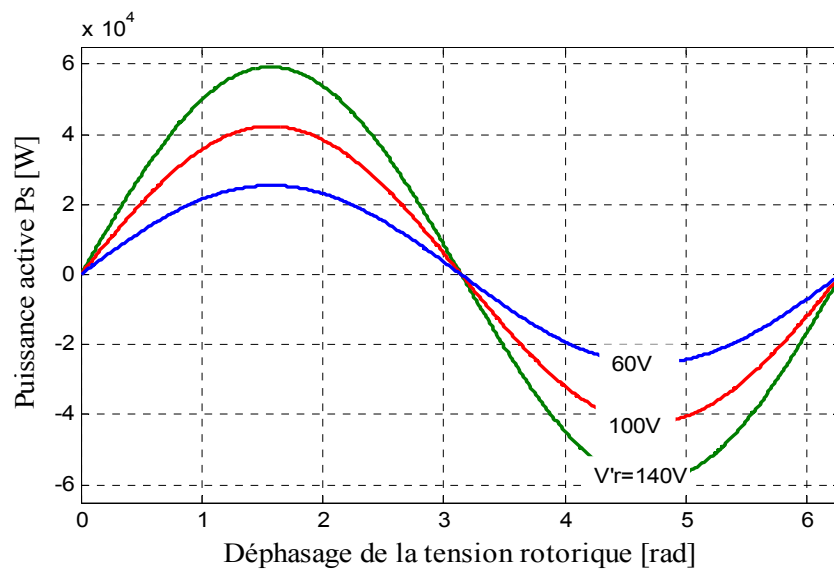


Fig. (2.23) : Evolution de la puissance active statorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

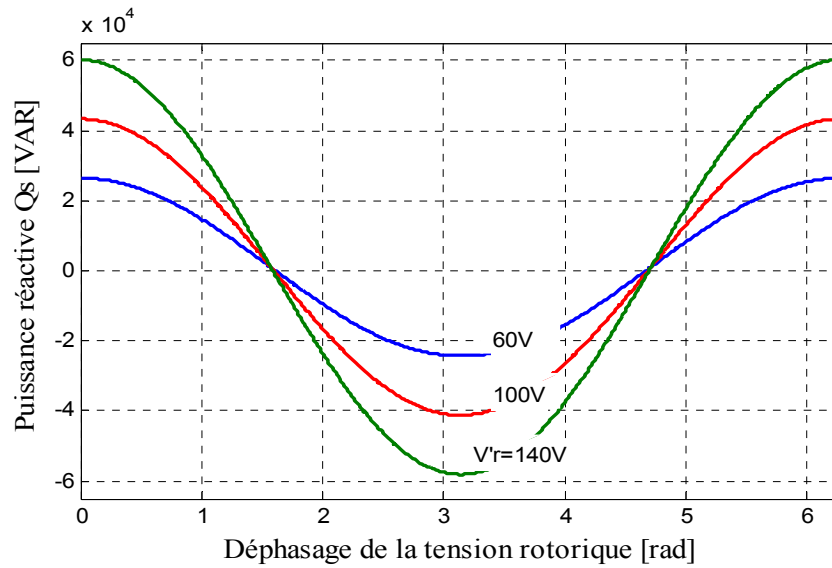


Fig. (2.24): Evolution de la puissance réactive statorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

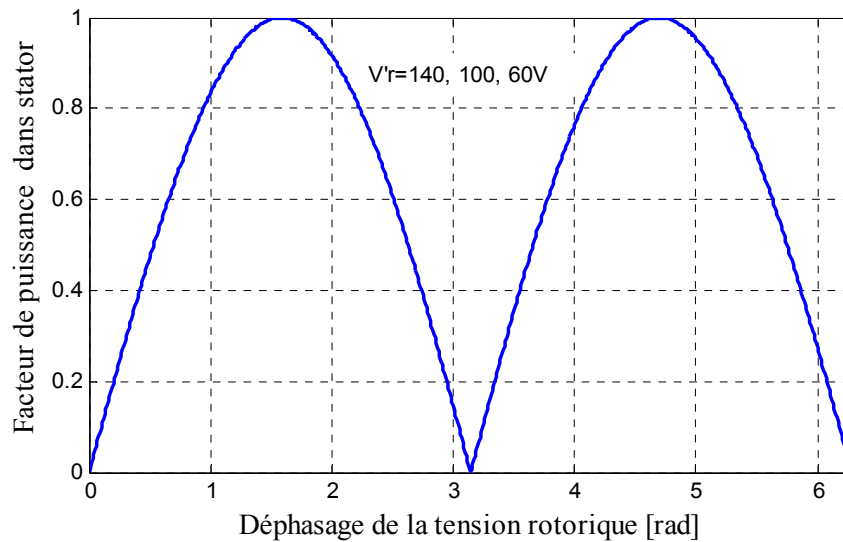


Fig. (2.25) : Evolution du facteur de puissance statorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

Les figures (2.26) et (2.27), montrent l'évolution des puissances active et réactive au niveau du rotor en fonction du déphasage de la tension rotorique pour différentes valeurs efficaces de celle-ci ($g=30\%$). On constate d'après ces figures que l'augmentation de la valeur efficace de la tension rotorique provoque une augmentation des puissances active et réactive absorbée ou générée par le stator de la DFIM, ainsi que ces puissances possèdent leurs valeurs maximales pour un déphasage égal à $\pm\pi/2$ et à π respectivement. On voit également sur la figure (2.27) que pour n'importe quel déphasage, la DFIM absorbe la puissance réactive afin de magnétiser son circuit magnétique et de compenser la puissance réactive transmise au réseau par le stator.

L'évolution du facteur de puissance au niveau du rotor en fonction de déphasage de la tension rotorique pour différentes valeurs de l'amplitude de celle-ci est montrée par la figure (2.28). Cette dernière montre que l'augmentation de la tension rotorique provoque un déplacement progressif de la valeur de déphasage qui correspond à un facteur de puissance unitaire vers la valeur de $\pi/2$. Par conséquent, si on veut obtenir un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire au niveau du stator et au niveau du rotor au même temps, il est nécessaire d'alimenter le rotor avec une tension d'amplitude considérable avec un déphasage proche de celui de $\pi/2$.

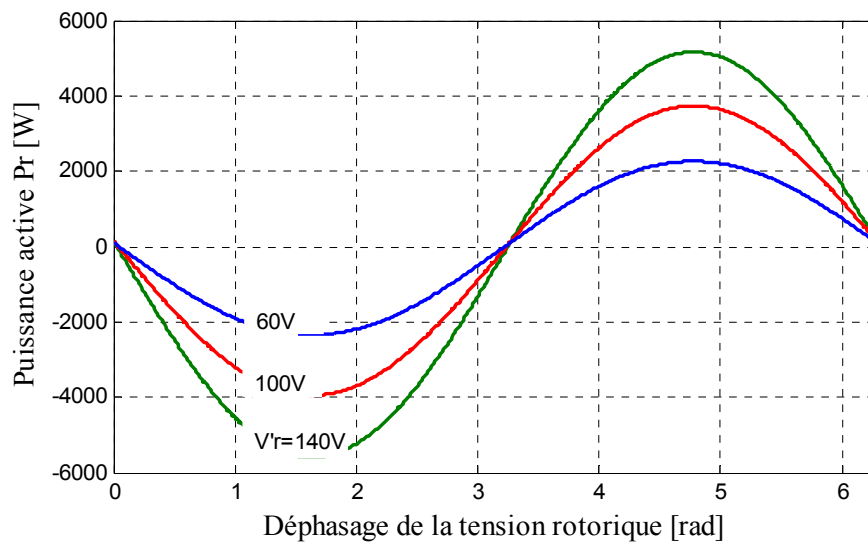


Fig. (2.26) : Evolution de la puissance active rotorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

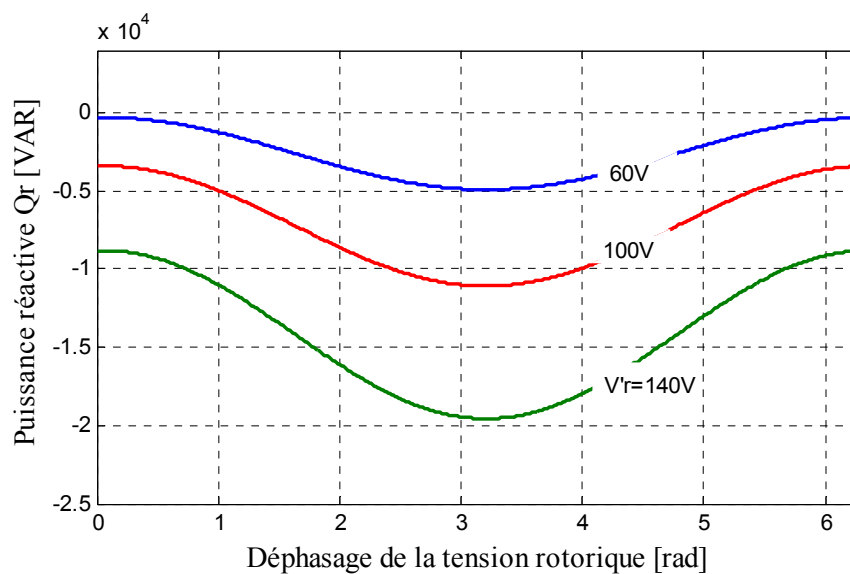


Fig. (2.27): Evolution de la puissance réactive rotorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

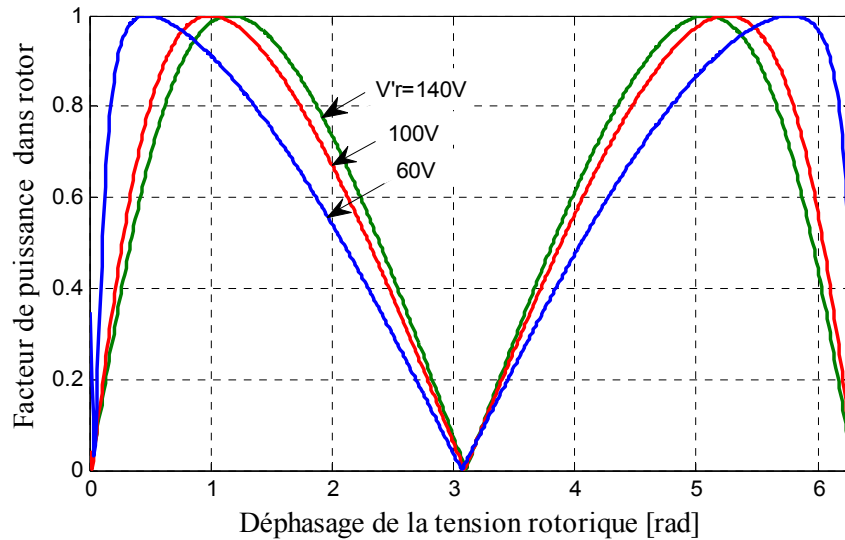


Fig. (2.28) : Evolution du facteur de puissance rotorique en fonction du déphasage de la tension rotorique ($g=30\%$).

2.8 Conclusion

L'étude en régime permanent nous a permis d'évaluer les performances apportées par la DFIM, de même qu'elle constitue un apport à la compréhension du comportement de cette machine, ce qui nous permettra par la suite de concevoir une commande adéquate et de choisir un convertisseur de puissance convenable associé à cette machine.

Cette étude montre bien que les différentes caractéristiques de la machine DFIM dépendent directement du glissement ainsi que de l'alimentation du stator et du rotor. Dans ce cas, on trouve dans la littérature les deux méthodes les plus courantes pour l'ajustement de la caractéristique couple-vitesse de la DFIM suivantes :

- la méthode des résistances additionnelles au niveau du rotor provoque des pertes dans le circuit rotorique, de même qu'elle présente un mauvais rendement et une gamme de réglage limitée ;
- la méthode du convertisseur AC/AC associé au rotor permet d'obtenir un réglage fin du glissement, ainsi qu'une meilleure gestion de la puissance transmise au rotor.

Effet, la DFIM offre des performances considérables par rapport à la machine à induction, ce qui ouvre à cette dernière un large domaine d'application, notamment dans les systèmes de production de l'énergie électrique.

L'évaluation et la maîtrise du comportement de la DFIM en régime transitoire passe obligatoirement par une étude de modélisation. Cette partie sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Modélisation de la Machine à Double Alimentation

Modélisation de la Machine à Double Alimentation

3.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une qualification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale [\[BEN 02\]](#).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné (DFIM), pilotée par le rotor par un convertisseur matriciel. Le modèle généralisé triphasé et biphasé de cette machine dans les différents repères sera rappelé et présenté sous la forme matricielle.

3.2 Transformation de PARK

Le modèle classique de la machine électrique, correspond au schéma monophasé équivalent, ceci n'est valide qu'en régime sinusoïdal à fréquence d'alimentation fixe. Pour étudier son comportement lorsqu'elle est alimentée à un convertisseur statique, il faut faire appel à un modèle plus compliqué. On considère que chaque armature triphasée du stator et du rotor peut être représentée par une armature diphasée équivalente à l'aide de la méthode de Park. Donc chaque armature diphasée est représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes, [\[ABD 96, BOR 00, PET 03, ELA 04\]](#):

- La machine a une parfaite symétrie de construction;
- un entrefer constant;
- l'effet d'encoche ainsi que l'effet de peau sont négligeable;
- un même nombre des phases entre le stator et rotor;
- une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobinage;
- l'absence de saturation dans le circuit magnétique;
- les pertes ferromagnétiques négligeables.

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure 3.1.

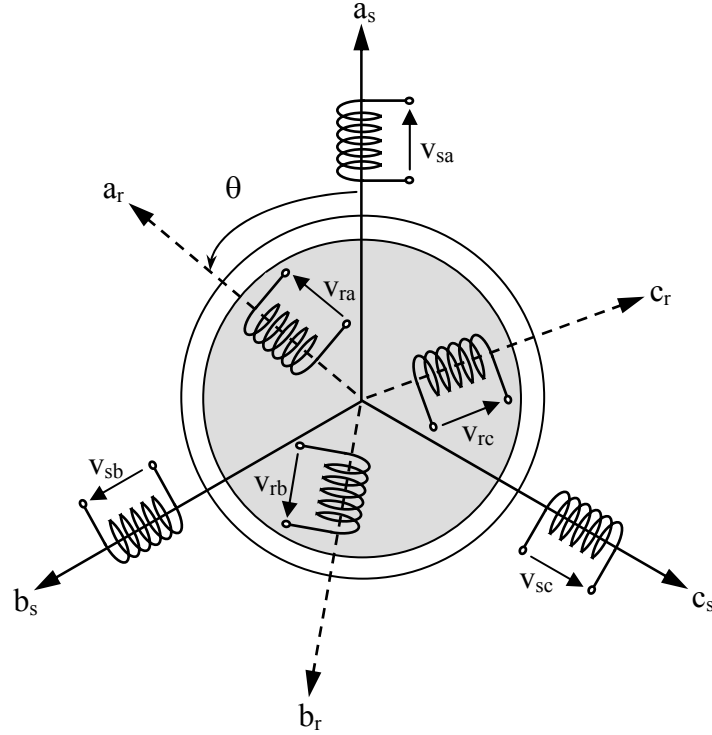


Fig. (3.1) : Représentation de la DFIM dans le système triphasé.

Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs "a_s", "b_s", "c_s", ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs "a_r", "b_r", "c_r".

En tenant compte les hypothèses simplificatrices précédentes, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants. Elles se présentent sous la forme matricielle comme suit:

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v'_{ra} \\ v'_{rb} \\ v'_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R'_r & 0 & 0 \\ 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{ra} \\ i'_{rb} \\ i'_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi'_{ra} \\ \psi'_{rb} \\ \psi'_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances $[L(\theta)]$. Celle-ci comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié de ces coefficients dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique " θ " qui représente la position de la phase (a_r) du rotor par rapport à la phase (a_s) du stator, figure (3.1).

L'angle électrique s'exprime par $\theta = n_p \theta_m$ où n_p est le nombre de paires de pôles de la machine et θ_m la position mécanique du rotor par rapport au stator [BOR 00].

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \\ \psi'_{ra} \\ \psi'_{rb} \\ \psi'_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M'_1 & M'_2 & M'_3 \\ M_s & l_s & M_s & M'_2 & M'_1 & M'_3 \\ M_s & M_s & l_s & M'_3 & M'_2 & M'_1 \\ M'_1 & M'_2 & M'_3 & l'_r & M'_r & M'_r \\ M'_3 & M'_1 & M'_2 & M'_r & l'_r & M'_r \\ M'_2 & M'_3 & M'_1 & M'_r & M'_r & l'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \\ i'_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

avec :

$$\begin{cases} M'_1 = M' \cos \theta \\ M'_2 = M' \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M'_3 = M' \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (3.4)$$

où M' représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques. La matrice $[L(\theta)]$ fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sabc} \\ \psi'_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M'_{sr}] \\ [M'_{sr}] & [L'_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i'_{rabc} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

avec la matrice des inductances statoriques $[L_s]$:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{0s}}{2} & -\frac{L_{0s}}{2} \\ -\frac{L_{0s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{0s}}{2} \\ -\frac{L_{0s}}{2} & -\frac{L_{0s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La matrice des inductances rotoriques $[L'_r]$:

$$[L'_r] = \begin{bmatrix} l'_r & M'_r & M'_r \\ M'_r & l'_r & M'_r \\ M'_r & M'_r & l'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{0r} + L'_{\sigma r} & -\frac{L'_{0r}}{2} & -\frac{L'_{0r}}{2} \\ -\frac{L'_{0r}}{2} & L'_{0r} + L'_{\sigma r} & -\frac{L'_{0r}}{2} \\ -\frac{L'_{0r}}{2} & -\frac{L'_{0r}}{2} & L'_{0r} + L'_{\sigma r} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[M'_{sr}] = [M'_{rs}]^T = M' \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Où $[M'_{sr}]$, et $[M'_{rs}]$ représentent les inductances mutuelles stator-rotor et rotor-stator respectivement :

Les couplages en étoile des bobinages permettent d'introduire les relations :

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0, \text{ et } i'_{ra} + i'_{rb} + i'_{rc} = 0 \quad (3.9)$$

En tenant compte les relations (3.9), on obtient :

$$[L_s] = L_s [I_3], \text{ et } [L'_r] = L'_r [I_3] \quad (3.10)$$

L_s et L'_r étant les inductances cycliques, et $[I_3]$ la matrice unitaire d'ordre 3.

$$L_s = \frac{3}{2} L_{0s} + L_{\sigma s} \text{ et } L'_r = \frac{3}{2} L'_{0r} + L'_{\sigma r} \quad (3.11)$$

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M'_{sr}] [i'_{rabc}] \} \\ [v'_{rabc}] &= [R'_r] [i'_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L'_r] [i'_{rabc}] + [M'_{sr}]^T [i_{sabc}] \} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Dans ce cas, le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = n_p \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i'_{ra} \\ i'_{rb} \\ i'_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Où n_p est le nombre de paires de pôles.

3.3 Modélisation vectorielle de la DFIM

3.3.1 Introduction de la notion de vecteur tournant

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsatoires triphasés h_{sa}, h_{sb}, h_{sc} et h_{ra}, h_{rb}, h_{rc} dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants H_s et H_r , [BOR 00].

Il est naturel d'associer à la notion de champ tournant une représentation par un vecteur tournant repéré dans un référentiel (α, β) lié au stator (figure 3.2). Par exemple pour le champ tournant statorique :

$$\bar{H} \Leftrightarrow H_s \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} h_{as} \\ h_{bs} \\ h_{cs} \end{Bmatrix} \quad (3.14)$$

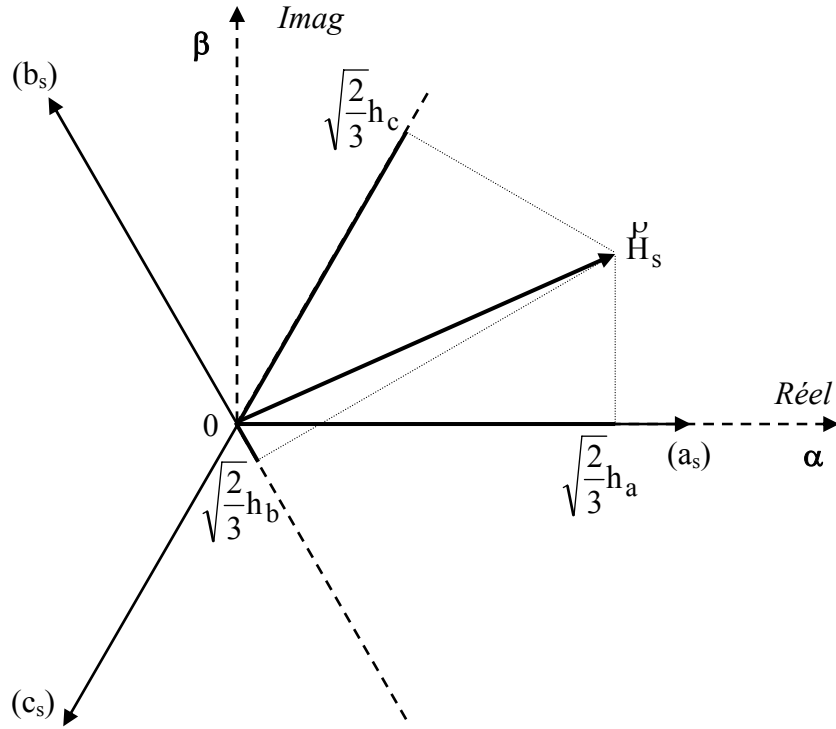


Fig. (3.2) : Définition du vecteur champ tournant.

Ce vecteur s'exprime :

$$\bar{H}_s = K_T \begin{bmatrix} h_{as} & h_{bs} e^{j\frac{2\pi}{3}} & h_{cs} e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

en le considérant comme étant d'un nombre complexe où K_T est un coefficient au choix de l'utilisateur :

$K_T = \frac{2}{3}$: pour une représentation vectorielle conservant les amplitudes ;

$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$: pour une représentation vectorielle conservant la puissance.

On peut définir également les relations inverses :

$$\begin{cases} h_{sa} = \frac{2}{3K_T} \text{réel}\{\bar{H}_s\} \\ h_{sb} = \frac{2}{3K_T} \text{réel}\left\{\bar{H}_s e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right\} \\ h_{sc} = \frac{2}{3K_T} \text{réel}\left\{\bar{H}_s e^{-j\frac{4\pi}{3}}\right\} \end{cases} \quad (3.16)$$

Où "réel" représente la partie réelle de l'expression entre les accolades {}.

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'introduire la notion de vecteur tournant à tout l'ensemble des grandeurs triphasées :

$$\bar{I}_s, \bar{I}_r, \bar{V}_s, \bar{V}_r, \bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$$

On définit ainsi une transformation vectorielle telle que:

$$\bar{I}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

3.3.2 Modèle vectoriel ramené au stator dans le référentiel lié au stator

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés au stator (S), au rotor (R) et à l'entrefer (T), comme il est représenté par la figure 3.3 [BOR 00, PET 03].

Cette représentation permet d'obtenir les formules de transformation qui facilitent le passage d'un référentiel à un autre.

A titre d'exemple, le vecteur $\bar{X}$ s'écrit :

$\bar{X}_{(S)} = X e^{j\alpha_s}$, dans le référentiel fixe lié au stator(S), d'axes (α_s, β_s) tel que l'axe α_s soit confondu avec celui de la phase du stator (a_s).

$\bar{X}_{(R)} = X e^{j\alpha_r}$, dans le référentiel fixe lié au rotor(R), d'axes (α_r, β_r) tel que l'axe α_r soit confondu avec l'axe de la phase du rotor(a_r).

$\bar{X}_{(T)} = X e^{j\alpha_T}$, dans un référentiel lié au champ tournant (T), d'axes (d, q).

A partir des positions angulaires relatives θ , θ_s et θ_r on déduit les expressions de changement de référentiel (figure 3.3) :

$$\begin{aligned} \text{Changement de (S) vers (T)} : \quad \bar{X}_{(T)} &= \bar{X}_{(S)} e^{-j\theta_s} \\ \text{Changement de (R) vers (T)} : \quad \bar{X}_{(T)} &= \bar{X}_{(R)} e^{-j\theta_r} \\ \text{Changement de (R) vers (S)} : \quad \bar{X}_{(S)} &= \bar{X}_{(R)} e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (3.18)$$

L'application de ces formules de transformation à la représentation matricielle permet d'obtenir une représentation vectorielle.

Dans ce cas, la tension statorique s'exprime dans le référentiel lié au stator (S) par :

$$\bar{V}_{s(S)} = R_s \bar{I}_{s(S)} + \frac{d\bar{\Psi}_{s(S)}}{dt} \quad (3.19)$$

De même, la tension rotorique s'exprime dans le référentiel lié au rotor (R) par :

$$\bar{V}'_{r(R)} = R'_r \bar{I}'_{r(R)} + \frac{d\bar{\Psi}'_{r(R)}}{dt} \quad (3.20)$$

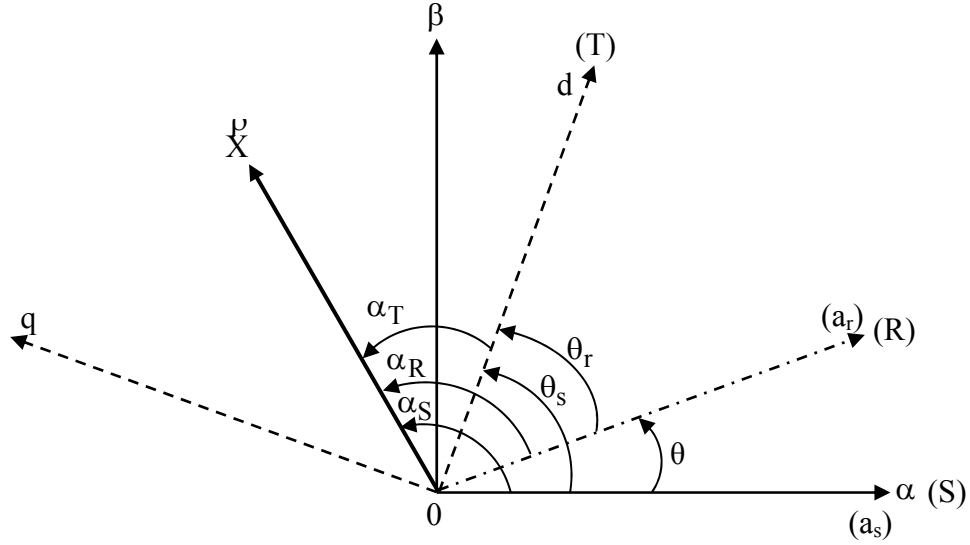


Figure 3.3 : Positionnement des systèmes d'axes

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + \frac{3}{2} M' e^{j\theta} \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}'_r = L'_r \bar{I}'_r + \frac{3}{2} M' e^{j\theta} \bar{I}_s \end{cases} \quad (3.21)$$

L'inaccessibilité au rotor dans le cas d'une machine asynchrone à cage amène à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. Elles correspondent ainsi à des grandeurs électriques et magnétiques fictives d'un rotor « fixe » présentant les mêmes propriétés que le rotor réel vis-à-vis du stator.

En posant [BOR 00, AZAI 08] :

$$\begin{cases} \bar{I}_r = \frac{3M'}{2L_m} \bar{I}'_r e^{j\theta} \\ \bar{\Psi}_r = \frac{2L_m}{3M'} \bar{\Psi}'_r e^{j\theta} \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec :

$$L_m = L_s - L_{\sigma s} = (3/2)L_{0s} \quad (3.23)$$

On applique la transformation qui permet de changer de repère. On obtient ainsi un second modèle vectoriel, modèle "ramené" au stator, dans le référentiel (S). Les équations dans (S) deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = R_s \bar{I}_s(S) + \frac{d\bar{\Psi}_s(S)}{dt} \\ \bar{V}_r(S) = R_r \bar{I}_r(S) + \frac{d\bar{\Psi}_r(S)}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r(S) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s(S) = L_s \bar{I}_s(S) + L_m \bar{I}_r(S) \\ \bar{\Psi}_r(S) = L_r \bar{I}_r(S) + L_m \bar{I}_s(S) \end{cases} \quad (3.25)$$

La pulsation électrique est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = n_p \omega_m \quad (3.26)$$

où ω_m [rad/sec] est la vitesse de rotation de la machine.

Les nouveaux paramètres ramenés au stator s'expriment par [BOR 00] :

$$\begin{cases} R_r = \left(\frac{2L_m}{3M'}\right)^2 R_r' \\ L_r = \left(\frac{2L_m}{3M'}\right)^2 L_r' \end{cases} \quad (3.27)$$

D'après l'expression (3.24), le troisième terme représente la f.e.m dynamique (dépendante de ω), qui due à la rotation du rotor par rapport au référentiel fixe.

L'expression du couple peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} C_e = n_p L_m [\bar{I}_r(S) \wedge \bar{I}_s(S)] \\ C_e = n_p L_m \text{Imag}[\bar{I}_s(S) \wedge \bar{I}_r^*(S)] \end{cases} \quad (3.28)$$

où "Imag" désigne la partie imaginaire de l'expression les accolades {}, et $\bar{I}_r^*$ représente le conjugué de $\bar{I}_r$.

3.3.3 Modèle vectoriel dans un référentiel tournant lié au champ tournant statorique

En appliquant la transformation qui permet de passer du référentiel fixe S (α_s, β_s) au référentiel tournant T(d, q) (figure 3.3), on obtient le modèle vectoriel ramené au stator, dans le référentiel (T).

Les équations dans (T) deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s^p(T) = R_s \bar{I}_s^p(T) + \frac{d\bar{\Psi}_s^p(T)}{dt} + j\omega_s \bar{\Psi}_s^p(T) \\ \bar{V}_r^p(T) = R_r \bar{I}_r^p(T) + \frac{d\bar{\Psi}_r^p(T)}{dt} + j(\omega_s - \omega) \bar{\Psi}_r^p(T) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} \psi_{s(T)}^p = L_s i_{s(T)}^p + L_m i_{r(T)}^p \\ \psi_{r(T)}^p = L_r i_{r(T)}^p + L_m i_{s(T)}^p \end{cases} \quad (3.30)$$

et :

$$C_{em} = p L_m \text{Imag} \left\{ i_{s(T)}^p i_{r(T)}^{p*} \right\} \quad (3.31)$$

On peut remarquer la présence de deux f.e.m dynamiques qui dues à la rotation du référentiel (T) par rapport au stator et au rotor. On trouve également la relation entre les pulsations caractéristiques de la DFIM :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (3.32)$$

3.4 Equation de Concordia

Les projections des équations du modèle vectoriel (3.24) dans le référentiel fixe (S) lié au stator, sur les deux axes (α, β) du référentiel, obtenues en posant pour chaque vecteur $\bar{X}$

$$\bar{X}_{(S)} = X_\alpha + jX_\beta \quad (3.33)$$

permettent d'établir les équations de Concordia de la machine.

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.34)$$

avec :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.35)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = n_p L_m (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.36)$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations (3.34). Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de Concordia, [LES 81, BOUS 94] :

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (3.36)$$

Dans la majorité des cas, la DFIM est alimentée par un système de tensions triphasé équilibré, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice h.

Compte tenu des relations entre flux et courant, les équations précédentes peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$[V] = [G][I] + [F]\frac{d[I]}{dt} \quad (3.37)$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

L'équation (3.38) peut s'écrire sous la forme d'une équation d'état comme suit :

$$\frac{d[I]}{dt} = [A][I] + [B][V] \quad (3.39)$$

[A] : matrice d'état, et [B] : matrice d'entrée.

3.5 Equation de Park

De la même manière, les projections des équations du modèle vectoriel (3.24) dans les deux axes (d,q) du référentiel tournant (T). Dans ce cas, vecteur $\bar{X}$ peut s'écrire comme suit :

$$\bar{X} = X_d + jX_q \quad (3.40)$$

Ce qui permet d'obtenir le modèle de la DFIM suivant:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (3.41)$$

avec :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (3.42)$$

ainsi que le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = p L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (3.43)$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations des tensions statoriques et rotoriques. Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de Park [LES 81, BOU 94] en prenant en compte que la somme instantanée des grandeurs triphasées est nulle ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice h :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

ρ : est l'angle entre le repère des grandeurs à transformer et le repère choisi.

- Pour les grandeurs statoriques, on prend :

$$\rho = \theta_s.$$

Pour les grandeurs rotoriques, on prend :

$$\rho = \theta_s - \theta = \theta_r.$$

La transformation inverse de Park est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Remarque : On peut déduire aussi bien une transformation de Park qui permet le passage du repère (α, β) vers (d, q) , de telle sorte en faisant une rotation du repère (α, β) par un angle ρ . Dans ce cas, on obtient :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

En effet, la transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

3.6 Conclusion

Cette étude de modélisation nous a permis de présenter les différents modèles dynamiques de la DFIM dans les différents référentiels, ainsi que les transformations qui permettent le passage entre eux.

Les modèles de la DFIM présentés dans ce chapitre nous ont permis l'analyse de cette machine dans les deux modes de fonctionnement (Moteur, générateur) en régime dynamique. Le choix d'un tel référentiel approprié pour la modélisation repose sur la stratégie de commande appliquée et des grandeurs à commander, pour cela nous avons développé une étude de modélisation en vue de la commande des puissance active et réactive de la machine à double alimentation au chapitre suivant.

Chapitre 4

Convertisseur Matriciel : Modélisation et Stratégie de Commande

Convertisseur matriciel : Modélisation et Stratégie de commande

4.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération du convertisseur direct de puissance alternatif/alternatif. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension reliant n phases d'entrée à m phases de sortie; cela conduit à avoir $n \times m$ interrupteurs bidirectionnels. Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels.

Aujourd'hui, le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et le cascade redresseur/lien continu/onduleur notamment [DEL 07, GHE 08_2, ZHA 98_2]:

- la commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie ;
- un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge ;
- le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible ;
- la possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants ;
- un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie ;
- une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie ;
- l'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

Dans la littérature concernant le convertisseur matriciel, on trouve deux stratégies de commande qui sont principalement adoptées à la commande du convertisseur matriciel. La première est basée sur la méthode de modulation de *Venturini* et la deuxième sur la modulation par vecteur spatiale *SVM*.

La première stratégie par modulation de Venturini a été proposée en 1980 par *Venturini* [VEN 80], spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Cette dernière est caractérisée par sa formulation mathématique ardue, et son application pour des tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales. Cette méthode présente de hautes performances au niveau des formes d'ondes de la tension de sortie et du courant d'entrée du convertisseur matriciel [ZHA 98_2].

La seconde stratégie est fondée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spécial (*SVM*), adopte une approche différente de celle de la modulation de *Venturini*. Elle consiste de construire la tension désirée de sortie par la sélection des états valides de commutation des interrupteurs et de calculer leurs durées de conduction correspondantes. Cette méthode a été adoptée initialement par *Huber* en 1992 [HUB 92, HUB 95, CAS 02, CAS 93] pour la commande du convertisseur matriciel. L'avantage principal de cette stratégie par rapport à celle de *Venturini* réside dans les pertes réduites de commutation [ZHA 98_2].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la modélisation du convertisseur matriciel, ainsi qu'à la stratégie de commande par modulation de Venturini. Afin d'évaluer les performances apportées par le convertisseur matriciel commandé par la technique considérée, une étude de simulation est prévue.

4.2 Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel

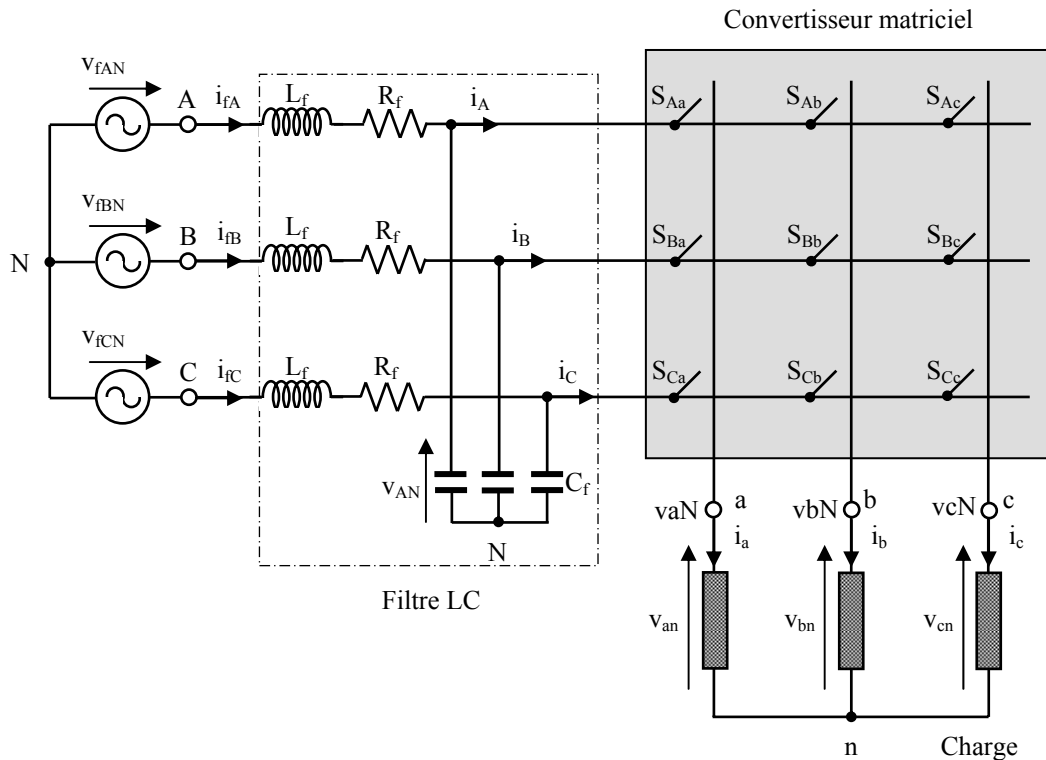


Fig. (4.1): Schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé

Le schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé illustré par la figure (4.1), consiste à utiliser 9 interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge. Un filtre passe-bas doit être inséré à l'entrée du convertisseur matriciel dont l'objectif d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau.

Pour que l'échange d'énergie entre la source et la charge soit possible, il faut que la source présente un comportement différent de celui de la charge. Pour cette raison, la source présente un comportement d'une source de tension, alors que la charge présente celui d'une source de courant.

4.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel

L'utilisation d'interrupteurs réversibles en tension et en courant à blocage et amorçage commandés dans le premier et le troisième quadrant est indispensable pour permettre au convertisseur de connecter à tout instant chacune des bornes d'entrée du récepteur à n'importe quelle borne de sortie du générateur et ceci indépendamment de l'évolution des tensions et des courants aux niveaux du réseau et du récepteur. De tels interrupteurs statiques ne sont pas disponibles sur le marché ; il faut associer des composants élémentaires (diodes, thyristors, IGBT,...) pour obtenir un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant. La figure (4.2) montre les diverses possibilités d'association des composants à partir d'éléments disponibles actuellement sur le marché [ARE 08, DEL 07, GHE 08_2, GUS 05].

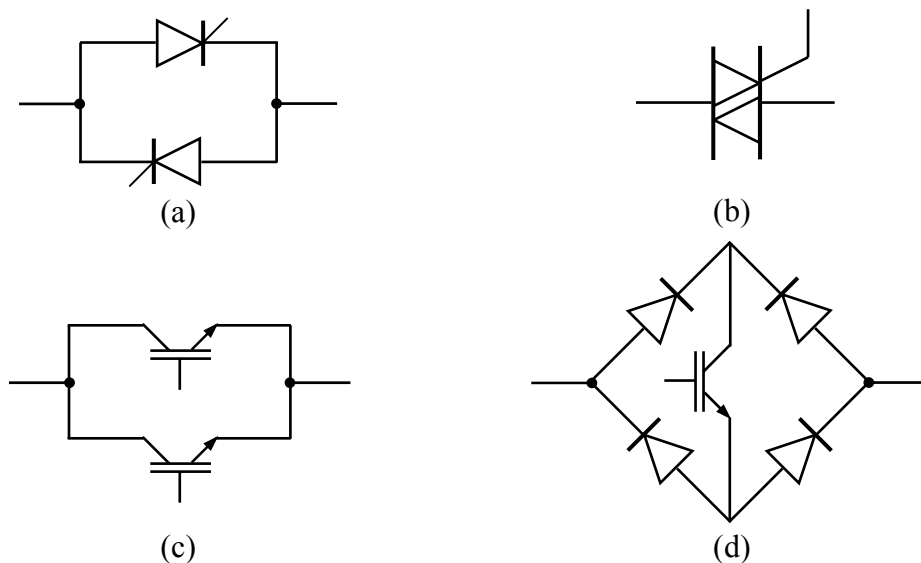


Fig. (4.2): Interrupteurs bidirectionnels à base de: **(a)** deux thyristors montés en antiparallèle, **(b)** triac, **(c)** deux IGBT montés en antiparallèle (non viable due à la tension du blockage inverse limité), **(d)** pont de diodes avec IGBT

L'interrupteur de puissance (d) de la figure (4.2) consiste à insérer un IGBT au centre d'un pont de diode. Ce type, présente les avantages de la rapidité à la commutation ainsi que de l'aptitude au blocage inverse de même qu'il présente une commande simple qui nécessite un seul signal de commande (la présence d'une seule gâchette). Cependant, il présente des pertes par conduction sont relativement importantes, vu que le courant dans les deux sens passe par trois composants (2 diodes et 1 IGBT), ainsi qu'il ne permet pas une gestion convenable des commutations entre les composants.

Bien que la solution (d) ne nécessite qu'une seule interface de commande, elle n'est jamais utilisée car elle conduit à des pertes importantes et ne permet pas une gestion convenable des commutations. Dans la littérature, il y a deux variantes d'interrupteur à commutation rapide à base de deux diodes et deux IGBT qui ont été typiquement utilisées pour composer l'interrupteur bidirectionnel (figure 4.3) [DEL 07, SAH 07, WHE 02]:

- L'interrupteur bidirectionnel avec émetteur commun (figure 4.3.a) : consiste à utiliser deux diodes et deux IGBT connectées en antiparallèle. De telle sorte que, les diodes sont introduites dont l'objectif d'assurer un blocage inverse. Le contrôle indépendant de la direction du courant et les pertes de conduction réduites causées par le courant qui passe seulement par deux composants (1 diode et 1 IGBT) pour chaque direction, constituent les principaux avantages de cet interrupteur.
- L'interrupteur bidirectionnel avec collecteur commun (figure 4.3.b) : cet interrupteur est identique à celui de la figure (4.3.a), sauf qu'il n'est pas faisable dans la pratique et ceci dû à la présence de l'inductance parasite entre les cellules de commutation qui pose des problèmes gênants.

Par conséquent, la configuration avec émetteur commun est généralement préférable pour créer les interrupteurs bidirectionnels constituant le convertisseur matriciel.

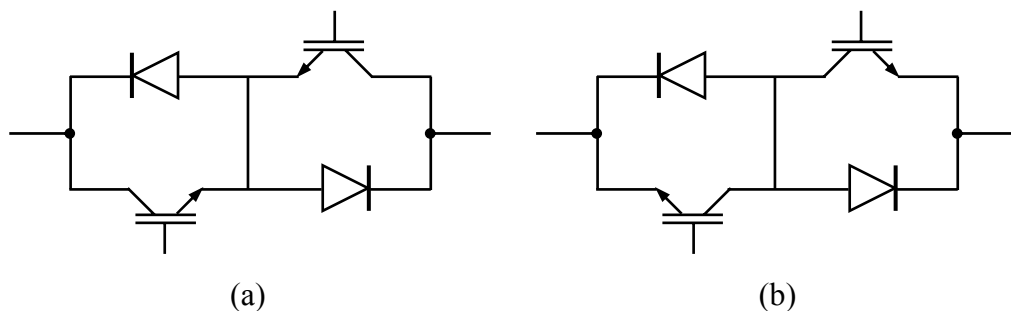


Fig. (4.3) : Interrupteurs bidirectionnels à base de deux diodes et deux IGBT avec:
 (a) émetteur commun, (b) collecteur commun

4.4 Protection du convertisseur matriciel

Les stratégies de commutation appliquées au convertisseur matriciel nécessitent la mesure des courants de sortie. Cette mesure se fait soit par capteurs à effet Hall soit par shunts. La précision finie des organes de mesure conduit, pour de faibles courants, à une erreur possible sur leur signe et donc à des surtensions dues à des ouvertures de ces courants à contretemps. Par conséquent, on peut utiliser un circuit d'écrêtage (clamping, en anglo-saxon) schématisé par la figure (4.4) pour protéger le convertisseur contre ces surtensions. Dans ce cas, le pont redresseur à diode lié au réseau charge le condensateur à la valeur crête des tensions composées. Dès-que cette valeur devienne supérieure à la valeur crête des tensions composées à la sortie du convertisseur le pont redresseur relié à la sortie ne conduit pas. Si les tensions de sortie excèdent cette valeur, le pont correspondant relie les bornes de sortie au condensateur et limite la tension à la valeur de la tension aux bornes du condensateur [DEL 07, GHE 08_2].

Ce dispositif d'écrêtage destiné aussi bien à protéger le convertisseur contre les surtensions provenant du réseau ou celles venant d'une déconnexion brutale de la charge.

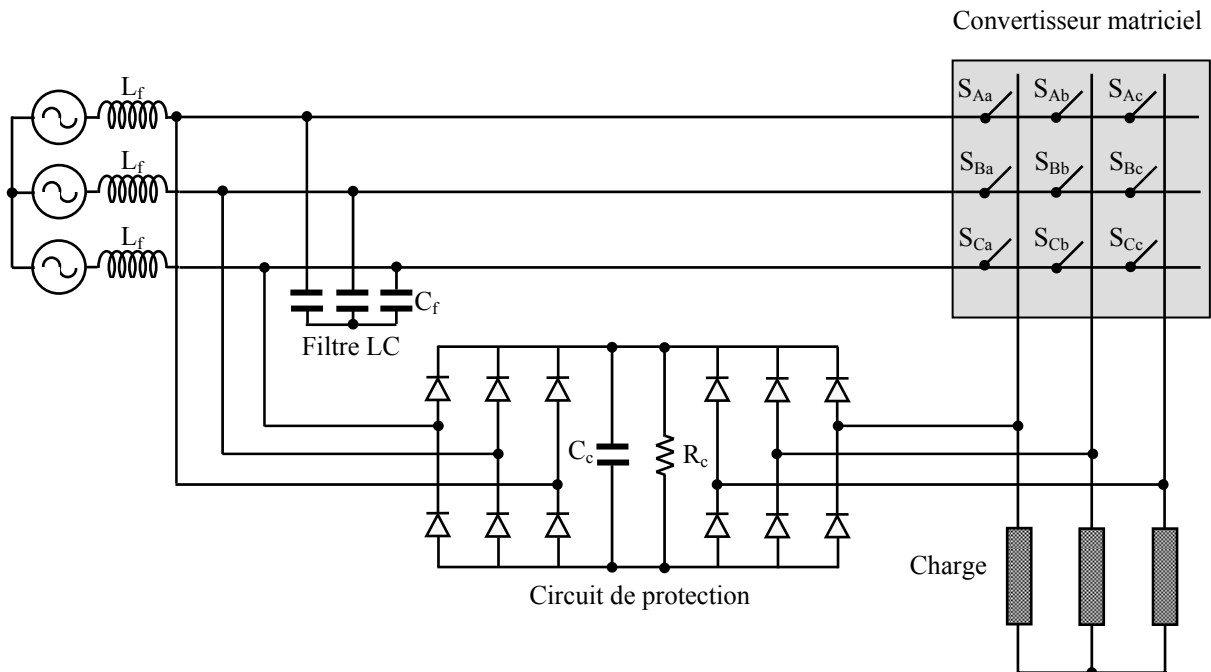


Fig. (4.4) : Circuit de protection (Clamping) d'un convertisseur matriciel

4.5 Modélisation du convertisseur matriciel

Pour déterminer les relations liant les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel, on idéalise le réseau d'alimentation et le filtre en considérant qu'à l'entrée on a une

pure source de tension triphasée, ainsi qu'à la sortie on a une source de courant idéale. De même on considère que les interrupteurs sont idéaux : on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et leurs chutes de tension à l'état de conduction et on suppose que les commutations sont instantanées. Par conséquent, le convertisseur apparaît comme un multiport de connexion non énergétique [GUS 05].

Dans ce cas, on peut caractériser l'état de chaque interrupteur par une variable logique égale à : 1 si l'interrupteur est conducteur et 0 s'il est bloqué. Par exemple, pour l'interrupteur S_{ij} qui permet de connecter la borne d'entrée i à la borne de sortie j on a :

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé;} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec : $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$.

Les tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie peuvent être représentées sous la forme matricielle par :

$$v_{ec} = \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$v_{sc} = \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

D'après la figure (4.1), on déduit la relation entre les tensions instantanées de sortie et celles d'entrée suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

On peut également exprimer la relation (4.4) par :

$$v_{sc} = T \cdot v_{ec} \quad (4.5)$$

Avec T la fonction matricielle de transfert instantanée.

De même qu'on peut exprimer les tensions composées à la sortie du convertisseur matriciel comme suit :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} = S_{Aa}v_{AN} + S_{Ba}v_{BN} + S_{Ca}v_{CN} - S_{Ab}v_{AN} - S_{Bb}v_{BN} - S_{Cb}v_{CN} \\ v_{bc} = v_{bN} - v_{cN} = S_{Ab}v_{AN} + S_{Bb}v_{BN} + S_{Cb}v_{CN} - S_{Ac}v_{AN} - S_{Bc}v_{BN} - S_{Cc}v_{CN} \\ v_{ca} = v_{cN} - v_{aN} = S_{Ac}v_{AN} + S_{Bc}v_{BN} + S_{Cc}v_{CN} - S_{Aa}v_{AN} - S_{Ba}v_{BN} - S_{Ca}v_{CN} \end{cases} \quad (4.6)$$

On peut écrire l'équation (4.6) sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{Aa} - S_{Ab}) & (S_{Ba} - S_{Bb}) & (S_{Ca} - S_{Cb}) \\ (S_{Ab} - S_{Ac}) & (S_{Bb} - S_{Bc}) & (S_{Cb} - S_{Cc}) \\ (S_{Ac} - S_{Aa}) & (S_{Bc} - S_{Ba}) & (S_{Cc} - S_{Ca}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de sortie est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb}(t) & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

On peut écrire aussi:

$$i_{ec} = T^t \cdot i_{sc} \quad (4.9)$$

Avec T^t la matrice transposée de T .

$$i_{ec} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$i_{sc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Si on tient compte de l'équation (4.1), le convertisseur matriciel triphasé/triphasé de la figure (4.1) possède théoriquement 512 (2^9) combinaisons possibles. Sachant que l'entrée du convertisseur se comporte comme une source de tension, alors que la charge se comporte comme une source de courant (figure 4.1). En outre, les interrupteurs d'une même colonne doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et pour que la charge ne soit jamais en circuit-ouvert [WHE 02].

Dans ce cas on a :

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad (4.10)$$

Avec : $j = \{a, b, c\}$

Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé présenté par la figure 4.1 possède 27 combinaisons possibles de commutation.

Si on suppose $t_{ij}(t)$ la durée de conduction de l'interrupteur S_{ij} , définie par :

$$t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} = T_{seq} \quad (4.11)$$

Avec T_{seq} la période ou la séquence de commutation du convertisseur matriciel.

Dans ce cas :

$$0 < t_{ij} < T_{seq} \quad (4.12)$$

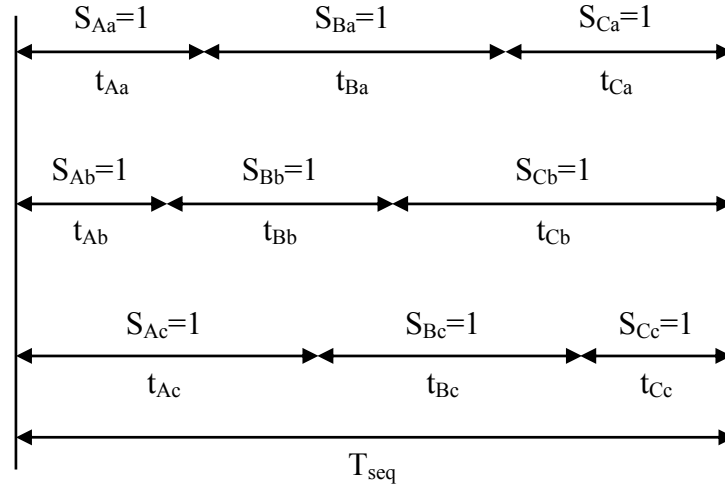


Fig. (4.5) : Durées de conduction des interrupteurs pendant une période de commutation.

La figure (4.5) donne un exemple de la durée de conduction des interrupteurs pendant une période ou séquence de commutation T_{seq} du convertisseur matriciel.

Si on suppose que $m_{ij}(t)$ est le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur S_{ij} , définie par :

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad (4.13)$$

Tel que :

$$0 < m_{ij} < 1 \quad (4.14)$$

D'autre part et d'après l'expression (4.10), on peut écrire :

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1 \quad (4.15)$$

En tenant compte (4.13) et (4.15), les expressions (4.4) et (4.8) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

M représente la matrice de modulation.

Ainsi que :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

4.6 Modélisation du filtre d'entrée

Pour empêcher la propagation des courants harmoniques créés par le convertisseur matriciel vers le réseau, on utilise un filtre passif LC. C'est un circuit résonant série accordé sur la fréquence des harmoniques et monté en dérivation aux bornes du convertisseur matriciel (figure 4.1), il offre aux courants harmoniques un trajet de très faible impédance et les absorbent. A la fréquence fondamentale, ce filtre se comporte comme un compensateur de la puissance réactive. L'utilisation des topologies plus complexes des filtres passifs a été recommandée dans la littérature afin de réaliser une bonne atténuation des courants harmoniques [ARE 08, BON 98].

La conception du filtre passif LC d'entrée doit répondre aux critères suivants [MAT 01, ARE 08]:

- la fréquence de résonance du filtre doit être plus faible que celle de commutation du convertisseur : $\omega_{rf} \ll \omega_c$, avec $L_f C_f = \frac{1}{\omega_{rf}^2}$, où L_f , C_f et $\omega_{rf} = 2\pi f_{rf}$ sont les valeurs de l'inductance, du condensateur et de la pulsation de résonance du filtre respectivement ;
- le facteur de puissance à l'entrée du filtre doit être proche à l'unité ;
- les dimensions et le poids du filtre doit être réduits au minimum ;
- la chute de tension dans l'inductance du filtre doit être réduite afin de fournir un rapport de transformation en tension plus élevé ;
- garantir la stabilité du système complet.

Le filtre d'entrée LC peut être modélisé à l'aide du circuit équivalent par phase illustré par la figure (4.6).

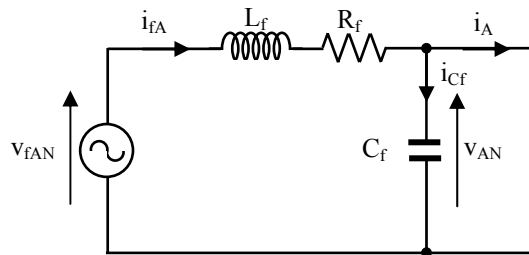


Fig. (4.6) : Circuit équivalent par phase du filtre d'entrée LC.

Si on applique la loi de *Kirchhoff* au circuit équivalent (4.6), on obtient [PIR 07]:

$$v_{fAN} = R_f i_{fA} + L_f \frac{di_{fA}}{dt} + v_{AN} \quad (4.19)$$

Ainsi que :

$$i_{fA} = i_A + C_f \frac{dv_{AN}}{dt} \quad (4.20)$$

En remplaçant (4.20) dans (4.19), on obtient :

$$v_{fAN} = L_f C_f \frac{d^2 v_{AN}}{dt^2} + R_f C_f \frac{dv_{AN}}{dt} + L_f \frac{di_A}{dt} + R_f i_A + v_{AN} \quad (4.21)$$

Si on applique le transformé de *Laplace* à l'équation (4.21), nous aurons :

$$V_{AN}(p) = \frac{1}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} V_{fAN}(p) - \frac{L_f p + R_f}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} I_A(p) \quad (4.22)$$

Avec: p est désigne l'opérateur de Laplace.

En remplaçant (4.22) dans (4.20), on obtient:

$$I_{fA}(p) = \frac{1}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} I_A(p) + \frac{C_f p}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} V_{fAN}(p) \quad (4.23)$$

Finalement, on obtient les fonctions de transfert (4.22) et (4.23) qui décrivent la topologie du filtre passif LC. Dans ce cas, les paramètres du filtre doivent être calculés de telle sorte que la fréquence de résonance de celui-ci doit être accordée sur l'harmonique que l'on veut éliminer.

4.7 Modélisation de la charge

En général, le neutre au niveau de la charge (n) est isolé par rapport à celui de la source (N) comme il est montré par la figure (4.1). Par conséquent, et dont l'objectif de calculer le courant de charge, il est nécessaire de connaître le potentiel à la sortie du convertisseur matriciel qui correspond au neutre de la charge (n) [ROD 85].

Dans ce cas, on a:

$$v_{jn} = v_{jN} - v_{nN} \quad (2.24)$$

Avec : $j = \{a, b, c\}$

La différence de potentiel entre les deux neutres est donnée par :

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (2.25)$$

Ainsi que, la fonction de transfert du courant de la charge est donnée par :

$$i_j(p) = \frac{1}{L_{ch} p + R_{ch}} v_{jn}(p) \quad (2.26)$$

4.8 Principe et formulation mathématique de la technique de modulation de Venturini

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence généralisée pour les convertisseurs matriciels. Cette méthode a été modifiée par la suite dont l'objectif d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle de l'entrée de 0.5 à 0.866. De même elle permet produire des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge [VEN 80, ZHA 98_2].

Le principe de cette méthode consiste à synthétiser la tension triphasée désirée de sortie à partir de celle d'entrée pour chaque période de commutation bien définie. Dans ce cas, la tension de sortie est formée dans chaque période de commutation par des segments des trois tensions d'entrée, alors que le courant d'entrée est formé par des segments des trois courants de sortie [ZHA 98_2, DJA 05, GHE 08_2].

Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur sont exprimées par la formule suivante :

$$v_{ec} = V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec} t) \\ \cos(\omega_{ec} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec} t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

$$i_{sc} = I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc} t + \varphi_{sc}) \\ \cos(\omega_{sc} t + \varphi_{sc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc} t + \varphi_{sc} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Avec: V_{ecm} , I_{scm} , ω_{ec} et ω_{sc} sont les valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du convertisseur et du courant à la sortie de celui-ci respectivement, ainsi que φ_{sc} est le déphasage entre le courant et la tension à la sortie du convertisseur.

En tenant compte du rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel :

$$q = \frac{v_{sc}}{v_{ec}} = \frac{i_{ec}}{i_{sc}} \quad (4.29)$$

On obtient :

$$v_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc} t) \\ \cos(\omega_{sc} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc} t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Et

$$i_{ec} = q \cos(\varphi_{sc}) I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec} t + \varphi_{ec}) \\ \cos(\omega_{ec} t + \varphi_{ec} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec} t + \varphi_{ec} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Si on remplace v_{ec} , v_{sc} , i_{ec} et i_{sc} dans les expressions (4.16) et (4.18), la matrice de modulation admet les deux solutions suivantes [WHE 02, TAZ 09].

- Pour $\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$, on obtient :

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Avec: $\omega_{se} = \omega_s - \omega_e$

- Pour $\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$, on obtient :

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Avec: $\omega_{se} = -(\omega_s + \omega_e)$

La solution (4.32) est obtenue pour un déphasage d'entrée égale à celui de sortie ($\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$), de même que la solution (4.33) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie ($\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$).

La méthode de modulation de *Venturini* basée sur les expressions (4.32) et (4.33) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel de 0.5 (ou 50 %). Cependant, cette méthode peut être optimisée afin

d'atteindre un rapport maximal de $\frac{\sqrt{3}}{2}$ (ou 87 %) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de la tension d'entrée et de celle de sortie dans l'expression (4.32) [WHE 02, TAZ 09].

$$v_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc} t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_{sc} t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_{ec} t) \\ \cos(\omega_{sc} t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_{sc} t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_{ec} t) \\ \cos(\omega_{sc} t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_{sc} t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_{ec} t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

L'encombrement de la méthode primitive de *Venturini* basée sur le calcul des durées de conduction des interrupteurs directement à l'aide des équations (4.32) et (4.33) constitue une contrainte gênante à l'implémentation de celle-ci dans la pratique. Par conséquent, Il est recommandé d'exprimer directement les tensions d'entrée et celles de sortie dans les équations (4.16) et (4.18) de telle sorte que le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur soit unitaire [WHE 02, TAZ 09].

Si on tient compte de ces recommandations, on obtient :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_i v_j}{V_{ecm}^2} \right] \quad (4.35)$$

Pour : $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$

La méthode définie par l'équation (4.35) a un rapport significatif de transformation limité à 50%. Si on tient compte de la méthode optimisée de *Venturini* basée sur (4.34), l'équation (4.35) devient :

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_i v_j}{V_{ecm}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{ec} t + \beta_i) \sin(3\omega_{ec} t) \right] \quad (4.36)$$

Avec: $\beta_i = \left\{ 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right\}$, $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$,

L'implémentation pratique en temps réel de la méthode de *Venturini* optimisée est fondée sur l'équation (4.36), et ceci nécessite l'utilisation des processeurs fonctionnant à des fréquences de l'ordre de dizaines de kilohertz. Dans ce cas, le contrôle du facteur de puissance peut être réalisé grâce à l'insertion d'un capteur de déphasage dans une phase à l'entrée du convertisseur matriciel.

4.9 Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer les performances apportées par la technique de commande de *Venturini* (Méthode optimisée) appliquée au convertisseur matriciel, une étude par simulation numérique sous l'environnement Matlab a été réalisée avec les paramètres suivants:

- source de tension triphasée de 220 V et 50 Hz;
- résistance, inductance et condensateur du filtre d'entrée valent respectivement 0.1 Ω , 30 mH et 25 μ F;
- résistance et inductance valent respectivement 10 Ω , 30 mH ;
- fréquence de commutation de 1 kHz ;
- pas de simulation de 0.01 ms.

Cette étude a été effectuée pour différentes valeurs de la fréquence de sortie et des différentes valeurs du rapport de transformation (q) entre la tension d'entrée et celle de sortie (figures 4.7, 4.8, 4.9 et 4.10).

On constate d'après les résultats obtenus que:

- Pour les figures 4.7, 4.8 et 4.9 obtenues pour : $q=0.5$ et $f_{sc}=25, 50, 100$ Hz respectivement :
 - la tension de chaque phase à la sortie du convertisseur matriciel est formée par une succession de créneaux de largeurs inversement proportionnelles à la fréquence de la tension de référence f_{sc} , vue que l'augmentation de la fréquence de référence provoque une diminution de largeurs de ces créneaux ;
 - l'augmentation de la fréquence de référence provoque une augmentation de l'amplitude de certains harmoniques du courant à l'entrée du filtre et du convertisseur ainsi qu'à la sortie de ce lui-ci et par conséquent, l'augmentation du taux d'harmoniques injectés dans le réseau, ce qui conduit aussi bien une consommation de plus en plus importante de la puissance réactive due au déphasage entre le courant i_{fA} et la tension v_{fA} à l'entrée du filtre.
- Pour les figures 4.8 et 4.10 obtenues pour : $q=0.5, 0.8$ et $f_{sc}=50$ Hz respectivement :
 - le taux d'harmoniques diminue avec l'augmentation du rapport (q) entre la tension de sortie et celle d'entrée et ceci traduit par la diminution des harmoniques du courant i_A de rangs 19 (950 Hz) et 21 (1050 Hz), ainsi que du courant l'entrée du filtre i_{fA} de rang 2 (100 Hz) de manière significative pour un rapport de 0.8 ($q=0.8$) par rapport à celui obtenu pour $q=0.5$.

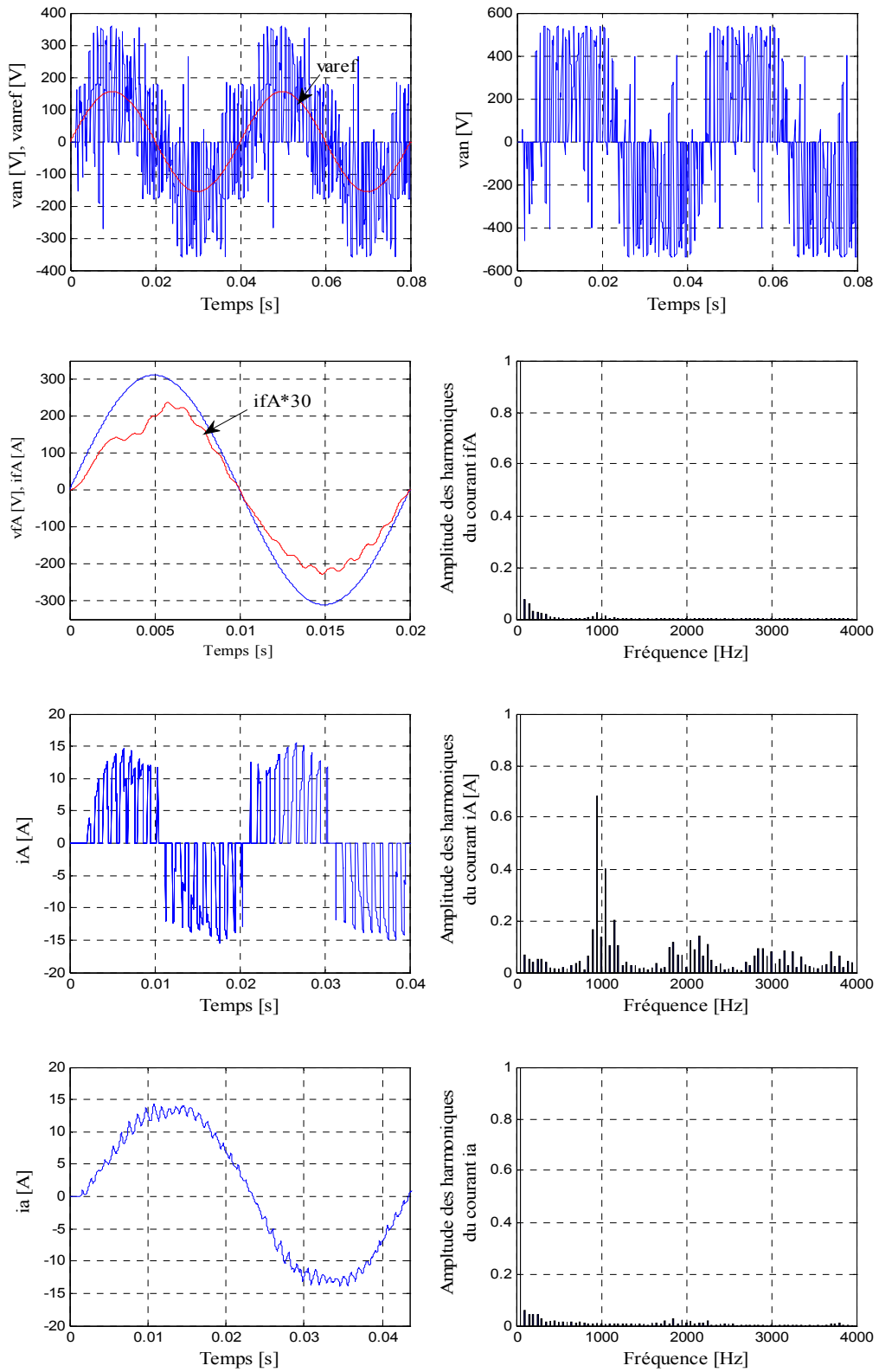


Fig. (4.7): Formes d'ondes et spectres d'harmoniques des courants et des tensions du convertisseur matriciel obtenus pour $q=0.5$ et $f_{sc}=25$ Hz

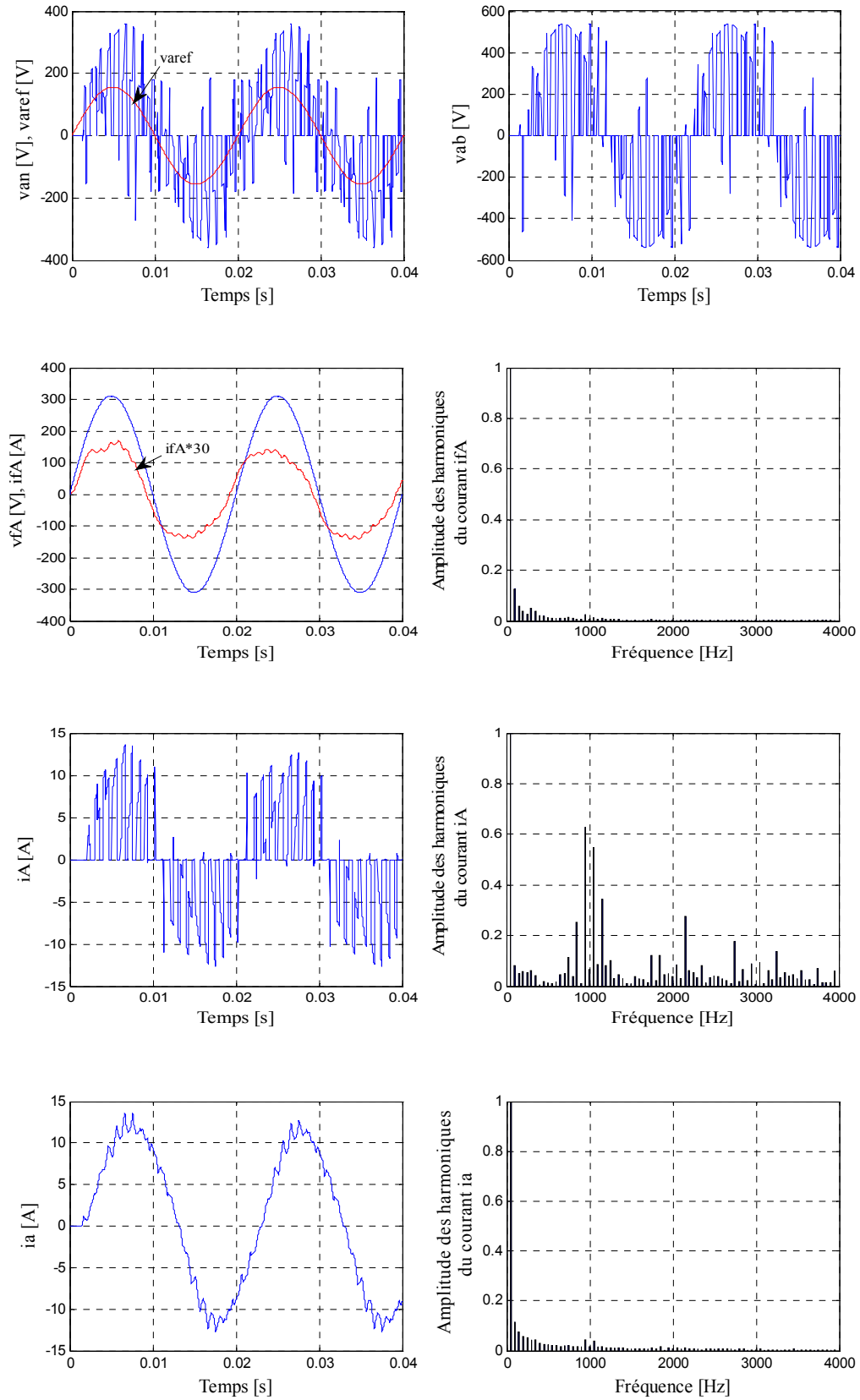


Fig. (4.8): Formes d'ondes et spectres d'harmoniques des courants et des tensions du convertisseur matriciel obtenus pour $q=0.5$ et $f_{sc}=50$ Hz

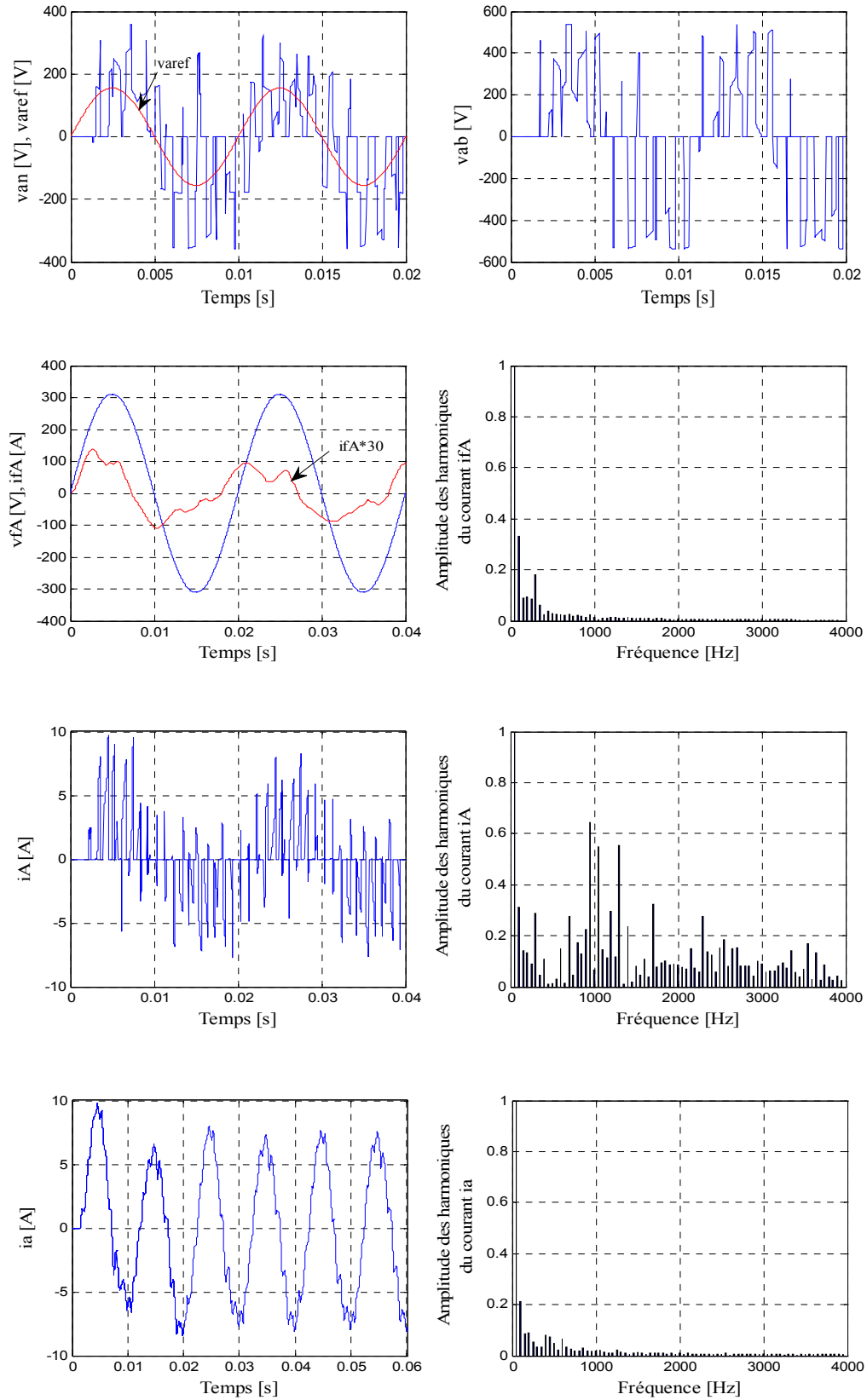


Fig. (4.9): Formes d'ondes et spectres d'harmoniques des courants et des tensions du convertisseur matriciel obtenus pour $q=0.5$ et $f_{sc}=100$ Hz

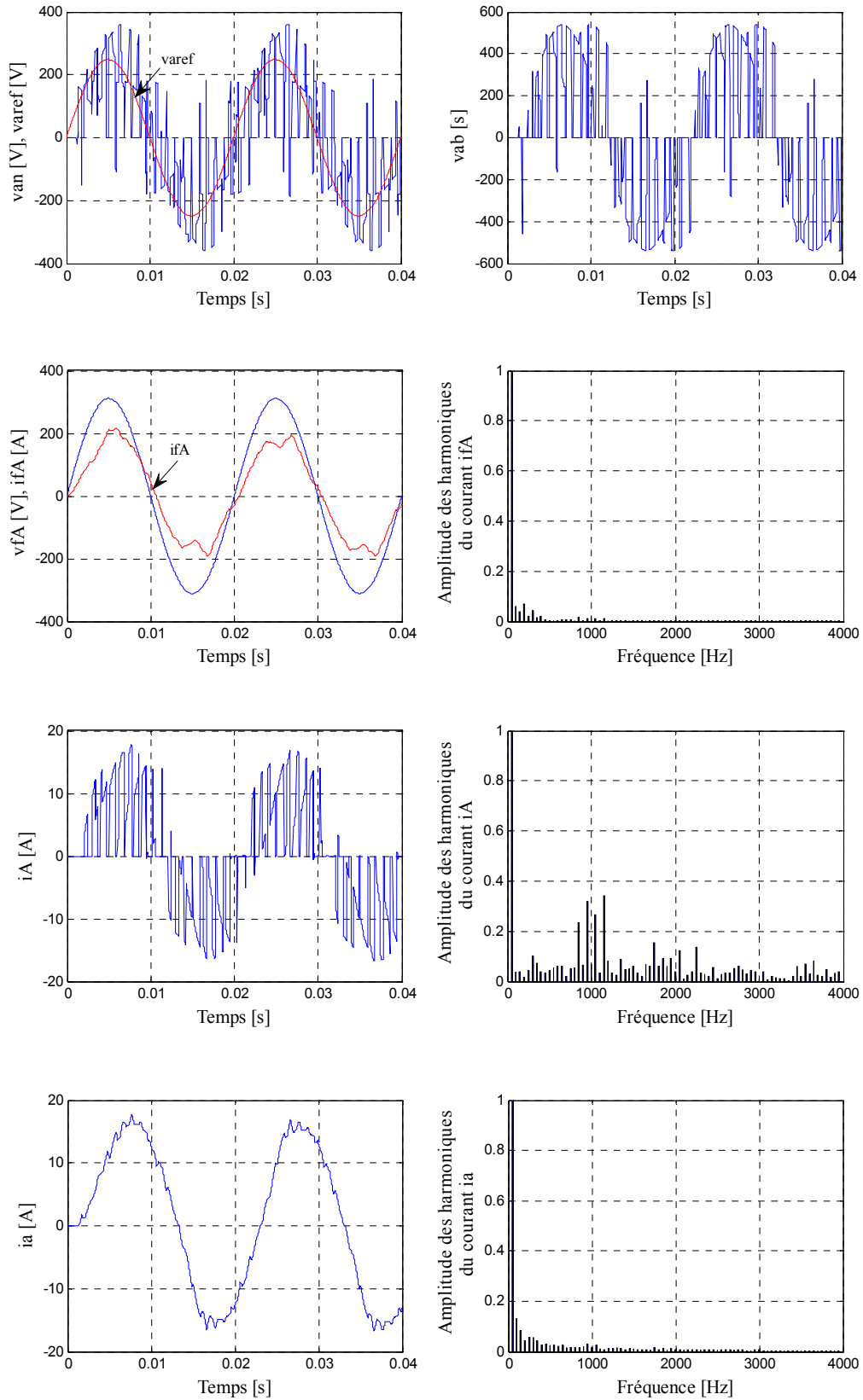


Fig. (4.10): Formes d'ondes et spectres d'harmoniques des courants et des tensions du convertisseur matriciel obtenus pour $q=0.8$ et $f_{sc}=50$ Hz

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude de modélisation et de simulation du convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation de *Venturini* en tenant compte du filtre passif d'entrée LC.

D'après cette étude, on constate que la technique de modulation de *Venturini* permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie. L'insertion d'un filtre passif à l'entrée du convertisseur matriciel permet d'empêcher la propagation des courants harmoniques vers le réseau. Par conséquent, il est indispensable d'optimiser les paramètres du filtre passif en tenant compte de la gamme de fréquence dans laquelle le convertisseur matriciel doit être fonctionné.

L'avantage principal procuré par le convertisseur matriciel est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable pouvant atteindre l'unité et par conséquent, on obtient un réglage fin des puissances active et réactive fournies par le réseau. Cet avantage permet au convertisseur matriciel de trouver un large domaine d'application notamment dans les systèmes d'entraînement et de génération à vitesse variable.

Chapitre 5

Réglage des Puissances Active et Réactive de la DFIM Alimentée par un Convertisseur Matriciel

Réglage des Puissances Active et Réactive de la DFIM alimentée par un convertisseur matriciel

5.1 Introduction

La commande vectorielle de la machine à double alimentation est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable et les systèmes de génération de l'énergie [GER 02, LEO 97]. La figure 5.1 représente le raccordement typique de cette machine. Cette solution convient à toutes les applications où les variations de la vitesse sont limitées autour de la vitesse de synchronisme. Puisque la puissance traitée par le côté rotorique (puissance de glissement) est proportionnelle au glissement, une conversion d'énergie est possible en utilisant un convertisseur de puissance du côté du rotorique, celui-ci ne traite qu'une petite fraction de puissance du système global. Dans les entraînements à vitesses variables, dans le cas d'un fonctionnement moteur, la puissance de glissement est traitée par un convertisseur AC/AC placé au niveau du rotor. Les systèmes à vitesse variable de génération de l'énergie électrique ont plusieurs avantages en comparaison avec les générateurs synchrones à vitesse fixe et celle à induction [NAK 88].

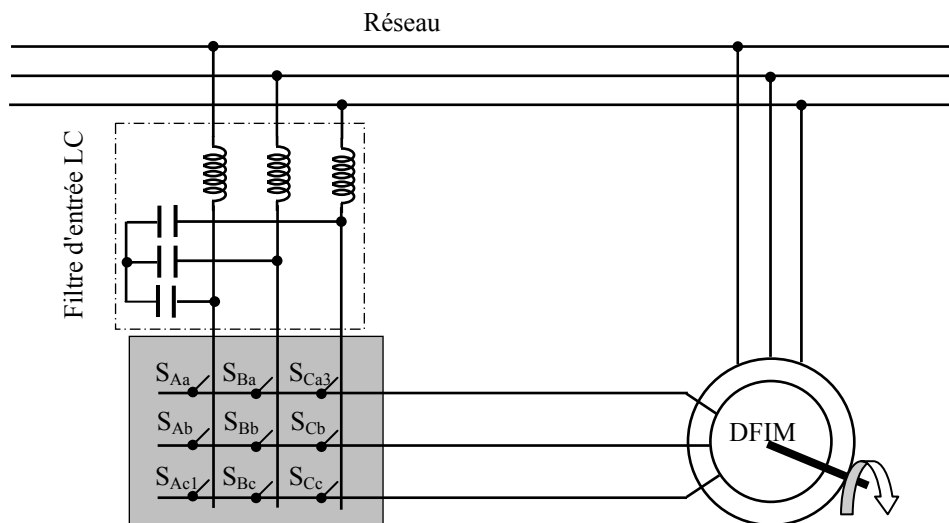


Fig. (5.1) : Schéma de connexion typique de la DFIM.

Une caractéristique importante de la commande par orientation de la tension statorique suivant le référentiel synchrone (champ tournant) de la machine DFIM [DAT 99, LEO 97, XU 95, ZHA 98_1], a comme objectif la possibilité de réaliser une commande découplée des puissances active et réactive du côté statorique pour des applications en mode moteur ou générateur. D'ailleurs, si le convertisseur contrôlé approprié AC/AC est utilisé pour l'alimentation du côté rotorique, les composantes de puissance du système global peuvent être contrôlées avec un taux d'harmoniques réduit de courant dans les deux côtés statorique et rotorique.

Le but visé dans ce chapitre consiste à introduire un algorithme de commande des puissances active et réactive pour un système de production de l'énergie électrique à la base de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de *Venturini*.

5.2 Modélisation de la DFIM en vue d'un réglage découplé

Le modèle de la DFIM dans le référentiel lié au champ tournant, est donné par :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (5.1)$$

avec :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (5.2)$$

On peut écrire le modèle de la DFIM sous la forme d'état suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.3)$$

Si on veut régler les puissances active et réactive d'une manière découplée à partir de la composante directe et en quadrature du courant rotorique et dans les conditions d'orientation du flux statorique, les variables d'état sont choisis comme suit:

$$x = [\psi_{sd}; \psi_{sq}; i_{rd}; i_{rq}]$$

Ainsi que les variables de commande sont:

$$u = [v_{rd}; v_{rq}]$$

Dans ces conditions, le modèle de la DFIM sous forme d'état est donné par:

$$\begin{cases} \dot{\psi}_{sd} = -\frac{R_s}{L_s} \psi_{sd} + \omega_s \psi_{sq} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{rd} + v_{sd} \\ \dot{\psi}_{sq} = -\frac{R_s}{L_s} \psi_{sq} - \omega_s \psi_{sd} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{rq} + v_{sq} \\ \dot{i}_{rd} = \frac{R_s(1-\sigma)}{L_s L_m \sigma} \psi_{sd} - \omega_m \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \psi_{sq} - \left(\frac{R_r}{L_r \sigma} + \frac{R_s(1-\sigma)}{L_s \sigma} \right) i_{rd} + \omega_r i_{rq} - \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} v_{sd} + \frac{1}{L_r \sigma} v_{rd} \\ \dot{i}_{rq} = \omega_m \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \psi_{sd} + \frac{R_s(1-\sigma)}{L_s L_m \sigma} \psi_{sq} - \omega_r i_{rd} - \left(\frac{R_r}{L_r \sigma} + \frac{R_s(1-\sigma)}{L_s \sigma} \right) i_{rq} - \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} v_{sq} + \frac{1}{L_r \sigma} v_{rq} \end{cases} \quad (5.4)$$

avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, coefficient de dispersion de la machine.

Ainsi que le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = n_p \frac{3L_m}{2L_s} (\psi_{sq} i_{rd} - \psi_{sd} i_{rq}) \quad (5.5)$$

5.3 Contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive

Pour réaliser une commande vectorielle découplée des puissances active et réactive, on oriente le repère (d,q) afin que l'axe d soit aligné sur le vecteur du flux statorique.

Dans ce cas, on obtient:

$$\psi_{sd} = \psi_s \text{ et } \psi_{sq} = 0 \quad (5.6)$$

Le couple électromagnétique de l'équation (5.5) s'écrit alors :

$$C_e = n_p \frac{3L_m}{2L_s} \psi_{sd} i_{rq} \quad (5.7)$$

Ainsi que les deux composantes du flux statorique deviennent:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (5.8)$$

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique ψ_s constant. Par conséquent le couple électromagnétique de l'équation (5.7) devient proportionnel directement au courant rotorique en quadrature i_{rq} .

D'autre part, si on néglige la résistance des enroulements statoriques, les équations des tensions statoriques se réduisent à:

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (5.9)$$

D'après l'équation (5.9), on obtient:

$$\psi_{sd} = \frac{v_{sq}}{\omega_s} \quad (5.10)$$

A partir de l'équation (5.8), on peut rétablir le lien entre les courants statoriques et rotoriques en tenant compte de l'expression (5.10):

$$\begin{cases} i_{sd} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rd} + \frac{v_{sq}}{L_s \omega_s} \\ i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (5.11)$$

Les puissances active et réactive au niveau du stator s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \end{cases} \quad (5.12)$$

Ainsi que, les puissances active et réactive au niveau du rotor s'écrivent:

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \end{cases} \quad (5.13)$$

En tenant compte de l'équation (5.9), on peut écrire :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} v_{sq} i_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2} v_{sq} i_{sd} \end{cases} \quad (5.14)$$

Pour exprimer les puissances active et réactive au niveau du stator en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (5.11):

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3L_m}{2L_s} v_{sq} i_{rq} \\ Q_s = -\frac{3L_m}{2L_s} v_{sq} i_{rd} + v_{sq} \frac{3}{2L_s \omega_s} \end{cases} \quad (5.15)$$

Si on considère l'inductance mutuelle L_m constante, on remarque d'après l'équation (5.14) que la puissance active P_s est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature i_{rq} ,

alors que la puissance réactive Q_s est proportionnelle au courant rotorique direct i_{rd} , à une constante de $v_{sq} \frac{3L_m}{2L_s\omega_s}$.

Le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = -n_p \frac{3L_m}{2L_s} \psi_{sd} i_{rq} \quad (5.16)$$

Pour pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine.

D'après les expressions des flux rotoriques suivantes:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (5.17)$$

En remplaçant dans l'équation précédente les courants statoriques par l'expression (5.11), on obtient:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r \sigma i_{rd} + \frac{L_m v_{sq}}{L_s \omega_s} \\ \psi_{rq} = L_r \sigma i_{rq} \end{cases} \quad (5.18)$$

D'autre part, les tensions rotoriques sont données par:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (5.19)$$

En remplaçant dans l'équation précédente les flux rotoriques par (5.18), on obtient :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r L_r \sigma i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \sigma \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r L_r \sigma i_{rd} + \omega_r \frac{L_m v_{sq}}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (5.20)$$

En tenant compte de l'orientation de flux statorique, nous pouvons établir un modèle simplifié qui tient compte des relations entre les tensions appliquées au rotor de la DFIM et les puissances active et réactive statoriques.

5.4 Réglage direct des puissances active et réactive

Dans cette, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive au niveau du stator de la DFIM en utilisant des régulateurs PI (Proportionnel Intégral).

5.4.1 Schéma bloc de la régulation

Pour réguler la DFIM, nous avons mis en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur PI, tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans l'équation (5.20) [BOY 06, GHE 08_2, MEH 09].

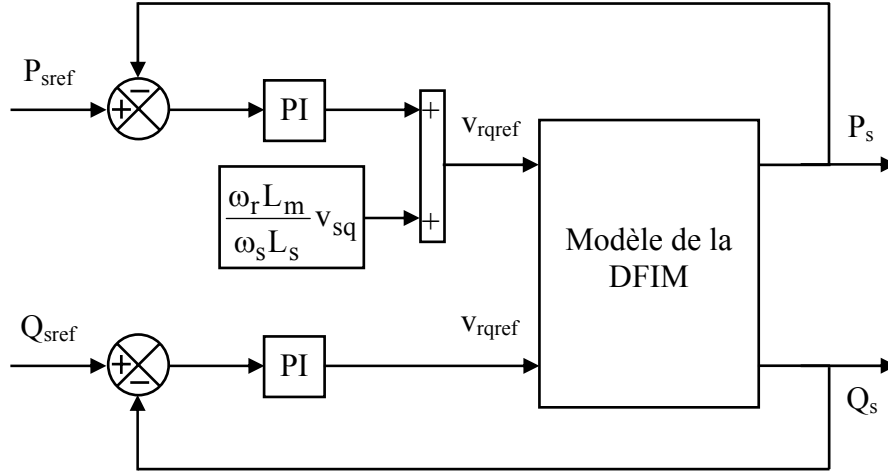


Fig. (5.2): Schéma bloc du réglage direct des puissances active et réactive

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur de la pulsation des courants rotoriques ω_r . Par conséquent, on obtient une commande vectorielle avec un seul régulateur pour chaque puissance, présentée sur la figure (5.3).

5.4.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

Le régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active et réactive, offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en oeuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré [BOY 06].

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de la conception des régulateurs PI. Dans notre travail, nous nous intéressons à la méthode de conception qui est basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler [ELA 04, BOY 06].

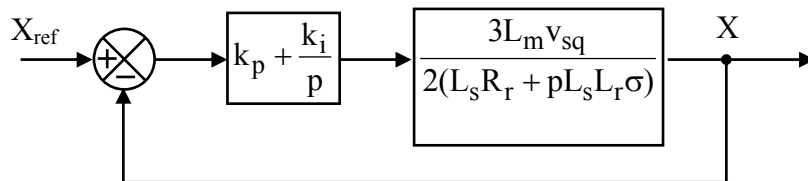


Fig. (5.3): Schéma bloc du système de régulation

La figure (5.3) montre un système de réglage de chaque puissance au niveau du stator de la DFIM en boucle fermée par un régulateur PI. Dans ce cas, la fonction de transfert de chaque puissance est déduite à partir du modèle de la DFIM en tenant compte de l'équation (5.15).

La fonction de transfert en boucle ouverte (F_{BO}) du système de régulation de la figure (5.3) s'écrit comme suit :

$$F_{BO} = \frac{p + \frac{k_i}{k_p} \cdot \frac{3L_m v_{sq}}{2L_s L_r \sigma}}{\frac{p}{k_p} \cdot \frac{R_r}{L_r \sigma} + p} \quad (5.21)$$

La méthode de compensation des pôles consiste à éliminer le zéro de la fonction de transfert et ceci nous conduit à l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (5.22)$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des régulateurs dépendent de ces paramètres. Si ce n'est pas le cas, la compensation est moins performante [BOY 06].

Après la compensation, on obtient la fonction F_{BO} suivante :

$$F_{BO} = \frac{3k_p L_m v_{sq}}{2L_s L_r \sigma p} \quad (5.23)$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante:

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (5.24)$$

$$\text{Avec: } \tau = \frac{2L_s L_r \sigma}{3k_p L_m v_{sq}}$$

τ est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms.

Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit:

$$\begin{cases} k_p = \frac{2L_s L_r \sigma}{3\tau L_m v_{sq}} \\ k_i = \frac{2R_r L_s}{3\tau L_m v_{sq}} \end{cases} \quad (5.25)$$

5.4.3 Schéma synoptique du contrôle de la DFIM

La figure ci-dessous représente le schéma synoptique de la simulation, avec les paramètres de la DFIM illustrés par l'annexe. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique; de plus, le circuit rotorique est alimenté à travers un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de *Venturini*. Les erreurs entre les puissances de références et celles mesurées au niveau du stator sont traitées par l'algorithme de commande considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique de modulation considérée pour la synthèse des signaux de commande pour les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel (figure 5.4).

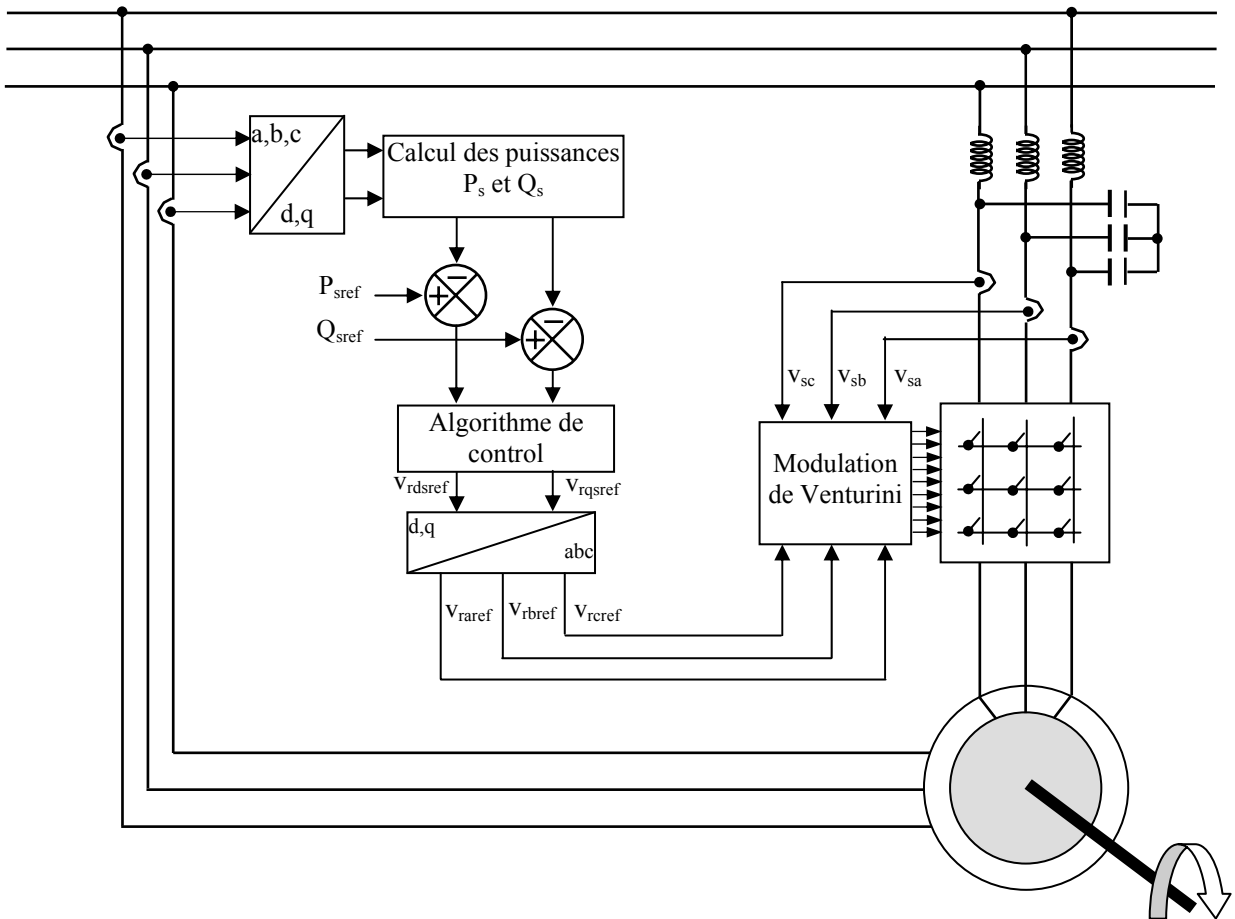


Fig. (5.4) : Schéma synoptique du contrôle direct des puissances active et réactive de la DFIM

5.4.4 Résultats de simulation et interprétations

Le système de conversion est schématisé par la figure (5.4) sur la base de la machine asynchrone à double alimentation en mode génératrice alimentée par un convertisseur matriciel. La stratégie de commande directe à base des régulateurs PI des puissances active et réactive au niveau du stator ainsi que la technique de modulation de *Venturini* ont été implémentés dans l'environnement MATLAB afin d'évaluer et de tester le système complet pour un fonctionnement à vitesse constante ou variable. Dans ce cas nous avons des dynamiques appropriées pour les puissances actives et réactive de référence afin de tester le découplage de ces puissances (figure 5.5) dans les deux cas de fonctionnement à vitesse variable et constante.

La simulation du système complet a été exécutée avec les paramètres suivants:

- les régulateurs PI:

$k_p = 0.0047$; $k_i = 0.509$.

- filtre d'entrée LC:

$L_f = 20 \text{ mH}$; $C_f = 82 \text{ } \mu\text{F}$; $R_f = 0.02 \text{ } \Omega$.

D'après les résultats obtenus, on constate que le contrôle direct utilisant des régulateurs PI présente un bon découplage au réglage des puissances active et réactive au niveau du stator et une bonne poursuite à leurs valeurs de références imposées dans le cas d'un entraînement à vitesse constante de la DFIM (figure 5.6). Cependant, cette méthode est moins performante pour un fonctionnement à vitesse variable et ceci dû à la présence de certaines perturbations aux niveaux des puissances active et réactive ainsi qu'au niveau du couple à l'instant de chaque variation de la vitesse d'entraînement (figure 5.7) et par conséquent cette méthode de contrôle est moins rependue dans les applications à vitesse variable.

Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse constante

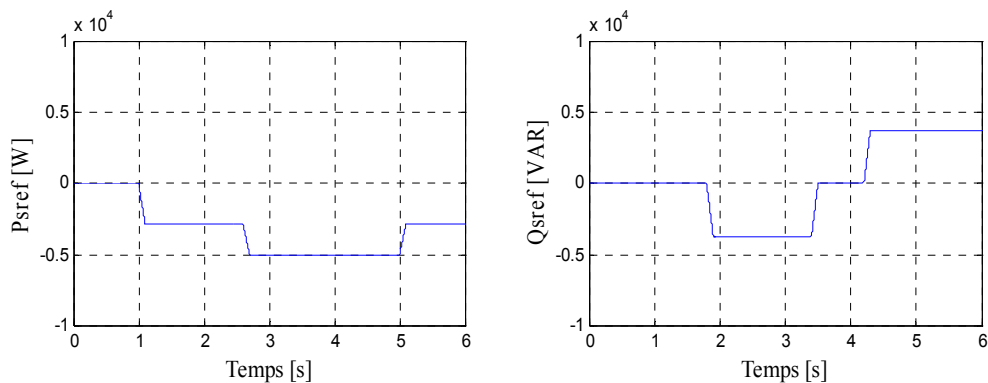


Fig. (5.5) : Dynamiques de variation imposée pour les puissances active et réactive de référence

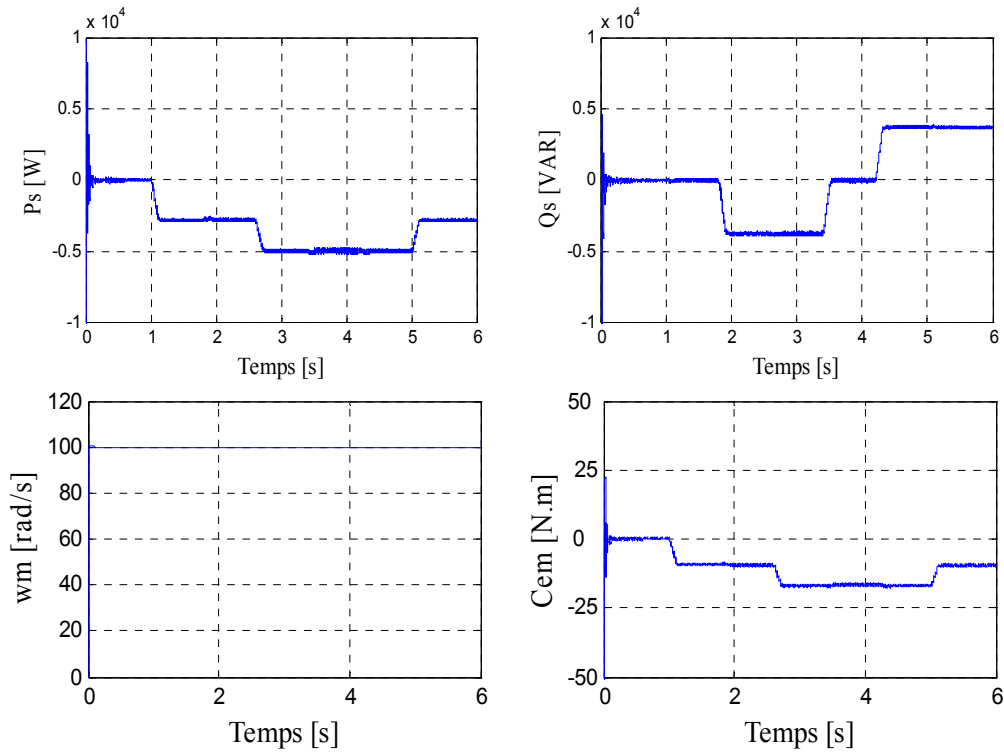


Fig. (5.6): Puissances active et réactive statoriques, vitesse et couple de la DFIM

Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse variable

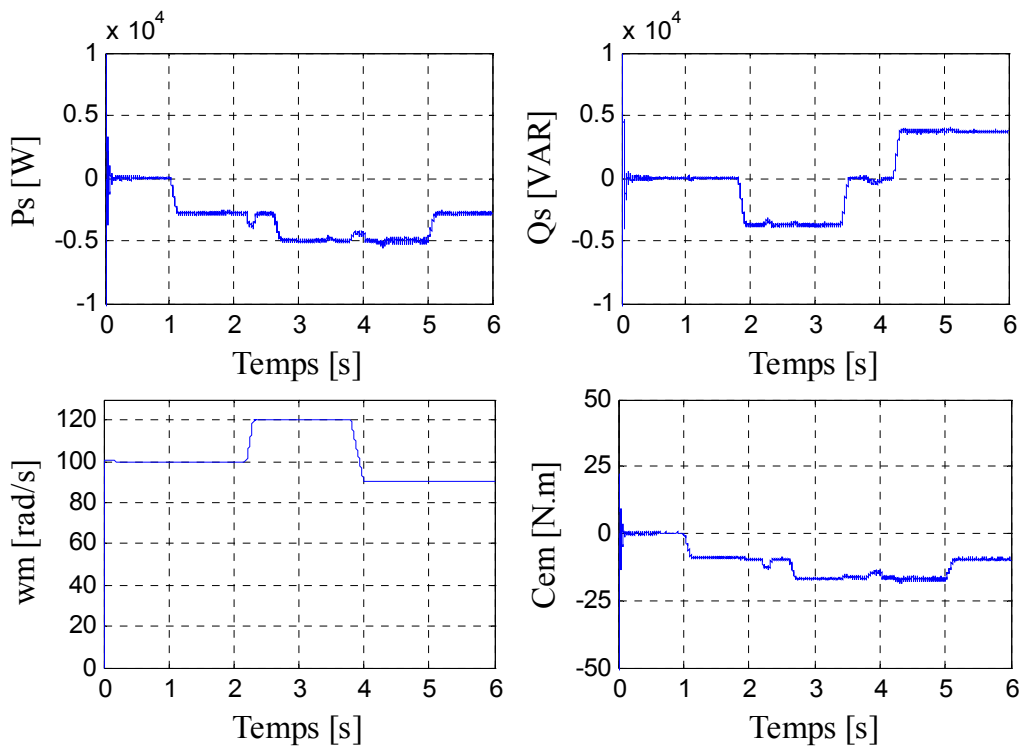


Fig. (5.7): Puissances active et réactive statoriques, vitesse et couple de la DFIM

5.5 Réglage indirect des puissances active et réactive

Cette technique consiste à synthétiser l'algorithme de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler [BOY 06, POI 03, MEH 09] afin d'élaborer les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator. On cherche donc à établir les expressions des puissances active et réactive d'une part et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte le modèle mathématique de la DFIM.

5.5.1 Réglage sans boucle de puissance

La figure (5.8) représente le schéma bloc du système de régulation sans boucle de puissance. Ce schéma consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes directe et en quadrature du courant rotorique par des régulateurs PI dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

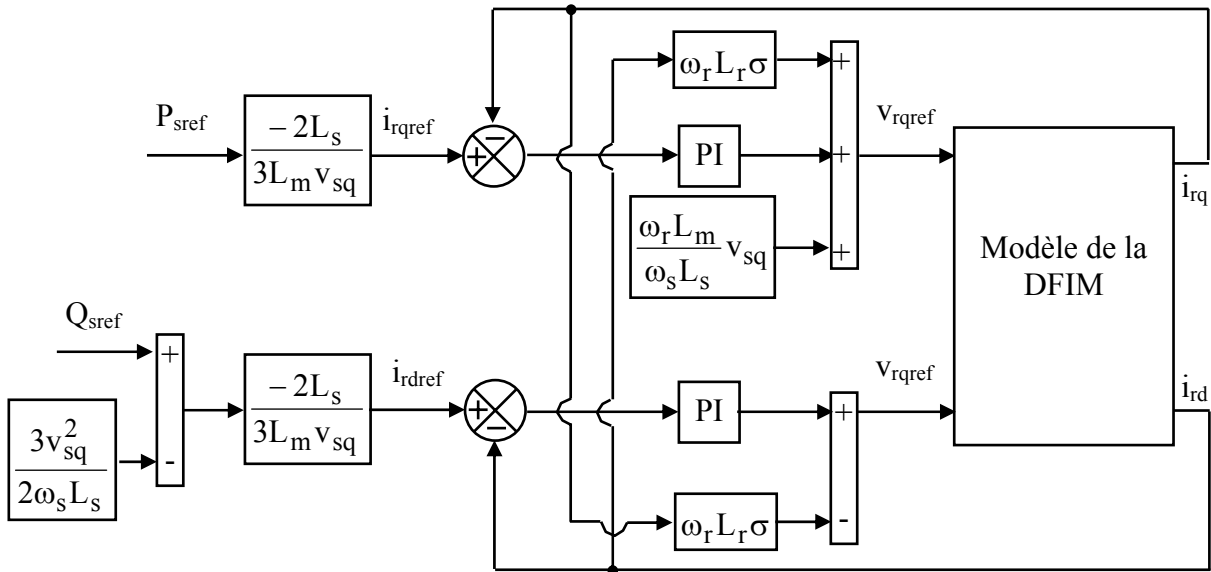


Fig. (5.8): Schéma bloc du réglage indirect sans boucle de puissance

5.5.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

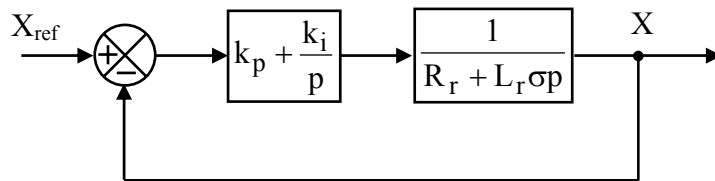


Fig. (5.9) : Schéma bloc du système de régulation

Les gains de régulateurs PI sont calculés de la même manière qu'à la section (5.3.2). Dans ce cas, on déduit la fonction de transfert de chaque composante du courant rotorique à partir de l'équation (5.20) de telle sorte les termes de couplages sont ignorés.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système de régulation de la figure (5.9) s'écrit comme suit :

$$F_{BO} = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} \cdot \frac{\frac{1}{L_r \sigma}}{\frac{R_r}{L_r \sigma} + p} \quad (5.26)$$

En appliquant la méthode de compensation des pôles à la fonction de transfert (5.26), on obtient l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (5.27)$$

Après la compensation, on obtient la F_{BO} suivante:

$$F_{BO} = \frac{k_p}{L_r \sigma p} \quad (5.28)$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante:

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (5.29)$$

Avec: $\tau = \frac{L_r \sigma}{k_p}$

τ est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms.

Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit:

$$\begin{cases} k_p = \frac{L_r \sigma}{\tau} \\ k_i = \frac{R_r}{\tau} \end{cases} \quad (5.30)$$

5.5.1.2 Schéma synoptique

Le schéma synoptique du contrôle indirect des puissances active et réactive de la figure (5.10) a été déduit de celui de la figure (5.4) grâce à une légère modification dans le système de contrôle. Dans ce cas, les erreurs entre les courants rotoriques de références et ceux mesurés sont traitées par l'algorithme de commande considéré afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur

matriciel sont utilisées par la technique de modulation de *Venturini* pour la synthèse des signaux de commande des interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.

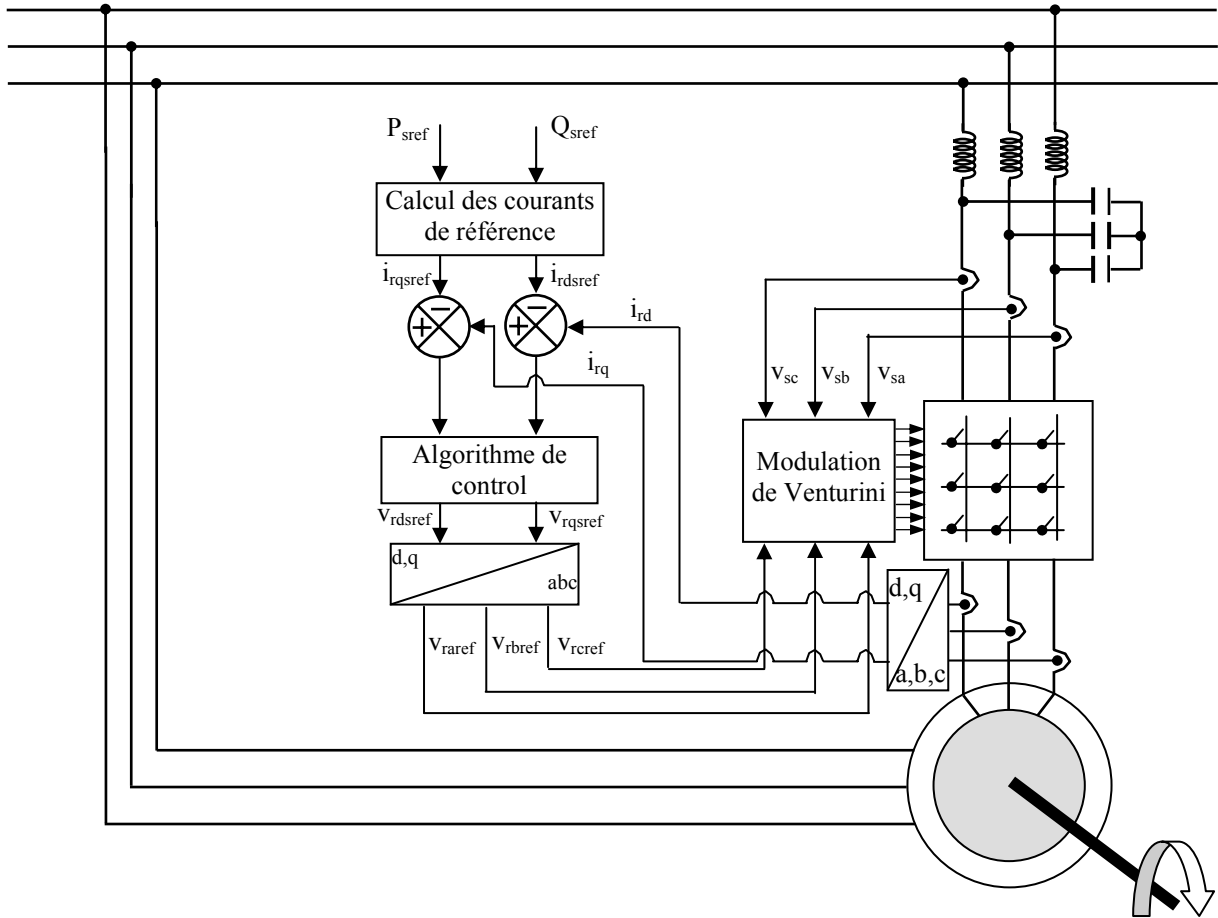


Fig. (5.10): Schéma synoptique du contrôle indirect sans boucle de puissance

5.5.1.3 Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte par des régulateurs PI sans boucle de puissance, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans ce cas, la simulation a été exécutée avec les mêmes paramètres du contrôle direct à l'exception des régulateurs PI:

$k_p = 1.6468$; $k_i = 180$.

Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle indirecte des puissances active et réactive sans boucle de puissance dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante, ceci a été confirmé par le découplage parfait et la bonne poursuite (figure 5.11). Cependant, la grande sensibilité de ce type de contrôle à la variation de la vitesse constitue un inconvénient majeur à l'application de celui-ci dans les systèmes à vitesse variable (figure 5.12).

Courbes obtenus pour un fonctionnement à vitesse constante:

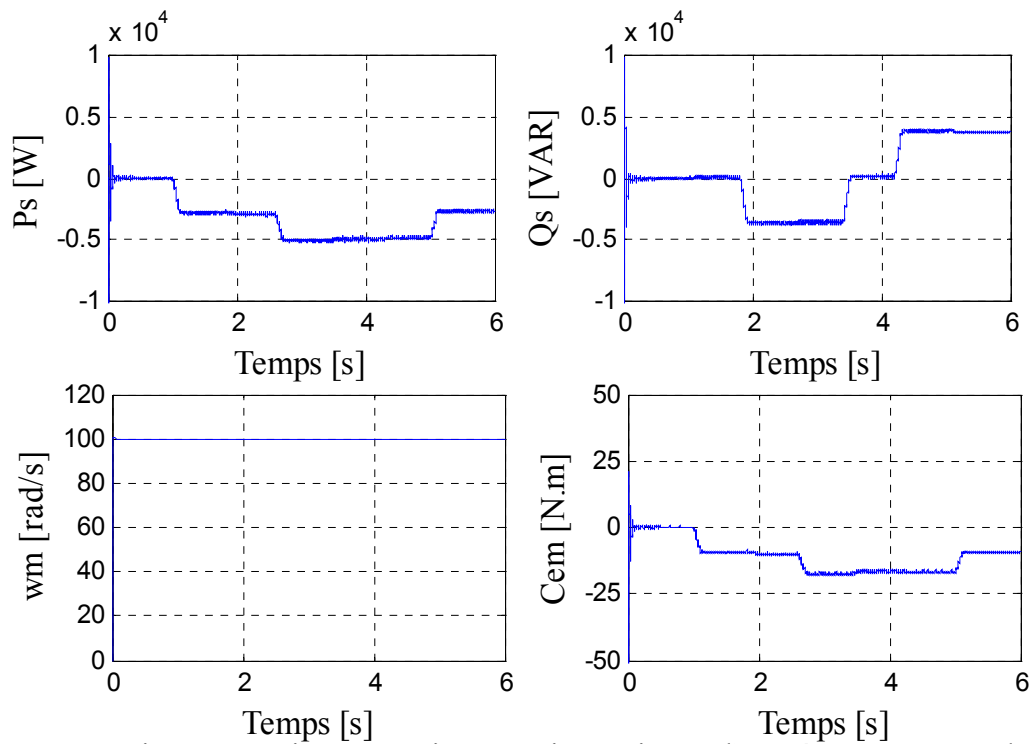


Fig. (5.11): Puissances active et réactive statorique, vitesse d'entraînement et couple de la DFIM

Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse variable:

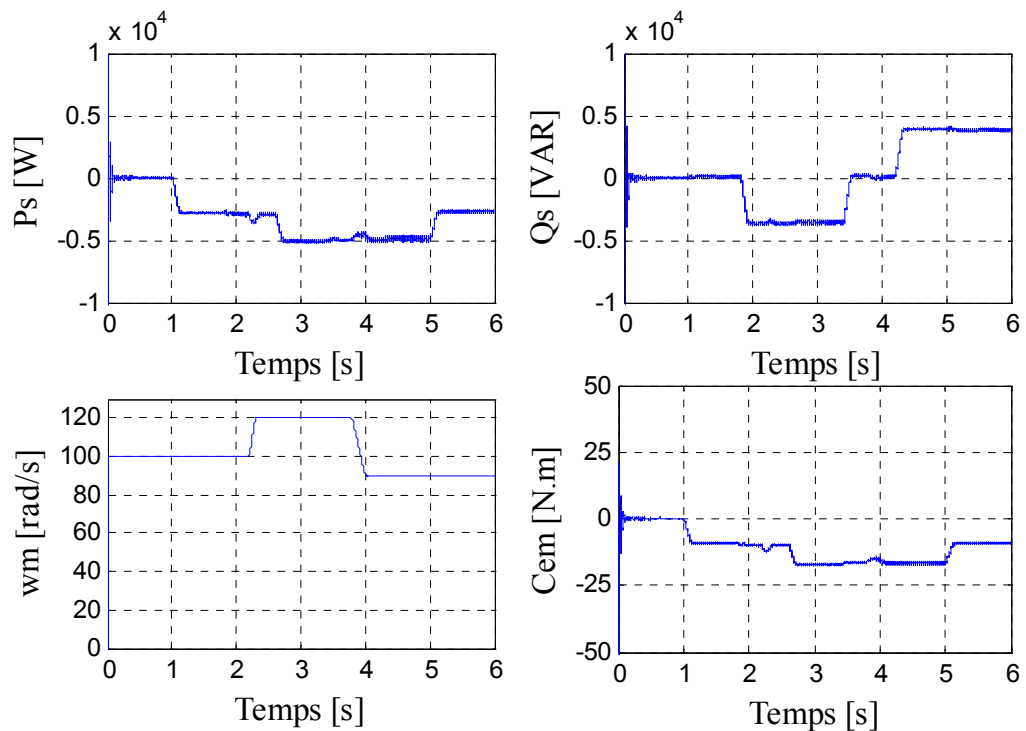


Fig. (5.12): Puissances active et réactive statorique, vitesse d'entraînement et couple de la DFIM

5.5.2 Réglage avec boucle de puissance

Pour améliorer le système de contrôle précédent, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc (5.8) de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre le courant rotorique (figure 5.13) [MEH 09].

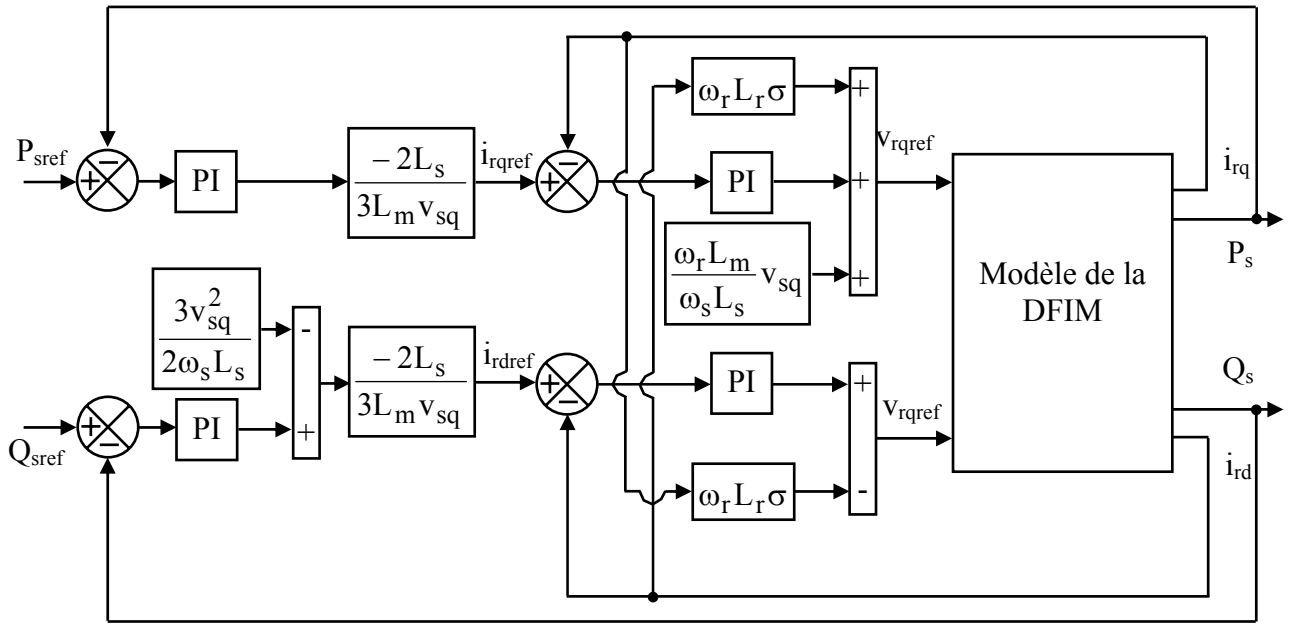


Fig. (5.13): Schéma bloc du réglage indirect avec boucle de puissance

5.5.2.1 Schéma synoptique

Le schéma synoptique du contrôle indirect des puissances active et réactive avec boucle de puissance de la figure (5.14) a été déduit de celui de la figure (5.10) grâce à une légère modification de la boucle de contrôle. Dans ce cas, les erreurs entre les courants rotoriques de références et ceux mesurés sont traitées par l'algorithme de commande considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique de modulation de *Venturini* pour la synthèse des signaux de commande des interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.

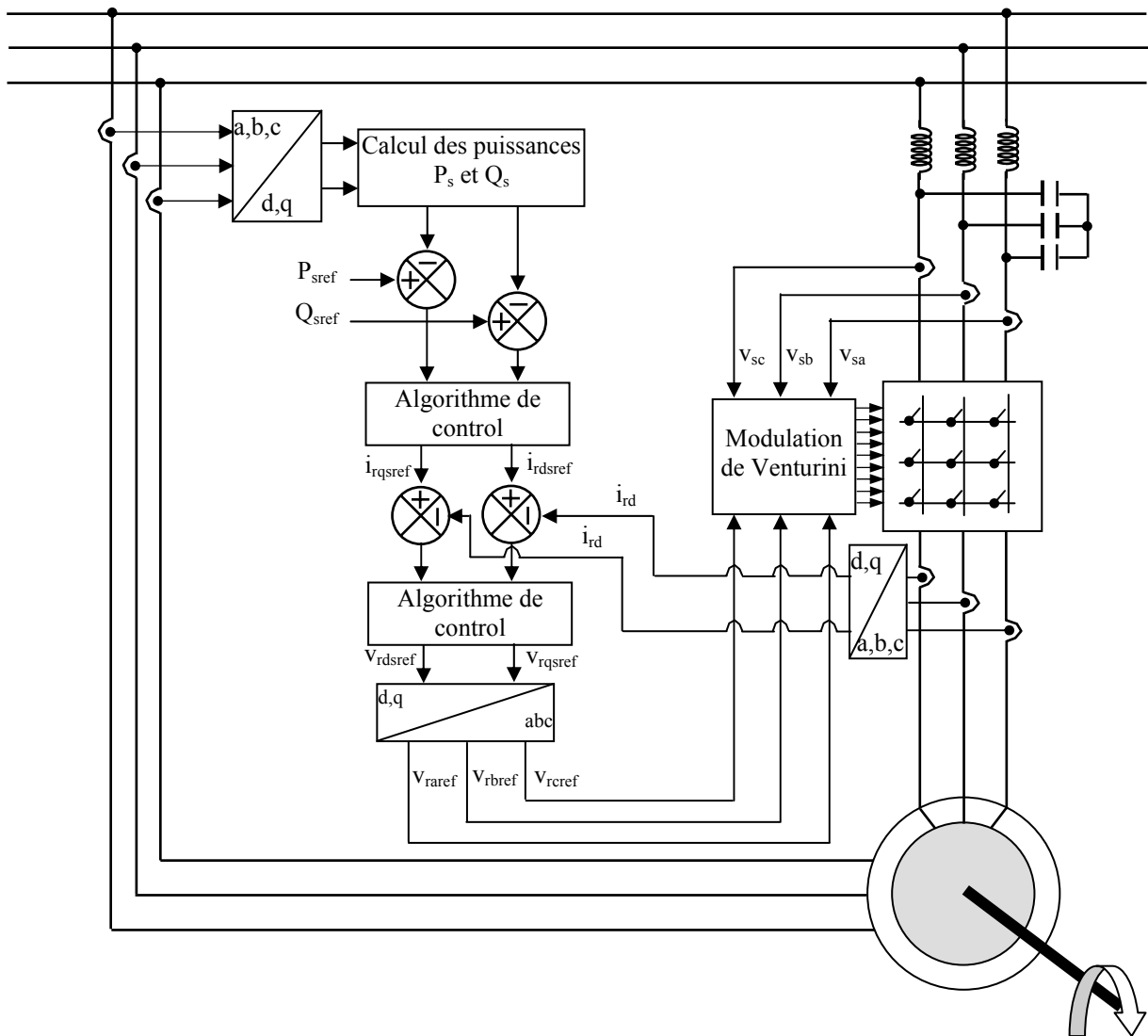


Fig. (5.14): Schéma synoptique du contrôle indirect avec boucle de puissance

5.5.2.2 Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont calculés par la même méthode utilisée dans la section 4.3.2 et ont été affinés après simulation :

- pour la boucle de puissance : $k_p = 0.094$; $k_i = 318$;
- pour la boucle de courant : $k_p = 1.6468$; $k_i = 180$.

Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse variable et constante, vu que les figures représentées dans les sections précédentes sont insuffisante pour évaluer ce type de contrôle.

D'après ces résultats on constate que :

Pour un fonctionnement à vitesse constante:

On obtient des bons résultats en termes de dynamique et de réponse aux consignes des puissances active et réactive imposées, comme on peut le voir sur la figure (5.15). On peut remarquer aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active (figures 5.15, 5.16). Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique. On constate d'après la figure (5.17) que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratiques de ces courants présentent les mêmes allures, ce qui reflète l'équation (5.11).

Les figures (5.18) et (5.19) montrent que les courants obtenus au stator et à l'entrée du filtre LC sont de formes sinusoïdales, ce qui implique une énergie propre sans harmoniques fournie ou absorbée par la DFIM. D'autre part, le courant à l'entrée du convertisseur est constitué par des créneaux évoluant entre trois niveaux (figure 5.19). Ce courant a été filtré par un filtre passif LC afin d'empêcher la propagation des harmoniques vers le réseau et par conséquent on obtient un courant i_{fA} de forme sinusoïdale sans harmoniques. Ce filtre permet également d'assurer une tension de forme sinusoïdale à l'entrée du convertisseur matriciel malgré la forme non sinusoïdale du courant à l'entrée de celui-ci (figure 5.20).

La figure (5.21) représente les formes d'ondes de la tension simple et composée appliquées au circuit rotorique. Ces tensions sont formées par des créneaux dans lesquels les largeurs sont imposées par l'algorithme de commande de *Venturini*.

Pour un fonctionnement à vitesse variable:

Dans le cas d'un fonctionnement à vitesse variable, le contrôle indirect des puissances actives et réactives avec la boucle de puissance offre presque les mêmes performances en termes de découplage et de réponse aux consignes de références que celui à vitesse constante à l'exception des puissances active et réactive du rotor qui présentent une différence remarquable et ceci est dû à la dépendance de ces puissances au glissement. C'est-à-dire que la variation de la vitesse d'entraînement de la machine entraîne également une variation de la puissance transmise ou extraite du rotor (figure 5.22).

D'après les résultats obtenus dans cette section, on peut conclure que ce type de contrôle est plus performant que le contrôle direct en terme d'un fonctionnement à vitesse variable, vu que ce dernier est capable d'assurer un contrôle découplé des puissances active et réactive quelle que soit la vitesse d'entraînement. De plus, il permet de pouvoir limiter simplement les courants rotoriques de la machine en introduisant des limiteurs dans la boucle des courants.

Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse constante :

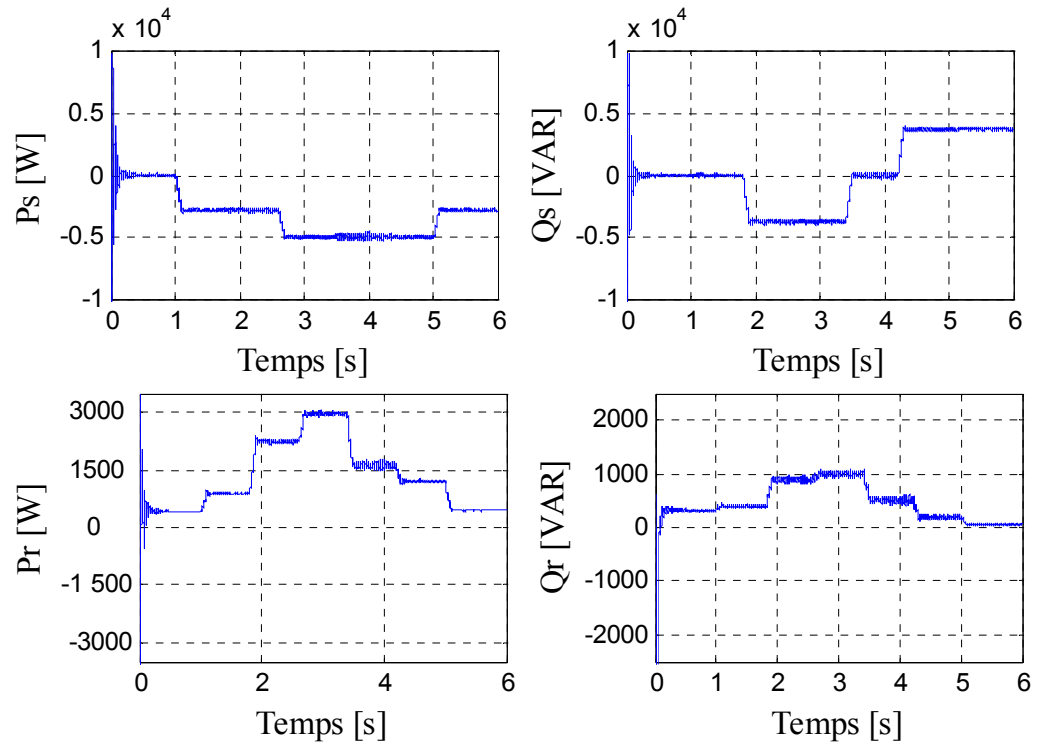


Fig. (5.15) : Puissances active et réactive du stator et du rotor

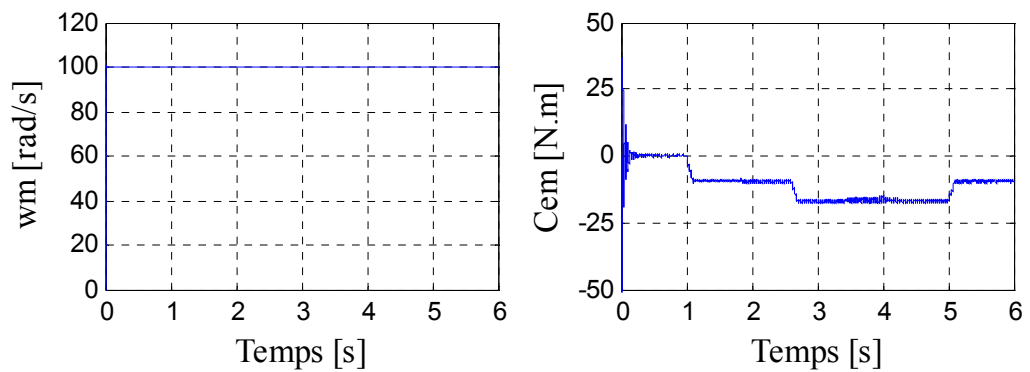


Fig. (5.16) : Vitesse d'entraînement et couple développé par la DFIM

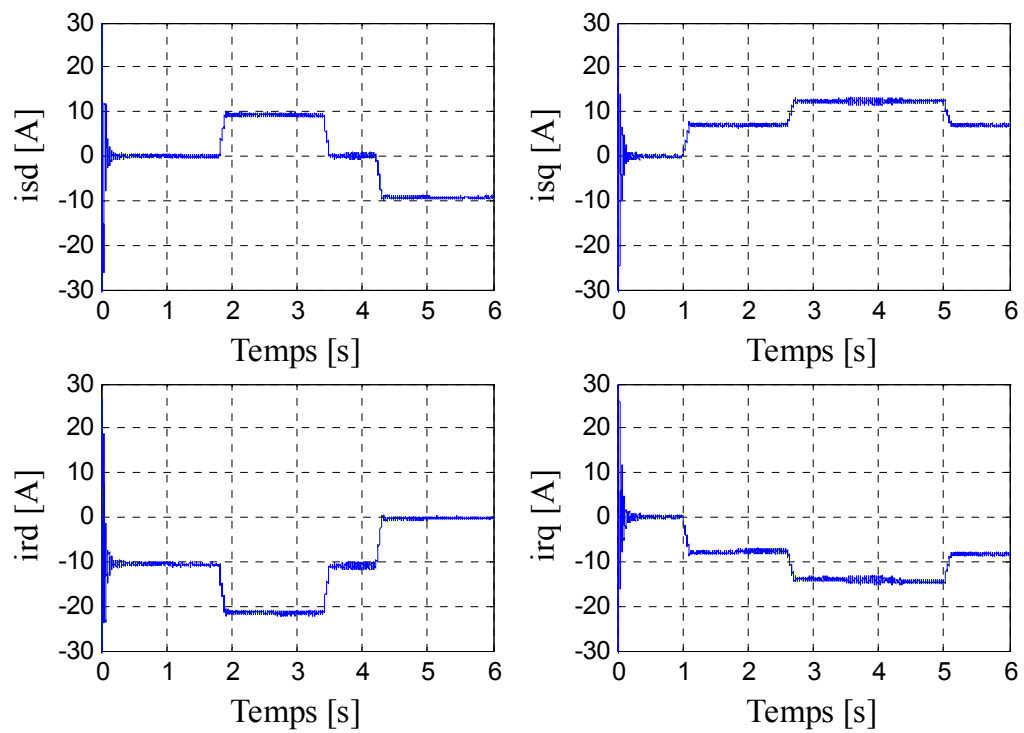


Fig. (5.17) : Courants statorique et rotorique dans le référentiel (d,q)

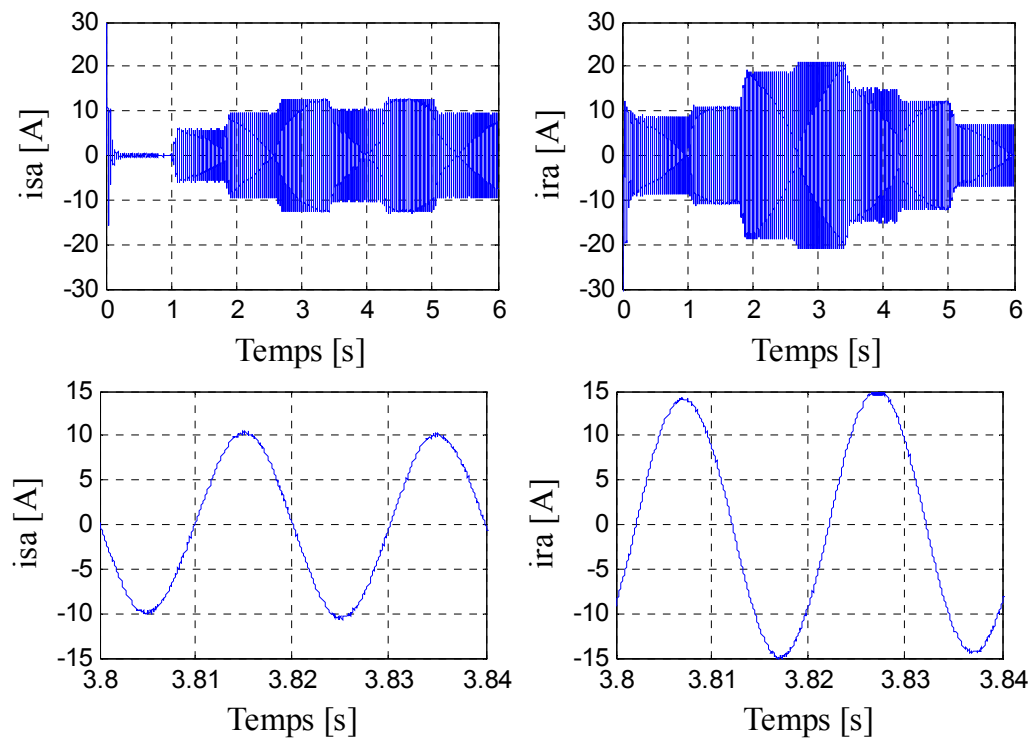


Fig. (5.18) : Courants dans la phase "a" du stator et du rotor

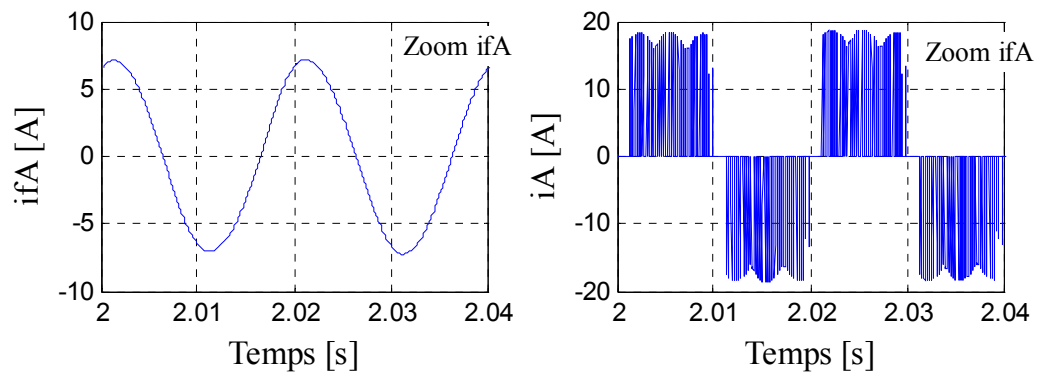


Fig. (5.19) : Courants de phase à l'entrée et à la sortie du filtre LC

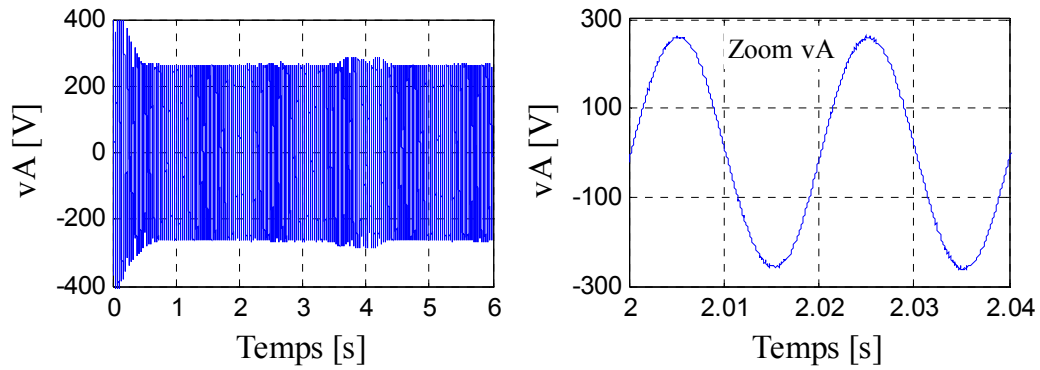


Fig. (5.20) : Tension simple à la sortie du filtre LC

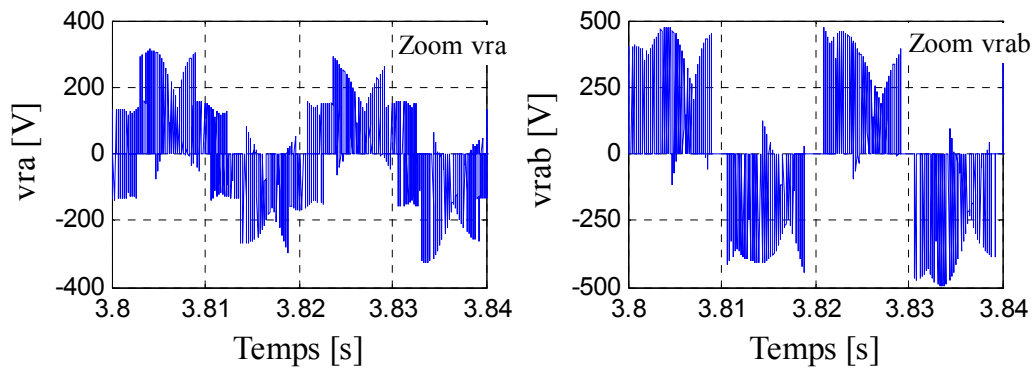


Fig. (5.21) : Tensions simple et composée à la sortie du convertisseur matriciel

Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse variable:

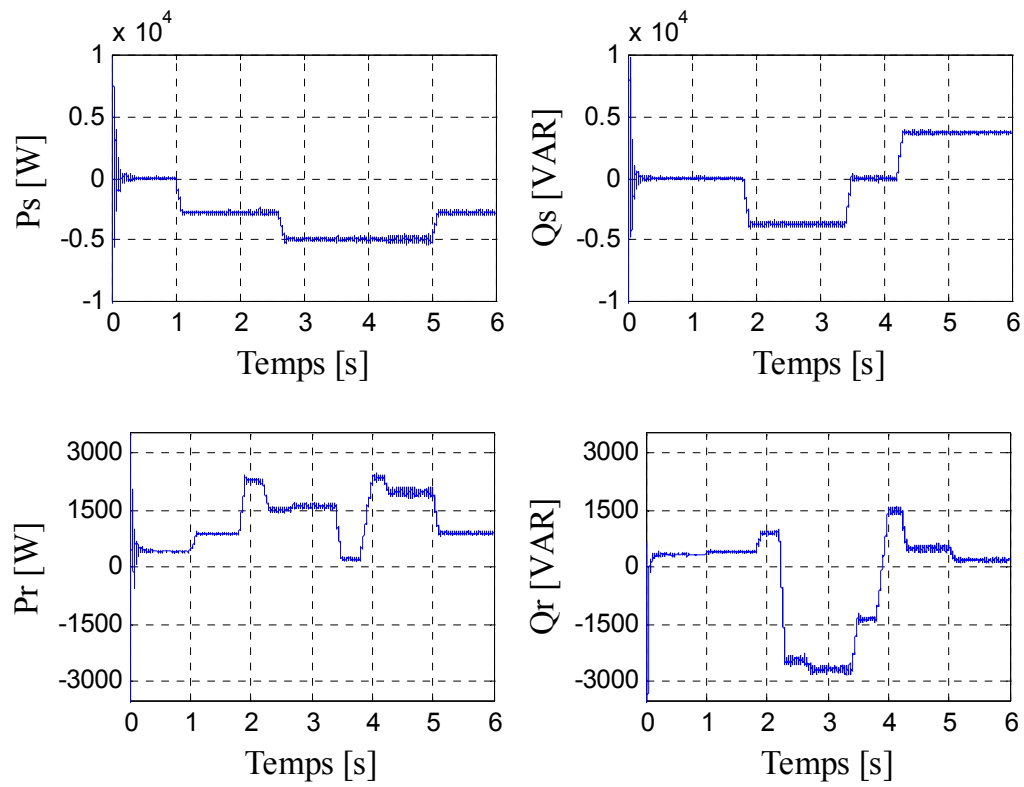


Fig. (5.22) : Puissances active et réactive du stator et du rotor

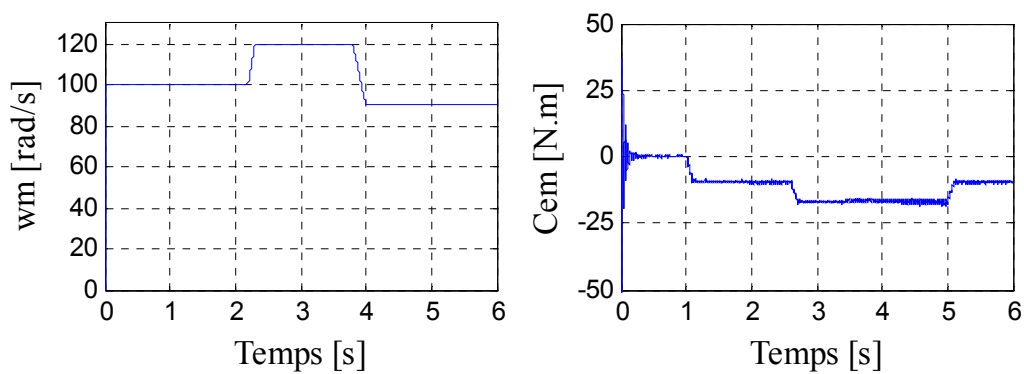


Fig. (5.23) : Vitesse d'entraînement et couple développé par la DFIM

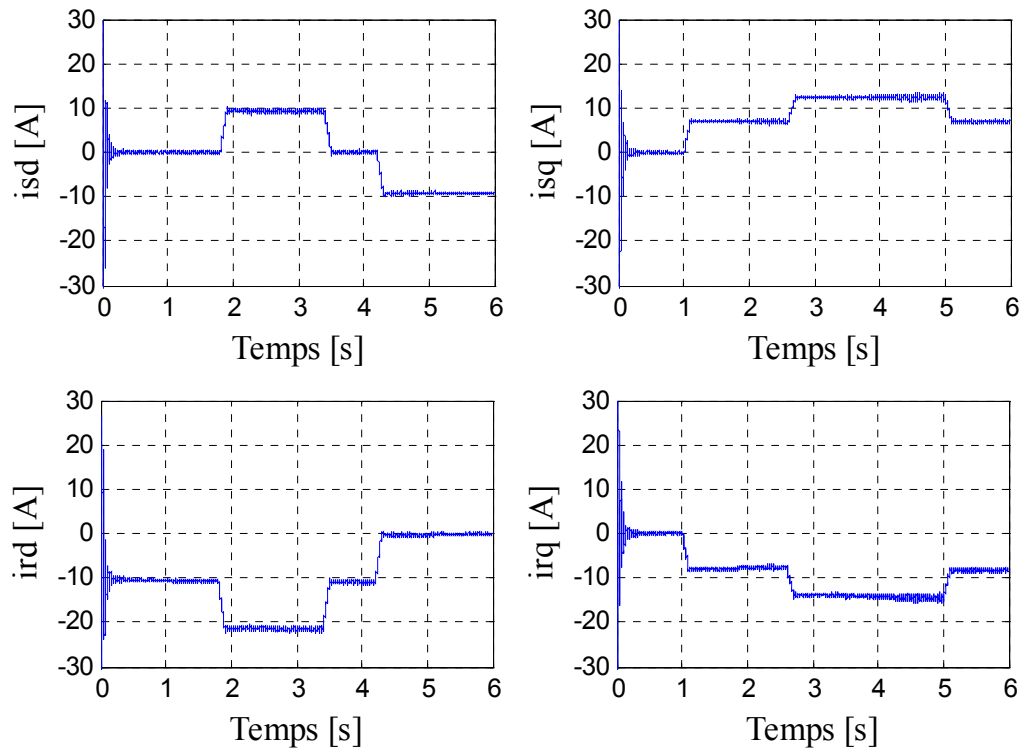


Fig. (5.24) : Courants statorique et rotorique dans le référentiel (d,q)

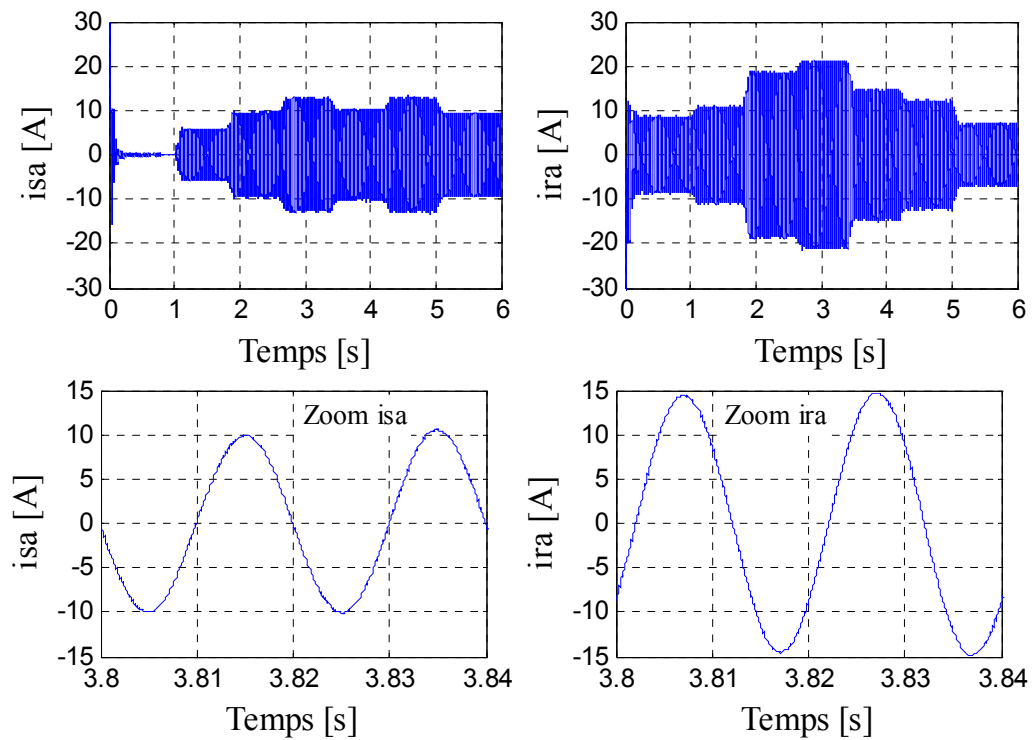


Fig. (5.25) : Courants dans la phase "a" du stator et du rotor

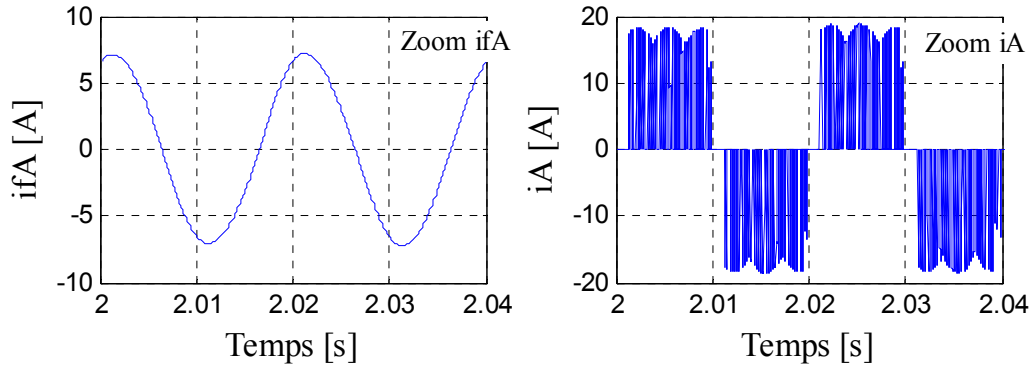


Fig. (5.26) : Courants de phase à l'entrée et à la sortie du filtre LC

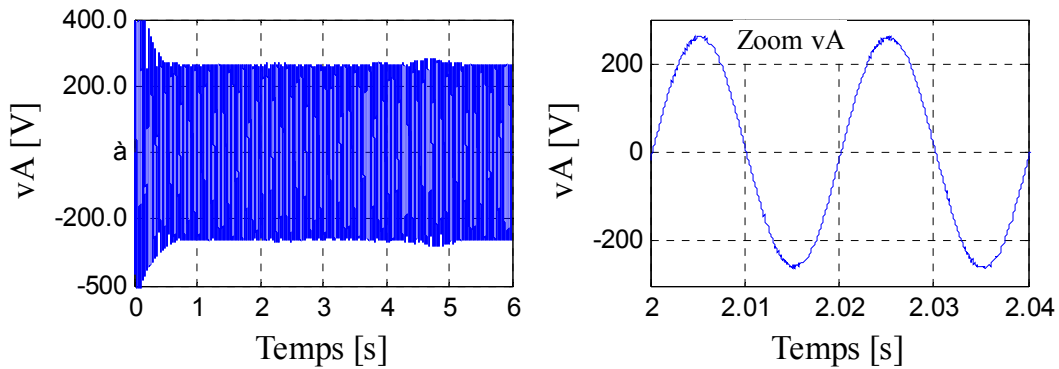


Fig. (4.27) : Tension simple à la sortie du filtre LC

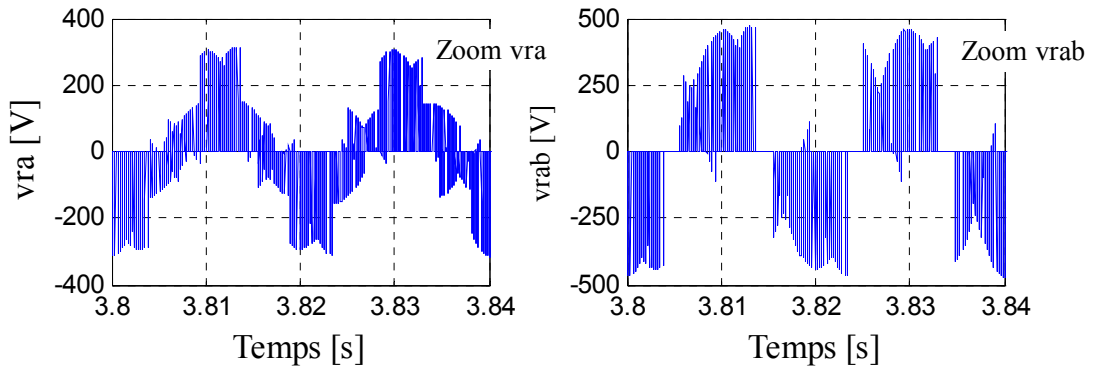


Fig. (5.28) : Tensions simple et composée à la sortie du convertisseur matriciel

5.6 Tests de robustesse du système de contrôle à la variation de la résistance rotorique

Pour une évaluation plus juste de la méthode de contrôle, on fait appel à des tests de robustesses qui seront l'objectif de cette section.

L'évaluation de la robustesse des systèmes de contrôles est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes

variations de paramètres, ainsi que dans le cas où la mesure des paramètres demeure des incertitudes importantes.

Le fait d'avoir un contrôle indirect avec deux boucles de régulation imbriquées permet justement d'améliorer la robustesse du système. Effectivement, on a vu que pour un contrôle indirect sans bouclage des puissances, on obtient une erreur statique dans les puissances. Pour cette raison, nous avons limité par la suite notre étude de robustesse sur le système de réglage indirect avec boucle de puissance (figure 5.14).

Ce teste consiste à faire varier la résistance rotorique de 50% de sa valeur réelle à l'instant $t = 3s$. Les résultats obtenus confirment les hautes performances du système de réglage adopté, ceci est traduit par les bonnes poursuites obtenues des puissances active et réactive statoriques à leurs références imposées malgré l'apparition d'une légère erreur statique dans certaines courbes qui a été automatiquement corrigée par les régulateurs PI dans une durée très courte.

On peut conclure que la variation de la résistance n'a pratiquement aucune influence sur le fonctionnement du système de conversion car les deux boucles de réglage nous permettent de rattraper les erreurs dues aux termes de compensation qui ne sont plus liées à la résistance rotorique.

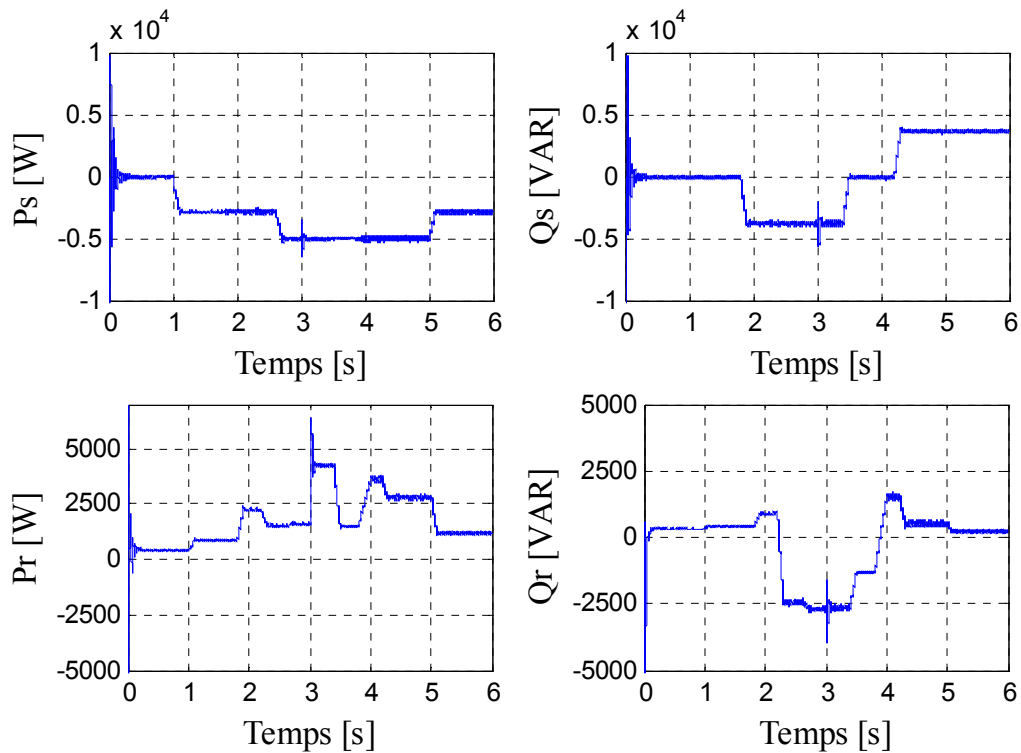


Fig. (5.29) : Puissances active et réactive du stator et du rotor

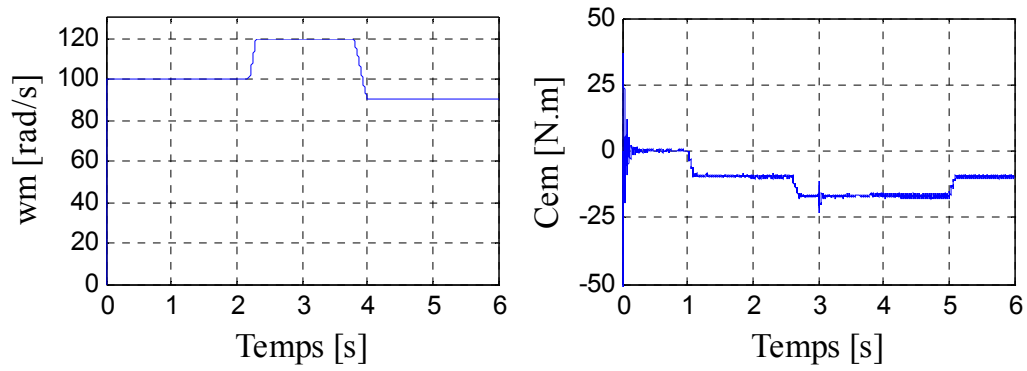


Fig. (5.30) : Vitesse d'entraînement et couple développé par la DFIM

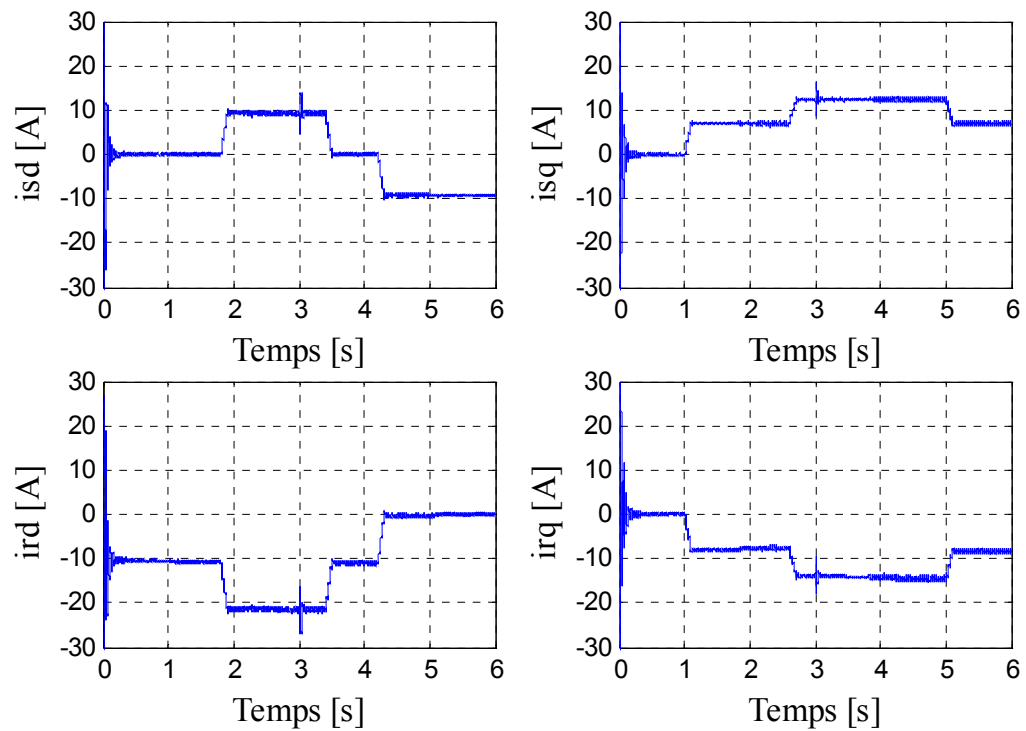


Fig. (5.31) : Courants statorique et rotorique dans le référentiel (d,q)

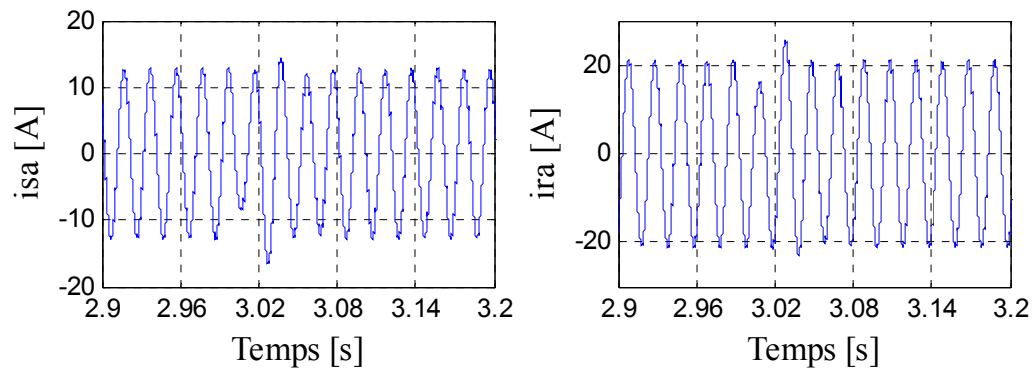


Fig. (5.32) : Courants dans la phase "a" du stator et du rotor

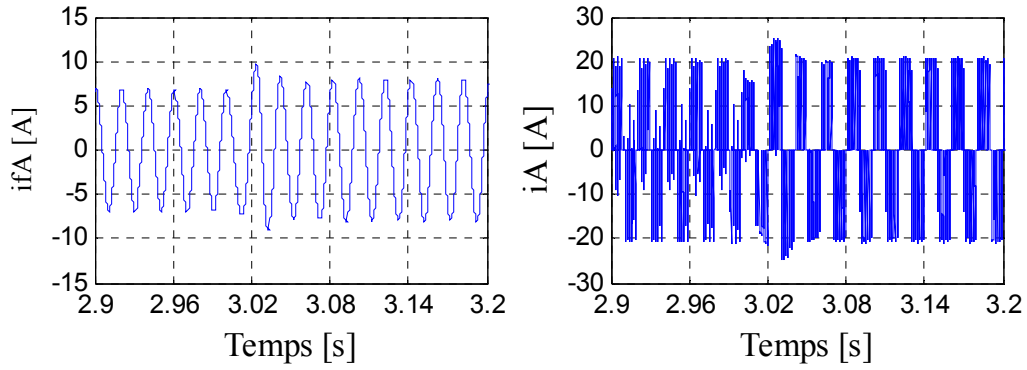


Fig. (5.33) : Courants de phase à l'entrée et à la sortie du filtre LC

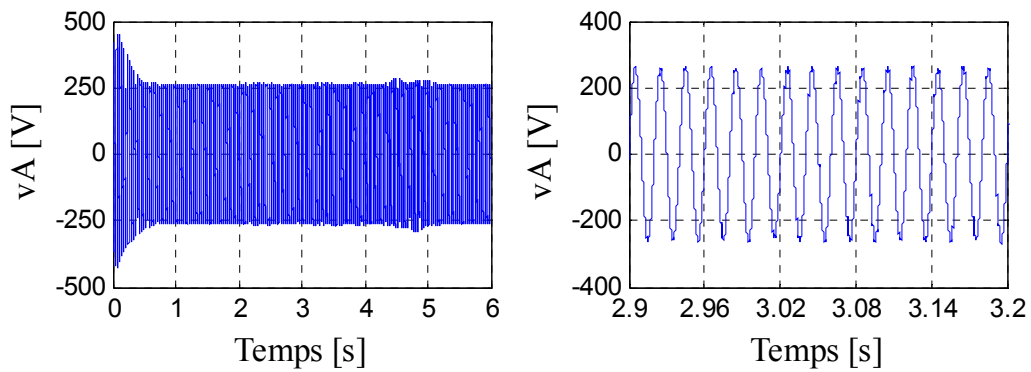


Fig. (5.34) : Tension simple à la sortie du filtre LC

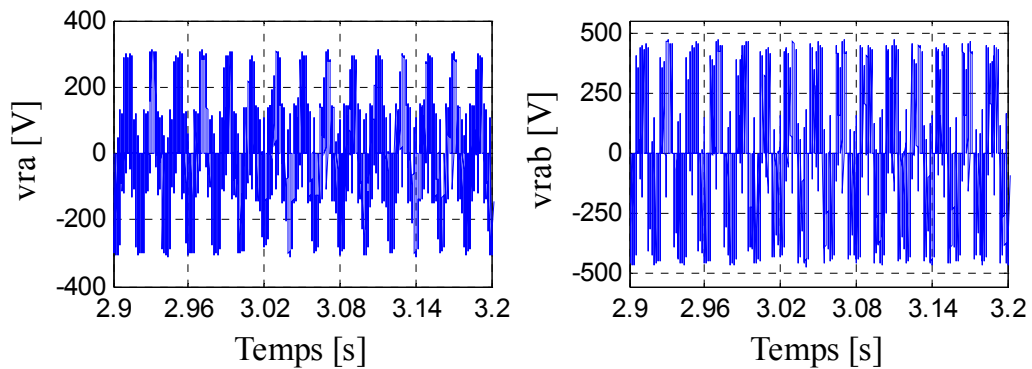


Fig. (5.35) : Tensions simple et composée à la sortie du convertisseur matriciel

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué et examiné par simulation les performances et la robustesse des différents systèmes de régulations des puissances active et réactive au niveau du stator de la DFIM en mode générateur pour un fonctionnement à vitesse constante et variable. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode directe de réglage

des puissances présente la simplicité à mettre en œuvre, ainsi que de hautes performances dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante.

D'autre part, la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant et robuste pour un fonctionnement à vitesse variable de la DFIM, ainsi qu'elle présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet d'assurer la protection de la DFIM en limitant les courants. Cette dernière, permette d'avoir un fonctionnement optimal du système de conversion électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres. Cependant, elle présente une complexité à mettre en œuvre.

L'utilisation de la technique de modulation de *Venturini* pour le contrôle du convertisseur matriciel associé à un filtre passif LC a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans conséquence de la pollution du réseau.

Conclusion et Perspectives

Conclusion et perspectives

Le travail présenté dans cette thèse est consacré à l'état de l'art, l'analyse en régime permanent, la modélisation, ainsi qu'au réglage découplé des puissances active et réactive de la machine à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de *Venturini*.

Tout le long de ce travail, trois critères ont guidé notre démarche :

- développer des modèles pour la DFIM et le convertisseur matriciel MC de puissance, à la fois simples, précis et suffisamment rapides pour permettre la simplification de la chaîne de la commande du système complet ;
- confronter, grâce à notre recherche bibliographique, nos configurations aux mesures afin de vérifier leur validité par simulation, de préciser les conditions de leur application et de déceler les éventuels points durs ;
- concevoir des algorithmes de commande simples, adéquats et robustes pour le réglage découplé des puissances active et réactive développées par la DFIM d'une part et d'autre part pour le contrôle du convertisseur matriciel.

Dans ce travail, la configuration adoptée pour le système de conversion de l'énergie électrique, est composée d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel muni d'un filtre passif LC à l'entrée. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme et ceci grâce aux nombreux avantages sur les plans technique et économique qu'elle offre notamment:

- la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants;
- la possibilité de produire de l'énergie électrique à fréquence constante avec une vitesse d'entraînement variable;
- L'accessibilité à la mesure de toutes les grandeurs électriques du stator et du rotor de la DFIM, offre une grande flexibilité et précision au contrôle des courants, des flux, des puissances,...etc, et ce qui facilite également l'implémentation des différents algorithmes de commande;
- le convertisseur de puissance dans cette configuration ne traite seulement qu'une fraction de 20-30 % de toute la puissance du système et ce qui permet de réduire aussi bien les pertes que le coût de celui-ci;

- L'écoulement de puissance entre le rotor de la DFIM et le réseau s'établit directement, cela est dû à l'absence d'élément de stockage dans la structure du convertisseur matriciel et ce qui permet d'augmenter la durée de vie et de réduire les dimensions de ce dernier.

Au cours de notre travail, nous avons essayé d'aborder les points essentiels qui exposent essentiellement le fonctionnement et le modèle mathématique de la DFIM ainsi que le convertisseur matriciel à fin de la mise en place de l'algorithme de contrôle des puissances active et réactive du système de conversion complet.

D'après l'étude et la synthèse bibliographique des différents travaux établis sur la DFIM, le convertisseur matriciel, les différentes configurations de l'association DFIM/convertisseur ainsi que sur les différentes techniques de commande adoptées pour la commande éloignée et rapprochée pour le système de conversion considéré, on peut conclure que:

- La configuration de la DFIM qui consiste à connecter le stator directement au réseau, ainsi que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance bidirectionnel est majoritairement traitée dans la littérature, grâce aux avantages présentés par cette dernière dans le domaine de la génération à vitesse variable notamment dans les systèmes éoliens. L'avantage principal de cette configuration est réside dans le fait que le convertisseur de puissance au niveau rotorique traite seulement une fraction de 20 à 30 % de la puissance nominale du système complet de conversion pour une vitesse d'entraînement autour de celle de synchronisme. C'est cette configuration que nous avons retenu dans notre étude.
- L'étude bibliographique portée sur les différents convertisseurs de puissance associés à la DFIM, montre que le convertisseur matriciel offre des avantages considérables par rapport aux convertisseurs classiques sur les plans technique et économique. D'autre part, il apparaît que la configuration de la DFIM qui consiste à utiliser un convertisseur matriciel au niveau du rotor n'est pas suffisamment traitée dans la littérature et c'est ce qui a orienté notre travail sur cet axe de recherche.
- La recherche bibliographique sur les différentes stratégies de commande, nous avons conclu que la plupart des travaux traitent le contrôle vectoriel basé sur le principe d'orientation des divers flux pour le contrôle de la DFIM. Dans notre cas, nous avons adopté le contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique pour contrôler la puissance active et réactive afin d'assurer le découplage entre ces puissances. Nous avons choisi le repère lié au champ tournant statorique (d,q) comme repère de modélisation.

D'autre part, notre choix s'est porté sur la méthode de modulation de *Venturini* en vue d'une commande rapprochée du convertisseur matriciel, vu que cette méthode présente des avantages exceptionnels par rapport à la méthode SVM, notamment en termes de taux d'harmoniques.

L'étude de simulation en régime permanent de la DFIM, nous a amené à comprendre au mieux le comportement de la DFIM dans les quatre quadrants de fonctionnement ainsi que la répartition des puissances afin de pouvoir choisir le domaine de vitesse dans lequel la DFIM doit fonctionner dont l'objectif de l'obtention de meilleures performances pour le réglage des puissance active et réactive. Cette étude a également permis de montrer que la DFIM est bien adaptée aux systèmes de génération de l'énergie à une fréquence constante et une vitesse d'entraînement variable, surtout dans les systèmes éoliens.

D'après une étude de modélisation de la DFIM dans les différents repères, notre choix s'est porté sur le repère lié au champ tournant car ce dernier facilite l'implémentation d'un algorithme de découplage entre la puissance active et réactive, vu que la projection du vecteur tension statorique dans ce repère possède un composante directe nulle ($v_{sd}=0$).

D'après l'étude de modélisation et de simulation du convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation de *Venturini* en tenant compte du filtre passif d'entrée LC, on constate que la technique de modulation de *Venturini* permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie. L'insertion d'un filtre passif à l'entrée du convertisseur matriciel permet d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau. Par conséquent, il est indispensable d'optimiser les paramètres du filtre passif en tenant compte de la plage de la fréquence de fonctionnement du convertisseur matriciel.

L'avantage principal procuré par ce convertisseur est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, pouvant atteindre l'unité et par conséquent obtenir un réglage fin des puissances active et réactive fournies par le réseau. Cet avantage permet au convertisseur matriciel de trouver un large domaine d'application notamment dans les systèmes d'entraînement et de génération à vitesse variable.

Nous avons développé dans la dernière partie de ce travail, un contrôle découplé direct et indirect des puissances active et réactive générées par la DFIM pour une vitesse d'entraînement fixe et variable, de même que nous avons simulé le système de conversion complet (DFIM, Convertisseur matriciel, algorithmes de contrôles) afin de tester la validité et la robustesse de ce dernier. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que:

- la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité de mise en œuvre et de hautes performances dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante;
- la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant et robuste pour un fonctionnement à vitesse variable de la DFIM; de même qu'elle présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques permettant d'assurer la protection de la DFIM en limitant les courants d'une part, et d'avoir un fonctionnement optimal du système de conversion électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres d'autre part. Cependant, cette méthode est plus complexe à mettre en œuvre;
- l'utilisation de la technique de modulation de *Venturini* pour le contrôle du convertisseur matriciel associé à un filtre passif LC a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans conséquence de la pollution du réseau.

Finalement, Il va sans dire, que le système de conversion à base de la DFIM alimentée par un convertisseur matriciel du côté rotorique et connectée directement au réseau du côté statorique a un pouvoir d'application très vaste dans les applications d'entraînement ou de génération à vitesse variable, notamment dans les systèmes éoliens.

Suggestions et perspectives :

A la lecture des résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager certains points qui peuvent être considérés comme des perspectives pour la continuation de ce travail tels que :

- l'implémentation pratique du système de conversion considéré dans un banc d'essais;
- l'étude approfondie sur les autres types de DFIM proposés dans cette thèse pour l'application dans les systèmes d'entraînements ou de productions à vitesse variable;
- le développement d'autres algorithmes de contrôle pour le convertisseur matriciel.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

-A-

- [ABD 96] Abdessemed R. et Kadjoudj M., *"Modélisation des machines électriques"*, Presses de l'université de Batna, 1996. Algérie.
- [ACK 05] Ackermann T., "Wind power in power systems", John Wiley & Sons, Ltd, 2005, England.
- [AOU 09] Aouzellag D., Ghedamsi K., Berkouk E.M., "Network power flux control of a wind generator", *Renewable energy*, Elsevier, vol. 34, no. 3, pp. 615–622, 2009.
- [ARE 08] Arevalo S. L, "Matrix converter for frequency changing power supply applications", Thèse de doctorat de science, université de Nottingham, U. K, 2008.
- [AZA 02] Azaza H. and Masmoudi A., "On the dynamic and steady state performances of a vector controlled DFM drive, 2002 IEEE international conference, SMC, WA1M5, Vol.6, 6 P.
- [AZA 05] Azaza H. and Masmoudi A., "Implementation of a dual vector control strategy in a doubly-fed machine drive", *ISIE'99, Euro. Trans. Electr. Power*, Vol. 15, pp. 541–555, 2005.
- [AZAI 08] Azaizia R, "Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux", Mémoire de magister en genie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008.

-B-

- [BAR 07] Baroudi J. A, Dinavahi V. and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", *Elsevier, Renewable Energy*, Vol. 32, pp. 2369–2385, 2007
- [BAT 07] Batlle C., Cerezo A. D. et Ortega R., "A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine", *Proc. of American control conference*, pp. 5438–5443, New York, USA, Jul 2007
- [BEN 02] Benalia L., "Contribution à l'étude du comportement de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de magister, université de Batna, Algérie, 2002.
- [BOL 02] Boldea I. et S. A. Nasar, "The induction machine handbook", CRC press LLC, 2002, U.S.A.
- [BOL 06] Boldea I., "The electric generators Handbook: variable speed generators", CRC press Taylor & francis group, 2006, New York, U.S.A.
- [BON 98] Bonal J. et Séguier G. "Entraînements électriques à vitesse variable", Tec. & Doc Lavoisier, 1998, Paris, France.

- [BOR 00] Bornard G., Courault J., Fornel B.D.,...etc., "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC", Hermes Science Publications, volume 1, Paris, 2000, France.
- [BOS 06] Bose B. K., "Power electronics and motor drives: advances and trends", Academic Press is an imprint of Elsevier, 2006, U. S. A.
- [BOUC 97] Bouchard R.P. et Olivier G., "Conception de moteurs asynchrones triphasés", Ecole polytechnique de Montréal, 1997, Québec.
- [BOUC 98] Bouchiker S., Capolino G.A et Poloujadoff M. "Vector control of a permanent-magnet synchronous motor using AC-AC matrix converter", IEEE Trans. On power electronics, vol. 13, no.6, pp.1089-1099.
- [BOUS 94] Boussak M., "Régimes transitoires des machines électriques", Version 2, Groupe ESIM, Marseille, 1994, France.
- [BOY 06] Boyette A., "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", Thèse de doctorat, université de Henri Poincaré, Nancy, 2006, France.

-C-

- [CAD 92] Cadirci I. et Ermis M." Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds: steady-state performance optimization and wind-energy recovery", IEE Proc.-B, Vol.139, No.5,pp.429-442, Dec. 1992.
- [CAM 03] Camblong H., "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable", Thèse de doctorat, E. N. S. A. M de Bordeaux-Talence, 2003, France.
- [CAR 98] Carlsson A., "The back to back converter: control and design", Thèse de doctorat, Institut de technologie de Lund, Sweden, 1998.
- [CAS 93] Casadei D., Grandi G. et Serra G. "Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms", Conf. epe-association, vol.7, pp.170-175, Brighton, U.K, 1993.
- [CAS 02] Casadei D., Serra G. et Tani A. et "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state", IEEE Trans. On Indu. Elec. , vol.49, pp.370-381, 2002.
- [CHA 04] Chapman S. J., "Electric Machinery Fundamentals", 4th Edition, McGraw Hill, Australia, 2004.
- [CHE 06] Chekhet E., Shapoval I., Mikhalsky V. et Sobolev V., "Control of the stand-alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter", Proc. of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems REBUS'06, pp.35-40, St. Petersburg, Russia, Jun. 2006.

-D-

- [DAL 06] Dalal A. K., Syam P., et Chattopadhyay A. K., "Use of matrix converter as slip power regulator in doubly-fed induction motor drive for improvement of power quality", IEEE Proc. Power India conference, New Delhi, 2006.
- [DAT 99] Datta R. et. Ranganathan V. T, "Decoupled control of active and reactive power for a grid connected doubly fed induction machine without position sensors", IEEE Tran. on industry applications, pp. 2623-2628, 1999.
- [DAT 01] Datta R. et. Ranganathan V. T, "A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine", IEEE Tran. on industrial electronics, vol. 48, no. 4, pp. 786-793, Aug. 2001.
- [DAT 02] Datta R. et Ranganathan V. T, "Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine: A comparison with alternative schemes", IEEE Tran. on energy conversion, vol. 17, no. 3, pp. 414-421, sep. 2002.
- [DEL 07] Delarue Ph., Rombaut C. et Séguier G., "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", 3^{ème} édition, Lavoisier, 2007, Paris, France.
- [DEN 08] Dendouga A. et Abdessemed R. et Bendaas M.L, "Decoupled control of doubly fed induction machine fed by SVM matrix converter", Korean Ins., of Elc. Eng., Journal of Elec. Eng. & Tech., vol.3, pp.491-498, 2008.
- [DJA 05] Djahbar A., Mazari B., et Latroch M, "Control strategy of three-phase matrix converter fed induction motor drive system", IEEE Inter. Workshop on Intelligent signal processing, pp. 104-109, Portugal, 2005.
- [DRI 05] Drid S., "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: Théorie et expérimentation", thèse de doctorat, Université de Batna, 2005, Algérie.

-E-

- [ELA 04] El Aimani S., "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 2004, France.

-F-

- [FRA 03] François B." Conception des dispositifs de commande des convertisseurs de puissance par modulation directe des conversions: perspectives", Rapport de synthèse, N° d'ordre: H.390, Université des sciences et technologies de Lille, France, 2003.

-G-

- [GER 02] Gergaud O." Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système éolien et photovoltaïque couple au réseau et associé à un accumulateur", Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, France, 2002.
- [GHE 08_1] Ghedamsi K., Aouzellag D., Berkouk E.M.," Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system", Renewable energy, Elsevier,vol. 33, no.9, pp. 2145–2156, 2008.
- [GHE 08_2] Ghedamsi K., " Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence: Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [GUS 05] Gusia S., "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI: Application aux actionnements électriques", Thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.

-H-

- [HAN 01] Hansen L. H., Helle L., Blaabjerg F., Ritchie E., Munk-Nielsen S., Bindner H., Sørensen P. et Bak-Jensen B., " Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines", Report R-1205, Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, Dec. 2001.
- [HOP 01] Hopfensperger B. et Atkinson D. J.,"Doubly-fed a.c machines: classification and comparison", European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [HOP 00] Hopfensperger B., Atkinson D.J., et Lakin R.A.," Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder", IEE Proc., Elec. Power Appl., vol. 147, no. 4, pp.241-250, Jul. 2000.
- [HUB 92] Huber L., Borojevic D., et Burany N.,"Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters", IEE Proc., Elec. Power Appl., vol. 139, no. 2, pp.103-113, Mar. 1992.
- [HUB 95] Huber L., et Borojevic D.,"Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction ", IEEE Trans. On Ind. App., vol. 31, no. 6, pp.1234-1246, Nov/Dec. 1995.

-I-

- [IMA 06] Imayavaramban M., Chaithanya A.V. K et Fernandes B.G., "Analysis and mathematical modelling of matrix converter for adjustable speed AC drives",

IEEE power systems conference and exposition PSCE'06, pp.654-659, Oct/Nov. 2006, Atlanta, GA.

-K-

- [KHO 06] Khoudjet El Khil S., "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)", Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2006, France.
- [KHO 07] Khoudjet El Khil S., Slama-Belkhodja I., Pietrzak-David M. et Fornel B. "Sensorless field oriented control of doubly fed induction speed drive", EUROCON Int. Conf. on Computer as a Tool, Warsaw, Proc. of the IEEE. Sept 2007.
- [KIM 01] Kim E. H., et Kim J. H, Lee G. S., "Power facteur control of a doubly fed induction machine using fuzzy logic", 5th Int. Conf. on electrical machines and systems, vol. 2, pp.747-750, 2001.
- [KOS 74] Kostenko M. et Piotrovsky L., "Electrical machines", 3rd edition, Vol. 2, Mir Publishers, 1974.

-L-

- [LEE 06] LEE H. H, et Nguyen H. M., "Direct rotor-flux-oriented control method using matrix converter fed induction motor", 1st intr. Forum on strategic technology IFOST'06, pp.309-313, Oct. 2006, Ulsan.
- [LEO 97] Leonhard W., "Control of electrical drives", 2nd edition, Springer, New York, 1997.
- [LES 81] Lesenne J., Notelet F. et Séguier G., "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et documentation Lavoisier, Paris, 1981, France.
- [LIN 03] Lindholm M., "Doubly fed drives for variable speed wind turbines", Thèse de doctorat, Université Technique de Denmark, 2003, Denmark.
- [LU 05] Lu Y., "Doubly fed induction machine drive with voltage-source converter in the rotor", Thèse de Magister en science, Département de genie électrique et informatique , 2005, Université de Calgary, Alberta, Canada.

-M-

- [MAC 92] Machmoum M., Doeuff R. L., Sargos F. M, et Cherkaoui M., " Steady-state analysis of a doubly fed asynchronous machine supplied by a current-controlled cycloconverter in the rotor", IEE Proc-B., vol. 139, no. 2, pp. 114-122, Mar. 1992.
- [MAT 01] MATTEINI M., "Control techniques for matrix converter adjustable speed drives ", Thèse PHD, Département d'électrotechnique, université de Bologna, Italie, 2001.

- [MEH 09] MEHDARY A., "Etude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une aéroturbine", 6^{èmes} Journées des doctorants, Laboratoire des sciences de l'information et des systèmes LSIS, université de St Jérôme, Marseille, 2009.
- [MIR 05] Mirecki A., "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2005, France.
- [MOR 98] Morel L., Godfroid H., Mirzaian A., et Kauffmann J. M., "Doubly fed induction machine: converter optimization and field oriented control without position sensor", IEE Proc., Electric power applications, vol. 155, no. 4, pp.360-368, 1998.
- [MUL 03] B. Multon, G. Robin, O. Gergaud et H. Ben Ahmed, "Le génie Electrique dans le vent:état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne", JCGE'03, Saint-Nazaire, Jun 2003, France.

-N-

- [NAK 88] Nakra H. L. et Duke B., "Slip power recovery induction generator for large vertical axis wind turbines", IEEE Trans. On Ener. Conv., vol. 3, no. 4, pp.733-737, 1988.

-O-

- [OTT 00] Ottersten R., "Vector control of a doubly-sided PWM converter and induction machine drive", Thèse de licence, Université Technique de Chalmers, 2000, Goteborg, Sweden.

-P-

- [PEN 02] Pena R., Cardenas R., Asher G.M, Clare J.C et Rodrigues J., "Vector control of a diesel-driven doubly fed induction machine for stand-alone variable speed energy system", Proc. ICON'02, IEEE 28th annual conference of industrial electronics society, Slovenia, Vol. 2, pp. 985-990, Nov 2002.
- [PER 99] Peresada S., Tilli A. et Tonielli A., "Dynamic output feedback linearizing control of a doubly fed induction motor", ISIE'99, Slovenia, proceedings of the IEEE international symposium, Vol. 3, pp. 1256-1260, July 1999.
- [PER 04] Peresada S., Tilli A. et Tonielli A., "Power control of a doubly fed induction machine via output feedback", Control engineering practice, Elsevier, vol. 12, no. 1, pp. 41-57, 2004.
- [PET 03] Petersson A., "Analyse, Modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines", thèse de licence en électrotechnique, université technologique de Chalamer, Göteborg, 2003, Sweden.

- [PIN 07] Pinto S. F., Aparicio L., Esteves P., "Direct controlled matrix converters in variable speed wind energy generation systems", Int. Conf. on power engineering and electrical drives, pp.654-659, Apr. 2007, Portugal.
- [PIR 07] Piriya Wong V., "Design and implementation of simple commutation method matrix converter", Thesis of Master science, King Mongkut's institute of technology north Bangkok. 2007, Thailand.
- [POI 03] Poitiers F., "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne", thèse de doctorat, E. P. de l'université de Nantes, 2003, France.

-R-

- [ROD 85] Rodriguez, Silva E. et Blaabjerk F., "Modelling, analysis and simulation of matrix converters", Applications, vol. IA-21, no.6, pp. 1337-1342, 1985.

-S-

- [SAH 07] Sahoo A. K., Meenakshi J., Dash S. S., and Thyagarajan, " Analysis and simulation of matrix converter using PSIM", 7th Conf. On power electronics, pp.414-419, Oct. 2007, EXCO, Daegu, Korea.
- [SAI 77] Saint-Jean B., " Electrotechnique et machines électriques ", Edition Paris, 1977, France.
- [SAL 07] Salloum G., " Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation", Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2007, France.
- [SHA 08] Shapoval I., Peresada S. et Clare J., "Torque and reactive power control of doubly-fed induction machine with matrix converter", IEEE, pp. 2469-2474, 2008.
- [SHU 08] Shuhui L., Tim A. H et Jeff J., "Power generation characteristic study of integrated DFIG and its frequency converter", 21st Century of Power energy society general meeting-conversion and delivery of electrical energy, Proceeding IEEE, pp.1-9, July 2008.
- [SKV 02] Skvarenina T. L, "The power electronics handbook: Industrial electronics series", CRC Press LLC, 2002, U. S. A.
- [STR 02] Strangas E. G, "Notes for an introductory course on electrical machines and drives", MSU Electrical machines and drives Laboratory Book, 2002, U. S. A.
- [SUN 08] Sunter S., " Slip energy recovery of a rotor-side field oriented controlled wound rotor induction motor fed by matrix converter", Elsevier, Journal of the Franklin Institute, No. 345, pp. 419–435, 2008.

-T-

- [TAN 94] Tang Y., " High performance variable speed drive system and generating system with doubly fed machines", PHD Dissertation, Université d'Ohio State, 1994, U. S. A.
- [TAP 03] Tapia A., Tapia G., Ostolaza X. et Sáenz J. R., " Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator", IEEE Tran.on energy conversion, vol. 18, no. 2, pp. 194-204, Jun 2003.
- [TAZ 09] Tazerart F., " Commande vectorielle de la machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel: étude comparative", Mémoire de magister en Electrotechnique, Université de Biskra, 2009.
- [TEC Ing] Dessoude M. "Moteurs asynchrones: Choix et problèmes", Techniques de l'ingénieur, Traité génie électrique.

-Q-

- [QUA 05] Quang N. P., Dittrich A., et Lan P. N., " doubly-fed induction machine as generator in wind power plant: nonlinear control algorithms with direct decoupling", EPE proc. of European conference on power electronics and applications, Dresdon, , P. 10, 2005.

-V-

- [VEN 80] Venturini M. et Alesina A., "The generalised transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor", IEEE Proc., Power electronics specialists Conf. PESC'80, pp.242-252, Jun 1980, New York, USA.
- [VID 04] Vidal P. E., "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, I.N.P. de Toulouse, 2004, France.

-W-

- [WHE 02] Wheeler P. W., Rodriguez J., Clare J. C., Empringham L., and Weinstein A., " Matrix converters: A Technology review", IEEE Trans. on industrial electronics, vol. 49, pp. 276-288, 2002.
- [WHE 04] Wheeler P. W., Clare J. C., Empringham L., Bland M. and Kerris K. G., " Matrix converters: A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality ", IEEE industry applications magazine, pp. 59-65, JAN/FEB 2004.

-X-

- [XU 95] Xu Q. L., et Cheng W., "Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme", IEEE Tran. on industry application, vol. 31, no. 3, pp.636-642, 1995.

-Y-

- [YAM 91] Yamamoto M. et Motoyoshi O., " Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator", IEEE Tran. on power electronics, vol. 6, no. 4, pp. 624-629, Oct. 1991.

-Z-

- [ZHA 97] Zhang L., Zatthanasarn C., et Shepherd W., " Application of a matrix converter for the power control of a variable-speed wind-turbine driving a doubly-fed induction generator", Proc. of 23rd inter. conf. of Industrial Electronics, Control and instrumentation IECON'97 , Vol. 2, pp.906-911, Nov. 1997. New Orleans, USA.
- [ZHA 98_1] Zhang L., Watthanasarn C., "A matrix converter excited doubly-fed induction machine as wind power generator", Proc. of 7th inter. conf. of power electronics and variable speed drives , No. 456, pp.532-537, Sep. 1998. London, UK.
- [ZHA 98_2] Zhang L., Watthanasarn C. and Shepherd W., "Analysis and comparison of techniques for AC-AC matrix converter", IEE Proc. of Elect. Power Appli., vol.145, no.4, Jul. 1998.
- [ZID 02] Zidani F., "Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par logique floue ", Thèse de doctorat d'état, Université de Batna, 2002, Algérie.

ANNEXE

ANNEXE**Paramètres de la machine DFIM**

Paramètres	valeurs
Puissance nominale	5 kW
Tension nominale	380V (Y)
Fréquence nominale	50 Hz
Nombre de paires de pôles	3
Vitesse nominale	100 rad/s
Couple nominal	50 N.m
Résistance statorique	0.95 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance statorique	0.094 H
Inductance rotorique	0.088 H
Inductance mutuelle	0.082 H
Moment d'inertie	0.1 kgm ²