



Université Abderrahmane MIRA - Béjaïa

Faculté de la Technologie

Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information



Université Lille 1

Ecole Doctorale des Sciences pour l'Ingénieur

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance



THÈSE

Présentée par

M. Kassa IDJDARENE

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR EN SCIENCES

de l'Université Abderrahmane MIRA – Béjaïa (Algérie)

Filière : **Electrotechnique**

Option : **Commande Electrique**

DOCTEUR

de l'Université Lille 1 (France)

Spécialité : **Génie Electrique**

Thème

Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes

Soutenue le 23 Mai 2010 devant le Jury composé de :

M. Boubkeur MENDIL	Professeur	Univ. A. Mira de Béjaïa	Président
M. Fateh KRIM	Professeur	Univ. F. Abbas de Sétif	Examineur
M. Mohamed El Hadi ZAIM	Professeur	EP de l'Univ. de Nantes	Examineur
M. Seddik BACHA	Professeur	ENSIEG de Grenoble	Examineur
M ^{me} Djamila REKIOUA	Professeur	Univ. A. Mira de Béjaïa	Directeur de thèse
M. Abdelmounaim TOUNZI	Professeur	Univ. de Lille 1	Co-Directeur de thèse
M. Soufiane TAIBI	MCA	Univ. H. Lakhder de Batna	Invité

Remerciements

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de Lille (France) et au Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (LT2I) de Béjaia (Algérie), dans le cadre d'une co-tutelle de thèse. A ce titre, je tiens à remercier :

Très vivement Madame **D. REKIOUA**, Professeur à l'université de Béjaia (Algérie) et Monsieur **A.M. TOUNZI**, Professeur à l'université Lille 1 (France), pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'ils ont témoigné tout au long de sa réalisation, pour leurs disponibilités ainsi que pour m'avoir fait bénéficier de leurs compétences scientifiques et m'avoir supporté pendant toute la durée des travaux.

Monsieur **B. MENDIL**, Professeur à l'université de Béjaia (Algérie), pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Messieurs **F. KRIM**, Professeur à l'université de Sétif (Algérie) et **M. E. ZAIM**, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'université de Nantes (France), pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant au jury.

Monsieur **S. BACHA**, Professeur à l'ENSIEG de Grenoble (France), pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en participant au jury.

Que le Docteur **S. TAIBI**, Maître de Conférences classe A à l'université de Batna (Algérie), trouve ici mes remerciements pour m'avoir fait bénéficier de ses connaissances sur les éléments finis et sur le code de calcul EFL2EP et enfin d'avoir accepté notre invitation pour la participation au jury.

Monsieur **T. REKIOUA**, Professeur à l'université de Béjaia (Algérie), Directeur du Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (LT2I), pour son aide et pour m'avoir fait profiter de son expérience.

Monsieur **F. PIRIOU**, Professeur à l'université Lille 1 (France), Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), pour son aide et pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Monsieur **S. CLENET**, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille (France), Responsable de l'équipe modélisation du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe.

Messieurs **J.J. FRANCHAUD**, Ingénieur et **O. FERLA**, technicien au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), pour leurs aides lors des essais pratiques que j'ai réalisés au laboratoire des machines électriques du L2EP.

Messieurs **Y. LE MENACH**, **A. BENABOU**, et **T. HENNERON**, Maîtres de conférences et membres de l'équipe modélisation du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), pour leurs aides et leur accueil au laboratoire lors de mes stages.

Monsieur **Ph. DELARUE**, Maître de conférences et membre du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), pour son aide et ses conseils.

Monsieur **N. IDIR**, Professeur à l'université Lille 1 (France) et membre du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) pour ses conseils.

Madame **S. BELAID** et Messieurs **S. TAMALOUZT**, **A. LAIFAOU**, **S. HERZINE**, **D. AOUZELLAG**, **K. YAHIAOUI**, **N. BENYAHIA** et **L. ALOUI**, enseignants au sein du département d'Electrotechnique de Béjaia pour leurs remplacements dans mes tâches pédagogiques lors de mes stages au laboratoire L2EP.

Messieurs **B. MAUCHE**, l'actuel chef du département d'Electrotechnique et son prédécesseur **H. BEKKA**, et leur adjoint **A. BOUZIDI**, pour leurs aides en me facilitant la tâche pour mon remplacement durant mes stage au laboratoire L2EP.

Je ne peux oublier, bien sûr, mes amis doctorants du L2EP **B. DAUSSY**, **F. BOLONI** et **M. AUBERTIN**, avec lesquels j'ai passé de bons moments durant mes stages au L2EP.

Mes parents, ma femme, mes frères et sœurs pour leur patience et leur présence à mes côtés a chaque fois que j'ai besoin d'eux.

Je tiens également à remercier tous ceux qui ont, de près ou de loin, participé à l'élaboration de ce travail.

*A celui à qui je dois tout;
A la mémoire de mes grands parents;
A ma mère, mon père;
A ma femme;
A tous mes frères et soeurs;
A toute ma famille;
A tous mes collègues et amis.*

SOMMAIRE

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Etat de l'art sur l'énergie éolienne

1. Introduction	4
2. Principe de fonctionnement d'une éolienne	5
3. Les différents types d'éoliennes	6
3. 1. Les éoliennes à axe vertical	6
3. 2. Les éoliennes à axe horizontal	9
4. Constitution d'une éolienne à axe horizontal	10
4. 1. Le moyeu	10
4. 2. Les pales ou capteur d'énergie	11
4. 3. L'arbre primaire.....	12
4. 4. Le multiplicateur mécanique de vitesse	12
4. 5. Le système de refroidissement.....	12
4. 6. L'arbre de la génératrice ou arbre secondaire	12
4. 7. Les capteurs des caractéristiques du vent	12
4. 8. Le système d'orientation de la nacelle	13
4. 9. Mât	13
4. 10. Le générateur électrique.....	13
4. 11. Le système de contrôle électronique.....	13
4. 12. Les convertisseurs d'électronique de puissance	13
5. Les éoliennes connectées au réseau électrique	15
5. 1. Les éoliennes à vitesse fixe.....	15
5. 2. Les éoliennes à vitesse variable	16
5. 2. 1. Machine asynchrone à cage.....	17
5. 2. 2. Machine asynchrone à double alimentation	18
5. 2. 3. Machine synchrone.....	18
6. Les éoliennes en fonctionnement isolé et autonome	20
6. 1. Machine synchrone	21
6. 1. 1. Machine synchrone à rotor bobiné	21
6. 1. 2. Machines synchrones à aimants permanents	21
A. Structure avec redresseur à diodes	21

B. Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur.....	22
C. Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont.....	22
D. Structure avec redresseur à MLI.....	23
6. 1. 3. Machines à reluctance variable.....	23
6. 2. Machines asynchrones à cage d'écureuil.....	24
A. Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes.....	25
A. 1. Machine asynchrone auto excitée par un seul condensateur fixe.....	25
A. 2. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes	27
B. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes avec un système de compensation.....	27
B. 1 Capacités de compensation en série.....	27
B. 2 Batterie de condensateurs commandés.....	28
B. 3. Générateurs de puissance réactive.....	29
C. Configuration avec convertisseur unidirectionnel (redresseur à diodes ou mixte).....	30
D. Configuration avec convertisseurs bidirectionnels (convertisseurs à MLI). 31	
7. Choix des structures en fonctionnement isolé et autonome qui seront étudié dans les prochains chapitres	32
8. Conclusion.....	34

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

1. Introduction	35
2. Modélisation de la machine asynchrone.....	36
2. 1. Modèle linéaire	37
2. 2. Modèle saturé.....	42
2. 3. Adaptation du modèle de la machine asynchrone pour l'étude en génératrice autonome.....	48
2. 3. 1. Cas d'un banc de capacités et une charge équilibrée	50
2. 3. 2. Cas d'une charge déséquilibrée.....	51
3. Identification des paramètres du modèle analytique de la machine asynchrone.....	52
3. 1. Présentation du banc d'essai expérimental	53
3. 2. Code de calcul EFL2EP	54

3. 3. Identification et approximation de l'inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (i_m)	56
4. Conclusion	63

Chapitre III : Etude de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil

1. Introduction	65
2. Limites de validité du modèle analytique linéaire	65
2. 1. Etude de la machine asynchrone en fonctionnement moteur	65
2. 2. Etude de la machine asynchrone en génératrice autonome à vide	70
2. 3. Conclusion	73
3. Etude de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome	73
3. 1. Essai à vide	74
3. 2. Essai sur charges équilibrées	77
3. 2. 1. Charge résistive	77
3. 2. 2. Caractéristiques de charge	81
3. 2. 3. Charge inductive (RL)	84
3. 2. 4. Système Compound	86
3. 2. 4. 1. Charge résistive (RC_s)	86
3. 2. 4. 2. Charge inductive (RLC_s)	88
3. 3. Charges déséquilibrées	90
3. 3. 1. Première charge déséquilibrée	92
3. 3. 2. Deuxième charge déséquilibrée	94
3. 4. Auto-amorçage par un convertisseur statique	96
3. 4. 1. Modèle mathématique du dispositif	97
3. 4. 2. Résultats de simulation	99
4. Conclusion	100

Chapitre IV : Commande de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil

1. Introduction	102
2. Commande de la génératrice asynchrone	102
2. 1. Commande vectorielle	104
2. 1. 1. Orientation du flux	105
2. 1. 2. Expressions des tensions statoriques avec flux rotorique orienté	108

2. 1. 3. Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique.....	109
2. 1. 4. Détermination des paramètres nécessaires à la commande.....	109
2. 1. 5. Définition de l'algorithme de commande.....	111
2. 1. 6. Résultats de simulation.....	113
2. 1. 6. 1. Influence de la variation de la vitesse.....	113
2. 1. 6. 2. Influence de la variation de la charge.....	118
3. 2. Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone.....	121
3. 2. 1. Principe de la commande DTC.....	122
3. 2. 2. Caractéristiques principales de la commande directe du couple.....	122
3. 2. 3. Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé.....	123
3. 2. 4. Stratégie de commande directe du flux et de couple.....	125
3. 2. 4. 1. Principe du contrôle du flux statorique.....	125
3. 2. 4. 2. Contrôle du couple électromagnétique.....	128
3. 2. 5. Sélection du vecteur de tension.....	129
3. 2. 6. Structure du système de contrôle direct du couple.....	130
3. 2. 6. 1. Estimateur du flux statorique.....	130
3. 2. 6. 2. Estimation du couple électromagnétique.....	131
3. 2. 6. 3. Elaboration du correcteur du flux.....	131
3. 2. 6. 4. Le correcteur du couple.....	131
3. 2. 7. Elaboration de la table de commutation.....	132
3. 2. 7. 1. Analyse des différentes stratégies de commutation.....	132
3. 2. 7. 2. Table de commutation.....	133
3. 2. 8. Définition de l'algorithme de commande.....	133
3. 2. 9. Modèle de la machine asynchrone simulée.....	134
3. 2. 10. Résultats de simulation.....	135
3. 2. 10. 1. Influence de la variation de la vitesse d'entraînement.....	135
3. 2. 10. 2. Influence de la variation de la charge.....	138
4. Comparaison des résultats obtenus par les deux techniques de commandes.....	140
5. Conclusion.....	141
Conclusion générale.....	143
Références bibliographiques.....	145
Annexes.....	157

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La production de l'énergie électrique dans le monde génère diverses pollutions. Ainsi, les centrales thermiques (charbon, pétrole) sont responsables de rejets atmosphériques liés à la combustion d'énergies fossiles. A l'opposé, les centrales nucléaires, dont le développement s'intensifia suite à la crise du pétrole, n'ont pas d'influence néfaste sur la qualité de l'air. Par contre, elles produisent des déchets radioactifs qui engendrent d'importants problèmes de stockage, de traitement ou de transport.

Aujourd'hui, la crainte de n'utiliser qu'une seule énergie avec tous ses risques, la prise de conscience des risques pour l'environnement, l'engouement pour les énergies dites renouvelables et l'ouverture du marché de la production d'énergie électrique sont autant de facteurs qui redonnent une place importante à ces énergies (hydraulique, éolienne, solaire, biomasse, ...) dans la production de l'électricité.

Dans ce cadre, l'exploitation de l'énergie éolienne pour la génération de l'énergie électrique connaît un grand essor. L'aspect le plus visible de cette évolution est, sans conteste, celui de l'utilisation des grandes centrales de production de masse, reliées au réseau, et dont la puissance unitaire ne cesse de croître. Un autre aspect, moins visible mais qui a tout autant d'importance, est celui des petites unités de production. En effet, ces dernières sont de plus en plus prisées pour des fonctionnements autonomes pour assurer l'alimentation de sites isolés et/ou autonomes ou encore, avec l'apparition de nouvelles architectures à axe vertical, pour être exploitées dans un environnement urbain.

Dans le cas de l'utilisation en centrales autonomes, différentes machines électriques peuvent assurer la conversion électromécanique en tant que génératrice. Toutefois, pour des raisons de fiabilité, robustesse et prix de revient, la machine asynchrone à cage d'écureuil demeure largement répandue.

Quelle que soit la machine utilisée, le fonctionnement en générateur autonome se distingue par des contraintes et des spécificités autres que celles rencontrées dans le cas des grandes centrales éoliennes. En effet, la préoccupation principale de ce fonctionnement est le maintien de l'amplitude et la fréquence de la tension générée à des valeurs constantes quelles que soient la vitesse de rotation de l'éolienne et la puissance demandée dans une

certaine plage. Ceci passe alors par la mise en œuvre d'une commande du système éolien. A ce point essentiel s'ajoute le facteur prix de revient qui doit être modéré dans le cas de centrales éoliennes autonomes. Des travaux dans ce domaine ont déjà été initiés dans des laboratoires internationaux mais les problèmes sont encore loin d'avoir tous été résolus [Mal 90], [Nan 93], [Mur 96], [Lev 99], [Sey 03].

L'utilisation d'une machine asynchrone à cage en génératrice pour l'éolien en petites unités peut être soit en site isolé ou en micro-réseau autonome. Dans le cas d'une application en isolé, on a recours à des structures de petites puissances (inférieures à 10 kW) sans nécessité d'une commande. Dans ce cas, la machine asynchrone à cage est utilisée en génératrice connectée à des capacités avec une charge qui est souvent monophasée. Dans le cas d'une utilisation en micro-réseau autonome, les machines utilisées ont une puissance inférieure à 100 kW et la charge est généralement triphasée.

Notre travail consiste à étudier et évaluer les performances de centrales éoliennes, en isolé ou micro-réseau autonome, en utilisant des machines asynchrones à cage d'écureuil. Dans les deux cas, le modèle de la machine est primordial.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons un état de l'art des solutions utilisées pour la conversion de l'énergie éolienne. Après l'introduction de quelques notions théoriques sur l'énergie éolienne, nous décrivons diverses architectures adoptées dans les systèmes éoliens connectés au réseau électrique et dans les systèmes éoliens isolés et autonomes selon le type du générateur adopté. Une attention particulière est accordée à ces derniers. Enfin, nous choisissons les architectures qui feront l'objet de notre étude en fonctionnement isolé et autonome.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation analytique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Le modèle est établi en utilisant la transformation de Park en régime linéaire puis en régime saturé. La prise en compte de la saturation et l'effet croisé impose de définir précisément toutes les inductances qui interviennent dans le modèle équivalent. Après l'élaboration du modèle général, nous présentons les extensions permettant d'étudier le fonctionnement en générateur à vide et en charge (charges équilibrées et déséquilibrées). L'identification de l'inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (i_m) est une étape importante pour la prise en compte de la saturation et de l'effet croisé. Dans nos travaux, nous effectuons cette identification à

partir d'essais expérimentaux sur une machine de tests mais également au travers de l'étude, par modélisation numérique avec le code de calcul EFL2EP, de cette même machine. Ceci permet de montrer la possibilité de faire cette identification à partir d'une machine réelle ou d'un prototype virtuel. Enfin, l'approximation de cette inductance est effectuée par le biais d'une expression polynomiale simple et précise.

Le troisième chapitre est consacré à l'utilisation des modèles élaborés au chapitre II pour étudier la machine asynchrone en fonctionnement générateur. Après avoir validé le modèle en fonctionnement moteur puis en fonctionnement générateur à vide, une attention particulière est portée à l'étude la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome.

L'influence des variations de la vitesse d'entraînement et de la capacité d'auto-excitation, sur les tensions délivrées par la génératrice asynchrone, sont d'abord étudiées à vide. Ensuite, les performances de la structure sont analysées dans le cas de charges équilibrées et déséquilibrées connectées directement au stator de la machine. Les résultats obtenus par simulation sont comparés aux mesures expérimentales. Enfin, le modèle non linéaire élaboré est utilisé pour étudier la sensibilité de la tension statorique de la génératrice à la fréquence imposée par un redresseur à MLI dans le cas de l'amorçage de cette dernière sur un convertisseur statique.

Dans le cas de centrales autonomes, quelle que soit la machine utilisée, une commande du système est nécessaire. En effet, la tension de sortie de l'onduleur n'étant pas imposée par le réseau, il faut maintenir son amplitude et sa fréquence constantes pour une utilisation domestique, et ce, quelle que soit la vitesse de rotation de l'éolienne. Une première étape consiste à réguler la tension continue à la sortie du redresseur et la maintenir constante. Différents solutions peuvent être retenues pour assurer cela. Dans notre cas, nous examinons deux techniques de commande (la commande vectorielle et le contrôle direct du couple (DTC)). Ces deux techniques sont présentées et adaptées à la problématique de l'éolien autonome. En outre, pour chacune d'elles, deux stratégies de commande sont élaborées, à flux constant et à flux variable. La présentation de ces techniques et des résultats qui en sont issus font l'objet du dernier chapitre.

La conclusion générale est dédiée à une synthèse du travail présenté et aux perspectives envisagées.

CHAPITRE I

1. Introduction

La conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique connaît un essor considérable depuis quelques décennies. Cela est dû, d'une part, à des contraintes d'ordre environnemental mais également à une maîtrise de plus en plus grande des technologies mises en œuvre pour assurer cette conversion. Le secteur de la production d'énergie électrique de masse (éoliennes de grandes puissances connectées au réseau électrique) est indéniablement celui qui a connu les avancées les plus significatives. En effet, le but initial est de favoriser la pénétration des énergies renouvelables dans la production globale de l'énergie électrique. Ainsi, sur les 20 dernières années, la puissance unitaire des éoliennes de grande production est passée d'une centaine de kW à près de 5 MW actuellement pour les unités off-shore. Par ailleurs, on est passé de l'utilisation quasi généralisée de la machine asynchrone à cage à celles de diverses structures telles la machine asynchrone à double alimentation, la machine synchrone à aimants permanents à flux radial ou encore à celles à flux axial. Enfin, l'introduction de convertisseurs statiques entre la génératrice et le réseau s'est généralisée pour favoriser des fonctionnements à vitesses variables afin d'optimiser la production sur une large plage de vitesses des vents.

Dans le sillage des avancées technologiques des unités de production de masse, l'utilisation de petites éoliennes, pour des alimentations isolées ou autonomes, suit une progression relativement modique de part les attraits économiques limités. Ce dernier point est en train de changer suite aux possibilités d'exploitation de petites éoliennes urbaines et aux différentes recommandations et incitations gouvernementales pour l'utilisation des énergies renouvelables dans la production de l'énergie électrique, et notamment en sites isolés.

L'objectif de ce premier chapitre est donc de présenter un état de l'art sur l'énergie éolienne et sur les différentes chaînes utilisées dans la conversion de l'énergie éolienne soit dans les systèmes connectés au réseau électrique (moyennes et grandes puissances) ou dans les systèmes isolés et autonomes (petites puissances).

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons un état de l'art puis nous donnons quelques notions théoriques sur l'énergie éolienne.

Les deuxième et troisième parties sont consacrées respectivement à la description de diverses architectures employées dans les systèmes éoliens connectés au réseau électrique et dans les systèmes éoliens isolés et autonomes selon le type du générateur utilisé. Une attention particulière est évidemment accordée à ces dernières.

Enfin, nous choisissons les architectures qui feront l'objet de notre étude en

fonctionnement isolé et autonome.

2. Principe de fonctionnement d'une éolienne

Un aérogénérateur, couramment appelé « éolienne », est un système qui capte l'énergie éolienne (énergie cinétique du vent) et la convertit en énergie électrique [Cam 03], [Cha 02]. D'une manière générale, un tel système de conversion est constitué d'une turbine (T), d'un multiplicateur de vitesse (M), d'une génératrice électrique (GE), généralement triphasée, et d'un circuit d'électronique de puissance (EP). Suivant l'utilisation visée, l'éolienne est alors connectée au réseau électrique ou alimente une charge autonome. Un schéma synoptique est présenté dans la figure (I.1) :

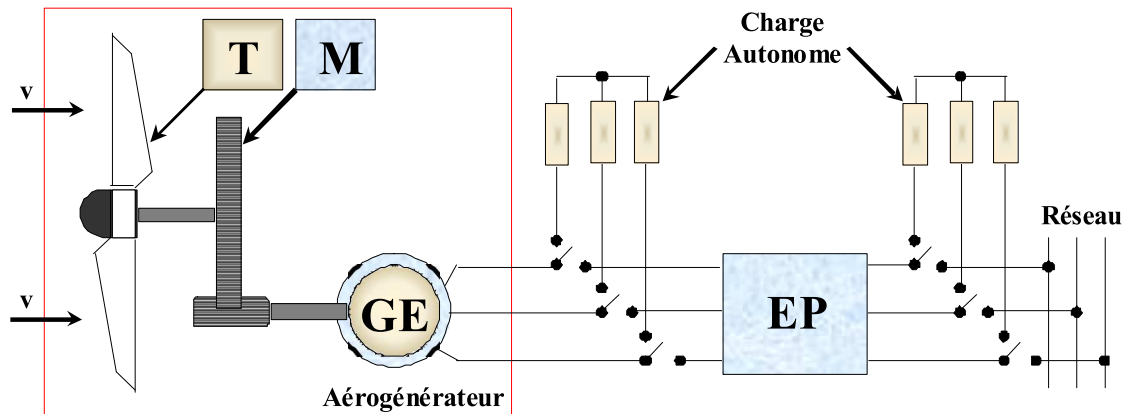


Figure I.1 – Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique

La puissance P_v , issue de l'énergie cinétique d'un vent incident d'une vitesse v , traversant une surface S_t , s'exprime par la relation suivante [Cam 03]:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S_t v^3 \quad (I.1)$$

Où ρ représente la masse volumique de l'air.

Cette puissance ne peut être intégralement extraite et convertie car cela supposerait une vitesse de vent nulle après l'organe capteur, ce qui est physiquement impossible. La puissance P_t captée par la turbine éolienne est alors liée à la puissance P_v par un coefficient, appelé coefficient de puissance, dont l'expression est donnée sous la forme suivante [Far 05], [Mar 90]:

$$C_p = \frac{P_t}{\frac{1}{2} \rho S_t v^3} = \frac{P_t}{\frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 v^3} \quad (I.2)$$

Où R_t représente le rayon de la turbine.

Ce coefficient de puissance est intrinsèque à la turbine. Il est fonction de plusieurs paramètres (profil des pales, matériaux.. etc) et admet une valeur maximale théorique, appelée limite de Betz [Mar 90], [Tou 99], qui est de $\frac{16}{27} \approx 0.5926$.

On définit également le coefficient de couple C_m , plus pratique pour élaborer les stratégies de commande d'une éolienne, par l'expression suivante [Far 05], [Mar 90]:

$$C_m = \frac{T_t}{\frac{1}{2}\rho S_t R_t v^2} \quad (I.3)$$

Où T_t est couple de la turbine éolienne de vitesse Ω_t .

Sachant que $P_t = T_t \Omega_t$, les coefficients C_m et C_p sont liés par la relation suivante [Far 05]:

$$C_p = \lambda C_m \quad (I.4)$$

Où λ , appelée vitesse réduite [Mir 05], est définie comme étant le rapport de la vitesse linéaire des extrémités des pales ($\Omega_t R_t$) sur la vitesse instantanée du vent (v) [Mul 98], [Mul 99-a] Soit :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{v} \quad (I.5)$$

3. Les différents types d'éoliennes

Les éoliennes peuvent être classées selon deux catégories : celles à axe vertical et celles à axe horizontal :

3. 1. Les éoliennes à axe vertical

Cette technologie d'éoliennes est bien adaptée aux zones de vents perturbés par des habitations et le relief de la végétation. Elles peuvent aisément s'intégrer à l'architecture des bâtiments et sont d'une conception très simple (roue montée sur un axe qui entraîne directement une génératrice). Le principe aérodynamique permet de bons rendements pour des vitesses de vent faible, une autorégulation en vitesse pour les vents forts et un niveau sonore très faible voir inaudible. Par contre, elles ne conviennent pas pour la conversion de grandes puissances. Suite aux recommandations récentes en matière de production de l'énergie électrique par des sources renouvelables, ces structures connaissent un fort regain d'intérêt depuis une dizaine d'années pour des applications, à petite et moyenne puissances, en milieu urbain [Abd 07], [Cap 09].

Il existe principalement technologies VAWT (Vertical Axis Wind Turbine) : les turbines Darrieus classiques, à pales droites (H-type) et la turbine de type Savonius. Dans tous les cas, les voilures sont à deux ou plusieurs pales [Mir 05].

Outre le caractère vertical de leur axe de rotation, ces aérogénérateurs peuvent être classés selon leur principe de fonctionnement aérodynamique. Ainsi, contrairement aux éoliennes à axe horizontal qui utilisent uniquement la force de portance, les éoliennes à axe vertical de type Savonius utilisent la force de trainée et celles de type Darrieus reposent sur l'effet de portance subi par un profil soumis à l'action d'un vent relatif ; cet effet est similaire aux forces qui s'exercent sur l'aile d'un avion.

➤ **Eolienne à axe vertical de type Darrieus**

Encore méconnues, les éoliennes à axe vertical de type Darrieus sont plus adaptées à des secteurs nécessitant l'intégration aux bâtiments, les zones extrêmes (observatoires ...) ...etc. Ayant souvent un rendement moins important que les éoliennes "classiques", ce type d'aérogénérateurs permet en revanche de s'affranchir des limites introduites par la taille des pales et leur vitesse de rotation. L'encombrement total est plus faible, et dans la plupart des cas, le générateur est situé à la base de l'éolienne, ce qui est intéressant pour l'installation et la maintenance. Le principe est celui d'un rotor d'axe vertical qui tourne au centre d'un stator à ailettes. Cette solution réduit considérablement le bruit tout en autorisant le fonctionnement avec des vents supérieurs à 220 km/h et ce, quelle que soit leur direction. Le principal défaut de ce type d'éoliennes est leur démarrage difficile dû aux frottements générés par le poids du rotor qui pèse sur son socle [Dom 09].

Avantages :

- ✓ Génératrice pouvant être placée au sol (selon les modèles)
- ✓ Moins d'encombrement qu'une éolienne "conventionnelle"
- ✓ Intégrable aux bâtiments

Inconvénients :

- ✓ Démarrage difficile contrairement aux éoliennes de type Savonius
- ✓ Faible rendement

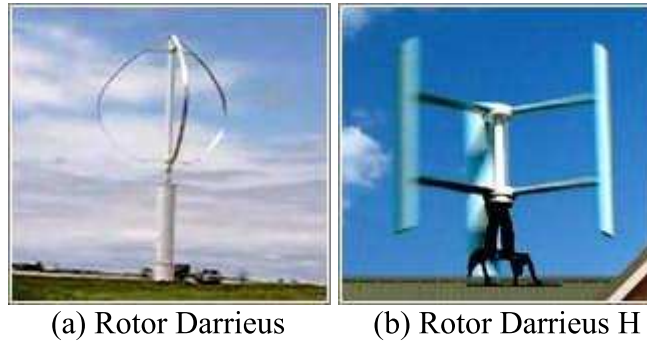


Figure I.2 – Eoliennes à axe vertical de type Darrieus [Dom 09]

Sur la figure (I.3), nous montrons un prototype de Turby, une éolienne de 2,5kW destinée à une utilisation urbaine. Avec 3m de haut et 2m de large, elle peut être positionnée à 5m de hauteur sur le toit d'un édifice. Sa forme permet de capter des vents venant de nombreuses directions, de 4 à 55 m/s, avec une puissance nominale se situant à 14m/s [Dom 09].



Figure I.3 – Turby : exemple d'éolienne urbaine [Dom 09]

➤ Eolienne à axe vertical de type Savonius

L'éolienne de modèle Savonius utilise la traînée différentielle entre les aubes constituées de parties cylindriques en opposition. Un couple se crée mettant alors le générateur en mouvement. La vitesse de démarrage de ces machines est plutôt basse, autour de 2 m/s. Les éoliennes à axe vertical s'adaptent particulièrement bien aux effets de la turbulence et leur conception induit de bruit. Elles conviennent donc tout à fait bien au milieu urbain. En revanche, ce concept est fortement pénalisé par son coefficient de puissance ($C_{p \max} \sim 0.2$) [Abd 07].

Avantages :

- ✓ Faible encombrement,
- ✓ Intégrable au bâtiment, esthétique,
- ✓ Démarre à de faibles vitesses de vent contrairement à l'éolienne de type Darrieus,

- ✓ Système peu bruyant,
- ✓ Pas de contraintes sur la direction du vent.

Inconvénients :

- ✓ Faible rendement,
- ✓ Masse non négligeable.



Figure I.4 – Eolienne Savonius sur une toiture [Lar 09]

3. 2. Les éoliennes à axe horizontal

Les turbines à axe horizontal sont de loin les plus utilisées. Les différentes constructions des aérogénérateurs utilisent des voilures à deux, trois ou plusieurs pales [Mir 05]. Toutefois, les structures les plus courantes sont à trois pales. Une éolienne à axe horizontal est constituée donc d'une hélice perpendiculaire au vent montée sur un mat dont les pales sont profilées aérodynamiquement à la manière d'une aile d'avion. Par conséquent, ce type de turbines doit toujours être orienté face au vent [Lec 04]. Par comparaison à la turbine à axe vertical, pour la même vitesse de vent, les éoliennes à axe horizontal sont capables de produire plus d'énergie grâce à un meilleur coefficient de puissance. Par ailleurs, elles ont un coût moindre et une efficacité accrue due à leur position à plusieurs dizaines de mètres du sol [Poi 03].



Figure I.5 – Photographie d'une éolienne à axe horizontal et d'un moulin à vent [Die 09]

Avantages : [Poi 03]

- ✓ Coût limité,
- ✓ Peu de contraintes mécaniques,
- ✓ Grande efficacité.

Inconvénients : [Abd 07]

- ✓ Bruit conséquent,
- ✓ Vibrations non négligeables,
- ✓ Grande sensibilité au flux éolien et sa variation.

4. Constitution d'une éolienne à axe horizontal

Une centrale éolienne typique est composée de différents organes. La figure (I.6) donne un aperçu des principales parties dans le cas d'une éolienne à axe horizontal pour la production de masse [Rob 09]. Dans ce qui suit, nous allons décrire brièvement chacune des diverses parties ainsi que ses fonctions.

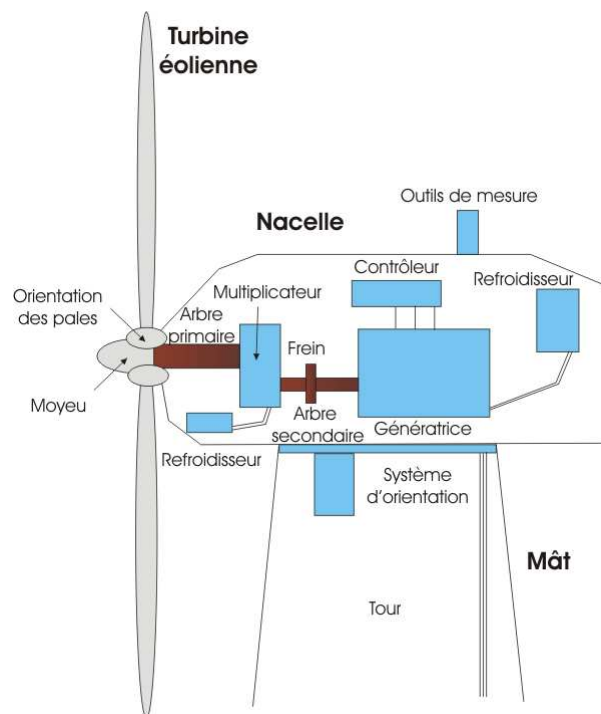


Figure I.6 – Constitution d'une éolienne à axe horizontal [Rob 09]

4. 1. Le moyeu

Le moyeu est la partie mécanique, en bout de l'éolienne, qui supporte les pales. Il est pourvu d'un système passif (aérodynamique), actif (vérins hydrauliques) ou mixte (active stall) qui permet d'orienter les pales pour réguler la vitesse de rotation (prise de vent) [Rob 09]. Trois systèmes de régulation existent:

- ✓ La régulation active par vérins hydrauliques, dite aussi "**pitch control**", consiste à faire varier l'angle de calage des pales pour profiter au maximum du vent instantané et limiter la puissance pour des vitesses de vent supérieures à la vitesse nominale. En général, le système de régulation pivote les pales de quelques degrés à chaque variation de la vitesse du vent pour que les pales soient toujours positionnées à un angle optimal par rapport au vent, de façon à extraire la puissance maximale à tout moment. Ce système permet de limiter la puissance en cas de vent fort.
- ✓ Dans le cas de la régulation aérodynamique passive, appelée aussi "**stall control**", les pales de l'éolienne sont fixes par rapport au moyeu de l'éolienne. Elles sont conçues spécialement pour subir des décrochages lors de vents forts. Le décrochage est progressif lorsque le vent atteint sa vitesse critique. Ce type de régulation est utilisé pour la plupart des éoliennes car il a l'avantage de ne pas nécessiter de pièces mobiles et de système de régulation dans le rotor.
- ✓ Un dernier type de régulation vise à utiliser les atouts de la régulation passive et de la régulation active afin de contrôler de manière plus précise la production d'électricité. Ce système est dit à régulation active par décrochage aérodynamique, "**active stall**". On l'utilise pour les éoliennes de fortes puissances.

4. 2. Les pales ou capteur d'énergie

Les pales sont généralement réalisées dans un mélange de fibres de verre et de matériaux composites. Elles ont pour rôle de capter l'énergie du vent et de la transférer ensuite au rotor. Le nombre de pales peut varier suivant les éoliennes. Actuellement, le système tripale est le plus utilisé car il permet de limiter les vibrations, le bruit et la fatigue du rotor par rapport à un système bipale ou monopale et d'améliorer le coefficient de puissance. Ainsi, ce dernier augmente de 10 % en passant d'une pale à deux et de 3% en passant de deux à trois. Enfin, un bon compromis entre le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien plus des aspects esthétiques du système tripale par rapport au système bipale constituent des atouts supplémentaires [Rob 09].

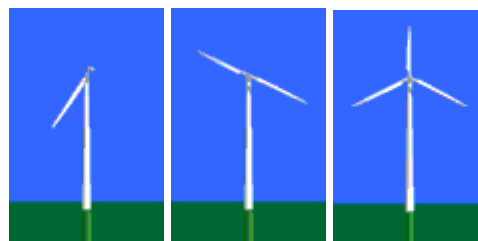


Figure I.7 – Schéma d'éoliennes à axe horizontal monopale, bipale et tripale [Win 09]

4. 3. L'arbre primaire

C'est l'arbre du rotor de la turbine éolienne. Il est dit arbre lent, car il tourne à des vitesses comprises entre 20 - 40 tr/min, il est relié à l'arbre secondaire par l'intermédiaire du multiplicateur mécanique de vitesse.

4. 4. Le multiplicateur mécanique de vitesse

La vitesse de la turbine est très classiquement inférieure à la vitesse de la génératrice. Par conséquent, dans un système conventionnel de conversion de l'énergie éolienne, la transmission mécanique se fait par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse dont le rôle principal est d'adapter la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice. Il permet de transformer une puissance à couple élevé et à vitesse lente en une puissance à couple faible et vitesse rapide. Le multiplicateur relie donc l'arbre (primaire) de la turbine éolienne à l'arbre (secondaire) de la génératrice électrique. La présence de ces multiplicateurs induit des problèmes de vibrations, de bruits et de coûts de maintenance [Lec 04].

Il existe des possibilités d'entraînement direct sans multiplicateur. Les éoliennes à attaque directe sont constituées d'une génératrice directement connectée à l'axe de la turbine. Cela permet alors de réduire le coût de l'énergie électrique produite et le bruit du multiplicateur de vitesse [Gra 96]. Toutefois, cette solution nécessite l'utilisation de machines électriques non conventionnelles et demeure, à l'heure actuelle, relativement peu répandue.

4. 5. Le système de refroidissement

Le multiplicateur de vitesse, comme la génératrice, connaissent un échauffement suite aux efforts mécaniques. Des refroidisseurs sont donc utilisés pour limiter les températures de ces organes. Ils se présentent sous la forme de ventilateurs, de radiateurs d'eau ou d'huile. Ce dernier est plutôt destiné pour le refroidissement des multiplicateurs [Rob 09].

4. 6. L'arbre de la génératrice ou arbre secondaire

L'arbre secondaire est celui de la génératrice. Il est équipé d'un frein à disque mécanique (dispositif de sécurité) qui limite la vitesse de rotation en cas de vent violent.

4. 7. Les capteurs des caractéristiques du vent

Deux capteurs des caractéristiques du vent équipent généralement une éolienne :

une girouette pour en évaluer la direction et un anémomètre pour en mesurer la vitesse. Les mesures sont ensuite traitées par la commande pour la assurer les différents réglages de l'éolienne.

4. 8. Le système d'orientation de la nacelle

Le système d'orientation de la nacelle est constitué d'une couronne dentée (crémaillère) équipée d'un moteur. Il permet d'orienter l'éolienne et de bloquer sa position, grâce à un frein, dans l'axe du vent.

4. 9. Mât

Classiquement, le mât est un tube en acier ou une tour en treillis qui supporte le rotor et la nacelle. Il renferme également les câbles qui assurent la liaison électrique. Le choix de sa hauteur est important car il s'agit de trouver un bon compromis entre le coût de sa construction et l'exposition souhaitée au vent. En effet, plus le mât est haut, plus la vitesse du vent, et donc la puissance captée, augmentent mais cela s'accompagne également de l'accroissement du coût de la structure. Généralement, la taille du mât est prise très légèrement supérieure au diamètre des pales [Rob 09].

4. 10. Le générateur électrique

Dans le cas de la conversion de l'énergie éolienne, les deux types de machines électriques les plus utilisées sont les machines synchrones et les machines asynchrones sous leurs diverses variantes [Cam 03]. Ce sont souvent des structures standard à une ou deux paires de pôles. Suivant les puissances et le fonctionnement désirés (connexion au réseau électrique ou fonctionnements isolé et autonome), différentes configurations de connexions au réseau ou à la charge peuvent être adoptées. Dans le paragraphe suivant, nous développerons plus en détail les caractéristiques et les performances de chacun de ces deux types de machines dans diverses configurations.

4. 11. Le système de contrôle électronique

Une éolienne est généralement munie d'un système électronique destiné à contrôler son fonctionnement général et son mécanisme d'orientation. Il sert à gérer le démarrage, à régler le pas des pales, le freinage ainsi que l'orientation de la nacelle par rapport au vent.

4. 12. Les convertisseurs d'électronique de puissance

La plupart des éoliennes, connectées au réseau ou en fonctionnement autonome sur

un banc de capacités, utilisent uniquement des dispositifs mécaniques pour commander la puissance électrique débitée [Tou 99]. Ces derniers sont :

- Les servomoteurs d'orientation de la nacelle qui permettent de placer cette dernière face au vent lors des phases de fonctionnement,
- Le mécanisme hydraulique qui permet d'orienter les pales afin d'adopter l'angle d'incidence adéquat pour capter une puissance du vent donnée.

Ainsi, pour une puissance désirée, il est possible de déterminer l'angle de calage des pales ainsi que celui que doit présenter la nacelle face au vent. Ce système de commande aboutit à des résultats satisfaisants mais présente des limites et notamment une plage de vitesse de fonctionnement restreinte.

Pour palier ces inconvénients, on introduit des convertisseurs statiques entre la génératrice et la charge [Cha 02]. Ces dispositifs de connexion assurent alors le réglage de la puissance, le démarrage en douceur et les fonctions d'interconnexion des turbines. Leur insertion permet d'avoir de nouveaux degrés de liberté utilisables pour une commande adaptée afin d'améliorer le fonctionnement de la centrale. Cela peut se traduire par les avantages suivants [Tou 99] :

- Des fonctionnements à basses vitesses,
- Une diminution du bruit acoustique,
- Une optimisation du transfert de l'énergie,
- Une bonne gestion des transitoires vis à vis du réseau,
- La suppression éventuelle de quelque éléments mécaniques (système de démarrage et multiplicateur de vitesses dans quelques cas).

Quelles soient à axe vertical ou horizontal, les éoliennes sont classifiées en trois catégories selon leur puissance nominale [Poi 03] :

- les éoliennes de petite puissance : Moins de 40kW ;
- les éoliennes de moyenne puissance : De 40kW à quelques centaines de kW ;
- les éoliennes de grande puissance : 1MW et plus.

Dans ce qui suit, nous donnons un bref état de l'art des éoliennes de grande et moyenne puissance (éoliennes connectées au réseau) puis nous aborderons avec plus de détails les éoliennes de petite puissance (éolienne autonome) qui font l'objet de cette thèse.

5. Les éoliennes connectées au réseau électrique

Aujourd'hui, on peut recenser deux types d'éoliennes raccordées sur les réseaux électriques : les éoliennes à vitesse fixe constituées d'une machine asynchrone à cage d'écureuil et les éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ces dernières (MADA et MSAP) sont principalement installées afin d'augmenter la puissance extraite du vent ainsi que pour leurs capacités de réglage [Dav 07].

5. 1. Les éoliennes à vitesse fixe

Ce mode de fonctionnement concerne principalement les éoliennes dont la vitesse de rotation est régulée par orientation des pales (pitch control). Généralement, ces éoliennes reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement reliée à un réseau d'énergie puissant qui impose sa fréquence (50Hz) aux grandeurs statoriques [Dav 07]. Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la MAS soit au-delà du synchronisme (glissement négatif) [Tou 99]. Le système d'orientation des pales (pitch control) maintient alors la vitesse de rotation de la machine constante, entraînée au travers un multiplicateur, avec un glissement inférieur ou égal à 1% [Dav 07].

Outre la simplicité de la connexion, cette solution bénéficie des avantages de la machine asynchrone à cage qui est robuste et a l'avantage d'être standardisée et fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle de puissances.

Par ailleurs, la connexion directe au réseau de ce type de machine est bien plus douce grâce à la variation du glissement se produisant entre le flux du stator et la vitesse de rotation du rotor [Cam 03].

Toutefois, la MAS à cage d'écureuil nécessite de l'énergie réactive pour assurer la magnétisation de son rotor. Afin de limiter l'appel d'énergie réactive au réseau, des bancs de capacités lui sont adjointes comme représenté sur la figure (I.8).

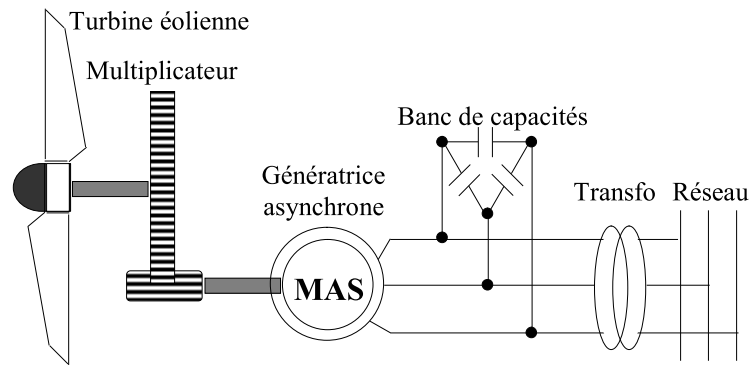


Figure I.8 – Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à vitesse fixe

Les avantages des éoliennes à vitesse fixe utilisant des MAS à cage d'écureuil peuvent se résumer alors dans les points suivants [Cam 03]:

- ✓ Système électrique simple;
- ✓ Grande fiabilité;
- ✓ Prix modéré.

Leurs inconvénients majeurs résident en :

- ✓ Une puissance extraite non optimale : Ce type d'éoliennes n'offre quasiment pas de possibilité de réglage de la puissance générée.
- ✓ L'absence de gestion de l'énergie réactive par le générateur asynchrone : La connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau.

5. 2. Les éoliennes à vitesse variable

Malgré sa simplicité, le système de fonctionnement à vitesse fixe peut être bruyant, à cause de la modification des caractéristiques aérodynamiques dues à l'orientation des pales, et limite la plage de vitesses de vent exploitable.

Ces deux principaux inconvénients peuvent, en grande partie, être levés grâce à un fonctionnement à vitesse variable qui permet alors de maximiser la puissance extraite du vent [Mul 98]. Mais dans ce cas, une connexion directe au réseau n'est plus possible à cause du caractère variable de la fréquence des tensions statoriques. Une interface d'électronique de puissance entre la génératrice et le réseau est alors nécessaire [Cha 02]. Cette dernière est classiquement constituée de deux convertisseurs (un redresseur et un onduleur) connectés par l'intermédiaire d'un étage à tension continue [Poi 03]. Les avantages de cette configuration sont les suivants [Cam 03], [Pen 96]:

- ✓ Augmentation du rendement énergétique;
- ✓ Réduction des oscillations de couple dans le train de puissance;
- ✓ Réduction des efforts subis par le multiplicateur de vitesse et les autres parties mécaniques;
- ✓ Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

L'utilisation de convertisseurs de puissance « complexes » demeure son principal inconvénient.

Contrairement aux dispositifs à vitesse fixe qui utilisent presque exclusivement des génératrices asynchrones à cage, les aérogénérateurs à vitesse variable peuvent mettre en œuvre d'autres convertisseurs électromécaniques.

Dans ce qui suit, nous exposons brièvement les quelques structures les plus utilisées dans ce mode de fonctionnement connecté au réseau électrique.

5. 2. 1. Machine asynchrone à cage

La machine asynchrone à cage peut être utilisée en fonctionnement à vitesse variable en introduisant un variateur de fréquence comme il est montré sur la figure (I.9) [EI-Aim 02].

Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable, sans limite physique théorique, mais elle est globalement coûteuse. En effet, le dimensionnement du variateur de fréquence doit être à 100% de la puissance nominale du stator de la machine électrique. Pour ces raisons, cette configuration est rarement exploitée car elle n'est pas concurrentielle avec les autres types de machines et notamment la machine asynchrone à double alimentation.

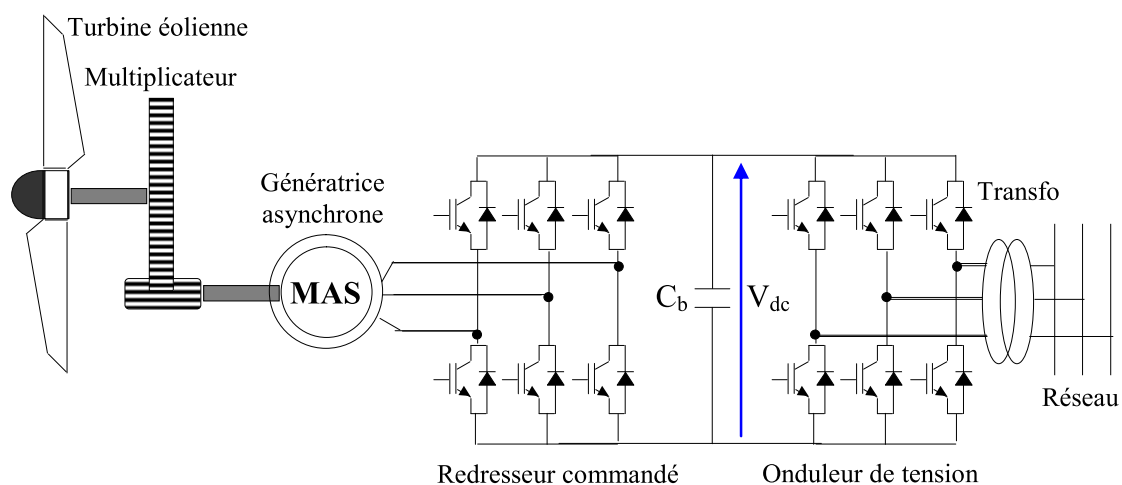


Figure I.9 – Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à fréquence variable

5. 2. 2. Machine asynchrone à double alimentation

Avec les machines synchrones, c'est actuellement l'une des deux solutions concurrentes en éolien à vitesse variable. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) à rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants, ce qui diminue légèrement leur robustesse.

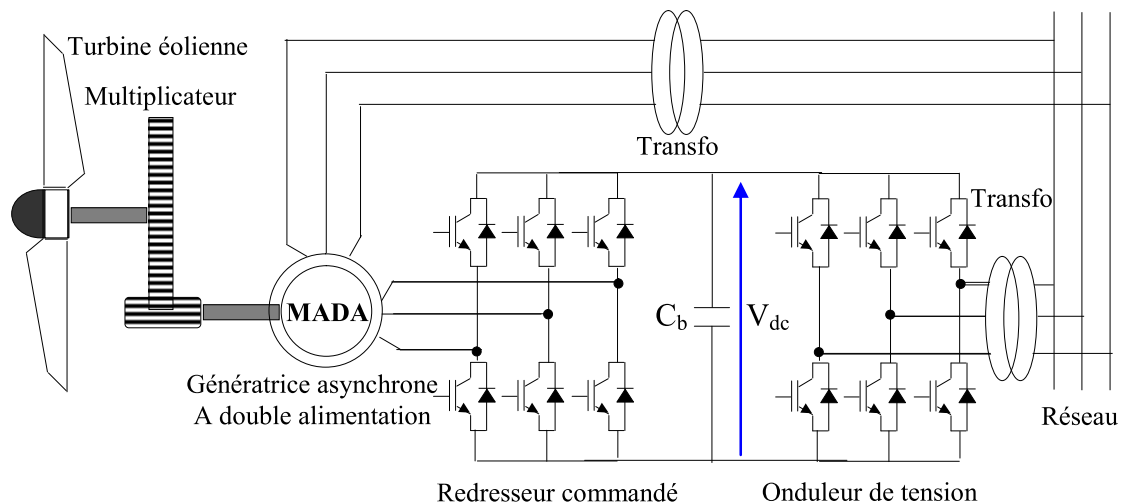


Figure I.10 – Système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation à fréquence variable

Une des solutions très intéressante dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne consiste à coupler le rotor de la génératrice à double alimentation au réseau électrique à travers deux onduleurs MLI triphasés, l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur réseau (figure (I.10)) [Abd 07]. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est compensé par l'économie réalisée sur le convertisseur. En général, le dimensionnement de la chaîne se limite à 25% de la puissance nominale du stator de la machine électrique, ce qui suffit à assurer une variation sur 30% de la plage de vitesse. C'est là son principal avantage tandis que son inconvénient majeur est lié aux interactions avec le réseau, en particulier les surintensités engendrées par des creux de tension du réseau [Mir 05].

5. 2. 3. Machine synchrone

Les machines asynchrones sont bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple limité, insuffisant pour un couplage mécanique direct sur les voilures éoliennes. La présence d'un multiplicateur de vitesse est donc

indispensable. En revanche, les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à des dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes (lorsqu'elles ont un très grand nombre de pôles) [Mir 05]. Dans ce cas, leur fonctionnement est nécessairement à vitesse variable et la fréquence des grandeurs statoriques est alors incompatible avec celle du réseau. L'utilisation de convertisseurs statiques s'impose alors naturellement [Abd 07].

Les éoliennes basées sur une génératrice synchrone à rotor bobiné sont intéressantes dans la mesure où le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage qui peut être utile pour l'optimisation énergétique, en plus du courant d'induit contrôlé au travers de l'onduleur souvent à MLI [Abd 07]. Toutefois, elles requièrent un système de bagues et de balais qui nécessite un entretien régulier. Par ailleurs, il est difficile de les munir de plusieurs paires de pôles [Dav 07]. Le développement des aimants permanents en terres rares permet de s'affranchir de ces inconvénients et de construire des machines synchrones, à des coûts compétitifs, avec plusieurs pôles développant des couples mécaniques considérables [Mir 05].

Comme dans le cas des machines asynchrones à cage, l'interface entre la génératrice et le réseau est généralement constituée d'un redresseur et un onduleur. De plus, le redresseur peut être non commandé (à diodes) ou commandé.

La solution la plus intéressante consiste à coupler le stator de la génératrice synchrone à aimants permanents à travers deux onduleurs à MLI triphasés, l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur réseau (figure (I.11)). Dans ce cas, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice permet de contrôler la puissance générée par celle-ci. De plus, ce type de configuration permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien et le comportement du réseau [Dav 07]. Toutefois, les deux convertisseurs doivent être dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice, ce qui constitue le principal inconvénient de cette configuration.

Enfin, des structures, interposant un hacheur entre le redresseur et l'onduleur sont également utilisées. La présence d'un hacheur permet alors un contrôle indirect de la puissance transitée autorisant ainsi un fonctionnement en commande à poursuite du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking 'MPPT') [Abd 07].

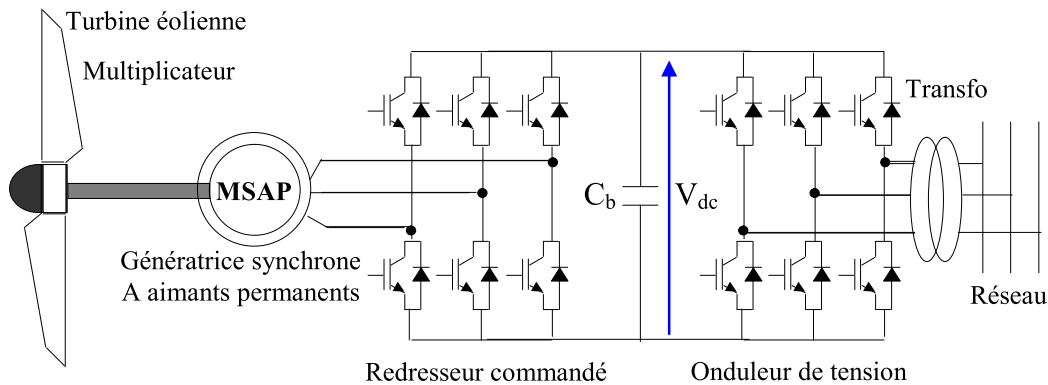


Figure I.11 – Système éolien basé sur une machine synchrone à aimants permanents à fréquence variable

6. Les éoliennes en fonctionnement isolé et autonome

Dans la plupart des régions isolées et ventées, l'énergie éolienne constitue la principale source potentielle d'énergie électrique. La baisse continue des prix des aérogénérateurs et les développements technologiques de l'électronique de puissance, conjugués aux incitations gouvernementales, conduisent à une utilisation d'éoliennes autonomes de plus en plus courante dans ces régions isolées. La variabilité et les fluctuations des ressources (vent) ainsi que les fluctuations de la charge selon les périodes annuelles ou journalières, qui ne sont pas forcément corrélées avec les ressources, constituent encore des limitations à une exploitation plus large.

La conception des petits systèmes éoliens est considérablement différente de celles des éoliennes connectées aux grands réseaux. En effet, le but de l'utilisation de ces petits systèmes n'est pas toujours la recherche de la conversion maximale de puissance éolienne mais la production de la quantité d'énergie électrique adéquate alliée à un prix d'installation et de maintenance le plus faible. De ce fait, la plupart des systèmes éoliens isolés privilégient l'utilisation de générateurs asynchrones à cage de part leur faible coût, leur robustesse et leur standardisation [Sey 03], [Far 05]. Ces derniers sont souvent associés à une batterie de condensateurs qui fournit la puissance réactive nécessaire à leur magnétisation.

Des générateurs synchrones sont également utilisés [Ger 01]. Ils offrent un bon couple massique et peuvent éventuellement s'affranchir de multiplicateur de vitesse. Néanmoins, leur utilisation est limitée essentiellement à cause de leur prix qui est plus élevé que celui des générateurs à induction de la même taille [Cam 03].

Les systèmes éoliens dans les applications isolées et autonomes sont généralement conçus pour répondre à un besoin énergétique allant du simple éclairage à l'électrification complète de villages. Dans cette partie, nous présenterons les différentes solutions de conversion d'énergie éolienne utilisées dans ces applications de petites puissances pour les deux systèmes isolés et autonomes.

6. 1. Machine synchrone

6. 1. 1. Machine synchrone à rotor bobiné

Ce type de machines fait appel, le plus souvent, à une excitation au niveau de l'inducteur ce qui nécessite la présence d'une alimentation pour ce dernier. Par conséquent, les sites isolés ne sont adaptés à ces génératrices qu'en présence d'une batterie ou d'une source de tension indépendante [Mir 05].

6. 1. 2. Machines synchrones à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une solution très intéressante dans les applications éoliennes isolées et autonomes vu ses avantages cités précédemment (un bon rendement et un bon couple massique) et la non nécessité d'une source d'alimentation pour le circuit d'excitation. Ces qualités sont contrebalancées par un coût plus élevé que les machines asynchrones. Toutefois, différentes structures de machines synchrones à aimants permanents alimentant des charges autonomes à travers des dispositifs d'électronique de puissance existent. Nous allons en donner une présentation succincte ci-dessous.

A. Structure avec redresseur à diodes

Cette configuration est la plus simple et trouve ses applications dans le cas de très petites puissances [Sch 03]. Elle est basée sur l'association directe d'une batterie en aval du pont redresseur à diodes comme illustré sur la figure (I.12). Dans ce cas, il n'y a aucun composant commandé, pas ou peu de capteurs et le coût de l'équipement est alors minimal. Le fonctionnement est « naturel » mais nécessite un choix très précis de tous les paramètres (paramètres machine et tension continue) par une conception système dédiée. [Mir 05].

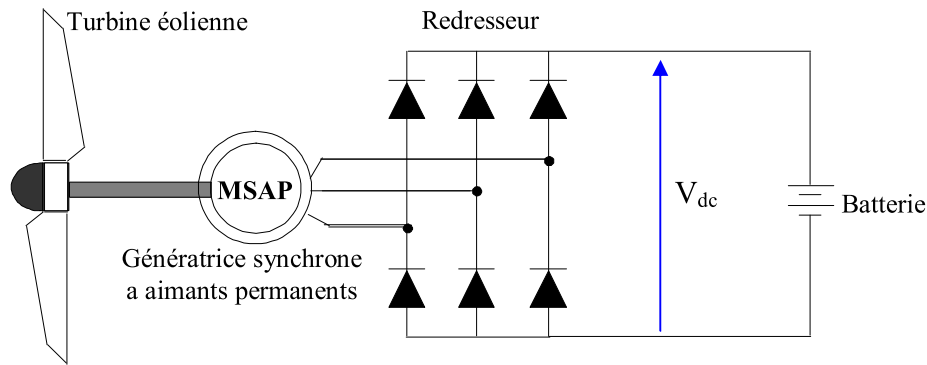


Figure I.12 – Machine synchrone avec redresseur à diodes

B. Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur

Le système de conversion d'énergie dédié à l'éolien doit permettre le fonctionnement à une puissance électrique maximale de façon à optimiser le rendement énergétique quel que soit le régime de vent. C'est le principe du Maximum Power Point Tracking (M.P.P.T). L'association d'un pont redresseur à diodes avec une génératrice synchrone à aimants permanents comporte cependant quelques limitations ne permettant pas toujours d'atteindre ce but. Afin de pouvoir y remédier, un hacheur dévolteur, débitant sur une batterie de stockage, est disposé à la suite du pont de diodes (figure (I.13)) [Mir 05], [Sch 03].

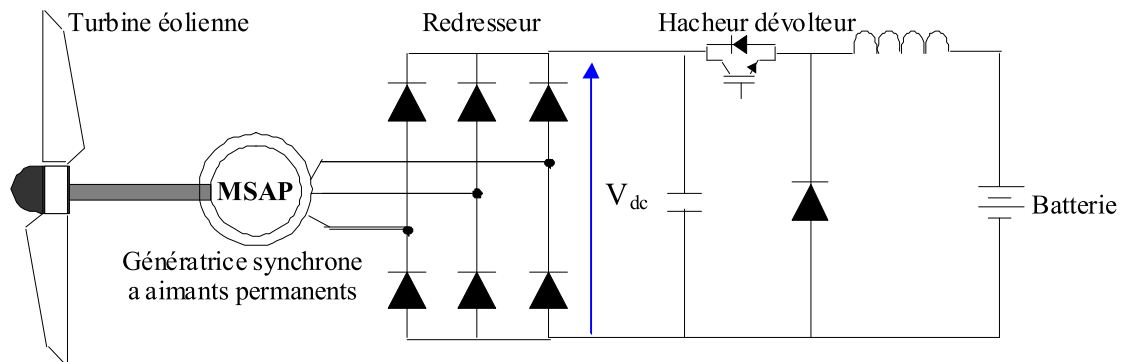


Figure I.13 – Machine synchrone connectée à un redresseur à diodes et hacheur dévolteur

C. Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont

Toujours dans la même optique d'optimisation du rendement énergétique, une structure en pont à commande différentielle permet de fonctionner avec un rapport cyclique proche de 0,5 en commandant les deux interrupteurs T_1 et T_2 . Cette configuration est avantageuse en termes de sûreté de fonctionnement mais nécessite deux fois plus de composants, d'où un coût conséquent et des pertes plus élevées [Mir 05].

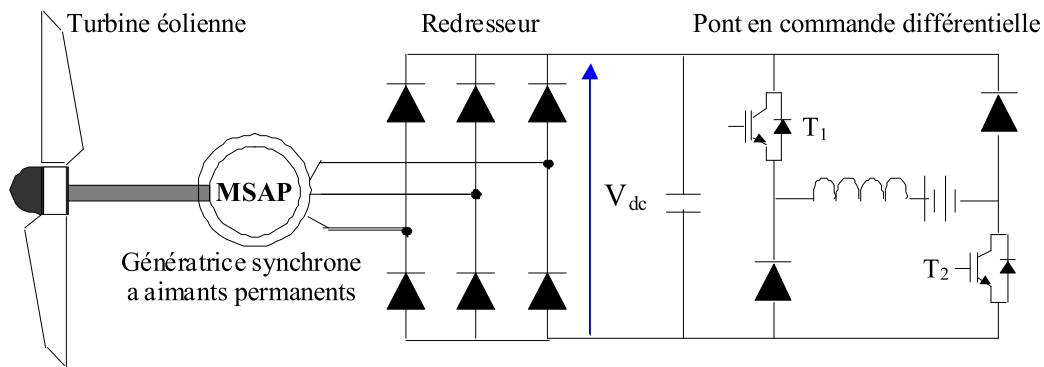


Figure I.14 – Machine synchrone avec convertisseur à diodes et hacheur en pont

D. Structure avec redresseur à MLI

La configuration de référence est évidemment celle mettant en œuvre un redresseur triphasé à MLI. Dans le cas du montage de la figure (I.15), il est possible d'effectuer un contrôle dynamique et fiable en vitesse ou en couple de la génératrice synchrone ce qui permet facilement de déplacer le point de fonctionnement sur toute la plage des vitesses de rotation [Lec 04].

Par contre, elle nécessite un montage plus complexe, trois bras complets donc six interrupteurs, et une commande qui requiert généralement un capteur mécanique de position.

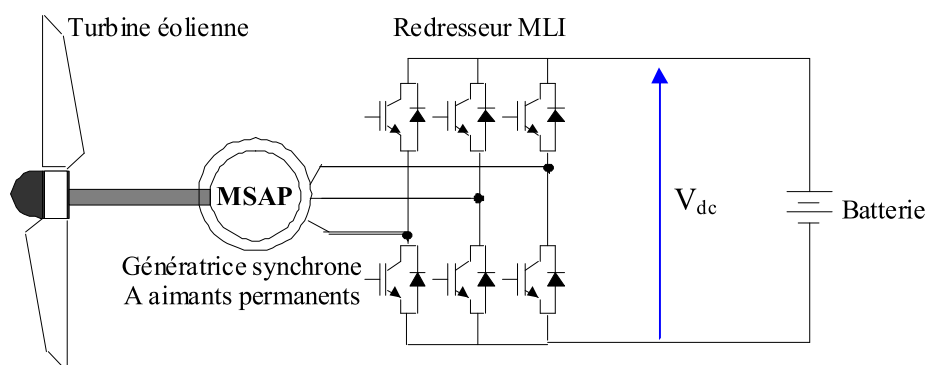


Figure I.15 – Machine synchrone connectée à un redresseur à MLI

6. 1. 3. Machines à reluctance variable

Quelques travaux ont également concerné l'utilisation de la machine synchrone à reluctance variable pour des applications en conversion d'énergie éolienne [Cam 03], [Lub 03], [Tou 99]. Cette structure a un stator dont la structure et le bobinage sont similaires à ceux d'une machine asynchrone. Son rotor est saillant et peut être muni d'une

cage d'écureuil qui permet d'assurer le démarrage direct sur le réseau et d'améliorer la stabilité de fonctionnement au synchronisme. Comme la machine asynchrone, cette structure absorbe de la puissance réactive pour sa magnétisation et dans sa version classique, son facteur de puissance est relativement faible qui limite son domaine d'application à quelques dizaines de kilowatts [Lub 03]. Néanmoins, la cage d'amortisseurs n'étant pas obligatoire, son coût de fabrication peut être très attractif dans une utilisation en éolienne autonome.

Le fonctionnement générateur de cette structure est très proche de celui d'une machine asynchrone à cage. Par conséquent, elle peut être utilisée en autonome débitant sur un banc de capacités en parallèle à la charge (figure (I.16)) ou encore sur un redresseur à MLI [Tou 99].

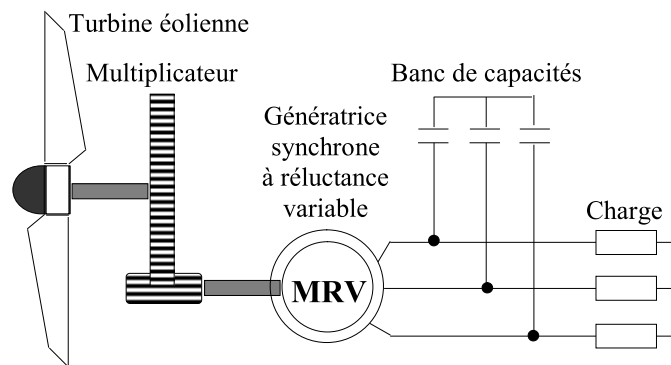


Figure I.16 – Machine synchrones à réluctance variable connectée à un banc de capacités

6. 2. Machines asynchrones à cage d'écureuil

La machine asynchrone à cage reste sans conteste celle qui est la plus largement répandue pour des applications en conversion éolienne autonome ou isolée et ce pour des raisons de robustesse et de prix. En effet, cette structure est démunie de contacts électriques par balais-collecteurs et d'aimants permanents ce qui lui confère une robustesse et une longévité sans égales [El-Aim 04] et également un coût d'achat et d'entretien bien inférieur à celui d'un alternateur d'une même puissance [Cam 03]. Enfin, elle est très tolérante à des régimes extrêmes de fonctionnement (survitesses, surcharges ... etc).

Le revers de la médaille est constitué d'une tension dont l'amplitude et la fréquence sont, dans le cas d'un fonctionnement autonome, très sensibles aux variations de vitesses et de charges. Par ailleurs, comme mentionné précédemment, la génératrice asynchrone fournit de la puissance active mais absorbe de la puissance réactive nécessaire à sa magnétisation [Rek 05-a], ce qui constitue son principal inconvénient. Afin d'éliminer ce dernier vis à vis de la machine synchrones, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Dans ce qui suit, nous donnons une synthèse de quelques systèmes permettant

de fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la génératrice asynchrone et de stabiliser sa tension statorique.

A. Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes

L'utilisation de la machine asynchrone à cage connectée à des capacités a l'avantage de la simplicité de mise en œuvre et le faible coût dû à l'absence de convertisseurs statiques [Nes 06]. Cependant, cette configuration admet des limites de fonctionnement qu'il faut prendre en compte, notamment les variations de l'amplitude et de la fréquence des tensions lors des variations de charge et de vitesse [Rek 05-b]. Par ailleurs, il faut prendre des précautions et éviter de surcharger la machine au risque de la démagnétiser. Cela nécessiterait alors une intervention externe ou une phase de fonctionnement spécifique afin de la remagnétiser.

Il existe plusieurs configurations dans la littérature pour connecter les capacités aux bornes de la machine. Une de ces dernières consiste à utiliser une seule capacité, généralement lorsqu'on alimente des charges monophasées. Dans ce cas, une seule capacité est suffisante pour que la génératrice puisse fournir la puissance nécessaire à la charge, ce qui permet de réduire le coût total du système. Cependant, en cas de défaut dans la phase où le condensateur est connecté, ou encore dans le condensateur lui-même, la machine se démagnétise vu l'absence d'une autre source d'énergie réactive. Par ailleurs, cette configuration induit forcément des courants statoriques déséquilibrés.

Une autre solution consiste à utiliser un banc de capacités constitué de 3 condensateurs connectés soit en étoile ou en triangle aux bornes de la génératrice. Cela permet d'assurer plus de sûreté de fonctionnement pour le système de production d'énergie éolienne, que la charge soit monophasée ou triphasée. En cas de défaut dans une phase ou dans un condensateur, le système peut fonctionner mais il y'aura une chute de tension due à la diminution de la magnétisation de la génératrice. Cette configuration peut aussi induire des courants statoriques déséquilibrés dans le cas de l'alimentation d'une charge monophasé ou d'une charge triphasée déséquilibrée. Dans ce qui suit, on décrit les différentes configurations.

A. 1. Machine asynchrone auto excitée par un seul condensateur fixe

Des travaux ont été effectués dans le cas où la génératrice asynchrone est auto-amorcée par une seule capacité d'excitation. Le bobinage de la machine étant connecté en étoile ou en triangle.

Dans le cas où la machine est connectée en étoile, la capacité d'excitation peut être branchée entre une phase et le neutre comme elle peut être branchée entre deux phases.

Le premier cas est traité dans [Rah 93], [Wan 00-a], [Wan 00-b] et chaque auteur propose une manière de branchement de la charge :

- La charge est en parallèle avec la capacité d'excitation [Wan 00-a], [Wan 00-b].
- La charge est entre le neutre et une phase où la capacité n'est pas branchée [Wan 00-a].
- La charge est entre les deux autres phases où la capacité n'est pas branchée [Rah 93].

Le second cas est traité dans [Al-Bah 90], [Rah 93]. Le premier auteur propose le branchement de la charge en parallèle avec la capacité d'excitation. Par contre, le deuxième auteur propose le branchement :

- La première consiste à brancher une capacité et deux autres charges, chacune entre deux bornes des trois phases de la machine.
- Dans la deuxième, on branche une capacité en parallèle avec une phase de la machine et une charge entre les deux autres phases.

Dans le cas où la machine est connectée en triangle, les structures de la figure (I.17) ont été proposées dans [Wan 06]. La capacité d'excitation est branchée entre deux bornes du triangle. La charge est monophasée et elle peut être branchée en parallèle avec la capacité (figure (I.17-a)) ou entre l'une des deux bornes où la capacité est branchée et la borne restante du triangle (figure (I.17-b)). Le cas de la figure (I.17-a) est proposé aussi par [Al-Bah 90].

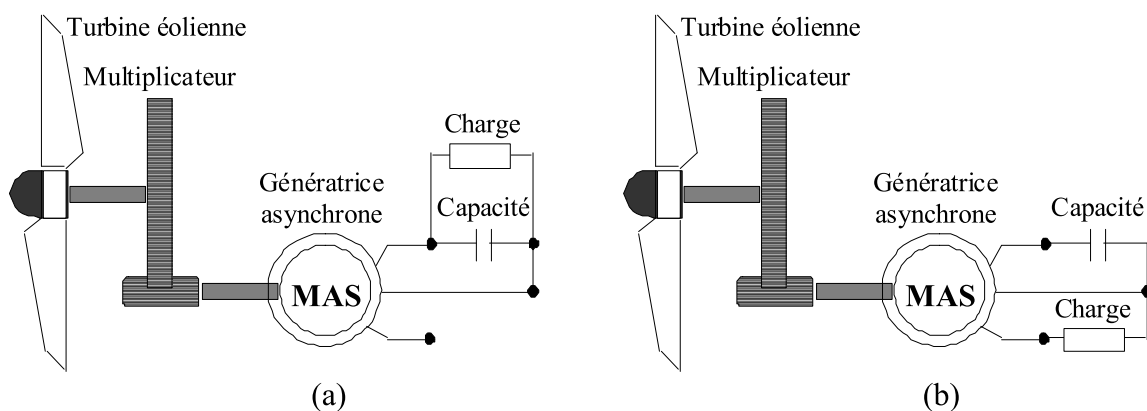


Figure I.17 – Machine asynchrone auto-excitée avec un seul condensateur

A. 2. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes

Dans cette configuration, les bobinages statoriques de la machine asynchrone sont connectés à un banc de capacités en parallèle à la charge.

Beaucoup de travaux ont été consacrés à l'étude de la structure présentée dans la figure (I.18) [Elh 06], [Idj 04], [Idj 05], [Ibt 02], [Kis 06-a], [Kis 06-b], [Mal 90], [Nej 02], [Nes 06], [Poi 02], [Rek 05-b], [Tou 99], [Wan 02]. Dans d'autres travaux la connexion des condensateurs est en triangle [Poi 02], [Wan 04].

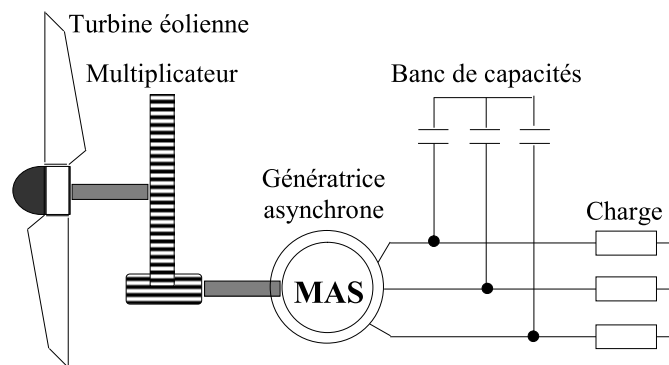


Figure I.18 – Machine asynchrone auto – excitée avec une batterie de condensateurs.

B. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes avec un système de compensation

L'utilisation d'un banc de capacités fixes ne permet pas de maîtriser le flux de puissance réactive et par conséquent maintenir l'amplitude et la fréquence de la tension délivrée constantes lors de variations de charge ou de vitesse du vent. Pour surmonter cet inconvénient, tout en gardant un banc de capacités d'auto excitation, plusieurs solutions ont été envisagées.

B. 1 Capacités de compensation en série

La structure la plus couramment utilisée consiste à connecter, en plus des capacités parallèles, d'autres capacités en série avec la charge [Mur 96], [Shr 95], [Tou 99] ou avec le stator de la machine [Bim 89] (dénommée en anglais "short-shunt connexion"). Cette approche permet de diminuer la chute de tension en charge [Tou 99] mais elle limite les possibilités d'une régulation continue de la tension sur une large gamme de charges et/ou de vitesses [Al-Saf 98]. La figure (I.19) présente la machine asynchrone auto-excitée avec une batterie de condensateurs et une compensation où les capacités sont en série avec la charge.

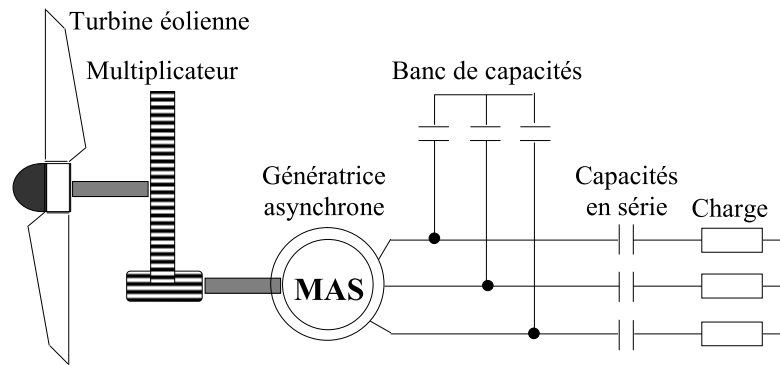


Figure I.19 – Machine asynchrone auto – excitée avec compensation série

B. 2 Batterie de condensateurs commandés

Une autre solution, basée sur le concept de contrôle continu de la capacité d'excitation, a été proposée dans [Al-Saf 98]. Il s'agit d'un dispositif constitué de capacités fixes en parallèle avec des interrupteurs GTO (Gate Thyristor Off) montés en antiparallèle (en tête bêche) (voir figure (I.20)). La valeur apparente de la capacité peut être alors ajustée périodiquement par le contrôle du temps durant lequel la capacité est connectée au circuit.

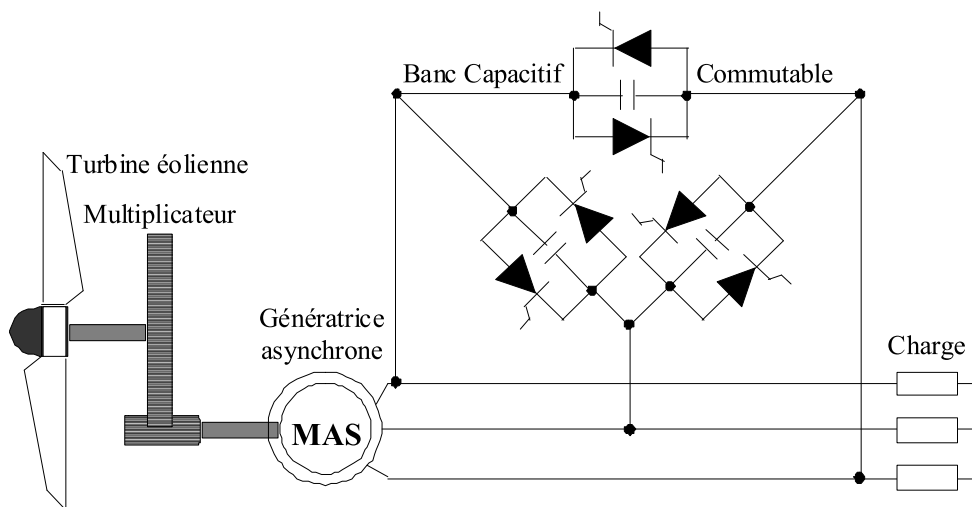


Figure I.20 – Machine asynchrone auto – excitée avec une batterie de condensateurs et gradateur

Ce dispositif se comporte comme un condensateur variable, de façon à créer une source d'énergie réactive variable permettant d'atténuer les variations de tensions lors de perturbations de la vitesse du vent ou de la charge. Cependant, en cas de décharge totale du dispositif de stockage, il ne peut plus y avoir production d'énergie.

B. 3. Générateurs de puissance réactive

Enfin, des solutions plus efficaces, mais également plus complexes, ont été proposées sous formes de ‘générateurs statiques d’énergie réactive’ (en anglais : static VAR generator). Ces derniers utilisent des systèmes à base d’électronique de puissance [Al-Saf 98].

Plusieurs structures des compensateurs statiques de l’énergie réactive (Static VAR compensator (SVC)) ont été proposées afin de maintenir la tension constante :

- 1) Réactances commandées par thyristors (TCR : Thyristor Controlled Reactor) [Ahm 04].
- 2) Capacités commutées par thyristor (TSC : Thyristor Switched Capacitor) [Ahm 04].
- 3) Le compensateur statique (STATCOM : STATic COMPensator) [Per 06], [Sin 06-a], [Sin 06-b].
- 4) La source de tension basée sur un convertisseur (VSI : Voltage Source Inverter) [Bel 08], [Ahm 07], [Lop 00], [Lop 06], [Tim 06].

Dans [Ahm 04], le système proposé est constitué, en plus des capacités parallèles, d’un compensateur statique de l’énergie réactive (SVC) connecté en parallèle avec le stator de la machine qui débite sur une charge. Le compensateur statique est composé d’un banc de capacités commutées par thyristors (TSC), en parallèle avec des réactances commandés par thyristors (TCR), de façon à créer une source d’énergie réactive variable. Un régulateur PI est utilisé afin de régler la tension statorique de la génératrice asynchrone.

Dans [Lop 00], une structure constituée d’un circuit d’excitation qui comprend une batterie de condensateurs fixes connectée en permanence avec la machine asynchrone assurant un minimum d’excitation associée à un onduleur avec une capacité à son entrée jouant le rôle d’une source de tension (VSI : Voltage Source Inverter) connectée en parallèle au stator de la machine (Voir figure (I.21)) dont l’objectif est de maintenir la tension aux bornes de la machine avec une amplitude et une fréquence fixes en fonction des variations de la charge et de la vitesse.

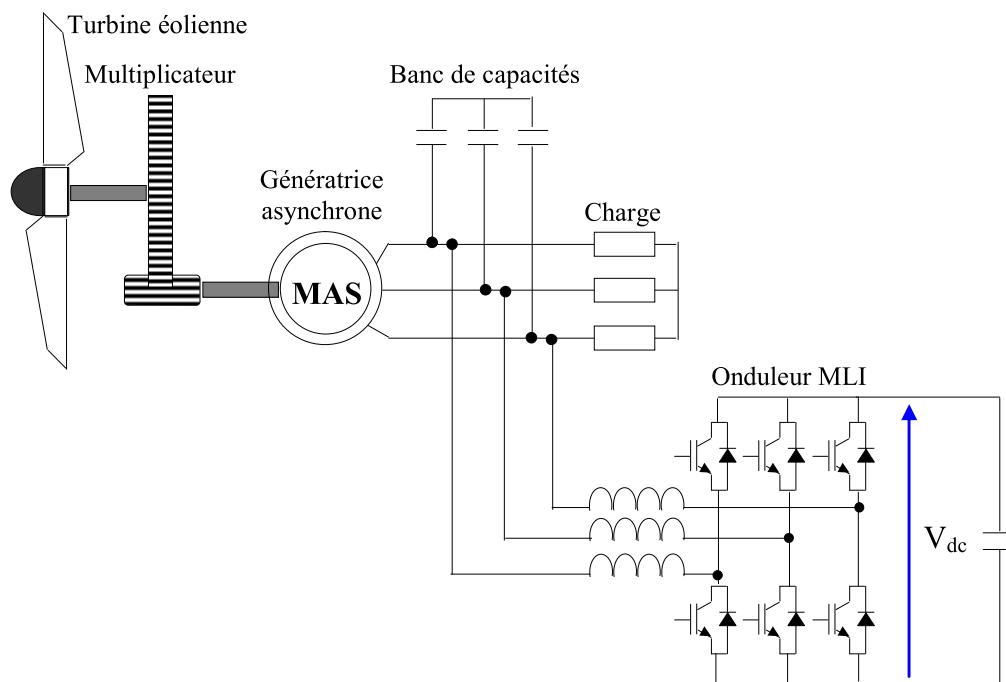


Figure I.21 – Structure avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge

Des contrôleurs de charge électronique (ELC : Electronic Load Controller) sont également proposés [Lop 06], [Sin 04], [Sin 05], [Ram 07]. Ces systèmes sont basés sur le délestage de l'excédent de puissance par rapport à la charge du consommateur dans une résistance avec un contrôleur d'une charge électronique (ELC) relié aux bornes de la génératrice asynchrone auto-amorcée. Ainsi, dans [Ram 07], à puissance d'entrée constante et valeur fixe de la capacité, la tension induite change avec la charge appliquée. Des interrupteurs IGBT antiparallèles sont utilisés pour contrôler le branchement et le débranchement de la charge de délestage (en anglais "dump load").

Tous les systèmes à base de l'électronique de puissance cités auparavant offrent des résultats satisfaisants en termes de régulation de la tension mais leurs inconvénients résident dans leur complexité de mise en œuvre et leur coût élevé [Al-Saf 98].

C. Configuration avec convertisseur unidirectionnel (redresseur à diodes ou mixte)

Dans cette configuration (figure (I.22)), les convertisseurs d'énergie sont un redresseur de type PD3 et un hacheur de type survolteur/dévolteur. Cette adaptation a pour but de maintenir la tension à une valeur constante aux bornes de la charge et ceci lorsque le système est placé dans un environnement dynamique où la vitesse, la charge et la capacité changent. La régulation de la tension de sortie à la valeur désirée aux bornes de la charge peut se faire en agissant sur le rapport cyclique α du signal commandant l'interrupteur du

convertisseur DC-DC à la valeur adéquate [Elh 07].

Ce montage permet d'asservir la tension de sortie à la valeur souhaitée avec une dynamique satisfaisante et avec une commande caractérisée par sa simplicité de réalisation et son faible coût [Elh 07]. Mais il ne permet pas de contrôler la magnétisation de la machine et son coût global reste élevé à cause des capacités introduites pour la magnétisation et l'utilisation de deux convertisseurs et un système de filtrage.

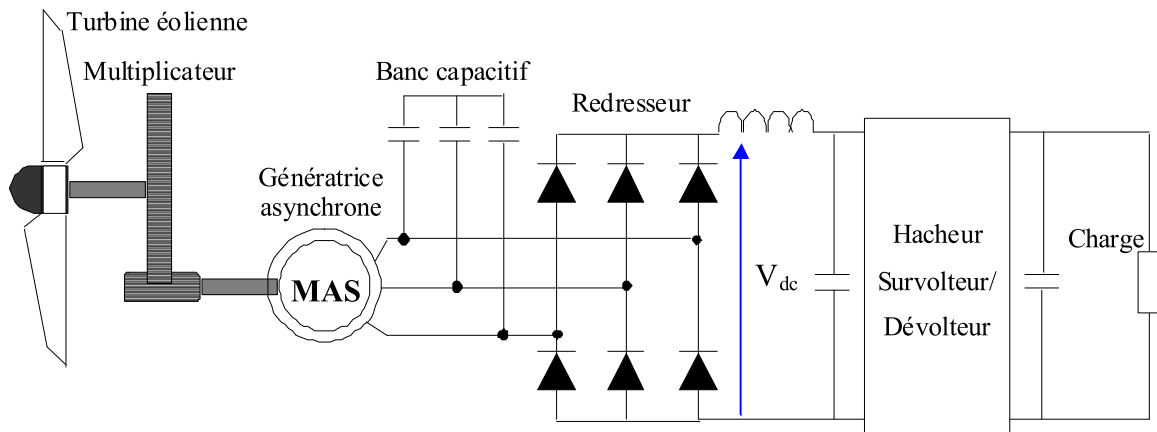


Figure I.22 – Structure avec pont à diodes et hacheur

Une autre proposition est donnée dans [Kuo 02] où la charge est branchée après le filtre LC (sans l'interface continu-continu). Elle permet la réduction du coût global par rapport à la configuration précédente mais elle ne permet pas de contrôler la tension aux bornes de la charge et la magnétisation de la machine.

Dans [Nes 07], le redresseur est mixte, dans chaque bras il y a un thyristor et une diode et la charge est branchée directement à la sortie du redresseur mixte (sans l'interface continu-continu et le filtre LC). Cette solution permet également de réduire le coût global par rapport à la structure précédente et le contrôle de la tension aux bornes de la charge mais elle ne permet pas le contrôle de la magnétisation de la machine.

D. Configuration avec convertisseurs bidirectionnels (convertisseurs à MLI)

La structure représentée dans la figure (I.23) est constituée d'une génératrice asynchrone connectée à un redresseur et un onduleur de tension à MLI. Cette configuration permet le contrôle, par une commande adaptée, de la magnétisation et de la tension à la sortie de la génératrice asynchrone lorsque la vitesse du rotor et la charge électrique sont variables [Idj 06], [Idj 07-a], [Idj 07-b], [Idj 08-a], [Idj 08-b], [Lev 99], [Rek 05-a], [Rek 07], [Sas 06], [Sey 03].

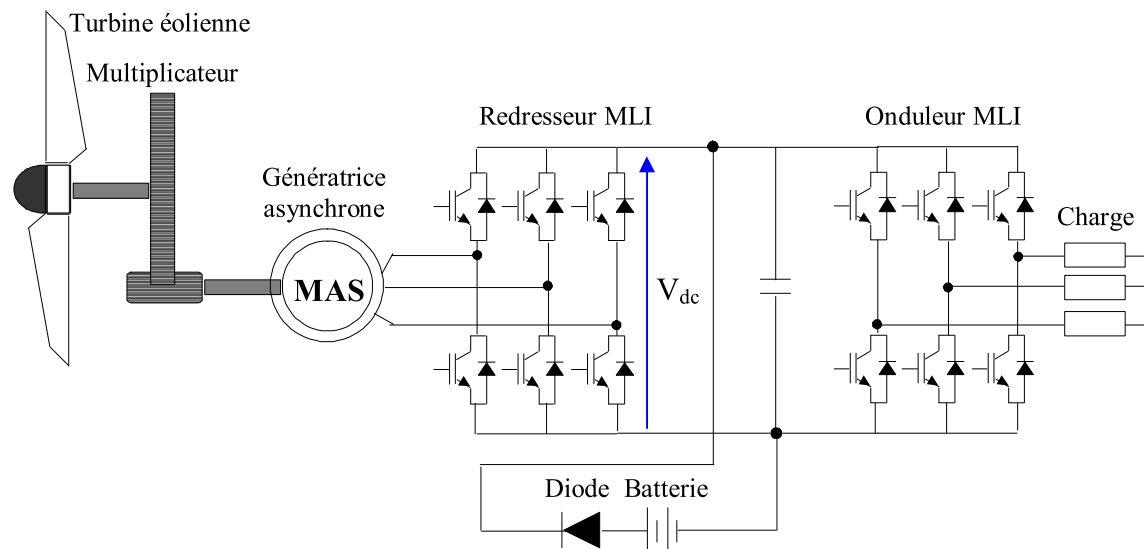


Figure I.23 – Structure à base de deux convertisseurs MLI

L'insertion de convertisseurs statiques, entre la génératrice et sa charge, permet d'avoir de nouveaux degrés de liberté. Ces derniers, utilisés dans le cas d'une commande adaptée aboutissent à une meilleure exploitation de l'éolienne qui peut se traduire par les avantages suivants [Tou 99] :

- ✓ Un fonctionnement à des vitesses plus basses.
- ✓ Une diminution du bruit acoustique.
- ✓ Une optimisation du transfert de l'énergie.
- ✓ Une bonne gestion des transitoires vis-à-vis de la charge.

L'inconvénient majeur de cette architecture demeure le coût élevé et la complexité de la commande.

7. Choix des structures en fonctionnement isolé et autonome qui seront étudiées dans les prochains chapitres

Alors même que tous les regards se portent vers des machines de plus en plus puissantes, à l'inverse une demande croissante est observée pour de petites unités en vue d'une installation à proximité des habitations ou bâtiments dans lesquels l'énergie électrique est utilisée [Bou 02]. Les génératrices asynchrones à cage sont largement répandues pour la production de l'énergie électrique d'origine éolienne, particulièrement dans des régions éloignées et isolées [Sey 03], [Cha 04]. Vu tous les avantages cités précédemment (simplicité, robustesse, faible maintenance, faible dimension par kW généré), elles sont favorisées dans le cadre de production des petites puissances [Sim 06]

en fonctionnement isolé et autonome.

Le « petit éolien » couvre la gamme des puissances de 20W à 100kW réparties en trois catégories : micro-éoliennes de 20W à 500W, mini-éoliennes de 500W à 1kW et petites éoliennes de 1 à 100kW [Mir 05].

Dans le cas des sites isolés, on peut installer des micro-éoliennes et des mini-éoliennes où la puissance produite est faible (moins de 1 kW). Dans ces installations, le but est de concevoir un système le moins coûteux possible tout en assurant des performances les plus élevées possibles. Dans ce cadre, nous allons étudier les performances de la conversion éolienne dans le cas du système de la figure (I.18) constitué d'une génératrice asynchrone à cage connectée en parallèle à une batterie de condensateurs et une charge triphasée connectée en étoile. Le choix de ce dispositif est justifié par le fait qu'il ne possède pas d'éléments à base d'électronique de puissance d'où sa simplicité de mise en œuvre. Par ailleurs, il assure une meilleure sûreté de fonctionnement par rapport au système auto-amorcé avec une seule capacité.

Afin de compenser les chutes de tensions causées par les variations de la charge et de garder la tension statorique de génératrice à un niveau de stabilité acceptable, on étudiera le système de la figure (I.19) où la compensation de l'énergie réactive se fait par des condensateurs en série avec la charge. Cette structure est choisie afin d'éviter l'utilisation des dispositifs de compensation à base d'électronique de puissance.

L'influence de la variation de la charge, de la vitesse d'entraînement et de la capacité d'excitation sur la tension statorique de la génératrice sera étudiée avec les deux systèmes choisis. On étudiera également les cas d'alimentation des charges équilibrées et déséquilibrées. Ces systèmes n'étant pas coûteux, leur installation peut s'intensifier dans le cas de pays en voie de développement.

Dans le cas de mini-centrales autonomes, on peut installer des petites éoliennes de 1 à 100kW. Dans ces mini-centrales, le but est plus focalisé sur une bonne qualité d'énergie et un bon fonctionnement de l'ensemble du système ce qui nous amène à utiliser des interfaces à base d'électronique de puissance afin d'alimenter les charges avec des tensions d'amplitudes et fréquences fixes. Pour réaliser cet objectif, plusieurs techniques citées auparavant ont été proposées par les auteurs.

Afin d'étudier ce type d'installations, on a retenu pour notre étude le système de la figure (I.23) constitué d'une génératrice asynchrone à cage connectée en parallèle avec des convertisseurs bidirectionnels à MLI. Le choix de cette structure est justifié par le fait qu'il est possible d'appliquer à cette topologie des lois de commande similaires à celles largement

utilisées et validées dans le cas de fonctionnement en moteur. Ce système est certes plus coûteux mais permet de générer une puissance électrique d'une meilleure qualité.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une brève description de chaînes de conversion de l'énergie éolienne. Nous avons tout d'abord introduit quelques notions sur la conversion mécanique de l'énergie éolienne puis donné un aperçu des deux grandes familles d'éoliennes, à savoir celles à axe horizontal et celles à axe vertical avec leurs avantages et inconvénients. Une fois les différents constituants d'une éolienne présentés, nous avons abordé, dans une seconde partie, les systèmes éoliens de grande production connectés au réseau en présentant les structures les plus répandues.

Nos travaux étant centrés sur l'utilisation de la conversion de l'énergie éolienne pour des sites isolés, la dernière partie de ce chapitre a été consacrée à introduire les différentes solutions utilisées dans ce cadre. En essayant d'être le plus exhaustif possible, nous avons présenté les architectures utilisées pour assurer ce fonctionnement tout en expliquant les différentes variantes et donnant les avantages et inconvénients de chacune d'elles.

Au travers de l'étude des solutions existantes, il apparaît que la structure la plus intéressante du point de vue caractéristiques, performances et prix, demeure la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette machine est robuste, nécessite peu de maintenance et est largement standardisée, ce qui favorise son utilisation pour l'alimentation de sites isolés dans diverses contrées.

Comme nous l'avons montré dans ce chapitre, son utilisation pour un fonctionnement autonome a déjà fait l'objet d'études et/ou de réalisations. Toutefois, plusieurs aspects sont encore méconnus concernant ses performances en alimentation autonome avec ou sans convertisseurs.

L'objectif de nos travaux est de mieux appréhender ces différents aspects et de quantifier les performances de cette structure dans les cas les plus simples, et les moins onéreux, de fonctionnement en générateur autonome autant que ceux, plus complexes et coûteux, utilisant des convertisseurs et donc une commande.

Ces différents objectifs passent par une étape incontournable qui consiste à élaborer un modèle de la structure qui soit le plus simple et le plus précis possible. C'est l'objet du chapitre II de cette thèse.

CHAPITRE II

1. Introduction

L'étude d'un convertisseur électromécanique passe, en dehors des essais expérimentaux, par une modélisation du dispositif. Suivant les buts visés, cette dernière pourra être plus ou moins complexe et précise. La recherche d'une très bonne précision conduit très souvent à des systèmes mathématiques relativement lourds à résoudre, ce qui nécessite des temps de calculs conséquents. A l'opposé, un modèle basé sur un très grand nombre d'hypothèses simplificatrices requiert certes des temps de calculs limités mais aboutit dans la plupart des cas à une précision très restreinte.

Dans le cas des machines électriques, trois grandes 'familles' de modèles peuvent être distinguées ; l'approche numérique, souvent par éléments finis, l'approche par réseaux de réluctance et l'approche analytique. Si la méthode des éléments finis est bien connue pour donner des résultats très précis, elle l'est également pour les temps de calculs qui peuvent devenir prohibitifs même avec les avancées actuelles des moyens informatiques. Par ailleurs, cette approche n'est pas très adaptée à l'élaboration de stratégies de commande. La modélisation analytique est, a contrario, bien adaptée pour ce dernier point et ne nécessite que peu de moyens de calculs mais peut, suivant les hypothèses simplificatrices adoptées, aboutir à des résultats peu précis. Enfin, l'approche par réseaux de réluctance est un compromis entre les deux méthodes précédentes en termes de précision et de temps de calcul mais elle n'est malheureusement pas adaptée à la conception de lois de commandes.

Dans le cadre de nos travaux, et sachant que nous nous intéresserons par la suite à la commande de la machine asynchrone en fonctionnement générateur, nous allons utiliser l'approche analytique pour élaborer le modèle de la machine. Toutefois, nous essayerons d'améliorer la précision du modèle en tenant compte de l'effet de la non linéarité des matériaux magnétiques.

Ce chapitre est donc consacré à la modélisation analytique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Le modèle sera établi en utilisant la transformation de Park en régime linéaire puis en régime saturé. L'effet de la saturation et l'effet croisé seront pris en compte par le biais d'inductances variables fonctions des amplitudes des courants.

Après l'introduction du modèle général de la machine, nous présenterons son adaptation pour l'étude du fonctionnement générateur à vide et en charge (charges équilibrées et déséquilibrées).

L'identification des paramètres du modèle analytique, et plus précisément l'inductance de magnétisation, est très importante pour aboutir à des résultats précis. Cette

dernière se détermine à partir d'essais au synchronisme de la machine, soit avec des mesures sur une machine réelle, soit à partir de calculs numériques sur un prototype virtuel. Dans nos travaux, nous avons effectué cette identification en utilisant les deux possibilités (mesures et calculs en utilisant EFL2EP, code de calcul en éléments finis 2D du L2EP) sur une machine de tests et avons comparé les résultats obtenus par les deux approches. L'inductance de magnétisation (L_m) ainsi obtenue est ensuite exprimée en fonction du courant de magnétisation (i_m) par une approximation polynomiale.

2. Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone fonctionne en génératrice lorsque son glissement change de signe (glissement négatif en convention moteur). La pulsation électrique du rotor est alors supérieure à celle des grandeurs statoriques, c'est-à-dire que le rotor tourne à une vitesse plus élevée que celle du champ tournant statorique [Tou 99].

Contrairement à la machine synchrone, la génératrice asynchrone ne possède pas d'inducteur séparé. Par conséquent, elle nécessite un apport de puissance réactive pour sa magnétisation. Lorsqu'elle est reliée au réseau, ce dernier fournit la puissance réactive requise. Par contre, en fonctionnement autonome, il faut lui apporter cette énergie soit par une batterie de condensateurs, soit par un convertisseur statique commandé [Idj 04], [Rek 05-b].

La présence d'une induction magnétique rémanente dans la machine est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice [Idj 04]. Lorsque le rotor est entraîné à une vitesse donnée, des forces électromotrices (fems) triphasées, de très faible amplitude, sont induites aux bornes du stator. Le courant débité sur condensateurs ou un redresseur à MLI, magnétisant, permet d'amplifier la valeur de ces fems. Le niveau de tension se stabilise alors lorsqu'il y a égalité entre les puissances réactives fournies et consommées. Cela implique qu'il existe une valeur minimale de capacité à connecter au stator pour obtenir un 'enclenchement' de la génératrice [Poi 03].

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone, en moteur comme en générateur, nécessite de disposer d'un modèle mathématique. Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une modélisation analytique, d'abord en négligeant l'effet de la saturation des matériaux puis, dans un deuxième temps, en introduisant cet effet dans le modèle.

2. 1. Modèle linéaire

La modélisation analytique classique de la machine asynchrone se fait sous les hypothèses simplificatrices résumées ci-dessous :

- ✓ L'entrefer est supposé à épaisseur constante ;
- ✓ L'effet des encoches est négligé ;
- ✓ L'induction dans l'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale ;
- ✓ La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est supposée sinusoïdale ;
- ✓ Les pertes ferromagnétiques sont négligées (pas de courants de FOUCAULT ni d'hystérésis) ;
- ✓ Les pertes mécaniques sont négligées ;
- ✓ L'influence de l'effet de peau est négligée ;
- ✓ Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte ;
- ✓ La cage d'écureuil est remplacée par un bobinage triphasé rotorique équivalent.

Dans un premier temps, le modèle analytique classique que nous développerons, négligera également l'effet de la saturation.

En appliquant la loi de FARADAY à chaque bobinage de la machine asynchrone, on peut écrire, pour chacun des six enroulements statoriques et rotoriques, l'équation électrique suivante :

$$v = R \cdot i + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Où R est la résistance du bobinage, i, v et Φ représentent respectivement le courant dans le bobinage, la tension à ses bornes et le flux le traversant.

Les équations matricielles pour les bobinages statoriques et rotoriques s'écrivent alors sous la forme suivante :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{II.2})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[v_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad [v_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$$[\mathbf{i}_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [\mathbf{i}_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, la relation (II.3) devient :

$$[\mathbf{v}_{rabc}] = 0 = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{II.4})$$

A ces équations électriques, il faut rajouter celle du couple électromagnétique qui s'écrit :

$$T_{em} = \frac{1}{2} [\mathbf{i}_{sabc}, \mathbf{i}_{sabc}]^t \cdot \left(\frac{d}{d\theta} \cdot [\Phi_{sabc}, \Phi_{rabc}] \right) \quad (\text{II.5})$$

Sachant que les différents flux de la machine s'expriment en fonction des inductances de la manière suivante :

$$[\Phi_{rabc}] = [\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}] + [\mathbf{M}_{sr}(\theta)] \cdot [\mathbf{i}_{sabc}]$$

$$[\Phi_{sabc}] = [\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{i}_{sabc}] + [\mathbf{M}_{sr}(\theta)] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}]$$

où seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de la position rotorique θ , l'expression du couple se réécrit sous la forme suivante :

$$T_{em} = [\mathbf{i}_{sabc}]^t \cdot \left(\frac{d}{d\theta} \cdot [\mathbf{M}_{sr}] \right) \cdot [\mathbf{i}_{rabc}]$$

Pour des raisons de simplicité, il est classique d'exprimer les différentes équations triphasées de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant « dqo ». Dans ce cas, on utilise la transformation de Park. Cette dernière, normée, assure l'invariance de la puissance instantanée entre les repères triphasés et « dqo ».

En choisissant un repère dqo diphasé, l'axe d peut être repéré par :

θ_s : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du stator;

et θ_r : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du rotor.

A chaque instant, ces deux angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta = p \cdot \Theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{II.6})$$

Où Θ est la position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique,

p : nombre de paires de pôles ;

θ étant l'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique.

Les différents axes sont illustrés sur la figure (II.1).

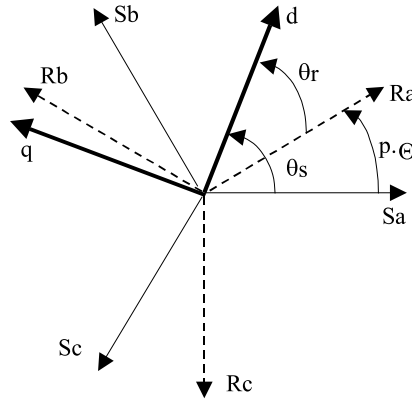


Figure II.1 – Les différents systèmes d'axes utilisés

En appliquant alors la transformation de Park aux équations statoriques avec un angle de rotation θ_s , on aboutit aux expressions suivantes dans le repère dq:

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{sq} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \quad (\text{II.8})$$

$$v_{so} = R_s \cdot i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \quad (\text{II.9})$$

De même, en l'appliquant aux équations rotoriques avec un angle de θ_r , on obtient les équations rotoriques dans le repère dq:

$$v_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$v_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$v_{ro} = R_r \cdot i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

En supposant le système parfaitement équilibré, les équations (II.9) et (II.12) qui correspondent aux composantes homopolaires, sont identiquement nulles.

Suite à l'hypothèse de linéarité des matériaux, les flux statoriques et rotoriques s'expriment dans le repère de PARK, en fonction des courants, par la relation matricielle suivante [Les 81] :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Avec [Les 81] :

$L_s = l_s + M$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r + M$: Inductance cyclique rotorique.

l_s : Inductance de fuite statorique.

l_r : Inductance de fuite rotorique.

M : Mutuelle inductance

Plusieurs solutions sont possibles pour orienter le repère « dq » par rapport aux repères triphasés. Dans le cadre de nos travaux, on se fixe les axes d et q solidaires du champ tournant de la machine.

Lors d'une alimentation sinusoïdale, il est possible d'écrire, en régime permanent :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{pulsation des grandeurs statoriques}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{pulsation des grandeurs rotoriques}$$

Par la suite, l'expression (II.6) peut se transformer, en régime permanent, sous la forme suivante :

$$\omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega = \omega \quad (\text{II.14})$$

Avec

Ω : est la vitesse mécanique.

ω : la pulsation mécanique.

Ainsi, en partant des équations (II.7), (II.8), (II.10), (II.11), et en utilisant la relation (II.13) qui lie les flux aux courants, on obtient l'équation matricielle suivante qui englobe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère dq:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_r M & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La transformation de Park, appliquée à l'expression du couple électromagnétique, permet alors de réécrire ce dernier sous la forme suivante:

$$T_{em} = p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.16})$$

Le modèle de la machine asynchrone développé ci-dessus, basé entre autres sur l'hypothèse de la linéarité de la caractéristique magnétique des matériaux **[Poi 03]**, utilise des inductances constantes. Largement connu et utilisé, il est suffisamment simple pour que les temps de simulation ne soient pas prohibitifs tout en permettant d'obtenir des résultats relativement précis lorsque le point de fonctionnement étudié est proche des conditions d'identification des paramètres du modèle. Ceci est souvent le cas lors de fonctionnement moteur à niveau de saturation nominale (Fonctionnements à tension nominale ou encore en commande vectorielle à flux fixe nominal) **[Rek 05-b]**. Par ailleurs, ce modèle est, dans la plupart des cas, suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires (démarrage, impact de charge...). Il est valable pour l'étude du fonctionnement de la machine dans le cas d'un fonctionnement moteur ou générateur sur réseau.

Cependant, l'entrefer des machines asynchrones est généralement faible ce qui induit un effet de saturation non négligeable. Différents travaux ont montré que cet effet doit être pris en compte pour aboutir à des modèles et commandes performantes en fonctionnement moteur. Dans le cas de l'étude de la machine asynchrone en fonctionnement générateur autonome, la prise en compte de cet effet est plus cruciale du

fait qu'elle conditionne l'étude même de l'enclenchement et de la machine en générateur et la recherche de la valeur de la tension à vide. Aussi, la non linéarité de la caractéristique magnétique du matériau ferromagnétique doit être prise en compte dans le modèle de machine. Cet effet est difficile à appréhender dans le cas des modèles triphasés classiques. En effet, il nécessiterait de quantifier, pour l'état magnétique de chaque phase, l'effet du courant traversant le bobinage de la phase ainsi que celui des courants traversant toutes les autres phases. Ceci serait complexe d'autant plus que les courants sont variables dans le temps. Par conséquent, on adopte généralement des modèles diphasés pour tenir compte, d'une manière globale, de l'effet de la saturation des matériaux ferromagnétiques. Cette approche est basée sur l'hypothèse d'une induction homogène dans la totalité de la structure [Rek 05-b].

2. 2. Modèle saturé

Comme introduit ci-dessus, l'effet de la saturation qui est souvent négligé en fonctionnement moteur, ne peut l'être en fonctionnement générateur autonome. L'illustration donnée à la figure (II.2), permet de mieux comprendre cette nécessité. Cette figure montre la caractéristique à vide, qui est assimilée à une courbe de magnétisation $E=f(|i_m|)$, i_m étant le courant de magnétisation, ainsi que la caractéristique de charge lors de l'utilisation de capacités d'amorçage. L'effet de la non linéarité des matériaux donne à la caractéristique à vide un caractère concave qui permet alors de déterminer l'intersection avec la pente caractéristique des capacités. Ce point d'intersection constitue le point de fonctionnement, stable, à vide. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'effet de saturation pour étudier la machine asynchrone en génératrice autonome. En outre, cet effet entraîne également un phénomène secondaire dit « effet croisé » qui peut être considéré comme un couplage magnétique entre les enroulements des axes d et q. Ce dernier joue un rôle non négligeable lors des régimes transitoires. Ces deux phénomènes conjugués doivent donc être pris en compte par le modèle équivalent afin d'aboutir à des résultats précis dans le cas du fonctionnement générateur d'une machine asynchrone [Lev 97].

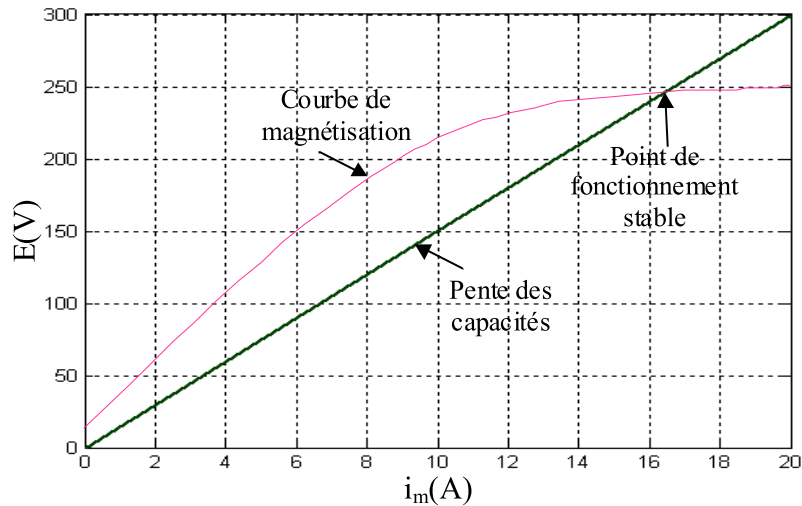


Figure II.2 – Exemple de courbe de magnétisation d'une machine asynchrone

L'hypothèse de la répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer n'est en fait pas réaliste. En effet, en considérant la non linéarité de la caractéristique des matériaux ferromagnétiques, les flux ne sont plus proportionnels aux courants qui les génèrent. En conséquence, même si les courants sont purement sinusoïdaux, l'induction ne peut-être distribuée de manière sinusoïdale. En réalité, l'induction dans l'entrefer présente des harmoniques lesquelles se retrouvent également dans les courants induits dans le rotor. La transformation de PARK n'étant appliquée qu'aux fondamentaux, les différents harmoniques sont automatiquement négligés.

Beaucoup de travaux ont été consacrés à l'étude de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Différentes approches, plus au moins performantes et simples à implémenter, ont été proposées pour tenir compte de la saturation. Ainsi, des travaux ont été effectués pour tenir compte de ce phénomène au travers des flux variables [Ojo 88], [Hof 97]. Cette approche est la plus 'physique' mais elle a l'inconvénient de ne pas faire apparaître les grandeurs d'état et de nécessiter l'accès aux flux qui ne sont pas mesurables.

Dans les références [Ibt 01], [Ibt 02], la variation de l'inductance de magnétisation est prise en compte par l'utilisation d'une fonction dénommée en anglais 'saturation degree function', mais cette méthode qui est précise, nécessite la connaissance des composantes linéaire et non linéaire du flux magnétisant. D'autres auteurs n'utilisent pas l'approximation de l'inductance de magnétisation mais les techniques de détermination des paramètres (tension, courant, ...) pour effectuer l'étude la génératrice asynchrone [Gra 99], [Mar 98-a]. Dans les références [Chi 98], [Wan 97], [Poi 01], la méthode des

k - facteurs est utilisée pour tenir compte de la saturation. Cependant, cette méthode n'est pas précise. Dans la référence [Nig 04], la non linéarité est basée sur l'approximation de la tension en fonction de la réactance magnétisante par une courbe d'ajustage de précision quadratique.

Dans notre approche, nous privilégions la prise en compte de la saturation magnétique au travers d'inductances variables. Ceci permet d'une part de simplifier le modèle de la machine et d'autre part de faire apparaître les grandeurs d'état.

L'approche de modélisation est donc directement issue du modèle de la MAS élaboré dans le paragraphe précédent. Nous allons, dans ce qui suit, déterminer les expressions des inductances en tenant compte des effets de la saturation et croisé tout en considérant des inductances de fuites constantes, hypothèse largement vérifiée suite aux parcours des flux de fuites dans l'air.

Pour aborder le modèle en régime saturé, reprenons les équations (II.7), (II.8), (II.10) et (II.11). Dans le repère de PARK, chacun des flux peut-être décomposé en un flux magnétisant et un flux de fuite [Vas 81], [Bro 83] :

$$\Phi_{sd} = l_s \cdot i_{sd} + \Phi_{md} \quad (II.17)$$

$$\Phi_{sq} = l_s \cdot i_{sq} + \Phi_{mq} \quad (II.18)$$

$$\Phi_{rd} = l_r \cdot i_{rd} + \Phi_{md} \quad (II.19)$$

$$\Phi_{rq} = l_r \cdot i_{rq} + \Phi_{mq} \quad (II.20)$$

En définissant les courants magnétisants de la machine à partir des composantes des courants statoriques et rotoriques suivant les deux axes d et q comme suit [Nes 06], [Rek 05-b] :

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd} \quad (II.21)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (II.22)$$

Nous pouvons exprimer chacun des deux flux magnétisants par :

$$\Phi_{md} = L_m \cdot i_{md} \quad (II.23)$$

$$\Phi_{mq} = L_m \cdot i_{mq} \quad (II.24)$$

L_m est appelée « inductance magnétisante statique ». L'épaisseur de l'entrefer étant supposée constante, L_m , en fonction du courant, est identique suivant les deux axes d et q. En partant des relations (II.17), (II.18), (II.19), (II.20) et en utilisant les relations (II.21), (II.22), (II.23), (II.24), on obtient, pour les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes, les expressions suivantes [Rek 05-b]:

$$\Phi_{sd} = l_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md} \quad (\text{II.25})$$

$$\Phi_{sq} = l_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{mq} \quad (\text{II.26})$$

$$\Phi_{rd} = -l_r \cdot i_{sd} + (l_r + L_m) \cdot i_{md} \quad (\text{II.27})$$

$$\Phi_{rq} = -l_r \cdot i_{sq} + (l_r + L_m) \cdot i_{mq} \quad (\text{II.28})$$

Le niveau de saturation de la machine est une fonction des ampères-tours globaux de la machine. Par conséquent, on définit le module du courant magnétisant global sous la forme suivante:

$$|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (\text{II.29})$$

Dans ce cas, L_m , qui caractérise la magnétisation de la machine, peut être exprimée comme étant le rapport de $|\Phi_m|$, flux total magnétisant de la machine par $|i_m|$:

$$L_m = \frac{|\Phi_m|}{|i_m|} \quad (\text{II.30})$$

Cette inductance de magnétisation est, bien évidemment, fonction du courant $|i_m|$, $L_m = f(|i_m|)$. Pour une machine donnée, son identification s'obtient expérimentalement au travers de la caractéristique interne de la machine comme nous allons l'explicitier plus loin. Dans le cas d'un prototype virtuel, il est possible d'obtenir cette caractéristique à partir d'une modélisation numérique tenant compte de la non linéarité des matériaux constituant la machine.

Les équations (II.7), (II.8), (II.10) et (II.11) font toutes apparaître une dérivée d'un flux par rapport le temps. Nous allons chercher à exprimer l'une de ces dérivées.

Soit $\frac{d\Phi_{sd}}{dt}$:

$$\text{D'après l'expression (II.25), cette dérivée s'écrit } \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = \frac{d}{dt} (l_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md})$$

Les inductances de fuites étant supposées constantes, on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot \frac{dL_m}{dt}$$

Comme L_m varie avec le module de $|i_m|$, l'équation précédente peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot L_m' \cdot \frac{d|i_m|}{dt}$$

Avec : $L_m' = \frac{dL_m}{d|i_m|}$

Sachant que $\frac{d|i_m|}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \right) = \frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$

La dérivée temporelle du flux Φ_{sd} devient alors:

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot L_m' \cdot \left(\frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \right)$$

En développant les différents termes, on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left(L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right) \cdot \frac{di_{md}}{dt} + L_m' \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$$

Trois termes peuvent être distingués :

- le premier $l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt}$ est issu du flux de fuites ;
- le second $\left(L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right) \cdot \frac{di_{md}}{dt}$ est dû à la saturation suivant l'axe direct ;
- et le troisième $L_m' \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$ reflète l'effet du courant suivant l'axe q sur le flux d'axe direct. C'est l'effet croisé.

Les dérivées temporelles des flux Φ_{sq} , Φ_{rd} et Φ_{rq} peuvent être exprimées de manière similaire. Ainsi, dans les quatre équations (II.7), (II.8), (II.10) et (II.11) les flux seront fonction des courants et des diverses inductances introduites précédemment. Les équations électriques de la machine asynchrone s'écrivent alors, sous forme matricielle **[Rek 05-b]**, comme suit :

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

$$+ \begin{bmatrix} 1_s & 0 & L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & 1_s & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \\ -1_r & 0 & 1_r + L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & -1_r & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & 1_r + L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

On pose :

$$L_{md} = L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \quad (II.32)$$

$$L_{mq} = L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \quad (II.33)$$

$$L_{dq} = L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \quad (II.34)$$

L_{md} et L_{mq} représentent les inductances magnétisantes dynamiques suivant les axes direct et en quadrature respectivement. Dans le cas d'une caractéristique linéaire des matériaux $L_{md} = L_{mq} = L_m = \text{constante}$. L_{dq} , inductance d'effet croisé, exprime la variation de L_m en fonction de i_{mq} et i_{md} . Elle quantifie le couplage croisé entre les bobinages des axes d et q. Dans l'hypothèse de la linéarité des matériaux, $L_{dq} = 0$.

En conclusion, la connaissance des évolutions de $L_m = f(|i_m|)$ et de $L_m' = f(|i_m|)$ permet de calculer toutes les inductances qui interviennent dans le modèle en présence de la saturation. C'est ce principe de base qui est appliqué dans le modèle analytique élaboré. La relation matricielle (II.31) devient alors:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot l_s & 0 & -\omega_s \cdot L_m \\ \omega_s \cdot l_s & R_s & \omega_s \cdot L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r \cdot l_r & R_r & -\omega_r \cdot (l_r + L_m) \\ -\omega_r \cdot l_r & -R_r & \omega_r \cdot (l_r + L_m) & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

Dans le modèle développé ci-dessus, les courants rotoriques ne sont plus explicites mais sont ‘inclus’ implicitement dans les expressions des courants magnétisants i_{md} et i_{mq} .

En reprenant a relation (II.5) et en appliquant la transformation de Park aux différents flux et courants, on aboutit à l’expression suivante du couple électromagnétique :

$$T_{em} = p \cdot L_m \cdot (i_{md} \cdot i_{sq} - i_{mq} \cdot i_{sd}) \quad (II.36)$$

2. 3. Adaptation du modèle de la machine asynchrone pour l’étude en génératrice autonome

Le modèle développé ci-dessus est évidemment valable pour l’étude du régime moteur autant que générateur sur réseau. Dans le cas d’un fonctionnement générateur autonome débitant sur un banc de capacités, le modèle doit être adapté pour tenir compte des contraintes de ce point de fonctionnement ainsi que des équations de charge. Partant du schéma monophasé étoilé équivalent, la figure (II.3) montre le schéma du dispositif étudié dans le repère de PARK où chaque grandeur électrique est mise sous forme de ses composantes directe et en quadrature.

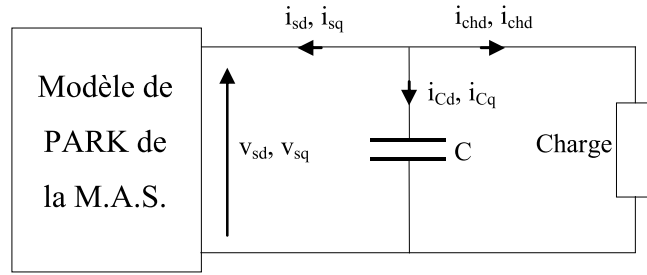


Figure II.3 – Génératrice auto-amorcée alimentant une charge

L'étude de l'auto-amorçage de la machine en fonctionnement génératrice à vide est possible en résolvant le système d'équations en tensions. On rappelle que l'auto amorçage de la génératrice n'est possible qu'en présence de fems rémanentes aux bornes des bobinages statoriques. Afin de prendre en considération ces fems, nous affectons aux tensions statoriques des valeurs initiales non nulles mais très faibles.

Par ailleurs, la fréquence des grandeurs statoriques étant inconnue, le système d'équations de la génératrice est mieux conditionné lorsqu'il est exprimé dans le référentiel (d,q) lié au rotor. En effet, dans ce repère, seule la valeur de la vitesse de rotation mécanique est nécessaire. Dans ce cas, le système d'équations du modèle linéaire (l'équation (II.14)) dans ce repère est donné par l'expression matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p.\Omega L_s & 0 & -p.\Omega M \\ p.\Omega L_s & R_s & p.\Omega M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0_r \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

Et le même système d'équations, en tenant compte de la saturation, s'écrira comme suit dans le référentiel (d,q) lié au rotor (dédit de l'équation (II.31)) [Idj 04], [Rek 05]:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & -p\Omega L_s & 0 & -p\Omega L_m \\ p\Omega L_s & R_s & p\Omega L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_m + L_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|^2} & L_m \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|^2} \\ 0 & l_s & L_m \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|^2} & L_m + L_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|^2} \\ -l_r & 0 & l_r + L_m + L_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|^2} & L_m \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|^2} \\ 0 & -l_r & L_m \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|^2} & l_r + L_m + L_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.38}$$

A vide, les tensions statoriques aux bornes des condensateurs constituent également des inconnues. Par conséquent, il faut tenir compte des équations du circuit électrique extérieur. Ces dernières peuvent s'écrire en fonction des capacités d'excitation sous la forme matricielle suivante [Ibt 02], [Rek 05-b]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{sd} \\ -i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p\Omega \\ -p\Omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \end{bmatrix} \tag{II.39}$$

2. 3. 1. Cas d'un banc de capacités et une charge équilibrée

Dans le cas de la présence d'une charge équilibrée, cette relation matricielle est modifiée pour tenir compte des courants dans la charge et devient alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{sd} - i_{chd} \\ -i_{sq} - i_{chq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p\Omega \\ -p\Omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

Enfin, suivant la nature de la charge, on ajoute les équations suivantes :

$$\text{Charge R : } \begin{cases} v_{sd} = R \cdot i_{chd} \\ v_{sq} = R \cdot i_{chq} \end{cases} \tag{II.41}$$

$$\text{Charge RL : } \begin{cases} v_{sd} = R \cdot i_{chd} + L \cdot \frac{di_{chd}}{dt} \\ v_{sq} = R \cdot i_{chq} + L \cdot \frac{di_{chq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

$$\text{Charge RC : } \begin{cases} v_{sd} = R i_{chd} + \frac{1}{C_s} \int i_{chd} \cdot dt \\ v_{sq} = R i_{chq} + \frac{1}{C_s} \int i_{chq} \cdot dt \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

$$\text{Charge RLC : } \begin{cases} v_{sd} = R i_{chd} + L \frac{di_{chd}}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_{chd} \cdot dt \\ v_{sq} = R i_{chq} + L \frac{di_{chq}}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_{chq} \cdot dt \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

2. 3. 2. Cas d'une charge déséquilibrée

L'utilisation d'une génératrice asynchrone pour la génération de l'électricité dans un site isolé implique que la charge peut être déséquilibrée. Pour étudier ce cas de figure, on peut utiliser le même modèle de Park de la machine proposé dans le cas des charges équilibrées (équation (II.38)). Toutefois, concernant les équations du circuit électrique extérieur, on adoptera l'écriture triphasée de ces dernières. Ainsi, les tensions aux bornes des condensateurs sont données par l'équation matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{sa} - i_{cha} \\ -i_{sb} - i_{chb} \\ -i_{sc} - i_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

i_{cha} , i_{chb} et i_{chc} étant les courants dans la charge triphasée et C la capacité d'auto-amorçage.

On doit ajouter à cette équation celles concernant la charge. Dans nos travaux, nous nous sommes intéressés à deux cas de charges déséquilibrées réparties sur les trois phases comme suit :

Premier cas : Phase a: R_{cha} , Phase b: R_{chb} et L_{chb} , Phase c: R_{chc} et L_{chc} .

$$\begin{cases} v_{sa} = R_{cha} i_{cha} \\ v_{sb} = R_{chb} i_{chb} + L_{chb} \frac{di_{chb}}{dt} \\ v_{sc} = R_{chc} i_{chc} + L_{chc} \frac{di_{chc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Deuxième cas : Phase a: R_{cha} , Phase b: R_{chb} et C_{chb} , Phase c: R_{chc} et L_{chc} .

$$\begin{cases} v_{sa} = R_{cha} i_{cha} \\ v_{sb} = R_{chb} i_{chb} + \frac{1}{C_{chb}} \int i_{chb} .dt \\ v_{sc} = R_{chc} i_{chc} + L_{chc} \frac{d.i_{chc}}{dt} \end{cases} \quad (II.47)$$

Où:

$R_{cha}, R_{chb}, R_{chc}$: sont respectivement les résistances de charge dans les trois phases,

L_{chb}, L_{chc} sont respectivement les inductances de charge dans les phases b et c,

C_{chb} : est la capacité de la charge dans la phase b.

Avec l'utilisation de la transformée de Park inverse on obtient les tensions v_{sabc} dans le repère abc triphasé, ainsi que les différent courants i_{sabc} , i_{Cab} et i_{chabc} .

A vide, en négligeant les divers frottements, le glissement est nul et donc la pulsation statorique peut être prise égale à la pulsation mécanique. En charge, la pulsation statorique est estimée par l'utilisation de la relation (II.14) et la relation du glissement donnée par [Poi 03] :

$$g = \frac{R_r}{R_{ch}} \quad (II.48)$$

Dans les deux cas de charges (équilibrées et déséquilibrées), les simulations s'effectuent en deux étapes. Dans la première, le bloc du modèle de la machine est résolu ce qui donne alors les courants statoriques. Ces derniers sont ensuite exploités dans la seconde étape, en utilisant le bloc de la charge, pour calculer les tensions aux bornes de la machine.

3. Identification des paramètres du modèle analytique de la machine asynchrone

L'identification des paramètres du modèle analytique développé dans le paragraphe précédent peut s'effectuer, d'une manière générale, à partir de données expérimentales d'une machine réelle. Elle peut également être menée à partir de données issues d'un prototype virtuel modélisé par une approche numérique telle la méthode des éléments finis. Cette approche de modélisation est aujourd'hui largement connue et utilisée pour l'étude de dispositifs électromagnétiques avec des résultats relativement précis étant donné qu'elle prend en considération la géométrie réelle de la structure ainsi que la caractéristique non linéaire des matériaux ferromagnétiques d'une manière locale. Toutefois, elle nécessite des temps de calculs sans commune mesure avec ceux demandés par l'approche analytique.

Ces derniers devenant totalement prohibitifs dans le cas d'une modélisation magnétodynamique en régimes transitoires tenant compte des courants induits dans la cage d'écureuil et de la non linéarité des matériaux, ce qui est le cas, par exemple, de l'étude de l'amorçage d'une génératrice asynchrone sur un banc de capacités.

Disposant de toutes les caractéristiques géométriques, électriques et magnétiques de la machine asynchrone de tests, nous allons utiliser une modélisation numérique par éléments finis en 2D pour identifier les paramètres du modèle analytique développé. Les résultats obtenus seront comparés à ceux issus des mesures expérimentales afin de montrer la pertinence de l'utilisation de l'approche numérique pour identifier les paramètres du modèle d'un prototype virtuel.

Dans ce paragraphe, nous allons d'abord présenter le banc expérimental ainsi que le code de calcul par éléments finis en 2D utilisé (EFL2EP). Dans le cas de ce dernier, nous introduirons également la prise en compte de la caractéristique $B(H)$ des matériaux de la machine.

Comme nous l'avons montré précédemment, le paramètre le plus important dans le modèle analytique développé est $L_m(i_m)$. Nous nous attèlerons donc plus particulièrement à identifier ce paramètre aux travers des essais au synchronisme de la machine de tests.

3. 1. Présentation du banc d'essai expérimental

La machine de tests est une machine asynchrone à cage d'écureuil de 5.5 kW, 4 paires de pôles, 230/400V, 50Hz, 690 tr/mn. Cette machine a été fabriquée par la société « Constructions Electriques de Nancy » qui a fourni toutes les grandeurs géométriques ainsi que les caractéristiques électriques relatives aux bobines. Des échantillons des tôles utilisées dans la fabrication de la machine ont également été livrés afin de pouvoir déterminer la caractéristique $B(H)$ des matériaux.

Outre la machine asynchrone, le banc d'essais est doté d'une machine à courant continu alimentée par un variateur de vitesse LEROY SOMER. Cela permet de contrôler la vitesse de rotation deux machines **[Rek 05-b]**.

Une photo du banc d'essai expérimental ainsi que son schéma de principe sont donnés respectivement sur les figures (II.4) et (II.5) suivantes **[Rek 05-b]** :



Figure II.4 – Le banc d’essai expérimental

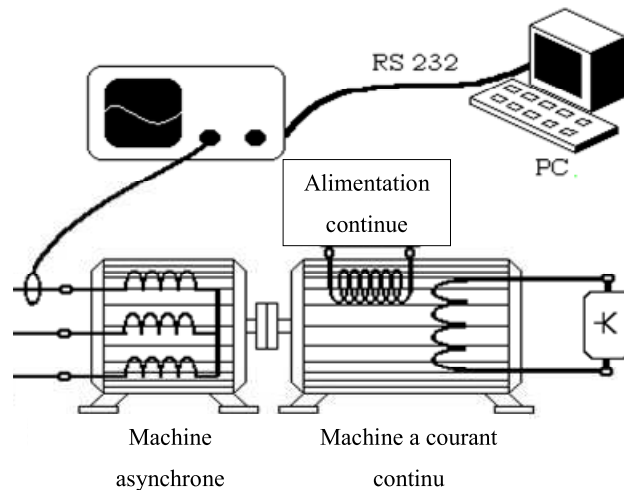


Figure II.5 – Schéma de principe du banc d’essai

3. 2. Code de calcul EFL2EP

EFL2EP est un code de calcul par éléments finis en 2D développé au laboratoire L2EP. Ce code est basé sur la résolution des équations de Maxwell en potentiel vecteur [Hao 98], [Tai 02].

En régime magnétodynamique quasi stationnaire, le champ d’induction B peut être exprimé en fonction du potentiel vecteur magnétique A par $B = \text{Rot } A$ et ce dernier est lié au champ électrique E par l’intégrale temporelle suivante $A = -\int E \cdot dt$. Par conséquent, la formulation en potentiel vecteur, dans le domaine continu, peut s’écrire comme suit [Mar 98-b]:

$$\text{Rot } \mathbf{v}(\text{Rot } \mathbf{A}) = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \mathbf{J}_0 \quad (\text{II.49})$$

Où \mathbf{J}_0 est le courant source et \mathbf{v} représente la réductivité magnétique, telle que $\mathbf{v} = \frac{1}{\mu} \cdot \mu$ et

σ correspondent respectivement à la perméabilité et la conductivité du milieu étudié.

Dans le cas d'un dispositif dont les champs sont invariant suivant l'axe z , l'équation (II.49) se réécrit, en coordonnées cartésiennes, sous la forme suivante:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\mathbf{v} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\mathbf{v} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial y} \right) = \sigma \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial t} - \mathbf{J}_{0z} \quad (\text{II.50})$$

Où \mathbf{A}_z représente la composante du potentiel vecteur magnétique suivant l'axe z .

La résolution de cette équation, avec les conditions aux limites de type Dirichlet

$\mathbf{A} \Big|_{\Gamma_b} = \mathbf{A}_0$ ou Neumann $\left(\mathbf{v} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \Big|_{\Gamma_b} = 0 \right)$ permet d'obtenir les valeurs de \mathbf{A} , en fonction du

temps, en tous points du plan d'étude et, par suite, de remonter aux valeurs du champ magnétique et d'induction et donc aux différentes grandeurs globales.

Dans le cas de la méthode des éléments finis, la résolution de l'équation (II.50) se fait d'une manière discrète, i.e. les termes inconnus sont discrétisés aux nœuds du maillage du plan d'étude et exprimés en utilisant des fonctions d'approximation. Il est possible alors d'exprimer l'équation (II.50), discrétisée sur les différents nœuds sous la forme d'un système matriciel d'équations algébriques :

$$[\mathbf{S}][\mathbf{A}] + [\mathbf{T}] \frac{d}{dt} [\mathbf{A}] = [\mathbf{F}_j^e] \quad (\text{II.51})$$

où $[\mathbf{S}]$ représente la matrice de raideur fonction des propriétés magnétiques des matériaux, $[\mathbf{T}]$ est la matrice de conduction et $[\mathbf{F}_j^e]$ le terme source du aux densités de courant. Dans le cas de machines électriques, ces dernières ne sont pas toujours connues et sont fonctions des tensions d'alimentation. Dans ce cas, un couplage entre les équations magnétiques et électriques est nécessaire. Sachant que les équations électriques peuvent s'écrire sous la forme d'un système matriciel de la forme :

$$[\mathbf{v}(t)] = [\mathbf{R}][\mathbf{i}(t)] + \frac{d}{dt} [\Phi(t)] \quad (\text{II.52})$$

Avec \mathbf{v} , \mathbf{i} et Φ qui représentent respectivement les vecteurs des tensions, des courants et des flux et $[\mathbf{R}]$ la matrice des résistances statoriques, le couplage des équations

magnétiques et électriques est obtenu en exprimant la densité du courant $J(t)$ en fonction du courant $i(t)$ et le flux Φ à partir du potentiel vecteur A [Pir 88] :

$$[F_j] = [D][i] \quad (II.53)$$

et:

$$[\Phi] = [G][A] \quad (II.54)$$

Où $[D]$ et $[G]$ sont des matrices dont les termes dépendent des coordonnées des nœuds, du nombre de conducteurs par encoche et de la surface d'encoche.

L'association des expressions (II.51), (II.52), (II.53) et (II.54) conduit à un système d'équations différentielles, permettant la modélisation de l'ensemble du système (structure électromagnétique et circuit électrique). Ce système s'écrit :

$$\begin{bmatrix} [S] & -[D] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & [T] \\ [G] & [0] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [v(t)] \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

Ce système d'équations est non linéaire en raison de la caractéristique des matériaux magnétiques. Dans le cas du code EFL2EP, sa résolution temporelle est effectuée par une méthode itérative basée sur l'algorithme d'Euler implicite tout en utilisant l'algorithme de Newton-Raphson pour tenir compte des non linéarités.

Enfin, le couple électromagnétique est calculé par la méthode du tenseur de Maxwell et le mouvement des parties tournantes est pris en compte par la technique de la bande de mouvement. EFL2EP permet donc la modélisation de toute structure électromagnétique à deux dimensions en tenant compte du circuit d'alimentation extérieur et de la rotation du rotor.

3. 3. Identification et approximation de l'inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (i_m)

La machine asynchrone de tests a été modélisée par EFL2EP à partir des différentes caractéristiques fournies par le constructeur. La figure (II.6) montre une surface de coupe de la structure ainsi que les bobinages statoriques. Il est à noter que ce sont des bobinages fractionnaires.

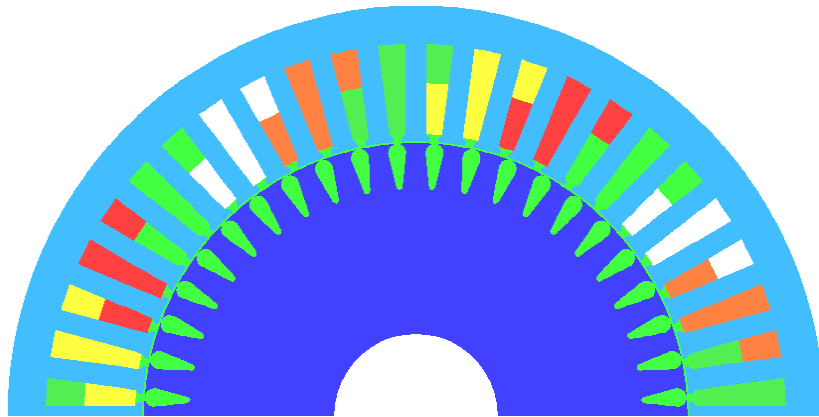


Figure II.6 – Surface de coupe de la MAS modélisée

Sur les figures (II.7a) et (II.7b), nous montrons respectivement le maillage du domaine d'étude, composé de 14466 nœuds, ainsi qu'un zoom de la zone d'entrefer qui est subdivisé en 3 couches afin de prendre en considération le mouvement d'une manière précise.

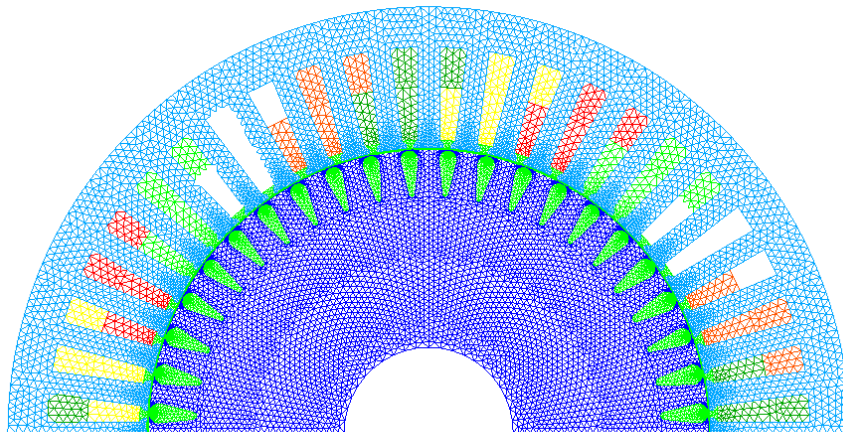


Figure II.7.a – Maillage du domaine d'étude

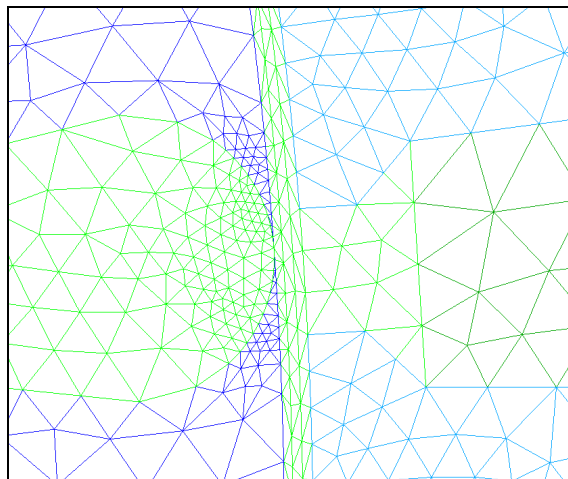


Figure II.7.b – Zoom de la zone d'entrefer

Lors de la modélisation, plusieurs aspects ont été pris en compte :

- Les résistances ainsi que les inductances de fuites des bobinages statoriques ont été rajoutés en série dans les équations des circuits électriques.

- La non linéarité des matériaux est prise en compte dans EFL2EP au travers de la fonction de Marocco dont l'expression est donnée par :

$$H = \frac{B}{\mu_0} \left[\frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} (c - \varepsilon) + \varepsilon \right] \quad (\text{II.56})$$

Les 4 coefficients α , c , ε et τ sont identifiés à partir de la caractéristique $B(H)$ des tôles utilisées. Dans le cas de notre étude, les tôles fournies par la société « Constructions Electriques Nancy » ont été découpés en divers échantillons carrés de 5cm de côté. Ces échantillons ont ensuite été caractérisés sur un dispositif « single sheet tester » SQ50 de la société Métis dont on dispose au L2EP. Plusieurs cycles d'hystérésis ont été mesurés sur les différents échantillons et une courbe $B(H)$ expérimentale a été établie à partir de la moyenne des différentes courbes obtenues.

Les coefficients α , c , ε et τ ont ensuite été identifiés à partir de cette courbe expérimentale. Sur la figure (II.8), nous présentons la superposition de la courbe expérimentale (en bleu) à celle obtenue par la fonction de Marocco (en rouge).

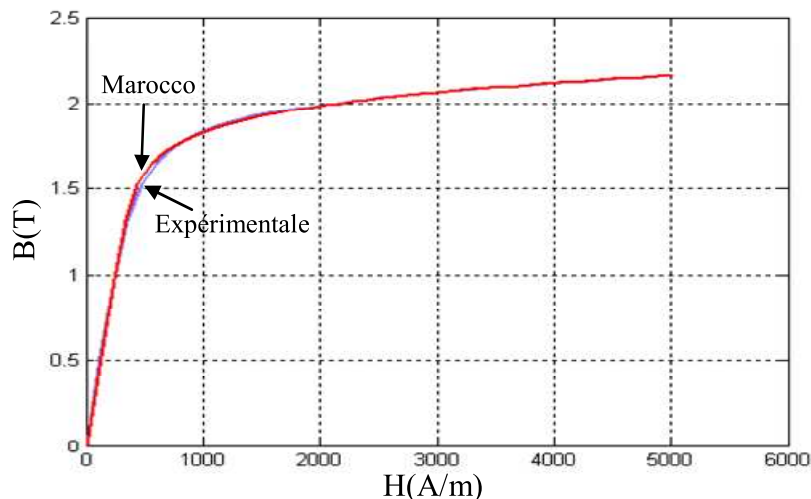


Figure II.8 – Superposition des courbes $B(H)$ expérimentale et issue de la fonction de Marocco

Afin de pouvoir identifier la caractéristique $L_m(i_m)$, nous effectuons une étude de la machine au synchronisme. Dans ce cas, la machine asynchrone est entraînée à la vitesse de

synchronisme (750 tr/mn), par la machine à courant continu lors des essais expérimentaux, et on alimente le bobinage statorique de la machine par un système de tensions triphasées équilibrées, à 50Hz, d'amplitudes croissantes. Dans le cas de la modélisation numérique, nous tenons compte, dans le couplage circuit, des résistances et des inductances de fuites des bobinages statoriques identifiés à partir des essais effectués sur la machine étudiée.

Sur la figure (II.9), nous présentons les lignes de champ sur une surface de coupe de la machine étudiée pour une tension efficace de 220V. On retrouve facilement les 4 pôles sur la moitié de la machine avec les conditions de périodicité respectées sur la ligne de symétrie. Comme la simulation concerne un point de fonctionnement au synchronisme, on peut constater que le champ magnétique statorique pénètre sans problème dans le rotor suite à l'absence de courants dans la cage d'écureuil. Enfin, les décalages entre les lignes de champs polaires entre le stator et le rotor sont tout simplement dus au mouvement du rotor. En effet, les résultats, tracés sur le maillage initial, sont relatifs à un instant donné en régime permanent pour lequel le rotor avait une position donnée θ .

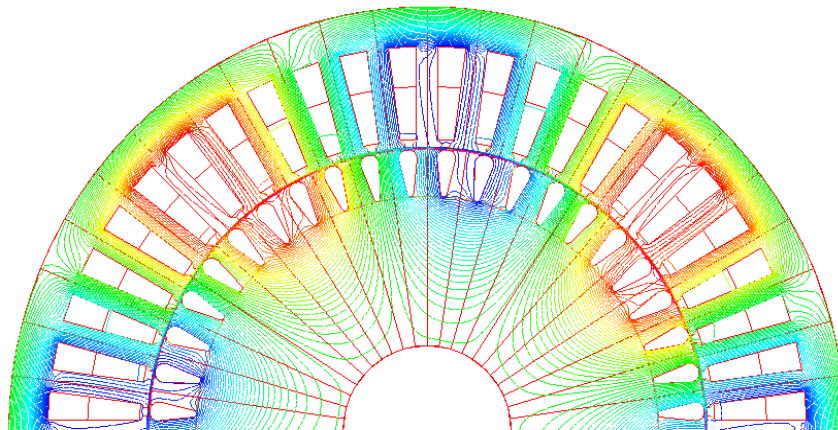


Figure II.9 – Lignes de champ sur une surface de coupe de la machine étudiée.

Sur la figure (II.10), nous présentons la superposition des évolutions de la tension efficace de phase, en fonction du courant efficace absorbé par le même bobinage de la machine, issues des mesures et de la modélisation numérique [**Rek 05-b**]:

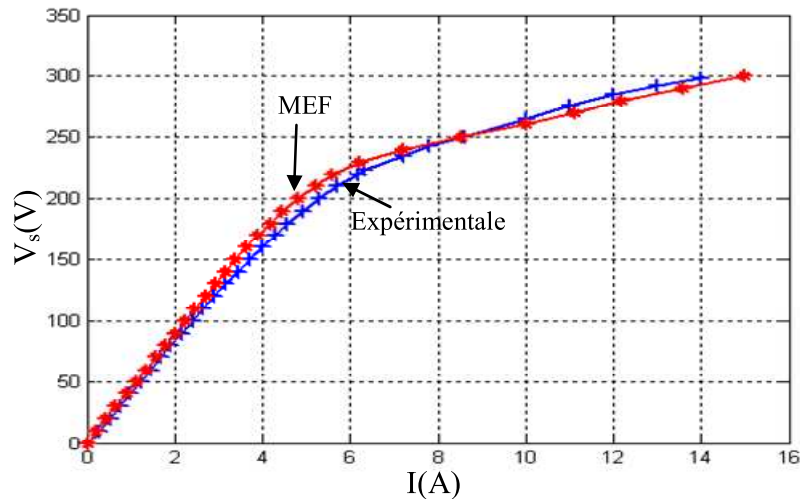


Figure II.10 – Superposition des caractéristiques à vide de la tension efficace en fonction du courant efficace obtenues par MEF et mesures

Nous pouvons constater que les courbes sont relativement proches. Les écarts peuvent être attribués à différents facteurs dont quelques uns sont listés ci-dessous :

- Précision de la caractérisation de la courbe $B(H)$;
- Incertitude des mesures ;
- Incertitude sur la taille réelle de l'entrefer...

Toutefois, il est tout à fait possible de déterminer la variation de l'inductance de magnétisation à partir de la caractéristique à vide d'un prototype virtuel étudié par une modélisation numérique par la méthode des éléments finis.

Lors de l'essai à la vitesse de synchronisme, le glissement de la machine asynchrone est nul. Par conséquent, le schéma monophasé de la machine est réduit à la branche statorique en série avec la branche magnétisante. La fréquence étant de 50Hz, on néglige les pertes fer et les pertes mécaniques sont supposées fournies par la machine d'entraînement. On obtient alors une impédance alimentée par la tension statorique. Connaissant les valeurs de la résistance statorique et de l'inductance de fuite données par le constructeur, on déduit la valeur de l'inductance magnétisante en fonction du courant efficace de la machine. On obtient alors la caractéristique de L_m en fonction du courant efficace de ligne. La caractéristique $L_m = f(|i_m|)$ se déduit de la manière suivante :

Les courants rotoriques étant nuls dans au synchronisme, les composantes directe et en quadrature des courants statoriques dans le repère de Park s'expriment alors, en fonction du courant efficace de phase, par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{sd} = \sqrt{3}.I \\ i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (II.57)$$

On peut aboutir à la caractéristique $L_m = f(|i_m|)$ en utilisant la relation donnée par l'équation (II.29) :

$$|i_m| = \sqrt{3}.I \quad (II.58)$$

Sur la figure (II.11), nous superposons les courbes $L_m = f(|i_m|)$ obtenues à partir des caractéristiques à vide expérimentales et par modélisation numérique.

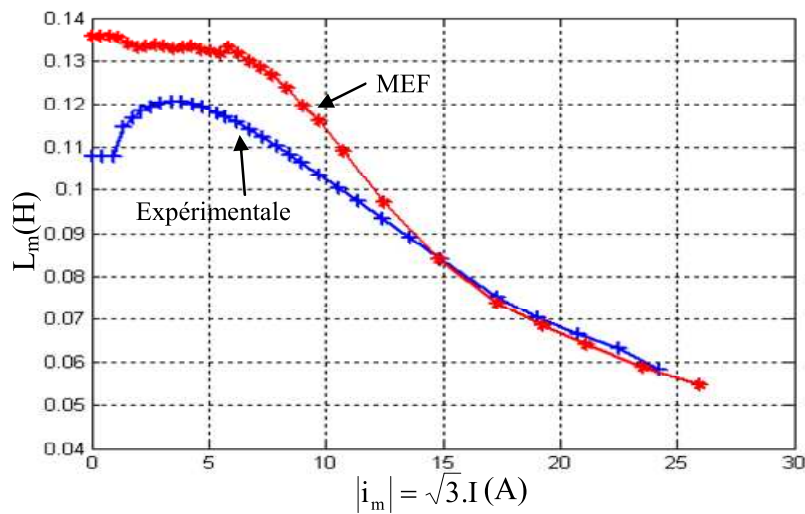


Figure II.11 – Superposition des courbes $L_m(i_m)$ par MEF et mesures

L'approximation de l'évolution de l'inductance de magnétisation en fonction du courant de magnétisation peut s'effectuer en utilisant différentes approches plus ou moins complexes. Dans notre approche, nous avons choisi d'approximer cette inductance par une expression polynômiale [Rek 05-b]. Cette approche est simple et suffisamment précise. Par ailleurs, la fonction d'approximation est dérivable ce qui permet d'aboutir facilement à celle de $L_m'(i_m)$. Dans le cas général, les expressions de $L_m(i_m)$ et de $L_m'(i_m)$ s'écrivent sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} L_m = f(|i_m|) = \sum_{j=0}^n a_j \cdot |i_m|^j \\ L_m' = \frac{dL_m}{d|i_m|} = \frac{d}{d|i_m|} f(|i_m|) = \sum_{j=0}^n j \cdot a_j \cdot |i_m|^{j-1} \end{cases} \quad (II.59)$$

La précision de l'approximation est évidemment fonction du degré du polynôme utilisé. Dans le cas de la machine étudiée, nous avons testé plusieurs puissances du polynôme (annexe 2) et avons finalement opté pour un polynôme d'ordre 12.

Ayant vérifié que les évolutions, expérimentale et issue de la modélisation numérique, de l'inductance de magnétisation en fonction du courant i_m étaient très proches, nous n'utiliserons par la suite que la courbe expérimentale. Sur la figure (II.12), nous superposons les points de mesure à l'allure de $L_m(i_m)$ issue de l'approximation polynomiale. Nous avons également testé les valeurs obtenues par le polynôme pour des valeurs du courant i_m au-delà de l'intervalle d'identification afin de s'assurer qu'une surintensité n'aboutirait pas à des valeurs non réalistes de l'inductance L_m (Annexe 2).

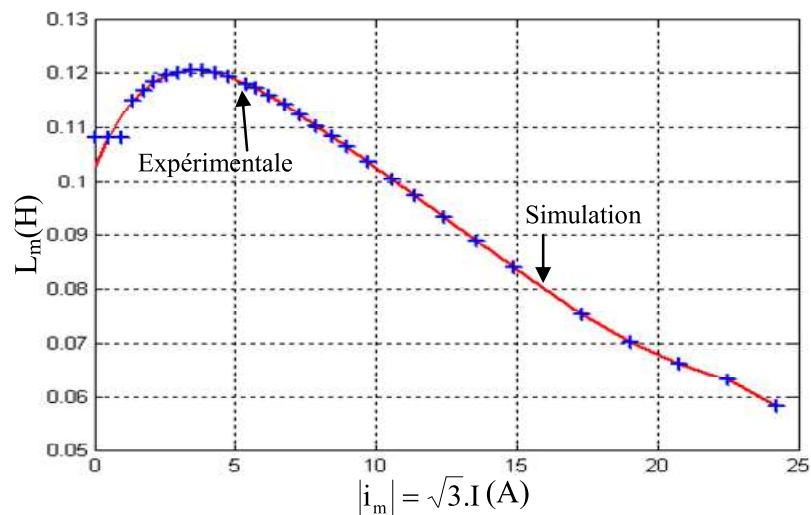


Figure II.12 – Evolution de la mutuelle en fonction du courant de magnétisation

$$|i_m| = \sqrt{3}.I$$

L'évolution de $L_m' = f(i_m)$, déterminée par la dérivée de ce polynôme par rapport à $|i_m|$, est présentée sur la figure (II.13).

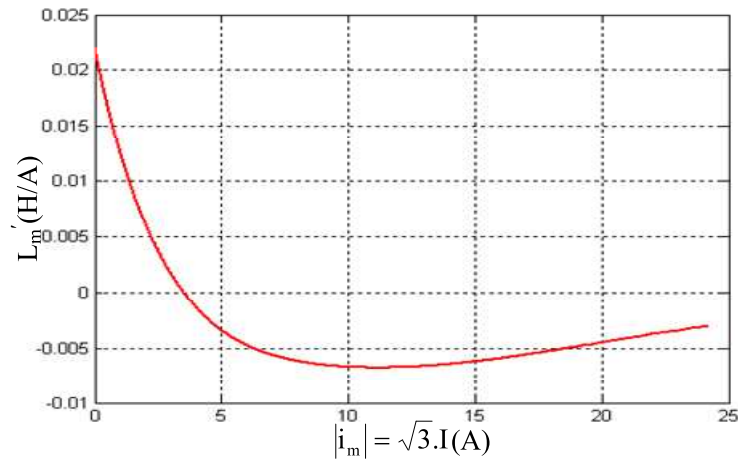


Figure II.13 – Evolution de la dérivée de la mutuelle en fonction du courant de magnétisation

Les autres caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données en annexe 2.

4. Conclusion

Ce second chapitre a été dédié à la modélisation analytique de la machine asynchrone à cage d'écureuil en tenant compte de l'effet de la non linéarité des matériaux magnétiques. En admettant quelques hypothèses simplificatrices, classiquement adoptées en modélisation analytique, nous avons élaboré d'abord le modèle de la machine dans un repère diphasé dans le cas d'un matériau à caractéristique magnétique linéaire. Par la suite, nous avons introduit la prise en compte des effets de saturation et croisé au travers d'inductances variables en fonction du courant magnétisant de la machine. L'originalité de cette approche réside, entre autres, dans le fait que les équations électriques ne sont plus exprimées en fonction des courants rotoriques mais uniquement en fonction des courants statoriques et magnétisants suivant les deux axes d et q.

Une fois le modèle global élaboré, nous avons rajouté les différentes équations relatives au circuit électrique extérieur afin de pouvoir étudier les fonctionnements en générateur, connecté à un banc de capacités à vide, et en charge sur des charges équilibrées et déséquilibrées.

Afin de pouvoir utiliser le modèle pour effectuer les différentes études postérieures, il est nécessaire d'identifier l'inductance de magnétisation en fonction du courant global de magnétisation. Cette opération a été effectuée au travers des essais expérimentaux à vide sur une machine de tests. Toutefois, dans le cas de l'absence d'une machine réelle, il est

possible d'identifier cette courbe à partir de calculs, par éléments finis, effectués sur un prototype virtuel. Afin de valider cette assertion, nous avons, après avoir introduit succinctement le code de calcul par éléments finis en 2D EFL2EP, modélisé la même machine de tests en utilisant l'approche numérique. Les résultats obtenus ont été comparés aux essais expérimentaux et montrent qu'il est effectivement possible d'identifier $L_m(i_m)$ à partir de calculs numériques dès lors que toutes les caractéristiques de la machine (géométrie, bobinages, courbe $B(H)$.. etc) sont connus.

Enfin, l'utilisation de la courbe $L_m(i_m)$ dans le modèle analytique nécessite une approximation de cette dernière. Nous avons choisi une expression polynomiale qui assure une simplicité et une dérivation en fonction de i_m n'introduisant pas de discontinuité.

L'objectif de l'élaboration du modèle analytique, tout en tenant compte de la saturation et de l'effet croisé, est de pouvoir étudier le fonctionnement générateur autonome de la machine asynchrone à cage dans différents cas de figure. Ceci sera effectué au chapitre III de ce mémoire.

CHAPITRE III

1. Introduction

Le chapitre II a été dévolu à l'élaboration du modèle analytique diphasé de la machine asynchrone en tenant compte de la non linéarité des matériaux. Nous avons introduit la notion d'inductance de magnétisation variable en fonction du courant de magnétisation de la machine.

Ce chapitre est consacré à l'utilisation de ce modèle pour étudier le fonctionnement de la machine en générateur autonome pour différents cas de figure (charges équilibrées et déséquilibrées).

La première partie de ce chapitre est dédiée à la validation du modèle en fonctionnement moteur alimenté par une source triphasée de tensions. Les résultats de simulation seront comparés à ceux des mesures.

Dans une seconde partie, des simulations du fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone seront effectuées en utilisant tout d'abord le modèle linéaire afin de mettre en relief les problèmes liés à l'utilisation de ce modèle pour étudier un tel fonctionnement. Ensuite, en utilisant le modèle non linéaire, une attention particulière sera portée à l'étude la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome qui constitue l'objet de cette thèse. Pour montrer l'influence des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge sur les grandeurs de la génératrice asynchrone auto-excitée, une étude sera effectuée à vide puis en charge en alimentant des charges équilibrées et déséquilibrées connectées directement au stator de la machine. Les résultats obtenus par simulation seront systématiquement comparés aux mesures expérimentales.

Enfin, le modèle non linéaire élaboré sera utilisé pour étudier la sensibilité de la tension statorique de la génératrice à la fréquence imposée par un redresseur à MLI dans le cas de l'amorçage de cette dernière sur un convertisseur statique.

Dans ce chapitre, on représentera tous les résultats de simulation en rouge et tous ceux issus des expérimentations en bleu.

2. Limites de validité du modèle analytique linéaire

2. 1. Etude de la machine asynchrone en fonctionnement moteur

Dans cette partie, nous étudions le fonctionnement moteur, et plus spécifiquement celui du démarrage de la machine de tests à vide lorsqu'elle est directement connectée à l'alimentation. Cette étude est basée sur la comparaison des résultats obtenus par simulation en utilisant les modèles de Park linéaire et non linéaire, déjà établis au chapitre II, aux résultats obtenus expérimentalement.

L'objectif de ce paragraphe est de vérifier la validité des différents modèles introduits précédemment au chapitre II. Pour ce faire, les modèles analytiques de la machine, linéaire et non linéaire, ont été implantés sous Matlab/Simulink et utilisés pour étudier le fonctionnement (démarrage) de la machine en régime moteur. Sur les figures (III.1) et (III.2), nous présentons les schémas bloc de simulation.

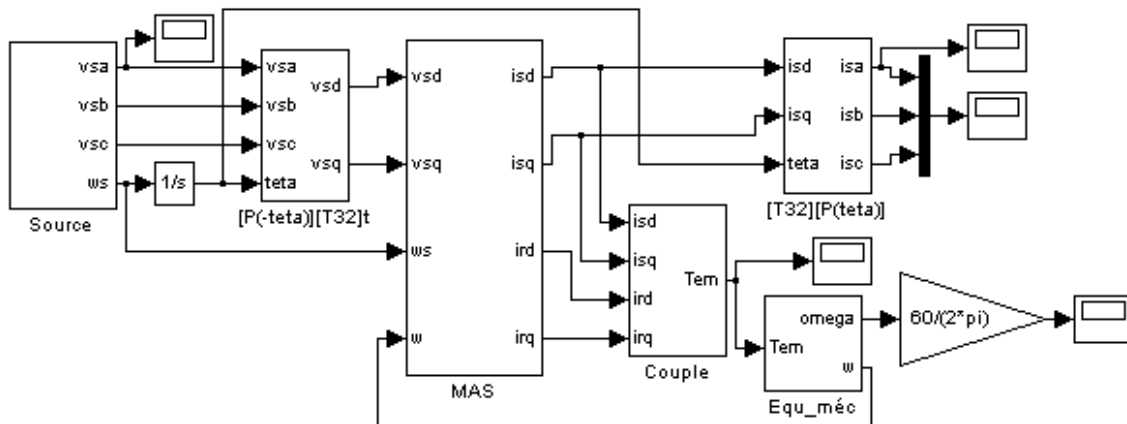


Figure III.1 – Schéma bloc de simulation avec un modèle linéaire

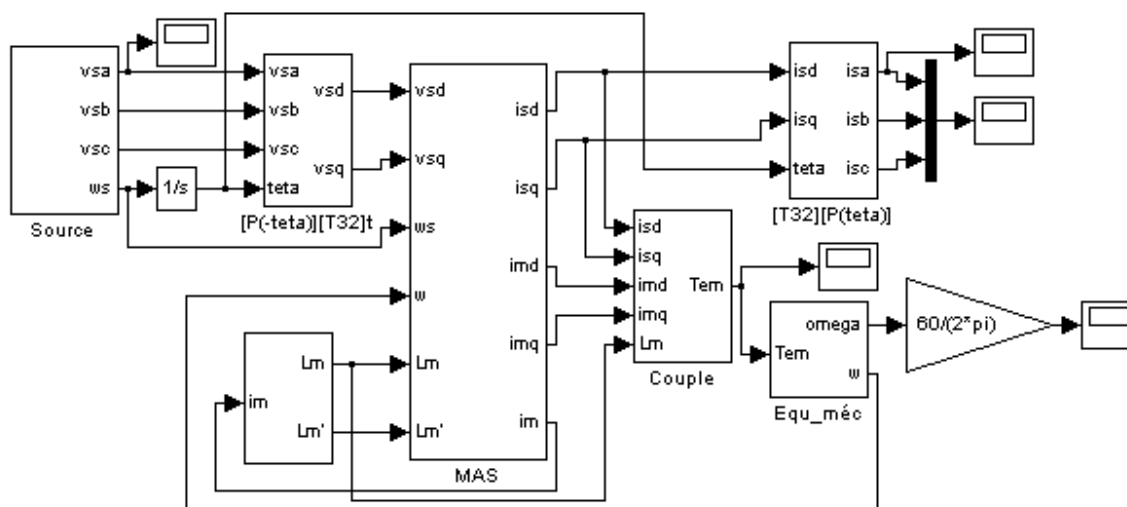
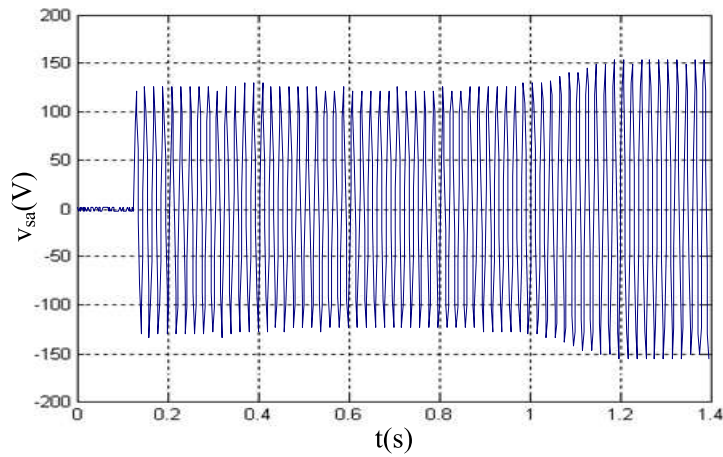


Figure III.2 – Schéma bloc de simulation avec un modèle non linéaire

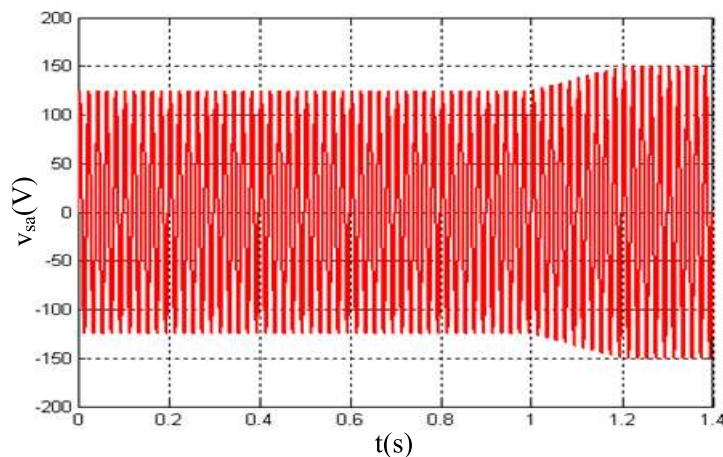
Le banc expérimental étant doté d'un couplemètre, l'application directe des tensions du réseau induirait un couple de démarrage très élevé durant le régime transitoire, ce qui pourrait être dommageable au couplemètre. Par conséquent, un autotransformateur a été inséré entre la tension réseau et les bobinages statoriques de la machine. Cela permet d'alimenter la machine avec une amplitude plus faible. Néanmoins, l'utilisation d'un autotransformateur a pour conséquence une variation de la tension d'alimentation lors de

l'appel du courant de démarrage. Afin de pouvoir obtenir des résultats de simulation pour les mêmes conditions d'alimentation, nous avons relevé l'évolution de la tension temporelle à la sortie de l'autotransformateur et l'avons approximée pour l'appliquer comme entrée du problème de simulation. Sur la figure (III.3), nous présentons les évolutions expérimentales et approximée d'une tension simple statorique. Cette dernière a une fréquence de 50Hz et son amplitude est approximée sur trois intervalles temporels :

- $0 < t < 1s$, $V_{\max} = V_0 = 125V$.
- $t > 1.2s$, $V_{\max} = V_1 = 150V$
- $1 < t < 1.2s$, $V_{\max} = v(t) = ((25/0.2) * (t-1)) + 125$



a)- Expérimentation

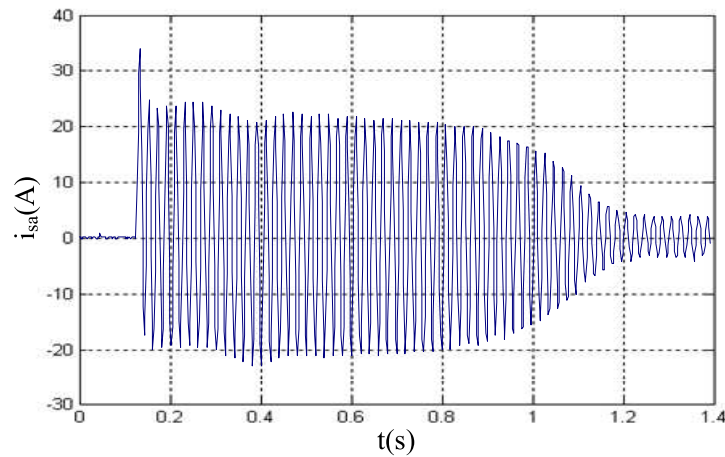


b)- Simulation

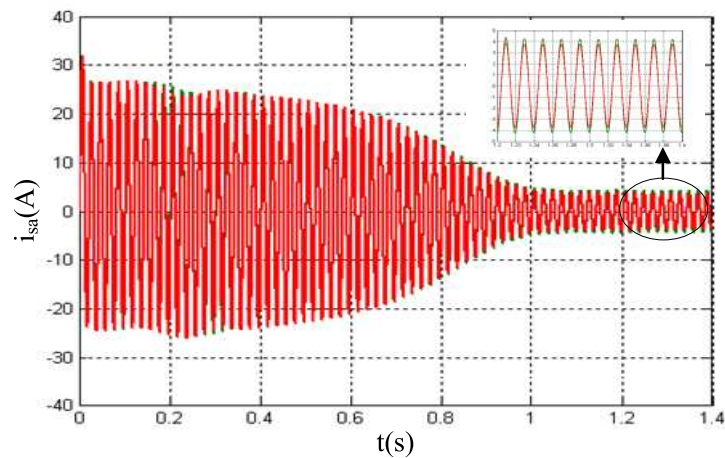
Figure III.3 – Allure de la tension d'une phase statorique

En utilisant ces tensions d'alimentation, les résultats de simulation d'un démarrage à vide, obtenus par les modèles de Park, linéaire (courbes en vert) et non linéaire (courbes en rouge), sont comparés aux résultats expérimentaux. Les différents résultats obtenus sont présentés sur les figures (III.4), (III.5), (III.6).

Dans le cas des courants (figure (III.4)), les résultats de simulation ont la même forme en « bouteille » que le relevé du courant réel. Les amplitudes sont du même ordre de grandeur et on retrouve la même déformation au niveau de la base de la « bouteille ». Les différences entre le modèle linéaire et celui tenant compte de la saturation sont relativement minimales durant le régime transitoire. Elles se traduisent par une légère surestimation du courant absorbé à vide en régime permanent comme on peut le constater sur le zoom montré à la figure (III.4.b).



a)- Expérimentation



b)- Simulation

Figure III.4 – Allure du courant d'une phase statorique

La figure (III.5) montre l'évolution du couple électromagnétique, les oscillations au démarrage, classiques dans le cas des démarrages sur réseau des MAS, est l'élément marquant de cet oscillogramme. Le couple atteint des valeurs importantes lors du démarrage et tend, en régime permanent, vers la valeur du couple dû aux frottements. Là encore, les différences entre les résultats des deux modèles sont infimes.

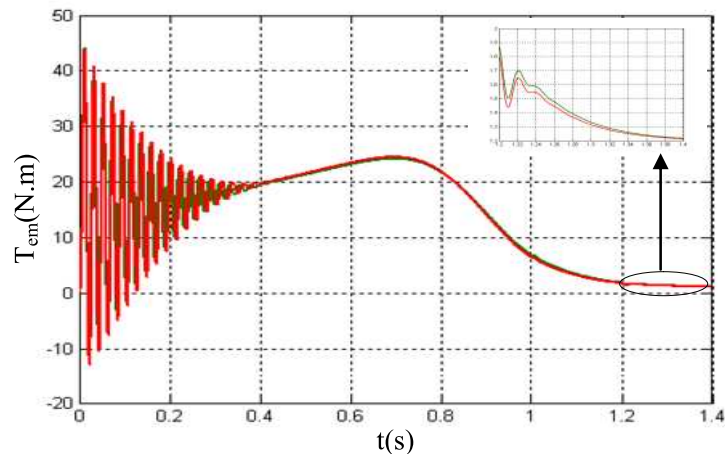
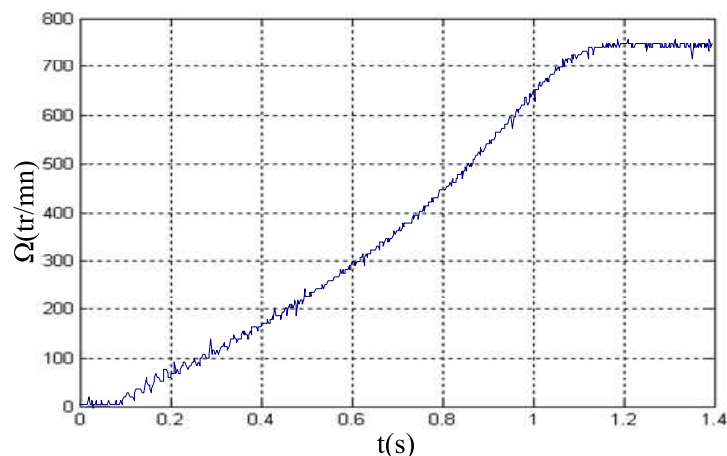
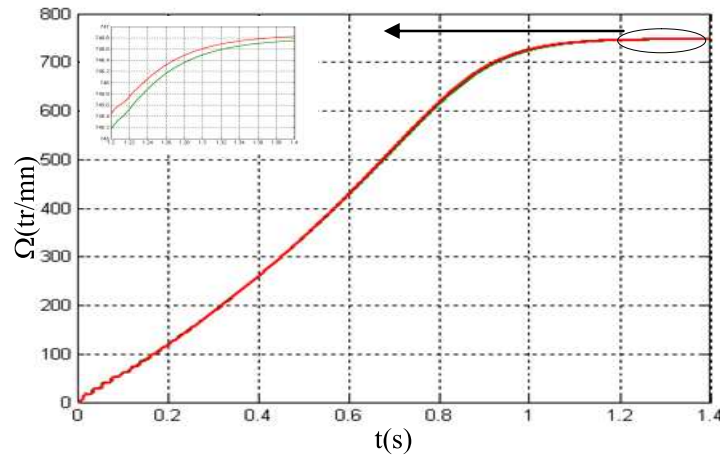


Figure III.5 – Allure du couple électromagnétique obtenu par simulation

De légères ondulations sont remarquables sur les évolutions temporelles de la vitesse (figure (III.6)) obtenues par mesure comme par simulation. Elles sont dues évidemment aux oscillations du couple en régime transitoire. La vitesse se stabilise à une valeur légèrement inférieure à 750 tr/mn (la différence est due au couple de frottement). Les courbes des figures (III.6.a) et (III.6.b) ont la même allure et les temps de montée sont sensiblement identiques. Enfin, suite à la similitude des allures des courants et du couple électromagnétique, les résultats obtenus par le modèle linéaire et celui tenant compte de la saturation sont quasi identiques.



a)- Expérimentation



b)- Simulation

Figure III.6 – Evolution de la vitesse mécanique

Cette première étude du démarrage de la MAS en moteur à vide, en utilisant les modèles de Park linéaire et non linéaire, montre la validité des modèles établis pour décrire le fonctionnement moteur de la machine. Les résultats obtenus par simulation sont très comparables à ceux obtenus expérimentalement en boucle ouverte.

Enfin, il y a peu de différences entre les résultats obtenus avec les modèles de Park linéaire et celui tenant compte de la saturation. Le modèle de Park linéaire est donc suffisant pour réaliser des études en fonctionnement moteur. Ceci n'est pas le cas lors d'un fonctionnement en générateur autonome comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

2. 2. Etude de la machine asynchrone en génératrice autonome à vide

Afin de montrer les limites du modèle linéaire, nous étudions le fonctionnement de la machine en génératrice connectée à un banc de capacités à vide. En utilisant les relations (II.37) et (II.39), un programme de simulation sous Matlab/Simulink, dont le schéma bloc est donné par la figure (III.11) est réalisé.

Le point de fonctionnement étudié est celui pour lequel les bobinages statoriques sont connectés à un banc de capacités de 100 μ F par phase et le rotor de la machine est entraîné à 780 tr/min. Aucune charge n'est connectée et les fems rémanentes sont prises en compte par des valeurs initiales des tensions statoriques.

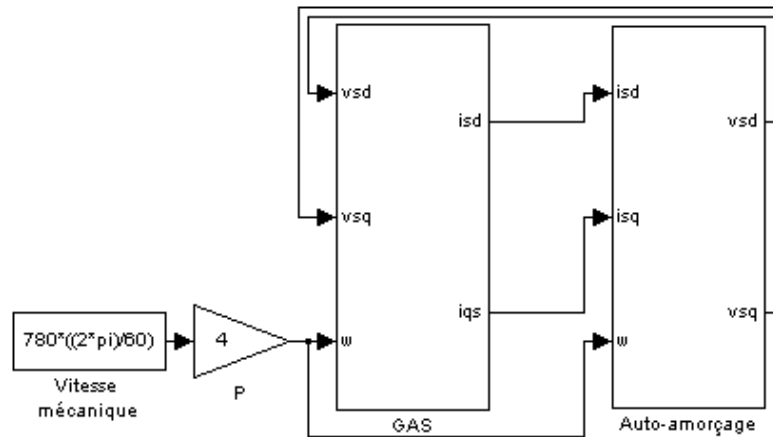


Figure III.7 – Schéma bloc de simulation

Les évolutions temporelles d’une tension de phase induite et du courant statorique correspondant sont respectivement présentées sur les figures (III.8) et (III.9). Suite à l’hypothèse de la linéarité de la caractéristique du circuit magnétique de la machine, les deux grandeurs croissent, indéfiniment, d’une façon exponentielle avec des oscillations entretenues et atteignent rapidement des valeurs irréalistes. Le phénomène de saturation étant négligé, le point de fonctionnement en régime permanent ne peut être atteint.

Ces résultats montrent, sans équivoque, les limites d’utilisation du modèle analytique linéaire pour décrire le fonctionnement d’une machine asynchrone en génératrice débitant sur un banc de capacités.

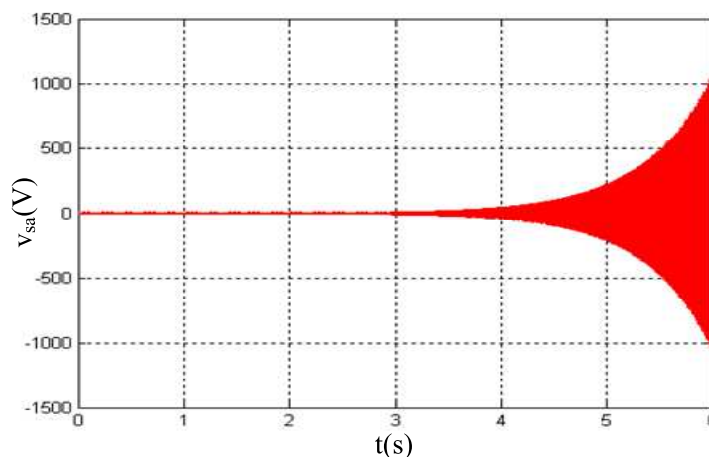


Figure III.8 – Allure de la tension

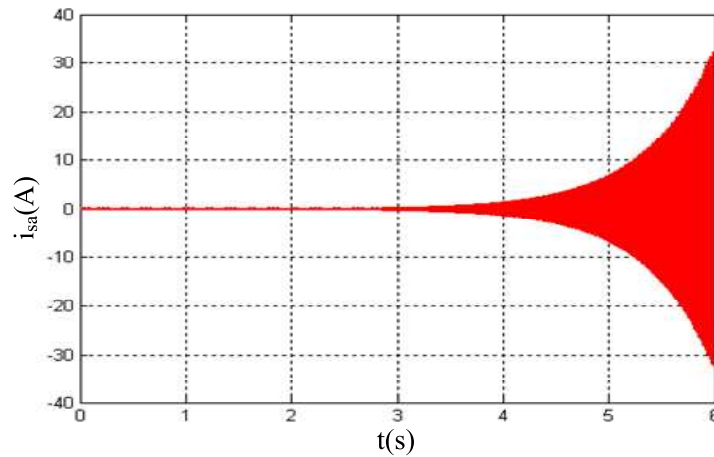


Figure III.9 – Allure du courant

Le même point de fonctionnement que précédemment est étudié en utilisant le modèle analytique non linéaire. Le même schéma bloc de simulation, donné à la figure (III.7), est utilisé en remplaçant le modèle linéaire de la génératrice par son modèle non linéaire.

Pour les mêmes conditions de simulation, la figure (III.10) montre une croissance exponentielle de la tension induite qui se stabilise à une valeur fixe correspondant au point de fonctionnement en régime permanent fixé par la saturation du circuit magnétique. La forme du courant statorique (figure (III.11)) est similaire à celle de la tension. Ces premiers résultats permettent de valider l'utilisation du modèle analytique non linéaire pour l'étude de la MAS en fonctionnement générateur sur des capacités.

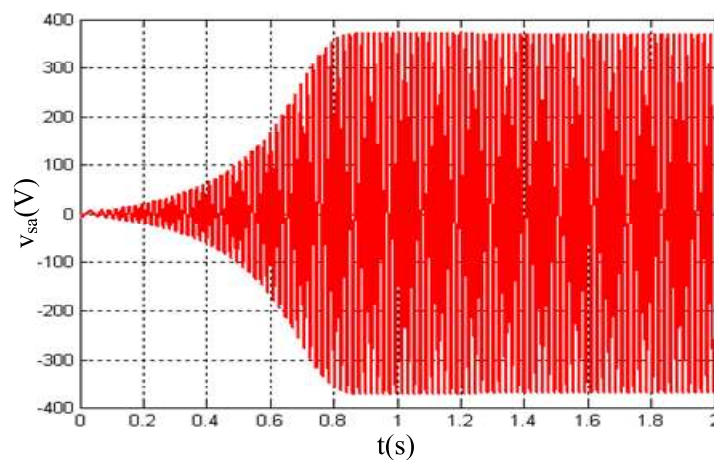


Figure III.10 – Allure de la tension

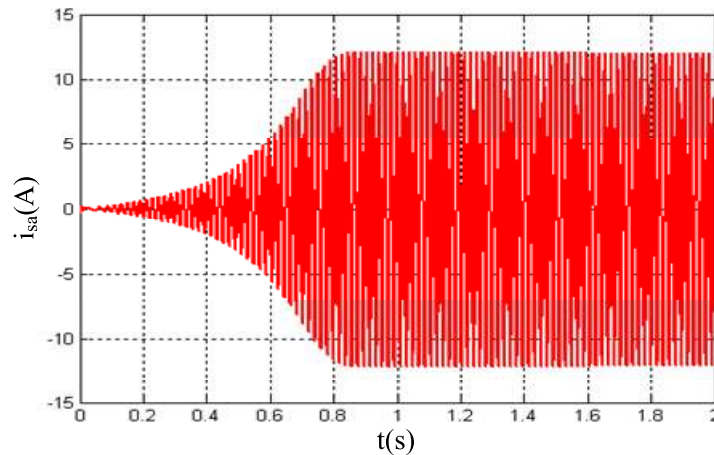


Figure III.11 – Allure du courant

2. 3. Conclusion

Les résultats obtenus en fonctionnement moteur avec les modèles linéaire et non linéaire sont très proches. Le modèle linéaire semble, par conséquent, suffisant pour étudier le comportement de la machine asynchrone lors de ce mode de fonctionnement.

En revanche, en fonctionnement générateur autonome, les résultats obtenus par simulation avec les deux modèles, linéaire et saturé, montrent que le phénomène de saturation est indispensable et doit être pris en compte afin d'obtenir une simulation réaliste de fonctionnement de la structure.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons étudier différentes caractéristiques de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome en utilisant le seul modèle analytique tenant compte de la saturation.

3. Etude de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome

Dans cette partie du chapitre, nous nous focaliserons sur l'étude de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome. Nous rappelons que l'objectif est de quantifier ses performances dans l'optique d'une utilisation en conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique dans un site isolé (figure (III.12)). De part l'absence d'une quelconque commande, le système est totalement en boucle ouverte. Il faut donc pouvoir déterminer la plage de fonctionnement avec des caractéristiques acceptables pour l'alimentation d'un site isolé (amplitude et fréquence des tensions pour des vitesses et capacités variables) et son comportement lors de l'alimentation de charges déséquilibrées.

Dans ce qui suit, nous validerons le modèle analytique non linéaire dans différentes configurations de fonctionnement de la génératrice autonome.

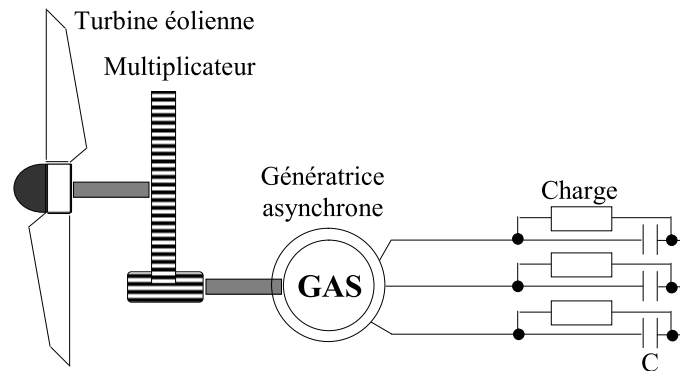
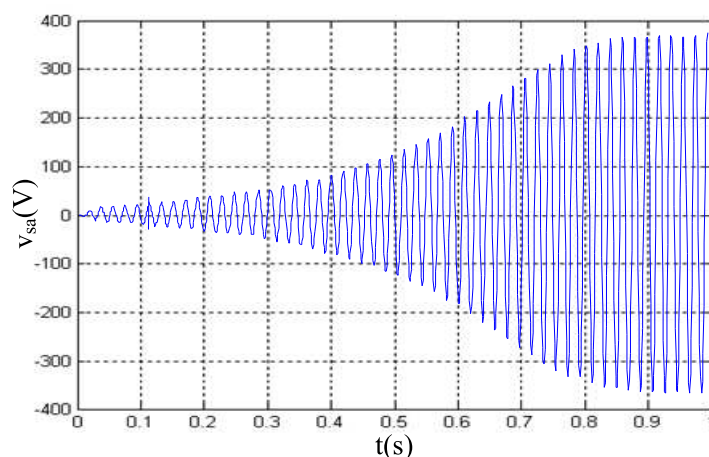


Figure III.12 – Schéma du système étudié

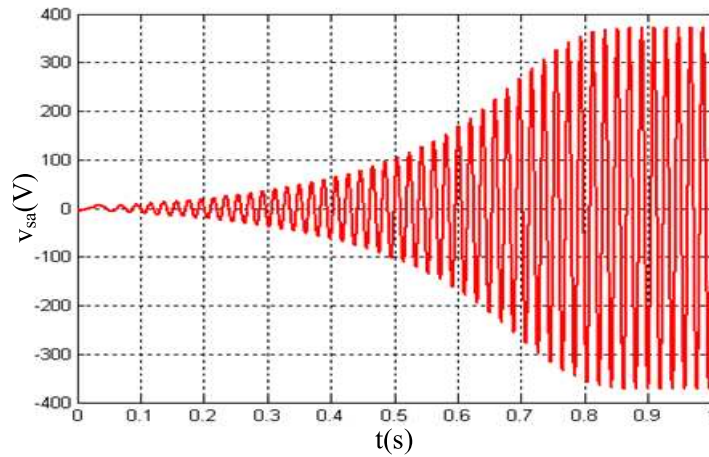
3. 1. Essai à vide

Dans un premier temps, nous étudions l'amorçage de la génératrice asynchrone à vide ainsi que l'influence des valeurs des capacités et de la vitesse sur la fems induites. Comme évoqué précédemment, l'amorçage n'est possible que s'il y a présence d'une induction rémanente au sein de la machine. Le modèle élaboré ne prenant pas en compte le flux rémanent, nous imposons des valeurs initiales non nulles, mais très faibles, aux tensions statoriques.

En utilisant le modèle analytique non linéaire, nous avons simulé l'amorçage de la génératrice d'étude dans les mêmes conditions que celles du paragraphe précédent (780 tr/mn et 100 μF par phase). Les résultats expérimentaux et de simulation de l'évolution de la tension sont présentés respectivement sur les figures (III.13.a) et (III.13.b).



a)- Expérimentation



b)- Simulation

Figure III.13 – Simulation de l'évolution de la tension

Comme on peut le constater, les évolutions de la tension de phase simulée et mesurée sont très proches et les régimes permanents sont identiques. La tension et le courant (figure (III.14)) statoriques croissent d'une façon exponentielle dans la zone de non saturation puis elles convergent vers des valeurs fixes. Ces dernières sont fonction des valeurs du condensateur et de la vitesse. La figure (III.15) représente l'allure de l'inductance de magnétisation qui, comme on pouvait le prévoir, varie dans le temps en fonction de l'amplitude des courants.

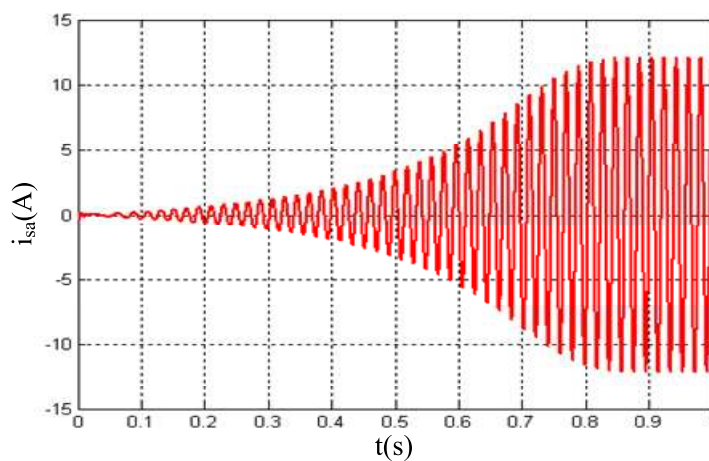


Figure III.14 – Simulation de l'évolution du courant statorique

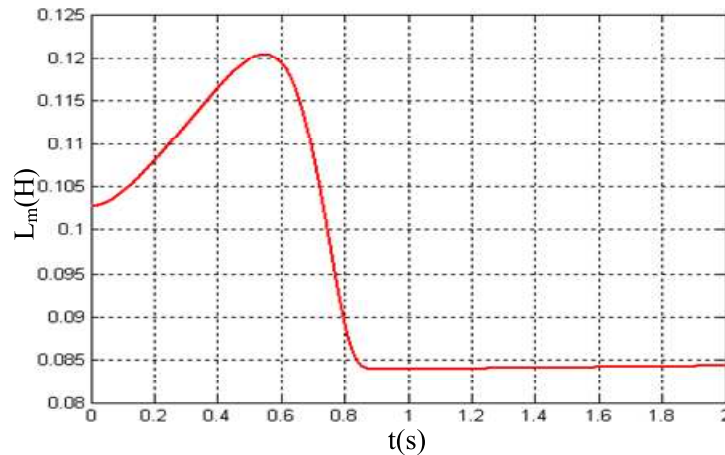


Figure III.15 – Simulation de l'évolution de l'inductance mutuelle

En utilisant deux valeurs de capacités, nous avons simulé et mesuré les valeurs de la tension induite aux bornes des bobinages statoriques de la machine pour différentes vitesses. Sur la figure (III.17), nous présentons l'évolution de la tension efficace en fonction de la vitesse de rotation pour deux valeurs de la capacité par phase ($C=100\mu\text{F}$ et $120\mu\text{F}$). Les résultats de simulation concordent avec ceux de l'expérience et sont conformes aux prévisions à savoir que la tension induite augmente, d'une manière non linéaire, en fonction de la vitesse et de la valeur de la capacité.

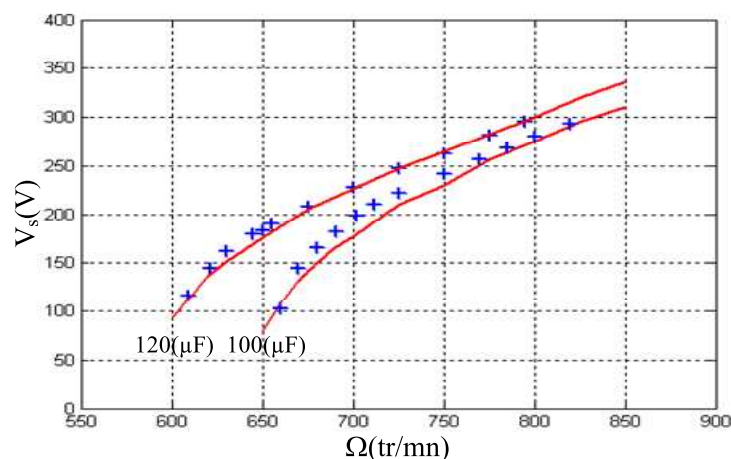


Figure III.16 – Evolution de la tension en fonction de la vitesse pour une capacité fixe (Simulation et Expérimentation)

Il est alors possible d'aboutir à une tension induite constante, quelle que soit la vitesse de rotation en adaptant la puissance réactive fournie. Cela passe par l'adaptation de la valeur de la capacité en fonction de la vitesse de rotation. Le calcul de la capacité nécessaire pour générer une tension donnée peut s'effectuer à partir du schéma électrique

monophasé équivalent de la machine débitant sur un banc de capacités. L'égalisation des parties réelle et imaginaire de l'impédance résultante du schéma équivalent permet d'aboutir à l'expression suivante de la capacité minimale d'auto-excitation C_{\min} [Lep 95], [Poi 03] :

$$C_{\min} = \frac{1}{L_{ml} \cdot (p \cdot \Omega)^2} \quad (\text{III.1})$$

où L_{ml} est l'inductance magnétisante de la zone linéaire.

Dans le cas de notre étude, la valeur de L_m n'est pas tout à fait constante dans la zone linéaire. Nous avons pris pour L_{ml} la valeur de 0.1028H qui correspond à la première valeur de L_m en fonction de i_m . En utilisant cette valeur, nous avons tracé la caractéristique $C_{\min}(\Omega)$. Cette caractéristique, d'allure hyperbolique, est présentée sur la figure (III.17).

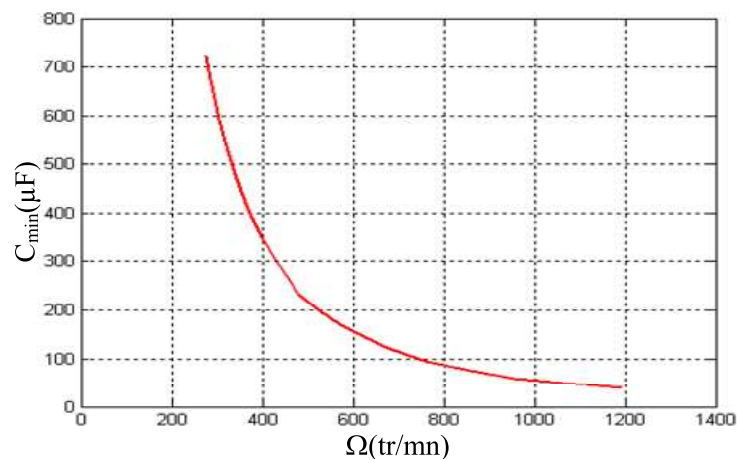


Figure III.17 – Simulation de l'évolution de la capacité minimale en fonction de la vitesse pour avoir l'amorçage de la génératrice

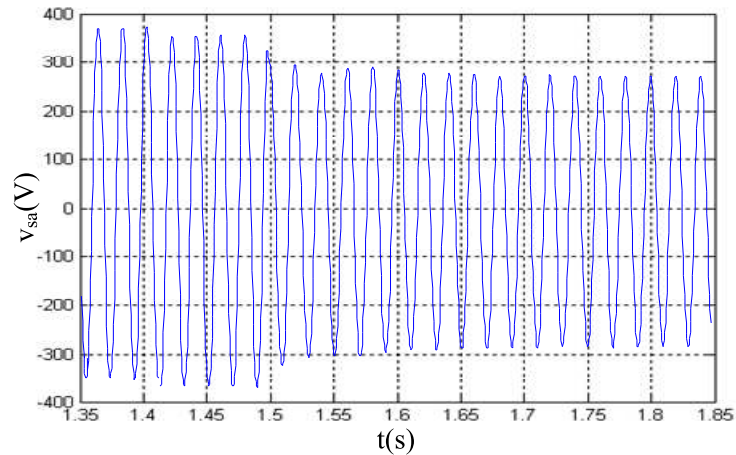
3. 2. Essai sur charges équilibrées

Après avoir validé le modèle analytique non linéaire pour l'étude de la génératrice asynchrone, à vide, débitant sur un banc de capacités, nous allons utiliser ce même modèle pour étudier le fonctionnement sur des charges triphasées équilibrées (R et R/L) ainsi que le fonctionnement en compound (avec des capacités en série et en parallèle).

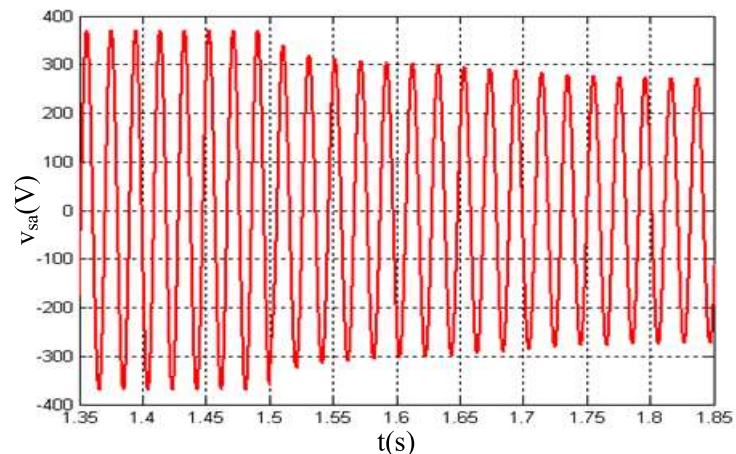
3. 2. 1. Charge résistive

En utilisant les équations (II.38) et (II.40), nous avons simulé le fonctionnement de la machine entraînée à 780 tr/mn avec un banc de capacités de valeur 100 μF par phase couplé en étoile. La génératrice est amorcée à vide, puis elle est connectée à une charge

résistive de 50Ω par phase en étoile (Cette charge est proche de la valeur critique qui induit un désamorçage). Nous donnons les allures de l'évolution d'une tension de phase à la connexion de la génératrice sur la charge. Les résultats expérimentaux et de simulation sont présentés respectivement sur les figures (III.18.a) et (III.18.b).



a)- Expérimentation



b)- Simulation

Figure III.18 – Allure de la tension lors d'une brusque variation de charge

Les deux résultats sont très similaires. La tension de phase subit une nette diminution lors de l'introduction de la charge ($t = 1.5s$), avec une légère variation de sa fréquence. En effet, comme expliqué dans la partie (2.3) du chapitre II, en négligeant le glissement dû aux divers frottements, la pulsation statorique est égale à la pulsation de la vitesse d'entraînement. Lorsque la machine est chargée, la pulsation statorique varie suite au glissement dû à la charge introduite. Elle est alors estimée par la relation (II.48)). Le courant statorique évolue de façon similaire à celle de la tension (figure (III.19)). Par

contre, le courant dans la charge, nul avant l'introduction de cette dernière, s'instaure et évolue d'une manière sinusoïdale à partir de 1.5s et (III.20)).

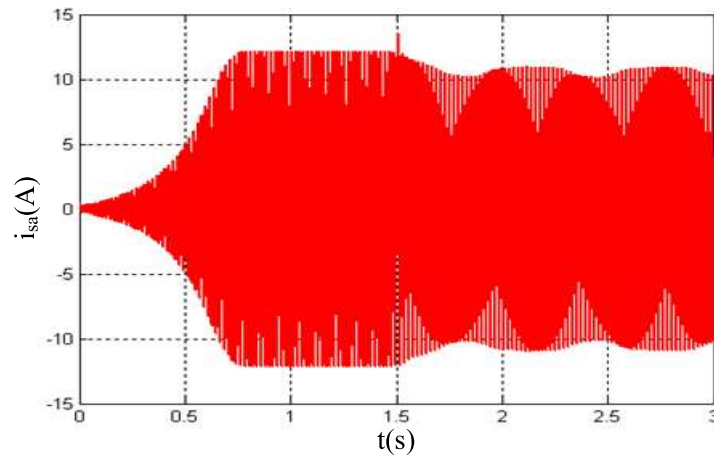


Figure III.19 – Simulation de l'évolution du courant statorique

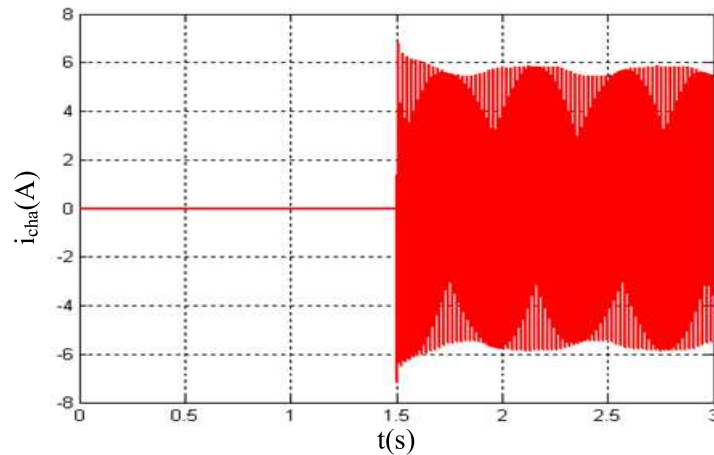


Figure III.20 – Simulation de l'évolution du courant de charge

Dans ce qui suit, nous comparons les résultats de simulation aux mesures pour un point de fonctionnement, en régime permanent, donné. La génératrice est entraînée à une vitesse constante de 780 tr/mn et connectée à un banc de capacités de 120 μF par phase en étoile. Elle est amorcée à vide, puis chargée sur une résistance triphasée de 52 Ω par phase.

Nous superposons, ci-dessous, les évolutions des tensions statoriques, des courants de phase, de charge et dans les condensateurs sur les figures (III.21), (III.22), (III.23) et (III.24) respectivement. Les résultats de simulation sont très similaires à ceux obtenus par l'expérimentation. La faible erreur qu'on peut remarquer sur les amplitudes et la fréquence s'explique par le fait que dans la simulation la vitesse et la charge ont été prises comme des constantes, ce qui n'est pas exactement le cas en pratique et plus précisément pour la

vitesse étant donné qu'il n'y a pas de boucle fermée concernant la commande en vitesse de la machine à courant continu.

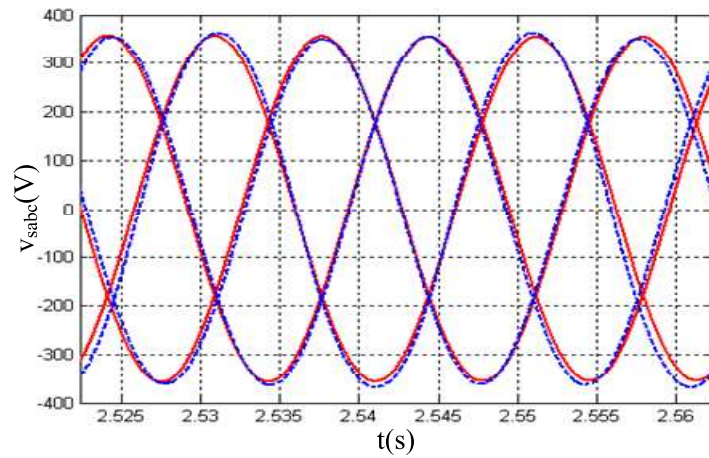


Figure III.21 – Allure des tensions statoriques

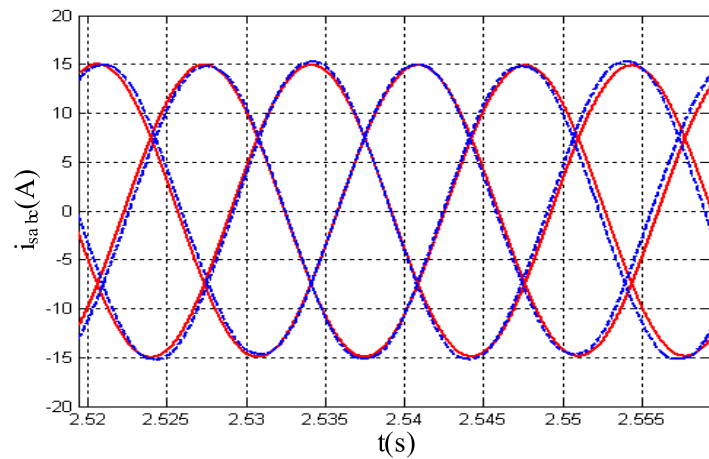


Figure III.22 – Allure des courants statoriques

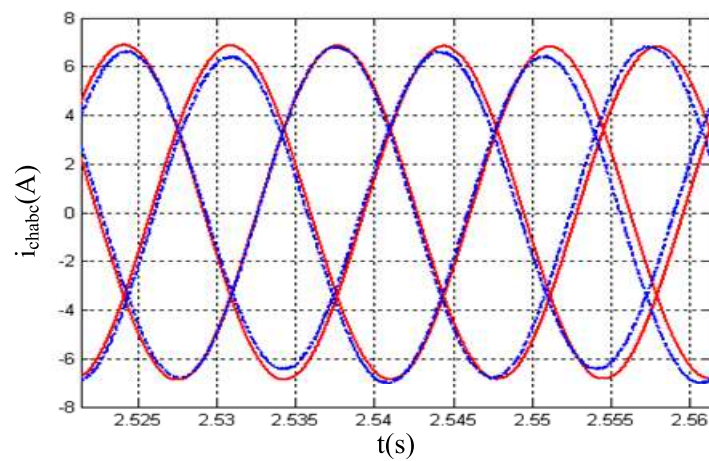


Figure III.23 – Allure des courants de charge

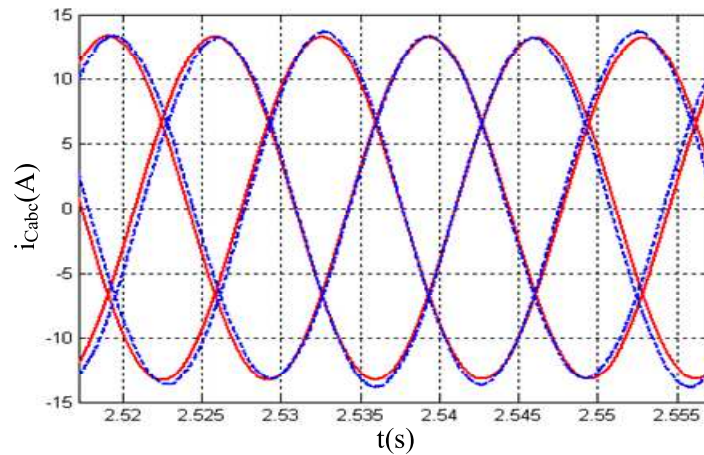


Figure III.24 – Allure des courants dans les capacités

3. 2. 2. Caractéristiques de charge

Les caractéristiques en charge de la génératrice débitant sur une charge résistive ont également été étudiées par simulation et expérimentation. L'objectif étant de quantifier l'influence de la charge sur l'évolution de l'amplitude et la fréquence de la tension statorique.

La figure (III.25) illustre le comportement en fréquence du dispositif pour la même valeur du banc de capacités (100 μ F par phase) pour trois vitesses différentes. Les résultats de simulation concordent avec ceux issus du banc expérimental et comme on pouvait le prévoir, les valeurs de la vitesse et la charge influent sur la fréquence des grandeurs statoriques. La fréquence maximale est obtenue à vide pour une vitesse de rotation donnée.

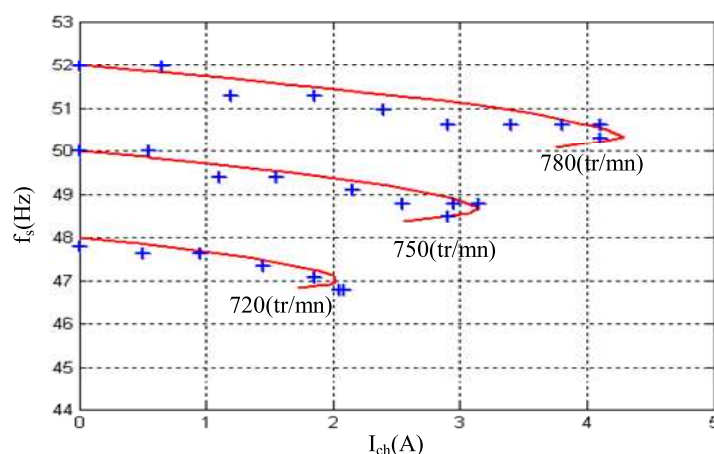
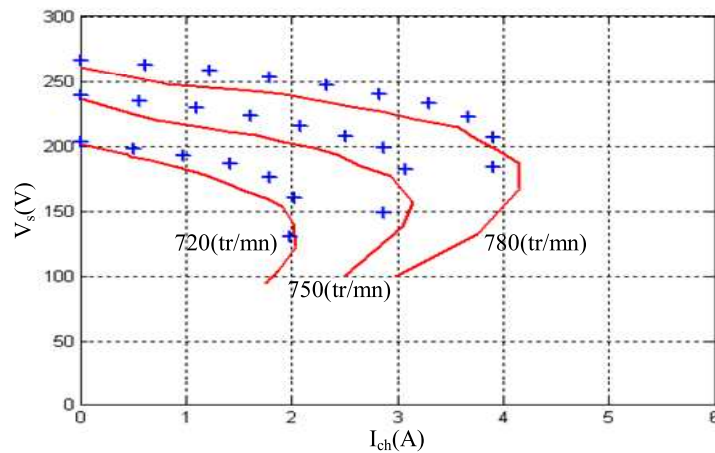
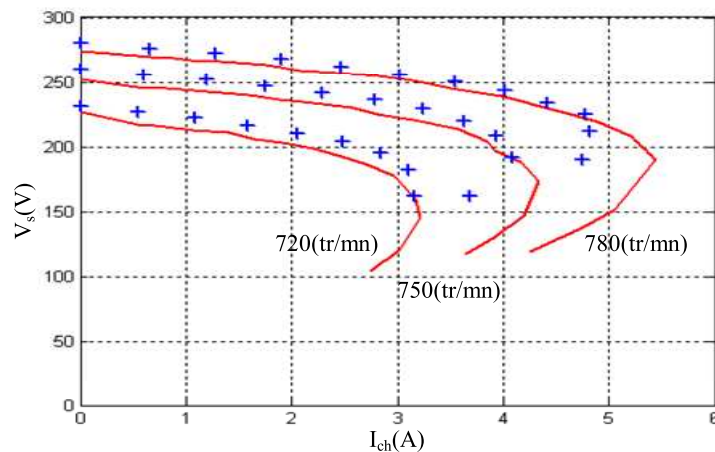


Figure III.25 – Evolution de la fréquence statorique en fonction du courant de charge pour différentes vitesses (Simulation et Expérimentation)

Les évolutions des amplitudes des tensions statoriques sont également étudiées. Nous présentons la comparaison des résultats obtenus par simulation à ceux obtenus expérimentalement lors de la variation de la charge pour des bancs de capacités de $100\mu\text{F}$ et $110\mu\text{F}$ par phase en étoile. Les figures (III.26.a) et (III.26.b) illustrent les variations de la tension efficace en fonction du courant de charge dans ces deux cas pour 3 vitesses différentes (720, 750 et 780 tr/mn). Là encore, les résultats de simulation sont très proches de ceux obtenus expérimentalement. Par ailleurs, les caractéristiques de charge suivent bien l'allure d'hameçon spécifique des génératrices asynchrones autonomes.



a)- Pour $C=100\mu\text{F}$



b)- Pour $C=110\mu\text{F}$

Figure III.26 – Evolution de la tension efficace en fonction du courant de charge pour différentes vitesses (Simulation et Expérimentation)

Enfin, l'allure de la tension efficace en fonction de la puissance débitée pour différentes valeurs de capacités à vitesse fixe a été quantifiée en utilisant le modèle analytique non linéaire. La figure (III.27) présente les résultats de simulation dans le cas de

la machine étudiée pour différentes valeurs de capacités à vitesse fixe ($\Omega=750$ tr/mn). L'évolution de la tension efficace en fonction de la puissance active débitée décrit encore une allure qui rappelle celle d'une génératrice à courant continu à excitation shunt.

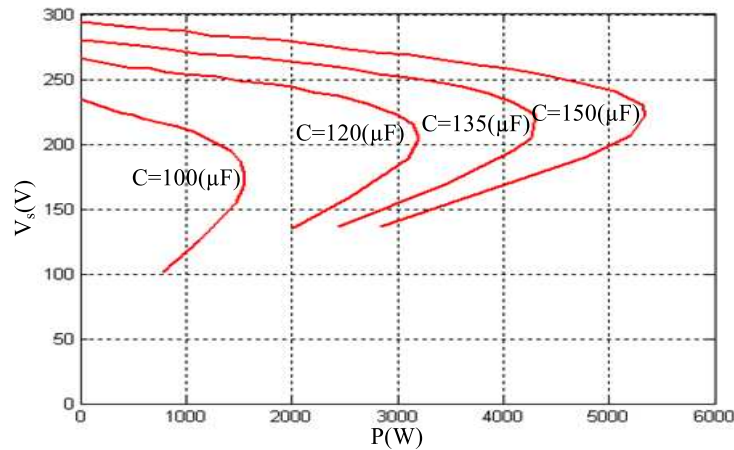


Figure III.27 – Simulation de l'évolution de la tension efficace en fonction de la puissance pour différentes valeurs de capacités et une vitesse fixe.

Les courbes de la tension efficace, comme celles de la fréquence, en fonction de la charge (courant de charge ou puissance fournie à la charge) sont similaires. Les variations sont d'abord relativement faibles puis s'accroissent avec l'augmentation de la puissance active fournie. Lorsque la machine n'est plus apte à délivrer la puissance demandée, le système se désamorce, et la tension chute brutalement jusqu'à s'annuler. La machine a alors perdu toute magnétisation rémanente. L'augmentation de la vitesse, ou l'augmentation de la capacité n'améliore pas la stabilité de la tension. Elles ne font qu'augmenter l'amplitude des tensions délivrées.

Pour aboutir à une tension constante, à vitesse donnée, quelle que soit la charge, il faut adapter la valeur de la capacité. La figure (III.28) illustre cela dans le cas de la machine étudiée pour un exemple de tension efficace constante ($v_s=270\text{V}$) et une vitesse de rotation fixe ($\Omega=750$ tr/mn). La valeur de la capacité pour générer la puissance réactive requise croît d'une façon monotone en fonction de la puissance active débitée.

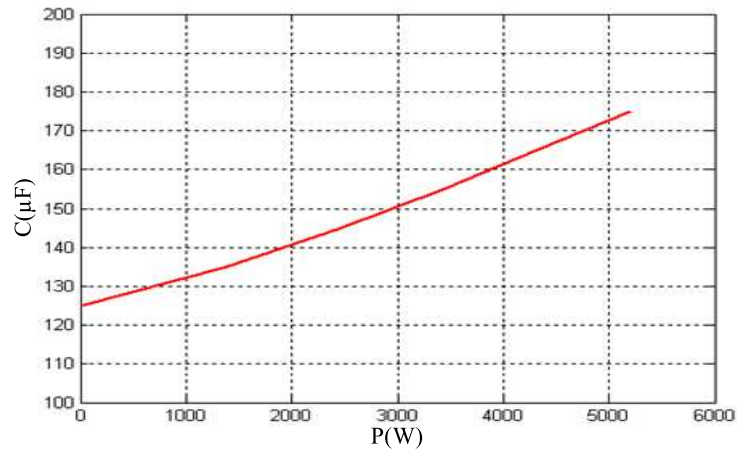


Figure III.28 – Simulation de l'évolution de la capacité en fonction de la puissance pour une tension fixe et une vitesse fixe.

3. 2. 3. Charge inductive (RL)

Afin de quantifier l'effet démagnétisant des inductances, nous avons étudié, par simulation, le cas de la génératrice asynchrone débitant sur une charge R/L. Le point de fonctionnement étudié consiste à amorcer la génératrice à vide à 780 tr/mn et 100 μF par phase puis la connecter sur une charge inductive (RL) constituée d'une résistance de 50 Ω en série avec une inductance de 30 mH par phase. Les résultats de simulation obtenus (tensions de phase, courants statoriques et dans la charge) sont présentés ci-dessous.

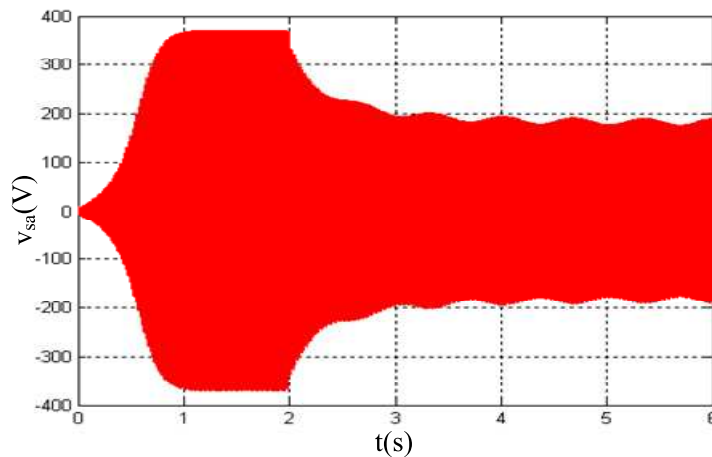


Figure III.29 – Simulation de l'évolution de la tension

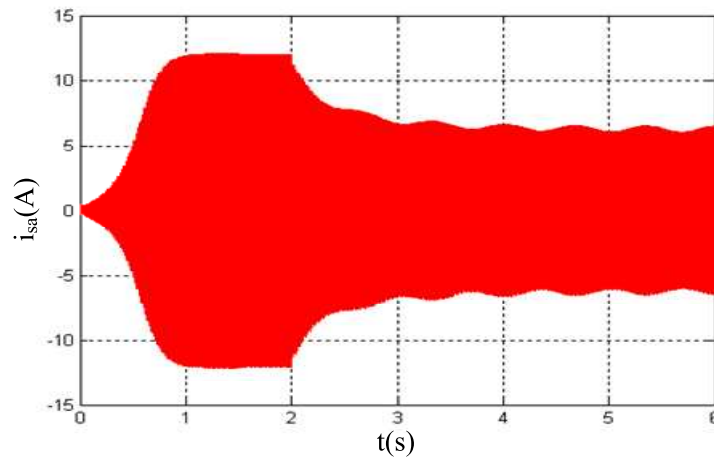


Figure III.30 – Simulation de l'évolution du courant statorique

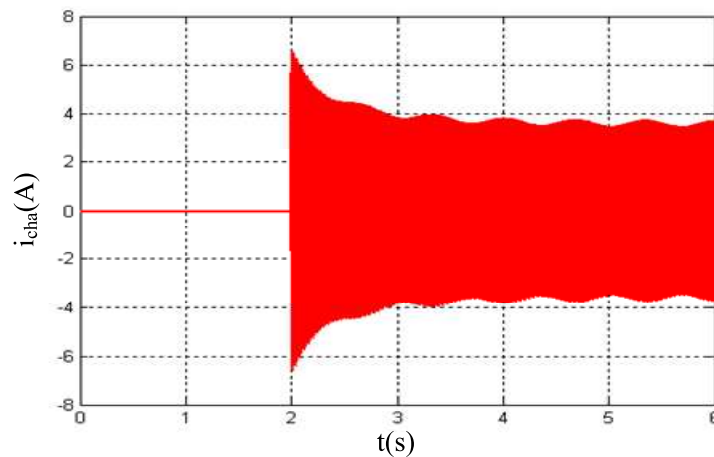


Figure III.31 – Simulation de l'évolution du courant de charge

Comme dans le cas de la charge résistive, l'introduction de la charge induit une chute de tension (figure (III.29)). Toutefois, celle-ci est nettement plus prononcée dans le cas d'une charge (RL) alors même que la valeur de l'impédance équivalente est plus élevée. Cela s'explique par le caractère démagnétisant du courant de charge qui traverse l'inductance.

L'introduction d'une charge inductive entraîne une consommation de l'énergie réactive. Cette dernière est alors fournie par la capacité d'amorçage et donc automatiquement déduite de l'énergie de magnétisation de la machine, d'où une diminution accrue de la tension statorique.

Remarque :

Dans le cas d'une charge R comme celui d'une charge RL, des ondulations entachent la tension statorique, et par suite les différents courants, en régime permanent. Cela est dû au fait que le couplage est faible entre les équations de la machine et celles des

charges, i.e. le système simulé est constitué de deux blocs, l'un pour la machine et l'autre pour le banc capacitif et de la charge (voir figure (III.7)). Cela engendre les ondulations constatées sur les résultats de simulation. Pour remédier à ce problème, il faudrait utiliser un couplage où toutes les équations de la machine et de la charge seraient résolues simultanément.

Dans les deux cas de figure, R et RL, la charge induit une diminution significative de l'amplitude et de la fréquence des tensions statoriques. Une des possibilités de réduction de cette chute consiste à introduire une capacité C_s en série avec la charge. C'est le montage dit 'Compound' que nous allons étudier dans la partie qui suit.

3. 2. 4. Système Compound

Plusieurs travaux ont été effectués sur l'insertion d'une capacité en série avec la charge (figure (III.32)) pour compenser la chute de tension due au courant démagnétisant [Bim 89], [Mur 96], [Shr 95], [Tou 99]. Les principales recherches ont porté sur le calcul de la valeur de cette capacité de telle sorte que son effet soit juste suffisant pour compenser la chute de tension. En effet, le choix d'une valeur élevée peut induire des surtensions tout aussi indésirables que la chute de tension aux bornes de la charge [Bru 00].

Dans le cas de notre machine, la valeur de C_s peut être prise égale à $400\mu\text{F}$. Nous allons, dans ce paragraphe, étudier son impact sur le fonctionnement de la génératrice asynchrone débitant sur une charge résistive ou selfique en utilisant le modèle analytique non linéaire. Les évolutions de l'amplitude et la fréquence des tensions en fonction du courant de charge, issus des simulations et des mesures seront comparées.

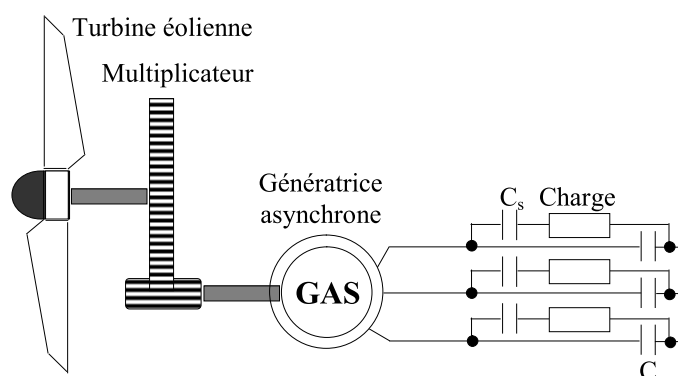


Figure III.32 – Schéma du système étudié

3. 2. 4. 1. Charge résistive (RC_s)

La première étude concerne une charge résistive en série avec la capacité C_s . La génératrice est entraînée à une vitesse constante de 780 tr/mn et connectée à un banc de

capacités de 100 μF par phase. Une fois la génératrice amorcée à vide, on la connecte à une charge résistive ($R_{\text{ch}}=50\Omega/\text{phase}$) à $t=2\text{s}$ puis on rajoute une capacité ($C_s=400\mu\text{F}/\text{phase}$) à $t=4\text{s}$. Il est évident que cette procédure n'est applicable qu'en simulation afin de quantifier l'effet de la capacité C_s .

La figure (III.33) présente l'évolution de la tension de phase. Comme escompté, la tension chute d'abord à l'introduction de la charge résistive ($t = 2\text{s}$), puis cette chute est compensée partiellement lorsqu'on introduit la capacité C_s en série. Pour que le niveau de tension revienne pratiquement à celui obtenu à vide, il faut augmenter l'énergie réactive de compensation et donc la valeur de la capacité en série. Les courants statoriques (figure (III.34)) et de charge (figure (III.35)) ont des évolutions temporelles similaires à celles de la tension.

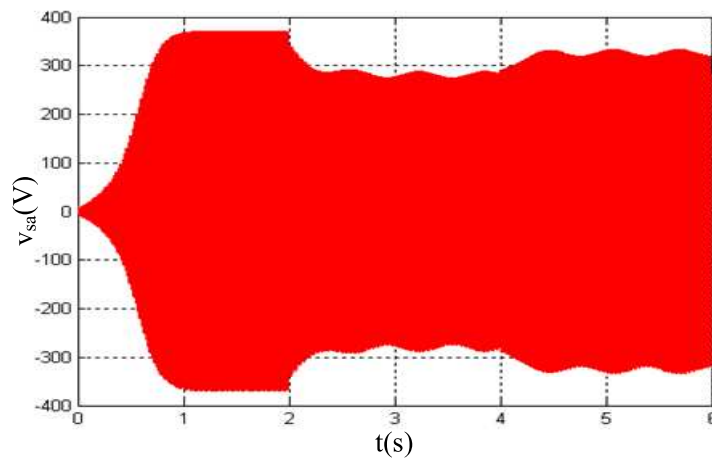


Figure III.33 – Simulation de l'évolution de la tension

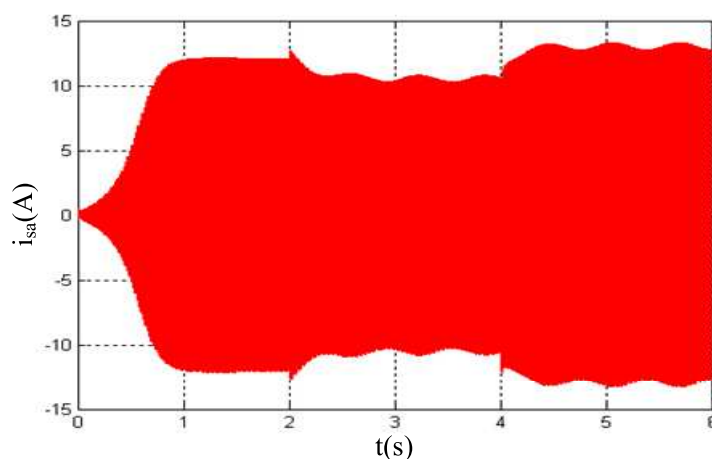


Figure III.34 – Simulation de l'évolution du courant statorique

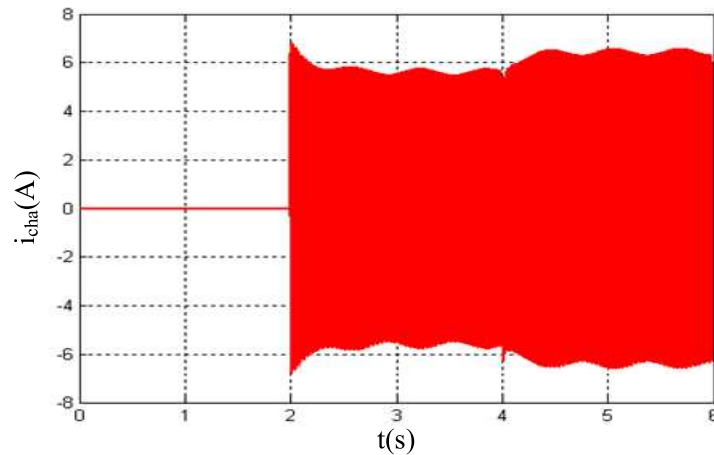


Figure III.35 – Simulation de l'évolution du courant de charge

3. 2. 4. 2. Charge inductive (RLC_s)

Le second point de fonctionnement concerne une charge RL. Les conditions de simulations sont similaires au cas précédent à la différence près de la charge par phase qui est constituée d'une résistance de 50Ω avec une inductance en série de 30 mH par phase.

Les mêmes grandeurs sont étudiées. Dans le cas de la tension (figure (III.36)), la chute de tension à l'introduction de la charge est plus importante et l'addition de la capacité C_s de $400 \mu\text{F}$ /phase ne permet pas de compenser cette chute. Cela est tout à fait normal suite au caractère plus démagnétisant de la charge selfique. Quant aux courants statoriques (figure (III.37)) et de charge (figure (III.38)), ils ont les évolutions temporelles attendues suite à celle de la tension.

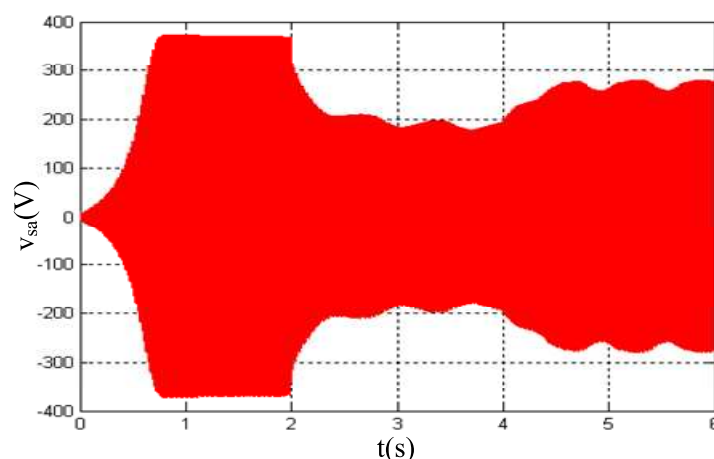


Figure III.36 – Simulation de l'évolution de la tension

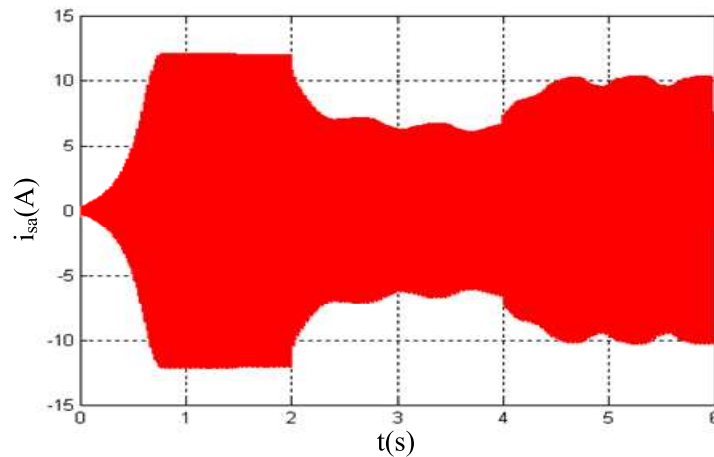


Figure III.37 – Simulation de l'évolution du courant statorique

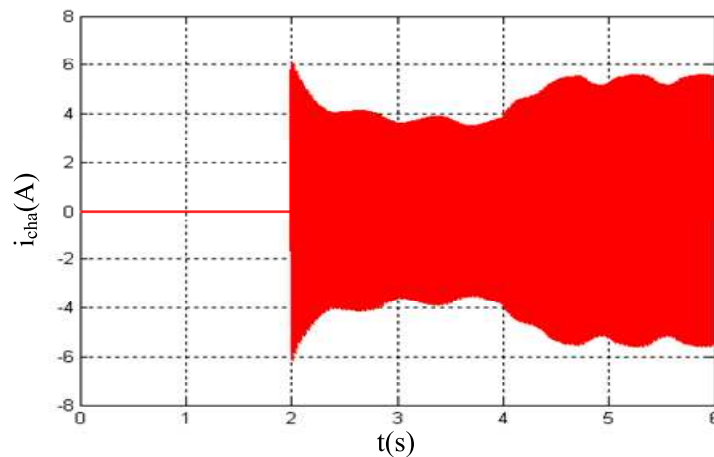


Figure III.38 – Simulation de l'évolution du courant de charge

Comme signalé précédemment, les simulations effectuées ci-dessus ne peuvent être reproduites telles quelles expérimentalement. Par contre, nous avons effectué plusieurs autres simulations et mesures où la capacité C_s est introduite en même temps que la charge. L'insertion de C_s avec la charge (résistive ou inductive) permet de compenser la chute de tension. Avec une valeur adéquate, il est possible de maintenir un niveau de magnétisation pratiquement constant dans la machine et par conséquent une tension constante. Toutefois, cela ne résout qu'à moitié le problème étant donné la difficulté d'adapter à chaque instant la valeur de la capacité en série avec les variations de la charge.

Sur la figure (III.39), nous présentons une comparaison des résultats de simulation et expérimentaux relatifs à l'évolution de l'amplitude et la fréquence du dispositif compound en fonction du courant de charge. Même si l'amplitude de la tension est moins affectée que dans le cas précédent, sans capacité en série, la fréquence (figure (III.40))

demeure relativement sensible aux variations de charge.

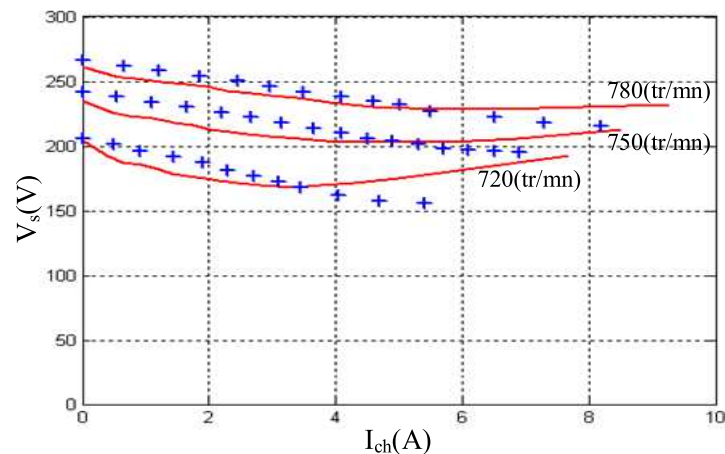


Figure III.39 – Evolution de la tension efficace en fonction du courant de charge pour différentes vitesses (Simulation et Expérimentation)

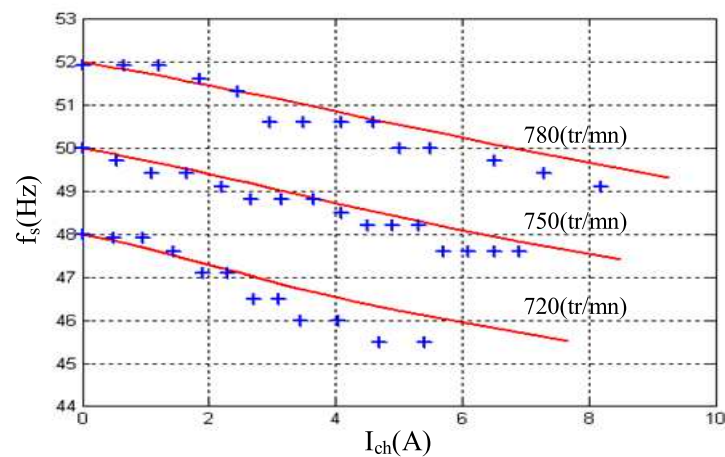


Figure III.40 – Evolution de la fréquence statorique en fonction du courant de charge pour différentes vitesses (Simulation et Expérimentation)

Les différentes études menées dans cette partie ont toutes mis en œuvre des charges équilibrées. Or, ceci n'est pas toujours le cas dans les systèmes autonomes où la charge peut être constituée de dipôles différents. Cela nous amène donc à étudier le cas de charges déséquilibrées afin de compléter l'analyse des performances de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome et de valider l'approche de modélisation proposée.

3. 3. Charges déséquilibrées

Dans le cas des charges déséquilibrées, la structure du système étudié est toujours celle présentée à la figure (III.12). Le système est constitué d'une turbine éolienne, d'une

génératrice asynchrone connectée à un banc de capacités équilibré et alimente une charge triphasée dont les valeurs des charges suivant les trois phases peuvent être différentes.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur l'étude de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome lorsqu'elle alimente des charges déséquilibrées. Ainsi, différents modèles mathématiques, plus au moins performants et simples à implémenter, ont été proposés pour réaliser ces études.

Dans les références [Al-Bah 90], [Als 02], [Cha 01], [Lim 01], [Mur 03] et [Wan 04], l'approche utilisant les composantes symétriques est adoptée. Cette méthode, classiquement usitée dans le cas de réseaux déséquilibrés, ne permet pas d'appréhender les régimes transitoires. Dans la référence [Wan 02], un modèle triphasé direct de la machine asynchrone est utilisé pour dériver les équations dynamiques de la génératrice asynchrone auto-amorcée alimentant une charge déséquilibrée. Les performances de la structure, comprenant les effets du neutre ont alors été étudiées.

D'autres auteurs utilisent le modèle dq pour modéliser la génératrice asynchrone afin d'analyser ses performances en régime déséquilibré [Mul 99-b], [Poi 02] et [Wan 99]. Dans [Poi 02], le modèle de Park, tenant compte de la saturation par le biais de l'approximation de la mutuelle inductance par la méthode des k -facteurs, a été utilisé pour étudier les cas de déconnexion soudaine d'une capacité ou d'une charge. L'étude a également porté sur le cas du déséquilibre des capacités d'auto-excitation.

Dans nos travaux, le même modèle développé au chapitre II, modèle de Park tenant compte de la saturation circuit magnétique, est utilisé pour étudier le fonctionnement de la génératrice asynchrone autonome connectée à des charges déséquilibrées [Rek 05-b].

L'utilisation de ce modèle se justifie d'une part par le fait que les bobinages de la machine asynchrone, tout autant que le banc de capacités et les charges, sont couplés en étoile. La somme des courants est donc nulle ce qui aboutit à une composante homopolaire nulle et l'absence d'harmoniques de rang 3 dans les évolutions temporelles des courants. Par conséquent, aucune conversion d'énergie ne sera possible avec d'éventuelles harmoniques de rang 3 des flux et tensions.

D'autre part, la transformation de Park n'est autre qu'une généralisation des composantes symétriques avec une rotation des axes. Par conséquent, l'utilisation du modèle de Park sur des grandeurs électriques non totalement équilibrées revient à une utilisation des composantes symétriques, ceci est d'autant plus vrai dans le cas de la composante homopolaire est nulle. La validité de l'application de ce modèle dq sous des

conditions non sinusoïdales a été vérifiée dans la référence [Fer 91]. Cette approche est donc plus générale et peut constituer un outil intéressant pour réaliser de telles études.

Différents cas de charges déséquilibrées ont été étudiés par simulation en utilisant le modèle développé. Pour quelques unes, des comparaisons avec l'expérimentation ont été effectuées. Dans la suite de ce paragraphe, nous présenterons les résultats relatifs à deux charges spécifiques. La première est constituée uniquement de dipôles démagnétisants (R et L) et la seconde comporte également des dipôles magnétisants (C). Dans les deux cas, présentés, la génératrice est entraînée à une vitesse de 780 tr/mn et la valeur de chaque capacité d'excitation est fixée à 120 μ F.

3. 3. 1. Première charge déséquilibrée

La première charge triphasée déséquilibrée que nous étudions est constituée de trois charges différentes réparties comme suit par phase :

- Phase a : une résistance $R_{cha} = 38,5\Omega$;
- Phase b : une résistance $R_{chb} = 50\Omega$ et une inductance $L_{chb} = 24\text{mH}$;
- Phase c : une résistance $R_{chc} = 260\Omega$ et une inductance $L_{chc} = 50\text{mH}$.

En utilisant le modèle développé dans les relations (II.38, II.45 et II.46), nous avons simulé le fonctionnement du système. Les évolutions temporelles de la tension statorique ainsi que des courants statorique, de charge et dans les condensateurs, issues des simulations et de l'expérimentation en régime permanent, sont présentées sur les figures (III.41), (III.42), (III.43) et (III.44) respectivement.

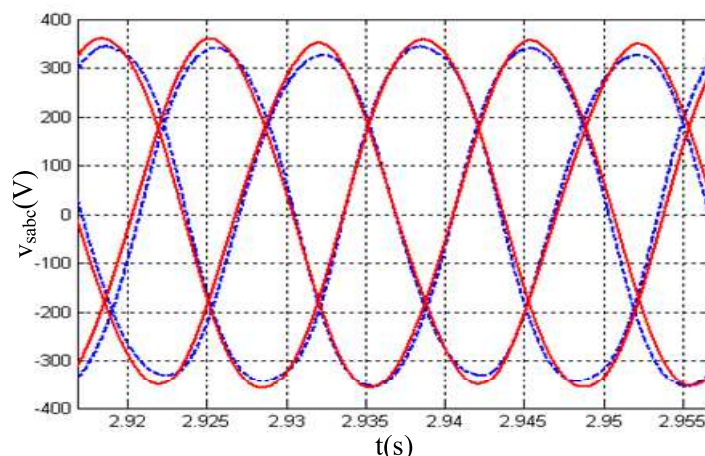


Figure III.41 – Allure des tensions statoriques

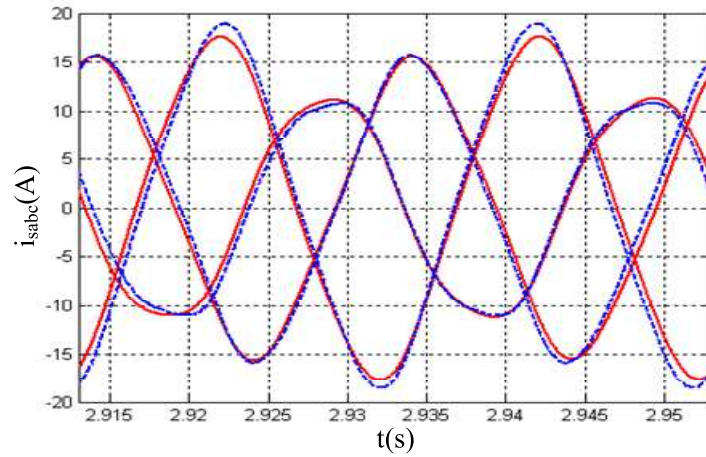


Figure III.42 – Allure des courants statoriques

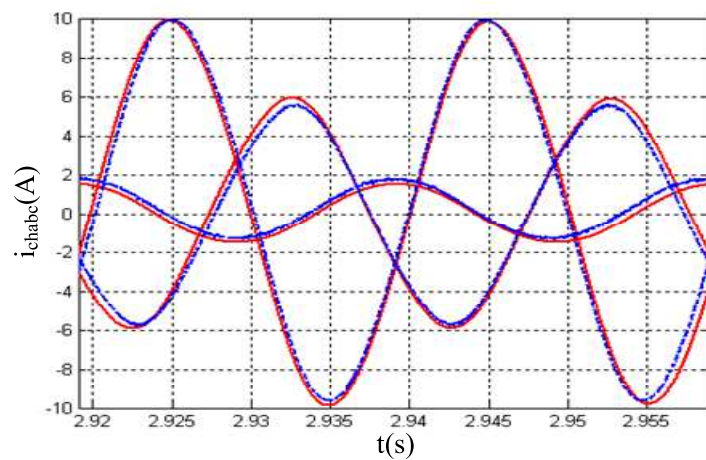


Figure III.43 – Allure des courants de charge

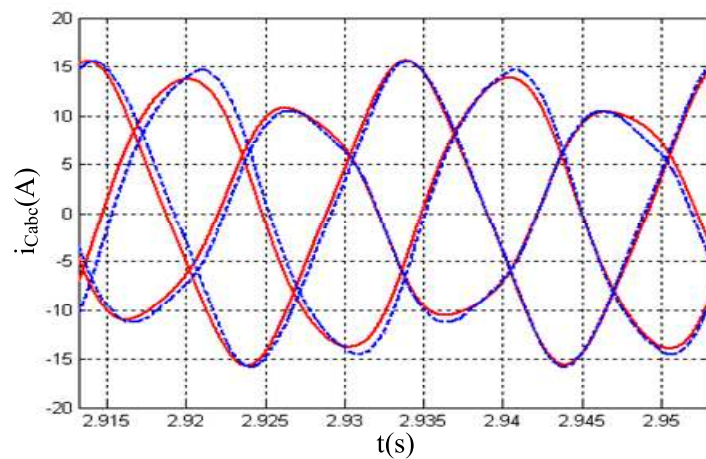


Figure III.44 – Allure des courants dans les capacités

A partir de cette comparaison, deux conclusions principales peuvent être tirées :

- ✓ Les résultats de simulation et expérimentaux en régime permanent sont très proches, que ce soit pour les tensions de phase ou les divers courants. Les différences

peuvent être attribuées aux valeurs réelles de la vitesse et des autres composants (résistances, inductances et capacités).

- ✓ Même avec une charge déséquilibrée contenant des composants démagnétisants (charges inductives), la tension de phase et la fréquence ne changent pas de manière significative.

3. 3. 2. Deuxième charge déséquilibrée

La seconde charge triphasée déséquilibrée est différente dans le sens où un dipôle magnétisant est introduit. La charge est répartie sur les trois phases de la manière suivante :

- Phase a : une résistance $R_{cha} = 38,5\Omega$;
- Phase b : une résistance $R_{chb} = 50\Omega$ et une capacité $C_{lb} = 100\mu F$;
- Phase c : une résistance $R_{chc} = 260\Omega$ et une inductance $L_{chc} = 50mH$.

Les évolutions temporelles des tensions statoriques et des courants statoriques, de charge et dans les condensateurs obtenues, en régime permanent, par les simulations et les essais sont superposées sur les figures (III.45), (III.46), (III.47) et (III.48) respectivement.

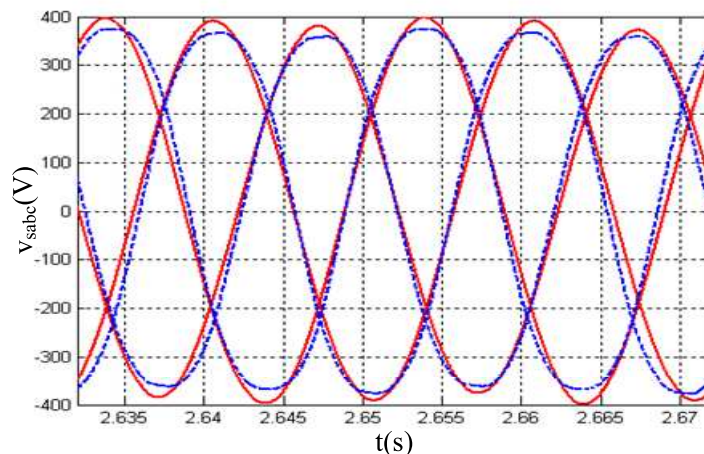


Figure III.45 – Allure des tensions statoriques

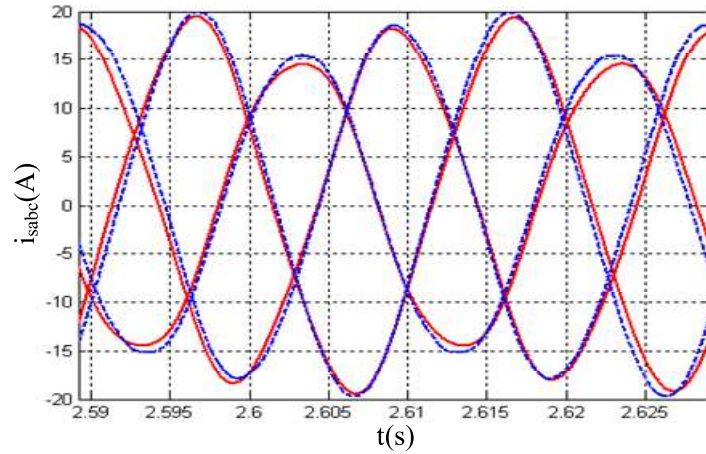


Figure III.46 – Allure des courants statoriques

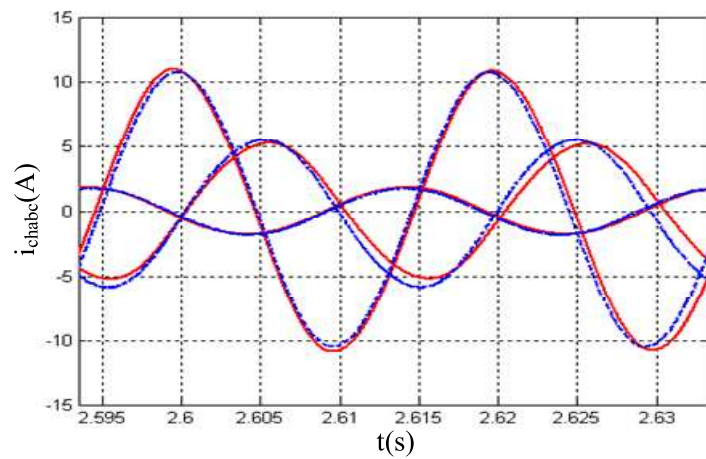


Figure III.47 – Allure des courants de charge

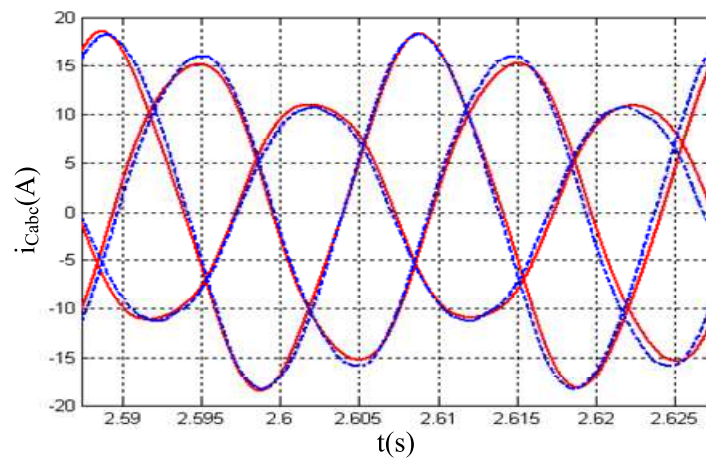


Figure III.48 – Allure des courants dans les capacités

Les mêmes conclusions, tirées dans le cas de la charge précédente, sont valables pour cette seconde charge déséquilibrée ; c.à.d. une bonne concordance entre les résultats

de simulation et expérimentaux et des tensions statoriques qui ne sont pratiquement pas affectées par le déséquilibre des charges contrairement aux différents courants.

Ainsi, dans les deux cas de charges déséquilibrées connectées à la génératrice asynchrone auto-excitée, les tensions de phase restent dans une marge acceptable afin de l'exploiter directement pour alimenter de telles charges dans le cas d'applications autonomes. Il est évident que ceci n'est valable que dans une plage de courants de charge en dessous de la valeur limite entraînant l'écroulement de la tension suite au déficit de la puissance réactive générée par les capacités d'auto-excitation. Néanmoins, il est possible, sur cette plage, d'exploiter la génératrice asynchrone auto-excitée pour alimenter une charge triphasée déséquilibrée autonome sans nécessité d'utilisation de convertisseurs statiques et de commandes complexes. Ces aspects, liés au coût et à la simplicité de l'utilisation, peuvent être très attractifs pour une utilisation accrue dans la conversion autonome de l'énergie éolienne en énergie électrique dans des sites isolés.

Les études effectuées dans cette partie montrent que la génératrice asynchrone auto-excitée par des capacités peut, dans une certaine mesure, être utilisée directement pour l'alimentation de charges autonomes. Toutefois, la qualité des tensions d'alimentation n'est pas optimale et l'augmentation de la charge peut se traduire par un écroulement de la tension et une démagnétisation de la machine.

La garantie d'une qualité des tensions à amplitude et fréquence constantes passe par l'introduction de convertisseurs statiques entre la charge et les bobinages statoriques de la génératrice. Certes, cela s'accompagne d'une augmentation du prix de revient de l'installation mais cette configuration, avec la commande appropriée, est nécessaire dans le cas de l'utilisation d'une génératrice asynchrone pour l'alimentation d'un site isolé plus conséquent qu'un simple utilisateur ponctuel. Avant d'aborder la commande du dispositif complet dans le chapitre suivant, nous allons, dans cette dernière partie du chapitre, étudier les caractéristiques, en boucle ouverte, de la machine asynchrone connectée à un redresseur à MLI.

3. 4. Auto-amorçage par un convertisseur statique

Dans ce paragraphe, nous étudions les performances de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome, débitant sur un redresseur à MLI. Le système (figure (III.49)) alimente une charge résistive monophasée. L'objectif de cette étude est de montrer la sensibilité de la valeur de la tension redressée aux variations de la fréquence du redresseur à MLI. Ce dernier fournit l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la

machine. Sa commande doit permettre de maintenir constante la tension continue à sa sortie.

La commande du convertisseur induit deux degrés de liberté. Dans le cas de l'application considérée, cela pourrait être l'amplitude de la tension continue et la fréquence de référence imposée au fondamental des grandeurs statoriques.

En imposant la pulsation statorique, pour une vitesse d'entraînement donnée, on impose le glissement et donc la puissance transférée. Donc, en théorie, en adaptant en permanence la puissance délivrée par la machine à celle demandée par la charge, on doit pouvoir garder un niveau de tension constant. Le convertisseur décale naturellement le courant de la tension en fonction des besoins de la machine.

Cependant, le système ne peut s'amorcer seul puisqu'à l'instant de la mise sous tension, aucune énergie réactive n'est disponible. On utilise alors la réversibilité du convertisseur en connectant une batterie du côté continu qui fournit le réactif durant la phase d'amorçage (figure (III.49)). Une diode découple la batterie du redresseur dès que la tension générée en sortie du redresseur est supérieure à celle côté batterie.

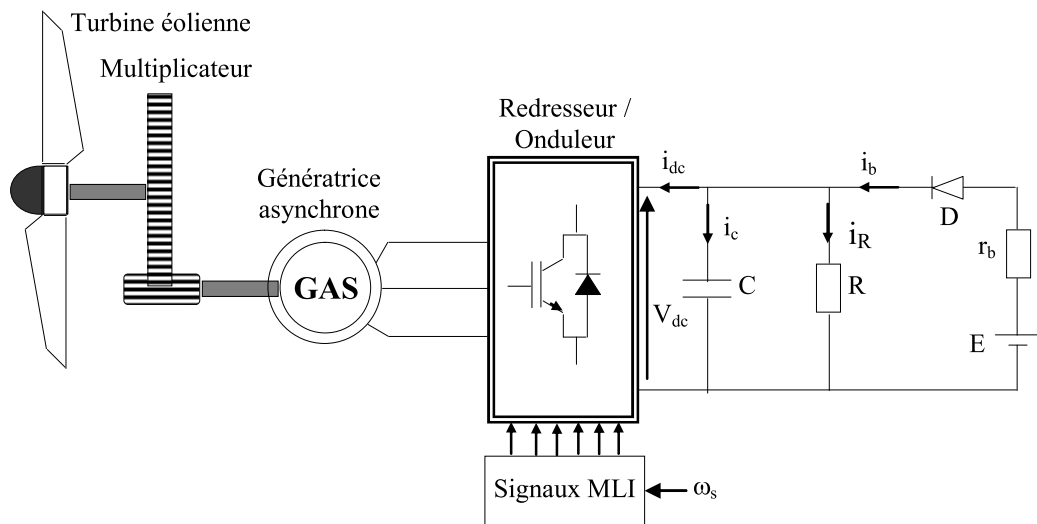


Figure III.49 – Auto-amorçage par un convertisseur à MLI

Dans ce qui suit, nous introduisons d'abord une synthèse de la modélisation du système d'auto-amorçage avec un convertisseur à MLI, puis nous présentons les résultats obtenus par simulation sous Matlab/Simulink.

3. 4. 1. Modèle mathématique du dispositif

Outre le modèle de la machine et celui du redresseur à MLI supposé composé d'interrupteurs parfaits, il faut introduire les équations du circuit électrique à la sortie du

redresseur. Deux cas de figure sont à considérer :

- Lorsque la diode est passante, on peut écrire les équations suivantes:

$$i_{dc} = i_b - i_R - i_c \quad (III.2)$$

$$\Rightarrow i_{dc} = \frac{E - V_{dc}}{r_b} - C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (III.3)$$

$$\Rightarrow \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + V_{dc} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (III.4)$$

Par conséquent, la tension redressée V_{dc} est donnée par la relation suivante :

$$V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + V_{dc} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (III.5)$$

- Lorsque la diode se bloque:

$$i_{dc} = -i_R - i_c \quad (III.6)$$

$$\Rightarrow i_{dc} = -C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (III.7)$$

$$\Rightarrow \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (III.8)$$

Dans ce cas, la tension redressée V_{dc} est donnée par la relation suivante :

$$V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[i_{dc} - \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (III.9)$$

La diode est bloquée lorsque $V_{dc} \geq E$

Avec :

R : représente la résistance vue du côté continu

r_b : la résistance interne de la batterie.

E : Tension aux bornes de la batterie.

V_{dc} : Tension redressée.

i_{dc} : Courant redressé.

i_c : Courant dans la capacité.

i_R : Courant dans la charge résistive.

3. 4. 2. Résultats de simulation

L'étude menée dans cette partie est purement qualitative. On s'intéresse uniquement à l'influence des variations de la fréquence statorique et de la charge sur la tension redressée en boucle ouverte.

Les simulations sont effectuées dans le cadre suivant :

Le rotor de la génératrice est entraîné à la vitesse de synchronisme (750 tr/mn). Pour une charge donnée, on fixe la pulsation statorique ω_s afin d'avoir le glissement désiré puis on relève la tension redressée V_{dc} et la puissance fournie par la génératrice à la charge résistive. Les résultats obtenus, relatifs à la variation de la tension redressée V_{dc} et de la puissance, en fonction de la valeur absolue du glissement sont illustrés respectivement sur figures (III.50) et (III.51) suivantes :

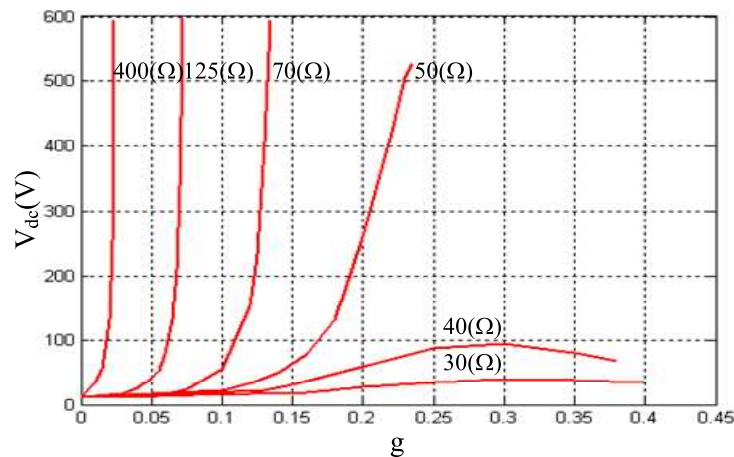


Figure III.50 – Simulation de l'évolution de la tension redressée en fonction de la valeur absolue du glissement pour différentes charges

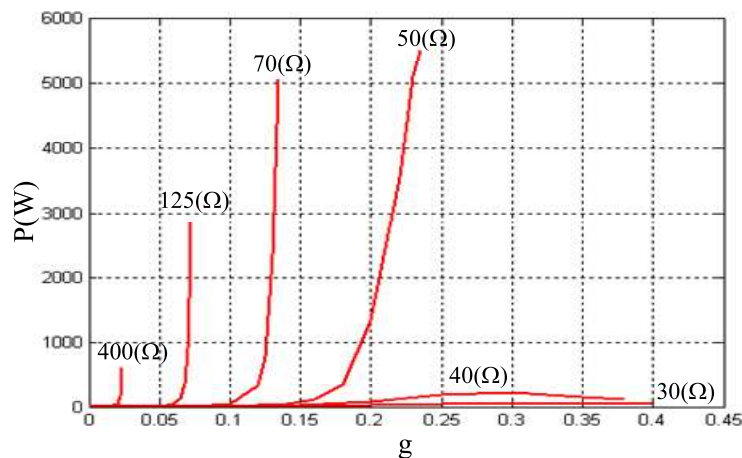


Figure III.51 – Simulation de l'évolution de la puissance en fonction de la valeur absolue du glissement pour différentes charges

Les tensions V_{dc} de la figure (III.50) sont écrêtées à une valeur maximale de 600V, correspondant à des niveaux de flux admissibles dans la machine, et les résultats de la figure (III.51) sont relatifs aux tensions tracées précédemment.

L'examen de la figure (III.50) montre une grande sensibilité du dispositif aux variations de la fréquence des tensions de référence du redresseur à M.L.I. En effet, le transfert de puissance est une fonction directe du glissement. Lorsque sa valeur absolue augmente faiblement, la machine génère de la puissance qu'elle dissipe dans la charge. Pour de fortes valeurs de la résistance, la tension en sortie du redresseur croît rapidement étant donné que la valeur du courant est faible pour que son effet démagnétisant soit perceptible. Plus la valeur de la résistance diminue, plus le courant est démagnétisant et au-delà d'une certaine charge, dite critique ($R < 50\Omega$), la machine décroche et ne peut plus fournir un niveau de tension élevé à ses bornes, d'où une puissance générée très faible.

Ces considérations sont illustrées au travers des résultats en puissance montrés à la figure (III.51) où on retrouve le lien qui existe entre la puissance et le glissement dans le cas de la machine asynchrone. En effet, plus la valeur absolue le glissement est élevé, plus la puissance transmise est importante.

Les résultats obtenus montrent la nécessité d'un système de régulation afin de fixer la tension et la fréquence aux bornes de la charge quelle que soit la vitesse d'entraînement ou la valeur de la charge dans une plage donnée.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'outil de modélisation développé dans le chapitre précédent pour étudier les performances de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome.

Une première étape a consisté à étudier un démarrage de la machine en régime moteur en utilisant les modèles linéaires et tenant compte de la saturation. En comparant les résultats de simulation aux mesures, il s'est avéré que les deux modèles donnaient des résultats sensiblement équivalents. Par conséquent, le modèle linéaire peut suffire à étudier ce régime de fonctionnement.

Une première étude de l'amorçage de la machine asynchrone en génératrice débitant sur un banc de capacités a montré sans équivoque la limite du modèle linéaire et son incapacité à décrire le fonctionnement du dispositif. Nous avons alors utilisé le modèle non linéaire pour effectuer toutes les investigations sur les performances de la génératrice asynchrone auto-excitée débitant sur diverses charges.

Les résultats de simulation ont été confrontés aux relevés expérimentaux à chaque fois que cela était possible. Nous avons ainsi montré que le modèle aboutissait à une description relativement précise des évolutions temporelles des différentes grandeurs électriques que cela soit sur des cas de charges équilibrées ou déséquilibrées. Par ailleurs, les différentes caractéristiques globales du dispositif obtenues par simulation ont également été corroborées par les essais expérimentaux.

De ces différentes études, il en ressort que, pour un prix de revient limité, la génératrice asynchrone auto-excitée par un banc de capacités peut constituer une solution pour la génération de l'électricité dans le cas de sites autonomes ou isolés. Toutefois, mêmes si elles sont correctes, les performances de la structure sont limitées du point de vue qualité de la tension générée à savoir l'amplitude et la fréquence. Par ailleurs, une surcharge de la machine peut aboutir à une démagnétisation de la structure qui peut être un problème de taille dans le cas d'un système isolé où l'utilisation de la machine en moteur pour la magnétiser est impossible.

Une alternative pour améliorer les performances en termes de qualité des tensions délivrées et éviter un effondrement de la tension consiste à utiliser des convertisseurs statiques (un redresseur et un onduleur, tous les deux à MLI) entre la génératrice et la charge. Cela induit un surcoût indéniable mais les performances de la machine peuvent largement être améliorées à partir de l'adoption d'une commande adéquate. La dernière partie du chapitre a été dédiée à l'étude de la sensibilité de la tension continue à la sortie du redresseur à la fréquence des tensions de référence dans le cas d'une vitesse et/ou une charge donnée. Les résultats sont conformes à ce que l'on aurait pu prédire, à savoir une très grande sensibilité de cette tension à la valeur du glissement. Ces constatations impliquent qu'une commande du système est nécessaire. C'est cet aspect que nous allons développer dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

1. Introduction

L'utilisation de la machine asynchrone connectée à des convertisseurs statiques suppose que les bobinages statoriques sont couplés à un redresseur et un onduleur commandés. Sachant que l'onduleur devra générer les tensions triphasées, alimentant la charge, aux bonnes amplitude et fréquence, la grandeur la plus importante à commander sera la tension continue à la sortie du redresseur. L'étude préliminaire effectuée à la fin du chapitre III a montré que cette tension est très sensible aux glissements et donc à la fréquence des références statoriques.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la commande de cette tension afin de la maintenir constante pour des variations de la charge et de la vitesse dans une certaine plage de faisabilité. La charge triphasée à la sortie de l'onduleur peut être ramenée du côté continu sous forme d'une résistance équivalente. Par conséquent, le système à commander se limitera à la machine asynchrone connectée à un redresseur à MLI débitant sur une charge résistive. Enfin, afin de palier à l'absence d'une fem rémanente, une batterie, connectée à une diode, est insérée du côté continu. Le système global est alors celui étudié au chapitre précédent.

Pour assurer la commande, nous proposons deux techniques de contrôle ; la commande vectorielle à flux rotorique orienté et le contrôle direct du couple. Dans les deux cas, deux stratégies seront présentées et testées ; la première est basée sur une référence du flux constante et la seconde mettant en œuvre une référence du flux inversement proportionnelle à la vitesse de rotation sur une plage donnée de cette dernière.

Après avoir introduit les objectifs de la commande de la génératrice, nous présenterons chacune des deux techniques de commande ainsi que l'élaboration des schémas dans le cas de l'application visée. Ensuite, les performances de chacune des deux commandes seront quantifiées, pour les deux stratégies, pour des variations de vitesses puis de charges. Enfin, sur la base des résultats de simulation obtenus, une synthèse des différents résultats sera effectuée.

2. Commande de la génératrice asynchrone

Nous avons montré, dans les chapitres précédents, que l'amplitude et la fréquence de la tension délivrée par une génératrice asynchrone connectée à un banc de capacités étaient sensibles aux variations de charge et de vitesse. Afin de limiter ces variations, différentes solutions ont été proposées dans la littérature. Elles ont été présentées d'une manière détaillée au chapitre I. L'une des solutions qui permettrait de contrôler l'amplitude

et la fréquence de la tension délivrée à la charge d'une manière efficace consiste à connecter la génératrice asynchrone à la charge par l'intermédiaire d'un dispositif d'interconnexion composé de deux convertisseurs MLI (réversibles) en fonctionnement redresseur et onduleur de tension figure (I.23). Cette solution, étudiée en boucle ouverte au chapitre III (figure (III.49)) a montré que le dispositif est très sensible aux variations du glissement. Il est donc nécessaire de contrôler le système afin de maintenir une tension constante à la sortie du redresseur puis de l'onduler aux bonnes valeurs par le biais de l'onduleur à MLI. Dans [Sey 03], une commande vectorielle à flux statorique orienté a été proposée. L'avantage de cette stratégie réside dans le fait que le système est peu sensible à la variation des inductances de la génératrice. En revanche, elle dépend de la variation de la résistance statorique. A basse tension, cette dernière tend à réduire la précision de l'estimation du flux.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté peut également être utilisée pour maintenir la tension à la sortie de la génératrice asynchrone constante. Dans la référence [Lev 99], la tension continue de référence est prise, pendant l'auto-excitation initiale, comme linéairement proportionnelle à la vitesse de la rotation. Une fois que la vitesse d'entraînement de la génératrice atteint la vitesse synchrone, la référence de la tension continue est commutée à une valeur constante indépendante de la vitesse d'entraînement et est maintenue inchangée durant tout le temps de fonctionnement. En outre, pour tenir compte de l'effet de saturation de la machine, un estimateur adaptatif du flux rotorique est utilisé. Cela induit une complexité de la structure de la commande vectorielle.

Généralement, la commande est basée sur le maintien du flux constant et le réglage de la tension continue au travers du glissement de la machine. Cette approche est efficace et permet l'utilisation d'une commande 'linéaire' même si l'effet de la saturation est pris en compte. Cependant, elle limite l'utilisation du dispositif à une gamme limitée de glissement de part la nécessité de maintenir un certain niveau de flux dans la machine.

Dans notre travail, nous proposons deux techniques de commande pour maintenir la tension à la sortie du redresseur à MLI constante. La première est basée sur le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté [Idj 06], [Idj 07-a], [Idj 07-b], [Idj 08-a], [Idj 08-b], [Rek 05-a], [Rek 07] et la seconde est issue du contrôle direct du couple [Idj 08-b].

Le choix de la commande vectorielle à flux rotorique orienté se justifie par sa robustesse par rapport aux paramètres électriques de la génératrice asynchrone. Toutefois, nous avons ici un niveau de complexité supplémentaire introduit par la saturation de la

machine. Nous montrerons que le contrôle du flux à une valeur constante permet de simplifier la prise en compte de la saturation et de l'effet croisé au niveau de la commande. En effet, si la commande garantit un flux constant, les variations de ce dernier autour d'un point de fonctionnement sont négligeables. On peut alors considérer les inductances constantes et un fonctionnement linéaire de la machine autour de ce point de fonctionnement. Dans ce cas, l'élaboration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est relativement simple et s'apparente à celle usuellement adoptée pour les fonctionnements en moteur. Elle permet d'obtenir une commande simple et précise avec une bonne régulation du flux rotorique et de la tension redressée.

Dans le cas du contrôle direct du couple, l'avantage principal est le fait que le système est peu sensible à la variation des inductances de la génératrice. Par conséquent, il est possible d'utiliser le modèle linéaire de la machine pour élaborer la commande sans l'hypothèse de linéarité autour d'un point de fonctionnement de la génératrice asynchrone. La stratégie que nous proposons est originale dans le cas d'une application en site isolé. Cette stratégie a déjà été proposée pour une application automobile où il fallait maintenir la tension constante à 42V à la sortie du redresseur connecté à la machine asynchrone [Zha 05]. Cependant, l'effet de la saturation a été totalement négligé dans cette étude. Ce dernier a été pris en compte dans une autre étude portant sur la commande d'une génératrice asynchrone dans le cas d'une application en conversion de l'énergie éolienne dans un système de production de masse [Bru 99].

2. 1. Commande vectorielle

L'objectif à atteindre par la commande d'un système éolien diffère selon le type d'utilisation. Dans le cas d'un raccordement au réseau, le système éolien doit fournir la puissance active requise tout en minimisant la puissance réactive absorbée, et ce quelle que soit la vitesse du vent, sous réserve qu'elle soit suffisante pour produire de l'énergie électrique alors que dans le cas d'un fonctionnement autonome, le système éolien doit générer un système triphasé de tensions de valeur efficace et de fréquence fixes quelles que soient la vitesse du vent et/ou la charge connectée, sous réserve que la puissance du vent soit suffisante. C'est cette dernière application qui fait l'objet de nos travaux.

L'objectif de la commande est alors de maintenir constante la tension continue en sortie du redresseur. Cela peut être obtenu par le contrôle du flux et de la puissance transmise par la machine, c'est à dire son couple électromagnétique (en fonction de la vitesse). On retrouve alors les mêmes contraintes que pour la commande vectorielle d'une

machine asynchrone fonctionnant en moteur, c'est à dire le contrôle du flux et du couple électromagnétique indépendamment l'un de l'autre **[Idj 08-a]**. Nous verrons, dans la suite, comment le contrôle du flux à une valeur constante permet de simplifier la structure de la commande tout en ne négligeant pas les effets de saturation et croisé.

2. 1. 1. Orientation du flux

Dans le chapitre II, nous avons établi les équations de la machine dans le repère « dq » lié au champ tournant. Ce choix facilite la réalisation du découplage entre le flux et le couple mais alors la commande est tributaire de l'estimation de l'angle de la transformation de PARK. Pour réaliser ce découplage, il faut orienter le repère « dq », c'est à dire fixer en permanence une contrainte telle que l'une des grandeurs de sortie intervenant dans l'expression du couple soit imposée. On se sert pour cela de la relation angulaire interne à la machine (II.6) pour maintenir le flux constant. Le couple est alors contrôlé linéairement. Dans le cas de la machine asynchrone, il est possible de réguler soit **[Fai 95], [Bag 99]**:

- le flux rotorique,
- le flux statorique,
- le flux d'entrefer.

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée, elle donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer **[Bag 99]**. Dans ce cas, on choisit l'orientation du repère telle que : $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$. Cela signifie que le flux Φ_r est aligné en permanence avec l'axe « d ». Sa composante quadratique est donc nulle et la commande est telle que le flux Φ_r soit maintenu constant.

Cette dernière remarque amène une simplification importante pour l'élaboration de la commande. En effet, comme nous l'avons montré précédemment, les effets de la saturation et croisé doivent être pris en compte dans l'étude du fonctionnement de la génératrice asynchrone. L'analyse des équations (II.15) du modèle linéaire et (II.31) du modèle avec prise en compte de la saturation et de l'effet croisé illustre la complexité d'un tel système. Les diverses interactions au niveau des relations qui lient les flux aux courants et la détermination des inductances en fonction des courants magnétisants augmentent le nombre d'inconnues. Par contre, si la commande garantit un flux constant, les variations de ce dernier autour du point de fonctionnement sont négligeables. On peut alors considérer

les inductances constantes et un fonctionnement linéaire de la machine autour de ce point de fonctionnement.

Lorsque le champ rotorique est orienté, et avec l'hypothèse de linéarité autour d'un point de fonctionnement, le comportement de la machine asynchrone est décrit par les équations ci-après. Partant des équations (II.7), (II.8), (II.10) et (II.11), nous obtenons **[Bag 99], [Rek 05-b]**:

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \quad (IV.1)$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \quad (IV.2)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (IV.3)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (IV.4)$$

Nous rappelons, ci-dessous, les relations entre les différents flux et les courants de la machine asynchrone dans le cas où la saturation et l'effet croisé sont pris en compte :

$$\Phi_{sd} = (L_s + L_{md}) \cdot i_{sd} + L_{dq} \cdot i_{sq} + L_{md} \cdot i_{rd} + L_{dq} \cdot i_{rq} \quad (IV.5)$$

$$\Phi_{sq} = L_{dq} \cdot i_{sd} + (L_s + L_{mq}) \cdot i_{sq} + L_{dq} \cdot i_{rd} + L_{mq} \cdot i_{rq} \quad (IV.6)$$

$$\Phi_{rd} = L_{md} \cdot i_{sd} + L_{dq} \cdot i_{sq} + (L_r + L_{md}) \cdot i_{rd} + L_{dq} \cdot i_{rq} \quad (IV.7)$$

$$\Phi_{rq} = L_{dq} \cdot i_{sd} + L_{mq} \cdot i_{sq} + L_{dq} \cdot i_{rd} + (L_r + L_{mq}) \cdot i_{rq} \quad (IV.8)$$

Dans le cas d'une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, l'effet croisé entre les deux axes est nul. Par conséquent, $L_{dq}=0$. Par ailleurs, les deux inductances L_{md} et L_{mq} sont égales. En notant ces deux dernières $L_{md}=L_{mq}=M$, on retrouve les mêmes relations utilisées dans le cas d'une modélisation linéaire de la MAS :

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \quad (IV.9)$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \quad (IV.10)$$

$$\Phi_{rd} = M \cdot i_{sd} + L_r \cdot i_{rd} \quad (IV.11)$$

$$\Phi_{rq} = M \cdot i_{sq} + L_r \cdot i_{rq} \quad (IV.12)$$

En supposant que la commande maintienne : $\Phi_{rd} = \Phi_r = \text{constante}$ et $\Phi_{rq} = 0$, alors les dérivées temporelles des flux sont nulles en régime permanent $\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{d\Phi_r}{dt} = 0$ et

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0.$$

A partir de la relation (IV.3), on obtient:

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -R_r \cdot i_{rd} \quad (IV.13)$$

Ce qui implique que le courant i_{rd} est également nul en régime permanent. Par ailleurs, l'équation (IV.4) permet d'exprimer le flux en fonction du courant et de la pulsation rotoriques sous la forme suivante:

$$\Phi_r = -\frac{R_r \cdot i_{rq}}{\omega_r} \quad (IV.14)$$

La relation (IV.14) correspond en fait à la condition de calage du référentiel d'axes d et q dans le repère rotorique. Elle donne la valeur que doit avoir Φ_r en fonction de i_{rq}

(avec $\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$ et $i_{rd}=0$) pour que le flux rotorique reste orienté.

On peut, à partir de la relation (IV.11), exprimer le courant i_{rd} comme suit:

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r - M \cdot i_{sd}}{L_r} \quad (IV.15)$$

Comme $i_{rd}=0$, on a alors : $\Phi_{rd} = \Phi_{md} = \Phi_r = L_m \cdot i_{sd} = M \cdot i_{sd}$

Par ailleurs, la relation (IV.8) peut s'écrire de la manière suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M \cdot i_{sq}}{L_r} \quad (IV.16)$$

Sachant que le courant i_{rd} est nul en régime permanent, le courant magnétisant i_{md} le long de l'axe « d » est égal au seul courant i_{sd} (équation (II.21)).

D'autre part, si le flux Φ_{rq} est égal à zéro, cela signifie que i_{mq} est pratiquement nul ($i_{mq} = -(L_r/L_{mq}) i_{rq}$) d'après l'équation (IV.8)). Par conséquent, le module du courant magnétisant i_m (équation (II.29)) se réduit à i_{sd} . En conclusion, cela signifie donc que L_m dépend uniquement de i_{md} qui est égal à i_{sd} (équation (II.21)).

Par conséquent, si i_{sd} est maintenu constant, alors L_m reste constante et Φ_r qui est égal au produit de L_m par i_{sd} est aussi constant. Le caractère constant de L_m implique alors que $L_{dq} = 0$ et $L_{md} = L_{mq} = L_m = M$. Il s'agit bien des équations similaires à celles utilisées pour un fonctionnement linéaire.

Cette simplification implique également une limitation dans les performances de la commande. En effet, la commande est établie pour un régime Φ_r constant ; elle ne sera donc pas efficace avant que le flux de consigne ne soit atteint.

2. 1. 2. Expressions des tensions statoriques avec flux rotorique orienté

Suite aux différentes simplifications établies ci-dessus, nous allons ré-exprimer les tensions statoriques en fonction des courants statoriques et du flux Φ_r . Les développements seront effectués uniquement pour v_{sd} sachant que le raisonnement est identique pour v_{sq} .

En dérivant le flux Φ_{sd} , dont l'expression est donnée par (IV.9), par rapport au temps, on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + M \cdot \frac{di_{rd}}{dt}$$

Dans l'équation (IV.1), on remplace ensuite Φ_{sq} (relation (IV.10)) et $\frac{d\Phi_{sd}}{dt}$ par leurs expressions respectives. Cela aboutit à :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot L_s \cdot i_{sq} + M \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s \cdot M \cdot i_{rq}$$

En échangeant les courants rotoriques par les relations (IV.15) et (IV.16), on obtient :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \left(L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \left(L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt}$$

Sachant que le coefficient de dispersion s'écrit $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}$, la relation précédente devient :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (IV.17)$$

De manière identique, on peut réécrire v_{sq} sous la forme suivante :

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \quad (IV.18)$$

Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser des correcteurs de courants par hystérésis. De ce fait, il n'y a pas de consignes de tensions à déterminer et donc la connaissance du modèle interne de la génératrice n'est pas nécessaire et il n'y a pas besoin de prendre en considération les termes de compensation dans notre système de commande.

Le repère orienté impose $\Phi_{rq} = 0$. Connaissant le courant i_{sq} , l'expression du couple électromagnétique donnée par la relation (II.16) devient alors :

$$T_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (IV.19)$$

Pour mettre en œuvre la stratégie de commande, il faut pouvoir estimer Φ_r et ω_s pour l'application de la transformation de Park.

2. 1. 3. Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique

Dans la relation (IV.13), on remplace i_{rd} par sa valeur exprimée en (IV.15), il vient :

$$\Phi_r = \frac{M \cdot i_{sd}}{1 + T_r \cdot s} \quad (IV.20)$$

Avec T_r : constante de temps rotorique. s : opérateur de dérivation.

L'équation (IV.17) fait apparaître un terme contenant la dérivée du flux Φ_r .

D'après la relation (IV.20), il vient :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{\Phi_r}{T_r} \quad (IV.21)$$

On peut noter que si le flux est maintenu constant l'expression (IV.21) devient identiquement nulle. Cela signifie que la perturbation liée à ce terme dans la relation (IV.17) n'existe plus. Il n'y a alors plus lieu de la compenser. Cette hypothèse n'est valide qu'en régime établi.

La connaissance de ω_s permet d'assurer la validité des équations car le référentiel « dq » doit suivre constamment le champ tournant. Pour cela, on se sert de la relation angulaire interne $\omega_s = \omega_r + p \cdot \Omega$. La vitesse de rotation de la machine est mesurée. Par contre, il faut estimer la vitesse du champ rotorique. Dans l'équation (IV.14), on remplace i_{rq} par sa valeur donnée en (IV.16). Ce qui donne :

$$\omega_r = \frac{M \cdot i_{sq}}{T_r \cdot \Phi_r} \quad (IV.22)$$

On obtient finalement :

$$\omega_s = \frac{M \cdot i_{sq}}{T_r \cdot \Phi_r} + p \cdot \Omega \quad (IV.23)$$

Cette dernière relation correspond à un autopilotage de la machine. C'est cette relation qui force à zéro une des grandeurs de sortie, et permet ainsi le découplage entre les deux grandeurs restantes dans l'expression du couple.

2. 1. 4. Détermination des paramètres nécessaires à la commande

La commande nécessite la connaissance de différents paramètres de la machine asynchrone supposée non saturée (M , L_s , T_s et T_r). En réalité, ces paramètres ne sont pas

constants. Néanmoins, la commande vectorielle permet le contrôle du flux dans la machine. On peut déterminer la valeur prise par l'inductance magnétisante L_m pour l'état magnétique de référence. On supposera ensuite que cet état magnétique est maintenu (ce qui est faux en régime transitoire) et on déterminera ainsi les paramètres du modèle de commande équivalent non saturé.

Le flux rotorique de référence est choisi afin de placer la machine dans un état de magnétisation proche de celui de son point de fonctionnement nominal. On choisit dans notre cas de maintenir le flux rotorique suivant l'axe d à la valeur de référence : $\Phi_{rd - réf} = 0.7 \text{ Wb}$.

Les relations (II.19) et (II.23) conduisent à :

$$\Phi_{rd} = l_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{md} \quad (IV.24)$$

Si on considère le régime permanent commandé, on suppose que le flux rotorique est uniquement porté par l'axe d et maintenu à la valeur $\Phi_{rd - réf}$; En négligeant l'inductance de fuite l_r , on a montré qu'on a $i_{mq} \approx 0$ et $\Phi_{rd - réf} = L_m \cdot i_{md}$. En introduisant l'expression du module du courant magnétisant (équation II.29), on peut écrire **[Idj 08-a]** :

$$L_m \approx \frac{\Phi_{rd - réf}}{i_{md}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\Phi_{r - réf}}{|i_m|} \quad (IV.25)$$

On déduit que le flux $\Phi_{rd - réf} = 0.7 \text{ Wb}$ correspond à un module de référence $|\Phi_r|_{réf} = 0.57 \text{ Wb}$.

L'intersection entre la caractéristique $L_m(|i_m|)$ et la courbe définie par l'équation (IV.25), permet de déterminer la valeur de l'inductance magnétisante L_m à considérer pour la commande. On peut alors déterminer tous les paramètres utiles pour la commande de la façon suivante:

$$\begin{cases} M = L_m \\ L_s = l_s + L_m \\ L_r = l_r + L_m \end{cases} \quad \text{en découle } \sigma, T_s \text{ et } T_r \text{ connaissant } R_s \text{ et } R_r.$$

Pour notre machine, en prenant $\Phi_{rd - réf} = 0.7 \text{ Wb}$, les résultats sont :

$$\begin{cases} M = 0.10474 \text{ H} \\ T_s = 0.10611 \text{ s} \\ T_r = 0.08462 \text{ s} \\ \sigma = 0.11949 \end{cases} \quad (IV.26)$$

2. 1. 5. Définition de l'algorithme de commande

D'après les différentes équation établies au paragraphe suivant, le flux peut être contrôlé par i_{sd} . Une fois celui ci maintenu à sa référence, le couple est alors directement proportionnel à i_{sq} . On retrouve alors les mêmes relations, classiques, que celles qui sont à l'origine de la commande vectorielle de la machine asynchrone en fonctionnement moteur dans le cas de l'utilisation d'un modèle linéaire.

Dans le cas du fonctionnement considéré dans nos travaux, c'est la tension « V_{dc} » à la sortie du redresseur qui doit être contrôlée et maintenue constante. La stratégie de commande de la tension « V_{dc} » peut être déduite à partir de celle utilisée en fonctionnement moteur. Partant de la tension « V_{dc} » à contrôler et du courant i_{dc} 'mesuré' à la sortie du redresseur, on peut exprimer la puissance débitée sur la charge [Idj 07-b], [Idj 08-a], [Lev 99], [Tou99]:

$$V_{dc-ref} \cdot i_{dc} = P_{ref} \tag{IV.27}$$

En négligeant les pertes, on peut confondre cette puissance avec la puissance électromagnétique dont l'expression est $P_{ele}=T_{em}.\Omega$.

On peut alors exprimer le couple électromagnétique comme étant :

$$T_{em} = \frac{P_{ref}}{\Omega} \tag{IV.28}$$

De ce fait, le contrôle de « V_{dc} » peut se faire par l'intermédiaire de celui du couple électromagnétique. Il est à noter que les conventions utilisées pour le modèle de la machine étant celles du fonctionnement moteur, la valeur du courant i_{dc} est donc négative. Ceci implique que la puissance de référence, et par suite le couple de référence, ont également des valeurs négatives.

Ainsi, la commande vectorielle de la tension à la sortie d'un redresseur à MLI sur lequel débite une génératrice asynchrone est similaire à celle en couple d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI. Il faut donc maintenir le flux à une valeur constante et commander le couple électromagnétique à une valeur négative issue de la puissance débitée.

Dans le cas de la commande en moteur, la référence du flux rotorique est généralement assignée à la valeur issue de la tension nominale à la fréquence nominale. Dans notre cas, nous avons étudiée deux stratégies.

Dans la première stratégie, la référence de flux est effectivement prise constante, égale à la valeur nominale. Ceci se traduit par:

$$\Phi_{rd - \text{réf}} = \Phi_{rd - \text{nom}} = 0.7\text{Wb} \quad (\text{IV.29})$$

Dans la seconde stratégie, destinée aux fonctionnements à des vitesses élevées, nous considérons une référence du flux rotorique inversement proportionnelle à la vitesse de rotation obtenue par la relation suivante [Idj 07-b] :

$$\Phi_{rd - \text{réf}} = \frac{\omega_{\text{nom}}}{\omega} \Phi_{rd - \text{nom}} \quad (\text{IV.30})$$

Avec : $\Phi_{rd - \text{nom}} = 0.7\text{Wb}$

où $\Phi_{rd - \text{nom}}$ et ω_{nom} sont respectivement le flux rotorique nominal et la vitesse de synchronisme. Cette deuxième stratégie permettrait de faire fonctionner la machine à un niveau de saturation moins élevé dans le cas de grandes vitesses et donc de diminuer, en partie, les pertes fer. Il est à noter qu'elle n'est valable que dans une certaine plage de vitesses qui permettent d'avoir des valeurs de flux de référence cohérentes.

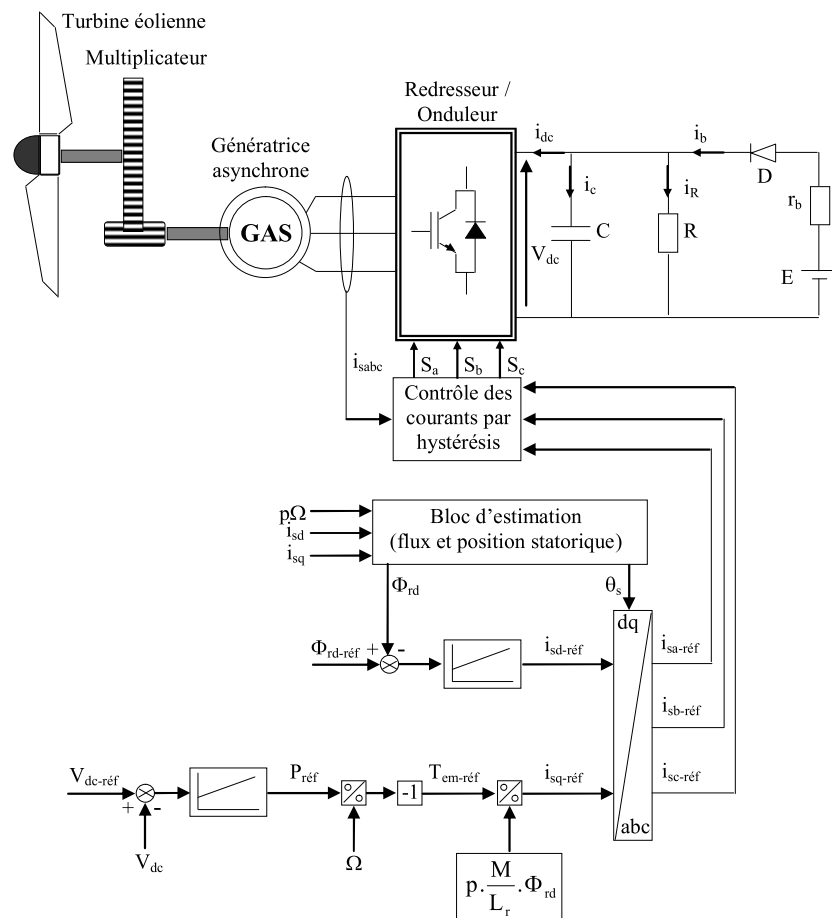


Figure IV.1 – Schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté

La figure (IV.1) résume l'ensemble de la structure de commande en boucle fermée. Les courants i_{sq} et i_{sd} sont régulés en valeurs instantanées. La tension « V_{dc} » est régulée en valeur moyenne et sa valeur de référence V_{dc-ref} est prise égale à 465V.

L'essai de simulation est réalisé avec une batterie de 12V et de résistance interne de 0.1Ω . La capacité de filtrage en sortie redresseur est fixée à 1000 μF .

2. 1. 6. Résultats de simulation

Le système composé de la génératrice asynchrone connectée à un redresseur à MLI et commandé suivant la stratégie de commande introduite ci-dessus a été simulé. Le modèle de la machine est celui présenté dans le chapitre II. Il tient compte de la saturation et de l'effet croisé. Dans ce qui suit, deux tests de simulation sont effectués afin de quantifier les performances de la commande. Le premier permettra de tester l'influence de variations de la vitesse. Le second quantifiera l'impact de variations de charge sur l'évolution de la tension à la sortie du redresseur.

2. 1. 6. 1. Influence de la variation de la vitesse

Le système global, utilisant le schéma de la commande vectorielle de la figure (IV.1) a été simulé. Les correcteurs PI utilisés, tant pour la boucle du flux que celle de la tension continue, ont été déterminés d'une manière classique et sont identiques pour les deux stratégies de commande afin de pouvoir comparer les performances dans les mêmes conditions. Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats de simulation obtenus pour une vitesse d'entraînement variable. Dans un premier temps, la génératrice est entraînée à la vitesse de synchronisme (750tr/mn). A l'instant $t=2s$, la vitesse est augmentée de +10% puis à l'instant $t=4s$, elle est diminuée pour atteindre 10% de moins par rapport à celle du synchronisme (figure (IV.2)). Il est à noter que le cas de vitesse faible a uniquement pour but un caractère illustratif dans le cadre de la seconde stratégie de commande. En effet, il induira nécessairement un flux de référence 'élevé', ce qui influera d'une manière négative sur les pertes Fer de la machine. Ce profil de vitesse est alors appliqué aux deux techniques de commande proposées.

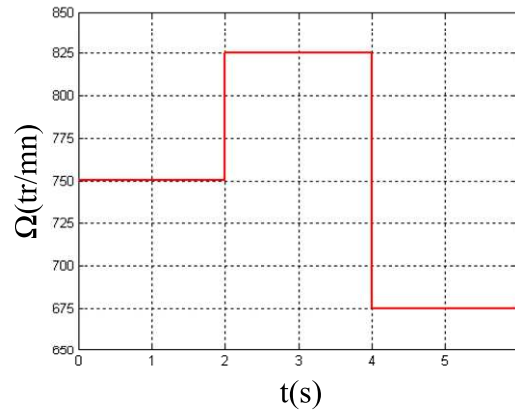


Figure IV.2 – Vitesse d’entraînement

Les résultats obtenus en appliquant la commande vectorielle avec les deux stratégies, la première avec un flux rotorique constant (équation (IV.29)) et la deuxième avec un flux rotorique variable en fonction de la vitesse d’entraînement (équation (IV.30)), sont présentés sur les figures ci-dessous où les celles notées avec la lettre (a) sont relatives aux résultats obtenus par la première stratégie alors que les figures notées avec la lettre (b) montrent les résultats issus de la seconde stratégie.

Dans les deux cas, la tension redressée est bien contrôlée comme le montrent les figures (IV.3.a) et (IV.3.b) avec, comme escompté, le même temps de réponse lors de l’échelon initial. Dans le cas de la première stratégie, comme le flux est maintenu constant, la tension est pratiquement insensible aux variations de la vitesse. Ceci n’est pas totalement le cas pour la seconde stratégie où la tension s’écarte légèrement de la valeur de référence quand la vitesse varie. Les écarts, dus aux variations du flux qui accompagnent chaque variation de vitesse, restent néanmoins largement en dessous de 5%.

Les figures (IV.4.a) et (IV.4.b) montrent les allures temporelles du flux rotorique. Ce dernier est totalement insensible aux variations de vitesses dans le cas de la première stratégie et suit bien sa référence dans le cas de la seconde. Il est à noter qu’une variation de $\pm 10\%$ de la vitesse ne s’accompagne pas d’une variation proportionnelle du flux. Cela est dû à la relation (IV.30), non linéaire, qui détermine la valeur du flux de référence en fonction de la vitesse d’entraînement.

Sur les figures (IV.5.a) et (IV.5.b) sont représentées les allures des courants suivant les deux axes d et q. Dans le cas de la première stratégie, les deux courants étant régulés indépendamment l’un de l’autre, l’évolution du courant (i_{sd}) est similaire à celle du flux alors que celle du courant (i_{sq}) est à l’inverse de celle de la vitesse. Cela est tout à fait cohérent étant donné que, à puissance de charge constante, ce dernier va compenser (resp.

délester), en couple, le déficit (resp. le surplus) de vitesse de rotation. Cela est visible sur l'évolution temporelle du couple électromagnétique donnée à la figure (IV.6.a).

Les allures des courants (i_{sd}) et (i_{sq}) sont évidemment légèrement différentes dans le cas de la seconde stratégie. En effet, les rôles des deux courants ne sont plus aussi tranchés que pour la première. La référence du flux étant variable en fonction de la vitesse, le courant (i_{sd}) s'adapte pour répondre aux nouvelles références de flux à chaque variation de vitesse. Par conséquent, toujours à puissance de charge constante, l'apport du courant (i_{sd}) est moins prépondérant, d'où des variations atténuées par rapport à la première stratégie. La figure (IV.6.b) montre toutefois que le couple électromagnétique est bien régulé, aux mêmes valeurs de consigne que dans la première stratégie mais avec des transitions différentes des valeurs de référence.

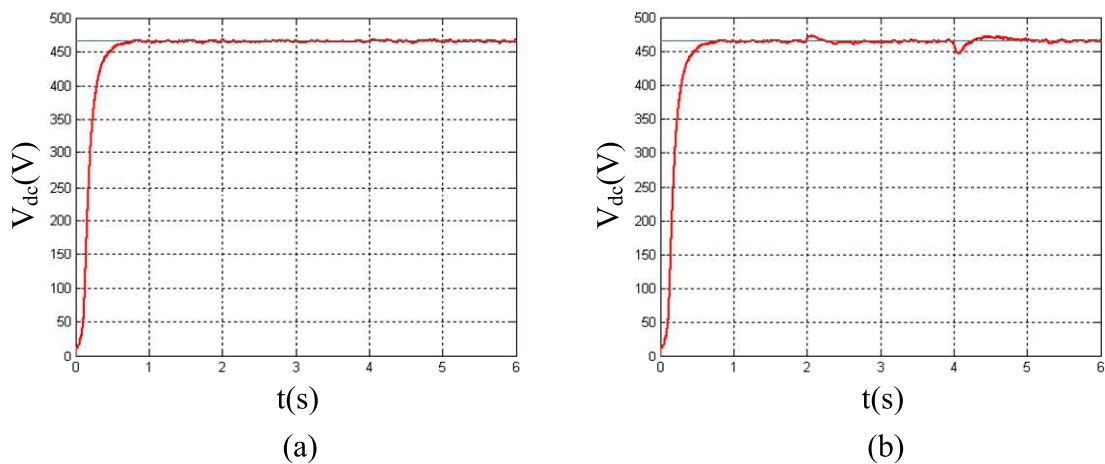


Figure IV.3 – Tension redressée

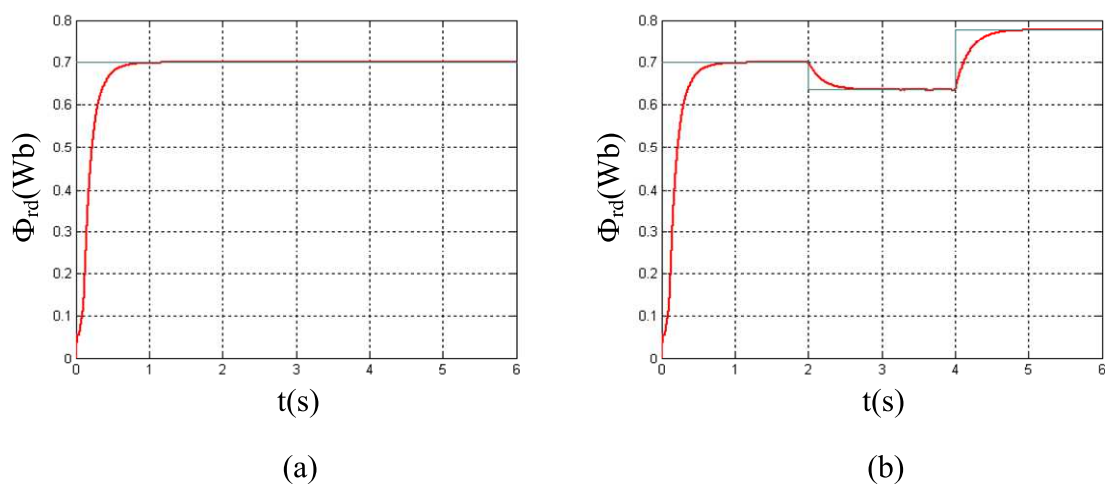


Figure IV.4 – Flux rotorique

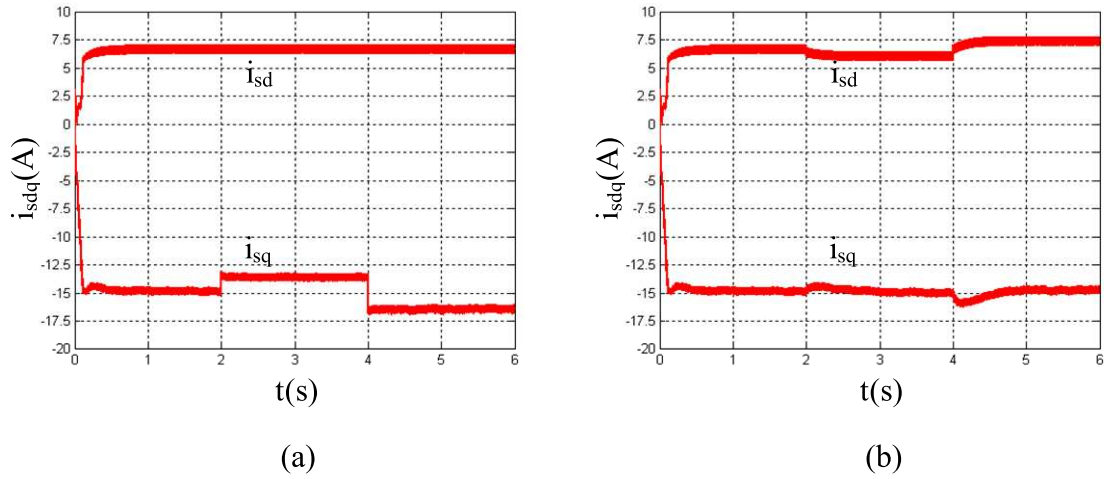


Figure IV.5 – Courants i_{sd} et i_{sq}

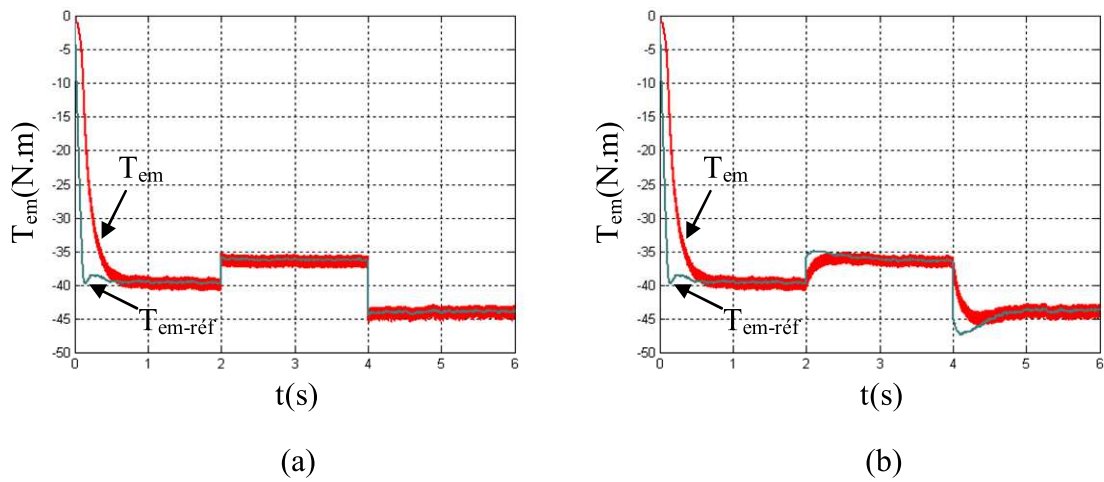


Figure IV.6 – Couple électromagnétique

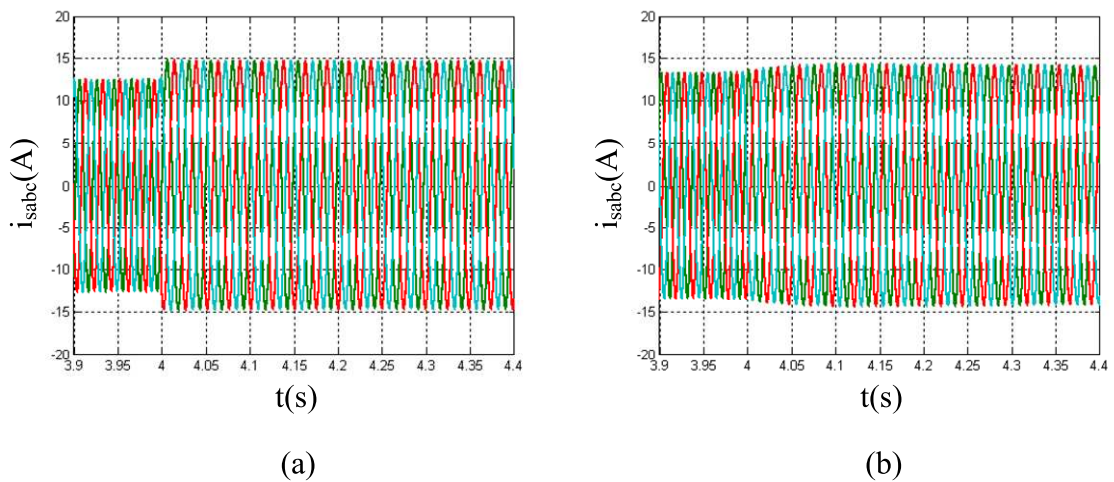
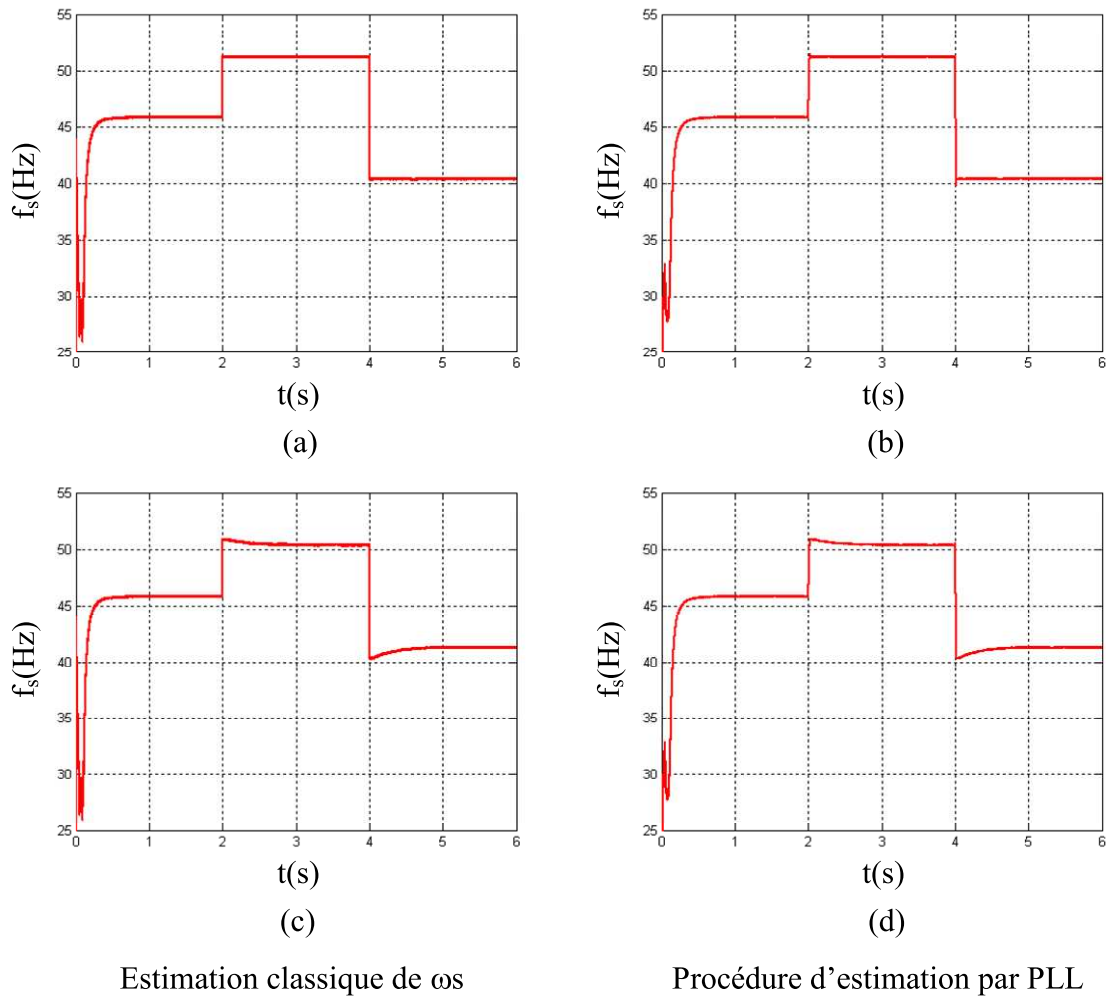


Figure IV.7 – Courants statoriques



Estimation classique de ω_s

Procédure d'estimation par PLL

Figure IV.8 – Fréquence statorique

Les figures (IV.7.a) et (IV.7.b) montrent un zoom des allures temporelles des courants statoriques aux alentours de la variation de la vitesse à 4s. Ces derniers sont évidemment sinusoïdaux mais on peut noter une différence entre les deux stratégies.

Dans le cas de la première, la transition est relativement brusque suite à la variation de la référence de (i_{sq}) alors que dans le cas de la seconde stratégie, la transition se fait d'une manière beaucoup moins abrupte. Ceci est tout à fait normal de par les variations graduelles simultanées de i_{sd} et i_{sq} qui répondent aux variations du flux et du couple.

Enfin, nous présentons, sur les figures (IV.8), les valeurs de la fréquence statorique pour les différents régimes de fonctionnement. Les figures (IV.8a et c) sont issues de la relation (IV.23) alors que les figures (IV.8b et d) sont obtenues à partir d'une procédure d'estimation de la fréquence basée sur le principe d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) [Pan 04]. Par ailleurs, les figures (IV.8a) et (IV.8b) sont relatives à la première stratégie et les figures (IV.8c) et (IV.8d) sont relatives à la seconde. On peut constater que :

- 1- Les valeurs issues de la relation (IV.23) et celles de la procédure d'estimation de la fréquence par PLL sont pratiquement identiques.
- 2- Les valeurs des fréquences sont les mêmes sur le premier intervalle de temps, ce qui est normal étant donné que le flux de référence est le même pour les deux stratégies sur cet intervalle.
- 3- Ces valeurs diffèrent naturellement durant les deux autres intervalles mais demeurent relativement proches, ce qui dénote des glissements très proches.

Les résultats, obtenus avec le test de l'influence de la vitesse, montrent que la tension redressée est mieux contrôlée dans la première stratégie (à flux constant) que dans la seconde (à flux variable en fonction de la vitesse). Comme nous l'avons expliqué ci-dessus, cela est normal étant donné que le flux est régulé à une valeur constante. La seconde stratégie peut d'ailleurs s'apparenter à une commande non linéaire étant donné que les deux références (de flux et de couple) varient simultanément lors d'un changement de vitesse. Ceci induit des temps de réponse plus élevés du couple électromagnétique.

En résumé, la première stratégie impose un niveau de saturation constant, d'où une commande linéaire (autour du point de saturation induit par le flux) et donc une meilleure dynamique. Par contre, cela induit des variations brusques des courants lors des transitions. La seconde stratégie est moins performante du point de vue de la dynamique du couple électromagnétique et n'est linéaire, par paliers, que lorsque le flux a atteint sa valeur de référence. Toutefois, elle est intéressante dans le cas de vitesses de rotation élevées car elle nécessite un niveau de saturation plus faible d'où des pertes Fer qui peuvent être limitées. Par ailleurs, de par la complémentarité des rôles joués par les deux courants (i_{sd}) et (i_{sq}), les passages dus à des variations de vitesse se font d'une manière plus 'lisse'.

2. 1. 6. 2. Influence de la variation de la charge

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux performances de la commande vectorielle pour des variations de charge. Dans ce qui suit, nous montrons les résultats obtenus lorsque la génératrice est entraînée à la vitesse de synchronisme avec une valeur de la tension redressée $V_{dc-réf}$ est 465V. Comme la vitesse est constante, les deux stratégies précédentes sont identiques (flux fixe). Les simulations sont menées pour une charge initiale $R = 70\Omega$. A $t=2s$ la résistance est augmentée à une valeur de 100Ω puis à $t=4s$, la résistance est ramenée de nouveau à 70Ω .

Les résultats obtenus sont présentés ci-dessous. Le flux rotorique (figure (IV.10)), régulé par le courant (i_{sd}) (figure (IV.11)), est totalement insensible à la variation de la charge. Par contre, cette variation affecte nettement la tension redressée avec des dépassements avoisinants les 15% (figure (IV.9)). Contrairement à une variation de vitesse, qui affecte la puissance d'entrée sans une grande incidence sur la tension continue, une variation de charge affecte la valeur de la puissance demandée, directement liée à la tension V_{dc} , et donc la composante 'active' du courant statorique (i_{sq}) (figure (IV.13)) et le couple électromagnétique (figure (IV.12)).

Les allures de la fréquence statorique données aux figures (IV.14a et b) (estimation classique de ω_s et par procédure PLL) sont, d'une part pratiquement identiques par les deux approches et, d'autre part, conformes à ce que l'on pourrait attendre, à savoir un glissement moins élevé pour une puissance de sortie plus faible.

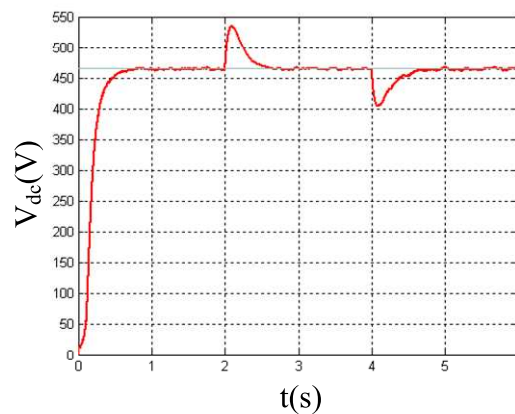


Figure IV.9 – Tension redressée

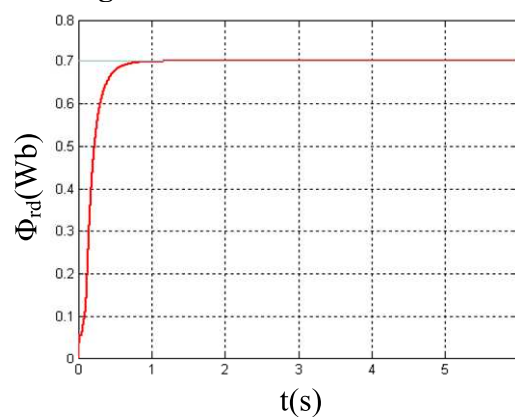


Figure IV.10 – Flux rotorique

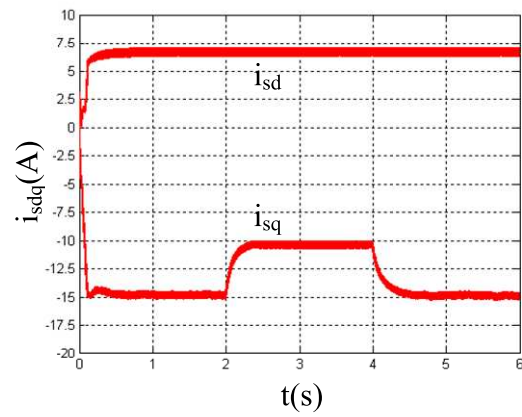


Figure IV.11 – Courants i_{sd} et i_{sq}

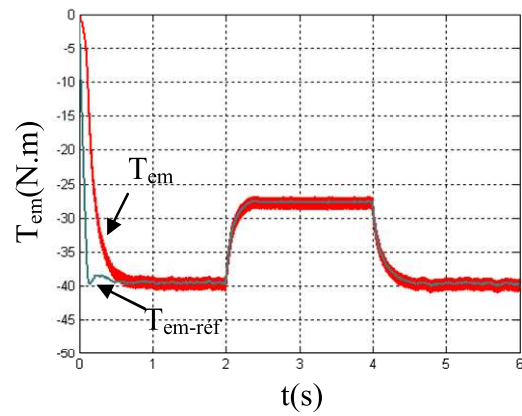


Figure IV.12 – Couple électromagnétique

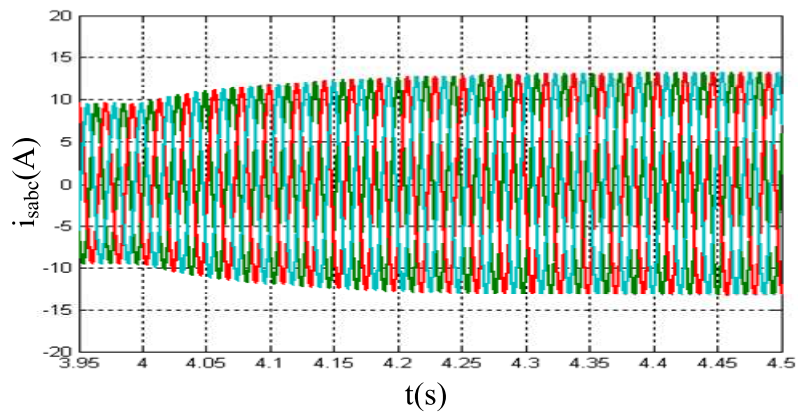


Figure IV.13 – Courants statoriques

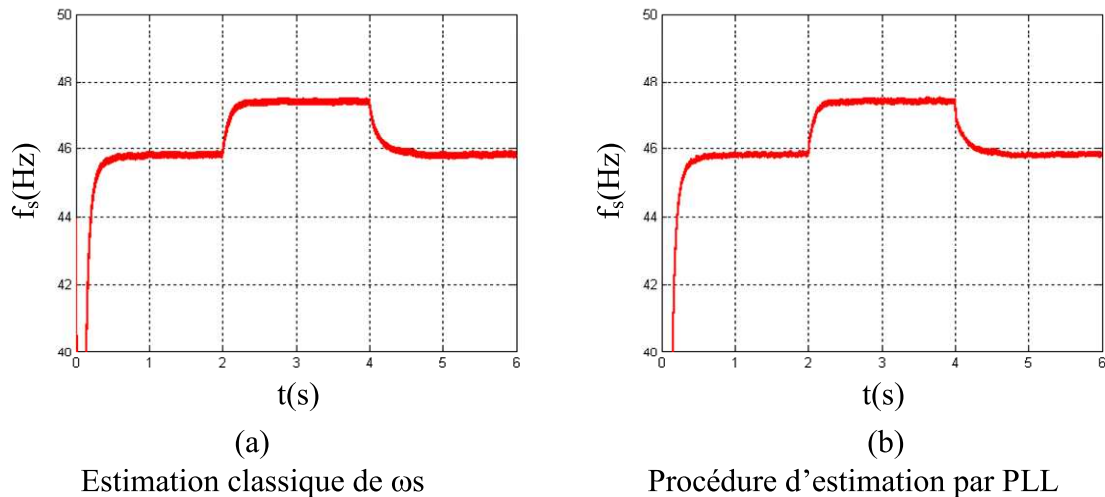


Figure IV.14 – Fréquence statorique

Le contrôle de la tension continue à la sortie du redresseur à MLI, basé sur la commande vectorielle avec une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, permet d'obtenir des résultats satisfaisants avec une bonne dynamique en utilisant la première stratégie (à flux constant) ou une réduction du niveau de saturation dans le cas de la seconde stratégie (à flux variable et à grandes vitesses). Toutefois, la dépendance des divers estimateurs de cette commande de la mutuelle inductance (M) peut limiter ses performances. En effet, la valeur de la mutuelle utilisée dans la commande pour estimer les diverses grandeurs (flux, couple et pulsation statorique) est calculée pour un flux de référence égale à 0.7Wb , ce qui donne une précision acceptable des grandeurs estimées dans le cas de la première stratégie. Par contre, dans la seconde stratégie, les différentes valeurs de référence du flux diffèrent de 0.7Wb d'où de nouvelles valeurs de la mutuelle qui doivent être calculées en fonction du flux de référence (équation (IV.25)).

Une autre possibilité de commande peut être adoptée, le contrôle direct du couple. Cette approche, basée sur les expressions des flux, a l'avantage d'être peu sensible à la variation des inductances de la génératrice.

3. 2. Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone

La structure de contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone a été introduite par I. Takahashi et M. Depenbrock en 1985. Par la suite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande [Cha 96].

Dans le cas d'un fonctionnement en moteur, l'idée directrice de ce type de commande est de chercher à tout instant la combinaison optimale des interrupteurs d'un onduleur de tension en vue de satisfaire simultanément à un objectif de flux et de couple

[De-Wit 00]. Le couple et le flux sont alors directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

L'utilisation de la commande directe du couple a fait l'objet de peu d'études dans le cas d'un fonctionnement en générateur de machines asynchrones à cage. Dans [Zha 05], elle a été proposée pour une application en automobile. Le modèle adopté dans cette référence est le modèle linéaire. La non linéarité des matériaux a, par contre, été prise en compte dans [Bru 99] où l'application concernait la conversion de l'énergie éolienne dans un système de production de masse connecté au réseau.

Dans notre étude, nous nous proposons d'appliquer cette stratégie de contrôle à la génératrice asynchrone connectée à un redresseur à MLI débitant sur une charge autonome afin de maintenir constante la tension à la sortie du convertisseur. Contrairement à la commande vectorielle, l'élaboration du contrôle direct du couple ne nécessite pas la linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement car les estimateurs sont indépendants des diverses inductances.

3. 2. 1. Principe de la commande DTC

La commande directe du couple (DTC) a pour objectif la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs instantanées à l'intérieur d'une bande autour de la valeur désirée. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation [Naa 05].

3. 2. 2. Caractéristiques principales de la commande directe du couple

Dans une commande (DTC), il est recommandé d'utiliser une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de faire appel à des calculateurs de haute performance afin de satisfaire aux conditions de calculs en temps réel.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [Elb 06] :

- La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une très bonne dynamique de la machine.

- L'existence d'oscillations du couple qui dépendent, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande présente différents avantages et inconvénients qui sont énumérés ci dessous dans le cas d'une régulation de vitesse en fonctionnement moteur [Elb 06] :

Avantages :

- Absence de calculs dans le repère rotorique (d, q) et donc l'utilisation d'une matrice de rotation;
- Absence de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Pas d'obligation de découplage des courants par rapport aux tensions de commande comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- Présence d'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Pas d'obligation de connaître avec une grande précision la position rotorique car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire ;
- Très bonne réponse dynamique.

Inconvénients :

- Problèmes de commande à basse vitesse ;
- Nécessité de disposer d'estimations du flux statorique et du couple ;
- Existence d'oscillations de couple ;
- Fréquence de commutations non constantes (utilisation de régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

3. 2. 3. Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé

Dans le cas d'un fonctionnement moteur, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des bras de l'onduleur. Ces états sont donnés par le groupe (S_a, S_b, S_c) où chacune des trois variables peut prendre les valeurs : 1 ou 0. Ainsi, huit combinaisons différentes sont possibles :

$V_0 (0\ 0\ 0)$, $V_1 (1\ 0\ 0)$, $V_2 (1\ 1\ 0)$, $V_3 (0\ 1\ 0)$, $V_4 (0\ 1\ 1)$, $V_5 (0\ 0\ 1)$, $V_6 (1\ 0\ 1)$, $V_7 (1\ 1\ 1)$.

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de la MAS. Tous les vecteurs sont actifs hormis les vecteurs V_0, V_7 qui sont nuls.

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction des différents vecteurs tension, courant et flux, sous la forme suivante :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (\text{IV.31})$$

Le vecteur tension V_s est délivré par l'onduleur de tension triphasé supposé parfait. Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur (S_a, S_b, S_c) et peut s'écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante [**Cha 96**]:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{IV.32})$$

En développant le vecteur tension V_s , la relation entre les tensions réelles (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) et les variables booléennes (S_a, S_b, S_c) s'écrit [**Rek 04**] :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.33})$$

Par ailleurs, en utilisant la transformée de Concordia, on peut lier les tensions réelles (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) aux tensions dans le plan (α, β) par la relation suivante [**Rob 07**] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.34})$$

Les positions spatiales, dans le plan (α, β), des vecteurs tensions générés par l'onduleur sont présentées dans la figure (IV.15):

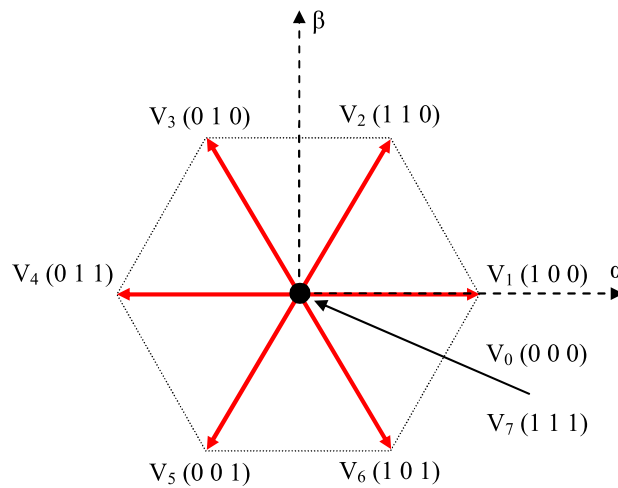


Figure IV.15 – Représentation des vecteurs tensions générés par l’onduleur

3. 2. 4. Stratégie de commande directe du flux et de couple

3. 2. 4. 1. Principe du contrôle du flux statorique

A partir de la relation (IV.31) de la tension statorique dans un repère lié au stator, on peut exprimer le flux statorique par **[Rek 04]** :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (IV.35)$$

Sur un intervalle $[0, T_e]$, correspondant à une période d’échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes. Par conséquent, on peut écrire **[Yan 06]**:

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^{T_e} i_s \cdot dt \quad (IV.36)$$

Où Φ_{s0} est le vecteur flux à l’instant $t=0$. En considérant la chute de tension $(R_s \cdot i_s)$ négligeable devant la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), l’extrémité du vecteur Φ_s , sur un intervalle $[0, T_e]$, se déplace sur une droite de direction V_s **[Rek 04]**:

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + V_s T_e \quad (IV.37)$$

$$\Delta\Phi_s = V_s \Delta T_e \quad (IV.38)$$

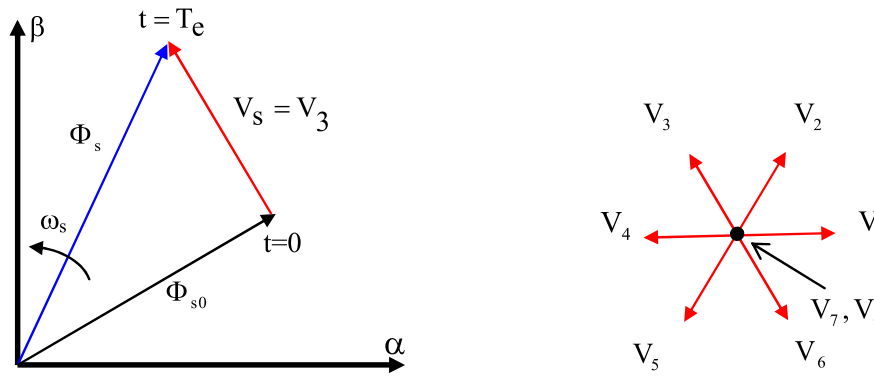


Figure IV.16 – Exemple de l'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s \cdot i_s$ négligeable

[Yan 06]

Par conséquent, en choisissant une séquence correcte du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur Φ_s la trajectoire désirée. Il est alors possible de faire fonctionner la machine avec un module de flux Φ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [Cha 96].

Lorsque le vecteur de tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux Φ_s est donnée par la dérivée $(\frac{d\Phi_s}{dt})$, correspondant à la force électromotrice $(E = \frac{d\Phi_s}{dt})$. En supposant le terme $(R_s \cdot i_s)$ négligeable, on montre que le vecteur $(\frac{d\Phi_s}{dt})$ est pratiquement égal au vecteur tension V_s . Ainsi, la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux Φ_s est donnée par l'amplitude de la dérivée du vecteur flux $(\frac{d\Phi_s}{dt} = V_s)$, qui est égale à $V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}}$.

Le déplacement du flux statorique correspond à la dérivée angulaire $(\frac{d\theta_s}{dt})$. Sur la figure (IV.17), on présente les trois directions possibles du vecteur flux Φ_s . Ainsi, on peut voir que pour $(E = \frac{d\Phi_s}{dt})$ donné, le déplacement de l'extrémité du flux statorique est maximal si cette même force électromotrice est perpendiculaire à la direction du vecteur Φ_s .

Par contre, dans le cas où la force électromotrice est décalée par rapport à la perpendiculaire de Φ_s (α_1 en avant ou α_2 en arrière), on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux Φ_s . De même, on relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux Φ_s est nulle, si l'on applique un vecteur tension nul (cas où le terme $R_s i_s$ est négligé) [Cha 96].

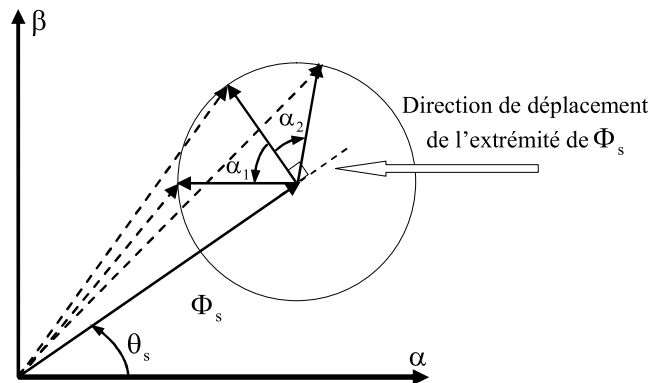


Figure IV.17 – Présentation des trois directions possibles du vecteur flux Φ_s

On peut dire que la manière la plus efficace d'augmenter (respectivement diminuer) le flux est celle d'appliquer un vecteur de tension parallèle à Φ_s , et de même sens (respectivement de sens opposé).

La figure (IV.18) montre un exemple d'évolution de l'extrémité du vecteur Φ_s pour ($V_s = V_2$) avec $R_s i_s$ négligeable. On constate ainsi que la composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux Φ_s .

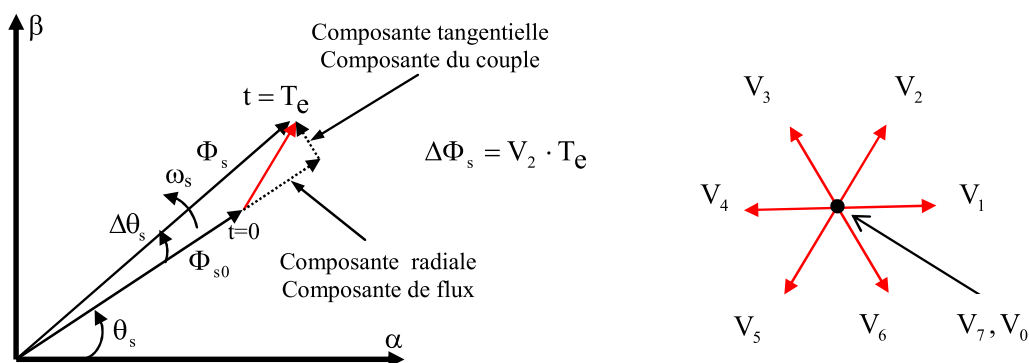


Figure IV.18 – Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s i_s$ négligeable

$$(V_s = V_2)$$

3. 2. 4. 2. Contrôle du couple électromagnétique

Les équations électriques de la machine asynchrone peuvent être exprimées, en grandeurs vectorielles dans le référentiel lié au stator, de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad (IV.39)$$

A partir des expressions des flux ((IV.9), (IV.10), (IV.11) et (IV.12)), le courant rotorique s'écrit :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \Phi_s \right) \quad (IV.40)$$

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma\tau_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma\tau_r} \Phi_s \end{cases} \quad (IV.41)$$

Ces relations montrent que :

- Le contrôle du vecteur Φ_s est possible à partir du vecteur V_s , à la chute de tension $R_s i_s$ près.
- Le flux Φ_r suit les variations de Φ_s avec une constante de temps $\sigma\tau_r$.

En régime permanent, l'équation (IV.41) s'écrit :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 - j\omega\sigma\tau_r} \quad (IV.42)$$

En posant $\gamma = \left(\Phi_s, \hat{\Phi}_r \right)$ le couple s'exprime sous la forme suivante :

$$T_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (IV.43)$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative. De ce fait, si on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut alors contrôler l'amplitude de la position relative de Φ_r et donc contrôler le couple, à condition que la période de commande T_c de la tension V_s est telle que $T_c \ll \sigma\tau_r$ [E1b 06].

3. 2. 5. Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux (Φ_s), du sens de rotation de (Φ_s) et de l'évolution souhaitée pour le couple. L'espace de l'évolution de (Φ_s) est décomposé en six zones i , avec $i = [1,6]$, telles qu'elles sont représentées sur la figure (IV.19).

Lorsque le flux (Φ_s) se trouve dans une zone i ($i=1\dots6$) le contrôle du flux statorique et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des vecteurs tensions suivants [Cha 96]:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et T_{em} croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et T_{em} décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et T_{em} croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et T_{em} décroît ;
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés alors l'amplitude du flux demeure constante et le couple décroît si la vitesse est positive, et croît si la vitesse est négative.

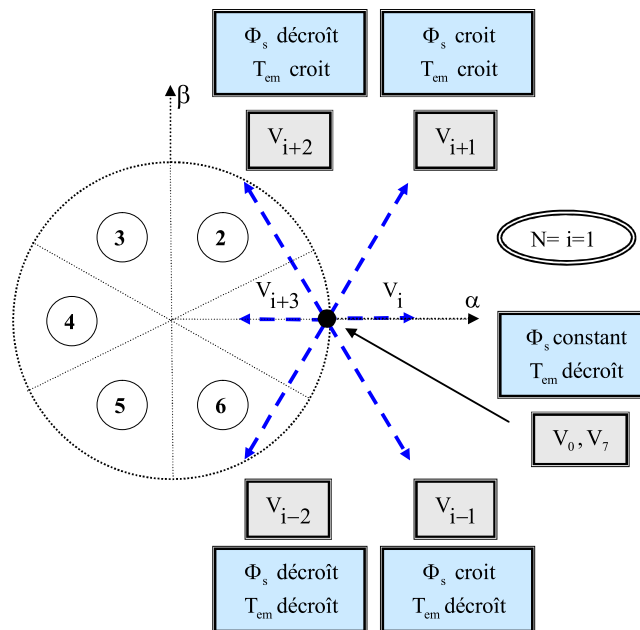


Figure IV.19 – Sélection du vecteur tension selon la zone $N=1$

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N= i$, les deux vecteurs tensions V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux Φ_s sur une zone $N=i$, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur [Rek 04].

3. 2. 6. Structure du système de contrôle direct du couple

Le vecteur tension à la sortie de l'onduleur est déduit à partir des écarts de couple et du flux, estimés par rapport à leurs références, et de la position du vecteur (Φ_s). Il est donc nécessaire d'estimer le flux statorique et le couple électromagnétique avec la meilleure précision possible pour obtenir de bonnes performances du système.

3. 2. 6. 1. Estimateur du flux statorique

L'estimateur du flux est réalisé à partir des mesures des grandeurs statoriques (courants et tensions) de la machine.

A partir des commandes (S_a, S_b, S_c) et de la tension V_{dc} , on détermine les valeurs des tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ en appliquant la transformation de Concordia:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} [S_b - S_c] \end{cases} \quad (IV.44)$$

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

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (IV.45)$$

L'utilisation de la relation (IV.35), permet alors de déterminer directement les composantes α, β du vecteur flux statorique (Φ_s) [Rek 04]:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.46)$$

dont le module s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (IV.47)$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. En effet, l'angle α_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur Φ_s est obtenu à partir de la relation suivante :

$$\alpha_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (IV.48)$$

3. 2. 6. 2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple est estimé directement à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et des grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ [Rek 04].

$$T_{em} = p(\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (IV.49)$$

3. 2. 6. 3. Elaboration du correcteur du flux

Le but d'utiliser un correcteur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux (Φ_s) dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.20). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de Φ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela, un correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet en plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1) ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir $|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$, où Φ_{sref} correspond à la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ est la moitié de la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur [Elb 06].

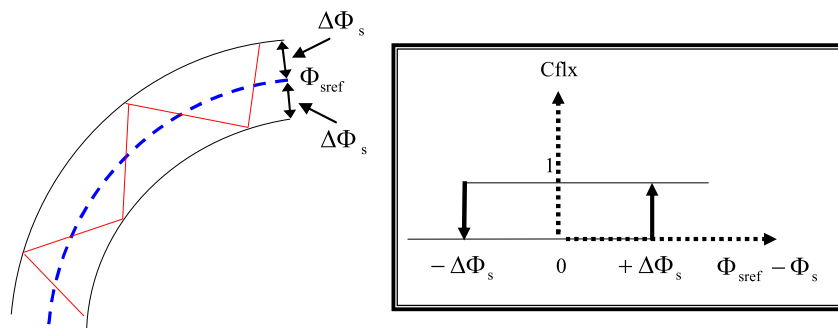


Figure IV.20 – Evolution du flux en utilisant un correcteur à hystérésis à deux niveaux

3. 2. 6. 4. Le correcteur du couple

Ce correcteur a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|T_{em_ref} - T_{em}| \leq \Delta T_{em}$, T_{em_ref} étant la référence du couple et ΔT_{em} la moitié de la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Contrairement au flux, le couple électromagnétique peut être positif ou négatif.

Deux solutions peuvent alors être envisagées :

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

Dans notre cas, nous utilisons un correcteur à trois niveaux afin de contrôler la machine dans les deux modes de fonctionnement soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne C_{cpl} , elle indique directement si l'amplitude du couple doit augmenter en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$) pour une consigne négative et ($C_{cpl}=0$) pour maintenir le couple constant [Elb 06].

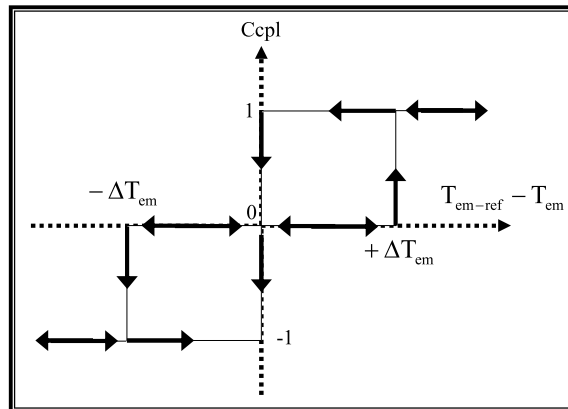


Figure IV.21 – Evolution du couple en utilisant un correcteur à hystérésis à trois niveaux

3. 2 .7. Elaboration de la table de commutation

3. 2 .7. 1. Analyse des différentes stratégies de commutation

Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles (les combinaisons) affectent le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou à quatre quadrants.

❖ Fonctionnement à deux quadrants

Pour une vitesse positive, deux vecteurs tensions (en avant) V_{i+1}, V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé. Pour diminuer le couple, il est possible d'appliquer les vecteurs tensions radiaux V_i, V_{i+3} ou le vecteur nul [Cha 96].

❖ Fonctionnement à quatre quadrants

Afin d'améliorer les performances dynamique de la commande DTC à basse vitesse et assurer le fonctionnement en quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tensions (en arrière) V_{i-1} et V_{i-2} dans le contrôle du couple et du flux. Cette stratégie exige du flux de tourner dans les deux sens de rotation, même à très basse vitesse. Cela induit de larges valeurs de pulsation rotorique, lesquelles sont exigées quand le couple

doit diminuer rapidement. Cette stratégie permet d’obtenir un très bon contrôle du flux statorique même à très basse vitesse.

Dans nos travaux, nous utilisons une table qui fonctionne dans les quatre quadrants.

3. 2 .7. 2. Table de commutation

Comme introduit ci-dessus, il est donc possible d’utiliser deux vecteurs tensions pour chaque sens de rotation ; l’un fait croître le vecteur flux statorique et l’autre le fait décroître. Ainsi, Le couple peut être contrôlé en utilisant la table logique de commutation optimale, qui permet de définir le vecteur qu’il faut appliquer dans chaque secteur à partir des sorties des correcteurs et de la position du vecteur flux statorique. Cette table est représentée ci-dessous.

Tableau IV.1 – La table de commutation avec correcteur du couple a trois niveaux

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$C_{\text{flx}} = 1$	$C_{\text{cpl}} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$C_{\text{cpl}} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	03 niveaux	
$C_{\text{flx}} = 0$	$C_{\text{cpl}} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$C_{\text{cpl}} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	03 niveaux	

Il est à noter que la fréquence de commutation dépendra de l’amplitude de la bande d’hystérésis du flux utilisée. Plus la largeur de la bande est faible, plus la fréquence est élevée [Cha 96], [Elb 06].

3. 2 .8. Définition de l’algorithme de commande

L’algorithme de commande utilisé est similaire à celui de la commande vectorielle. La figure (IV.22) résume l’ensemble de la structure en boucle fermée.

Dans le cas de la commande en DTC, nous avons également testé les deux stratégies de commande ; à flux fixe et à flux inversement proportionnel à la vitesse. Les relations qui déterminent les références du flux pour les deux stratégies sont cette fois-ci applicables au flux statorique. Nous avons alors pour stratégie à flux fixe :

$$\Phi_{s\text{-réf}} = \Phi_{s\text{-nom}} = 0.7Wb \tag{IV.50}$$

Et pour celle à flux variable :

$$\Phi_{s\text{-réf}} = \frac{\omega_{\text{nom}}}{\omega} \Phi_{s\text{-nom}} \quad (\text{IV.51})$$

Avec : $\Phi_{s\text{-nom}} = 0.7\text{Wb}$

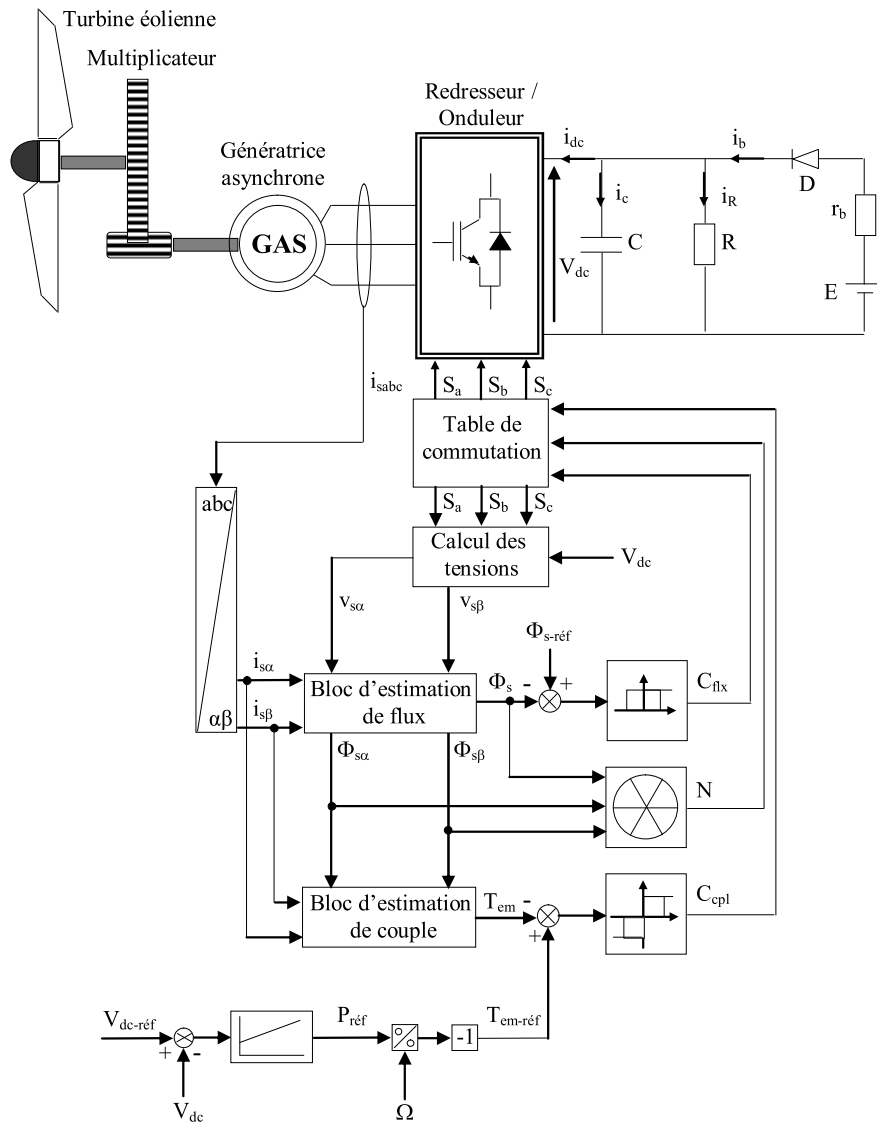


Figure IV.22 – Schéma de principe du contrôle direct du couple étudié

3. 2. 9. Modèle de la machine asynchrone simulée

Dans le cas de la commande en DTC, nous avons utilisé, pour les simulations, le modèle de la machine exprimé dans le repère α et β lié au stator. Ce dernier s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -R_r & p\Omega \cdot l_r & R_r & -p\Omega(l_r + L_m) \\ -p\Omega \cdot l_r & -R_r & p\Omega(l_r + L_m) & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_m + L_m \cdot \frac{i_{m\alpha}^2}{|i_m|} & L_m \cdot \frac{i_{m\alpha} \cdot i_{m\beta}}{|i_m|} \\ 0 & l_s & L_m \cdot \frac{i_{m\alpha} \cdot i_{m\beta}}{|i_m|} & L_m + L_m \cdot \frac{i_{m\beta}^2}{|i_m|} \\ -l_r & 0 & l_r + L_m + L_m \cdot \frac{i_{m\alpha}^2}{|i_m|} & L_m \cdot \frac{i_{m\alpha} \cdot i_{m\beta}}{|i_m|} \\ 0 & -l_r & L_m \cdot \frac{i_{m\alpha} \cdot i_{m\beta}}{|i_m|} & l_r + L_m + L_m \cdot \frac{i_{m\beta}^2}{|i_m|} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{di_{m\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{m\beta}}{dt} \end{bmatrix} \quad (IV.52)$$

3. 2. 10. Résultats de simulation

3. 2. 10. 1. Influence de la variation de la vitesse d'entraînement

Comme dans le cas de la commande vectorielle, les deux stratégies, à flux statorique constant et à un flux statorique variable en fonction de la vitesse, ont été simulées et leurs performances testées. Les différents résultats sont donnés dans les figures ci-dessous où les figures notées avec la lettre (a) désignent les résultats obtenus par la première stratégie et celles notées (b) sont celles obtenues par la seconde stratégie.

Pour pouvoir comparer les performances des deux stratégies dans le cas de la commande vectorielle et celle en DTC, les mêmes variations de vitesse présentées à la figure (IV.2) sont testées. Là encore, le cas de la vitesse faible est principalement illustratif.

Les évolutions temporelles (figures (IV.23.a) et (IV.23.b)) montrent que, quelle que soit la stratégie adoptée (à flux fixe ou variable), la tension continue en sortie du redresseur est bien contrôlée et quasi insensible aux variations de la vitesse.

Les figures (IV.24.a) et (IV.24.b) montrent les allures du flux statorique. Comme on pouvait le prévoir, elles sont circulaires pour les deux stratégies. Dans le cas de la seconde, on peut constater, comme pour la commande vectorielle, que la variation du flux

n'est pas proportionnelle à la variation de la vitesse. Cela est tout à fait normal suite à la relation (IV.51) qui détermine, d'une manière non linéaire, la valeur du flux de référence en fonction de la vitesse d'entraînement. Les allures circulaires du flux statorique induisent des flux ($\Phi_{s\alpha}$) et ($\Phi_{s\beta}$) d'allures sinusoïdales (figures (IV.25.a) et (IV.25.b)).

De par la commande directe du flux et du couple, les évolutions temporelles du couple électromagnétique (figures (IV.26.a) et (IV.26.b)) sont très similaires dans le cas des deux stratégies. Nous noterons que la dynamique de la réponse du couple est tout aussi intéressante dans le cas de la commande à flux constant que dans le cas à flux variable.

Concernant les courants (figures (IV.27.a) et (IV.27.b)), le zoom sur les évolutions temporelles aux alentours de 4s montre que les transitions sont relativement rapides dans les deux cas de stratégies de commande adoptées, et ce, différemment du cas de la commande vectorielle. Ceci se vérifie également sur les fréquences statoriques données sur les figures (IV.28.a) et (IV.28.b) et qui sont, dans le cas de la commande par DTC, uniquement obtenues à partir de la procédure d'estimation de la fréquence par une boucle de verrouillage de phase.

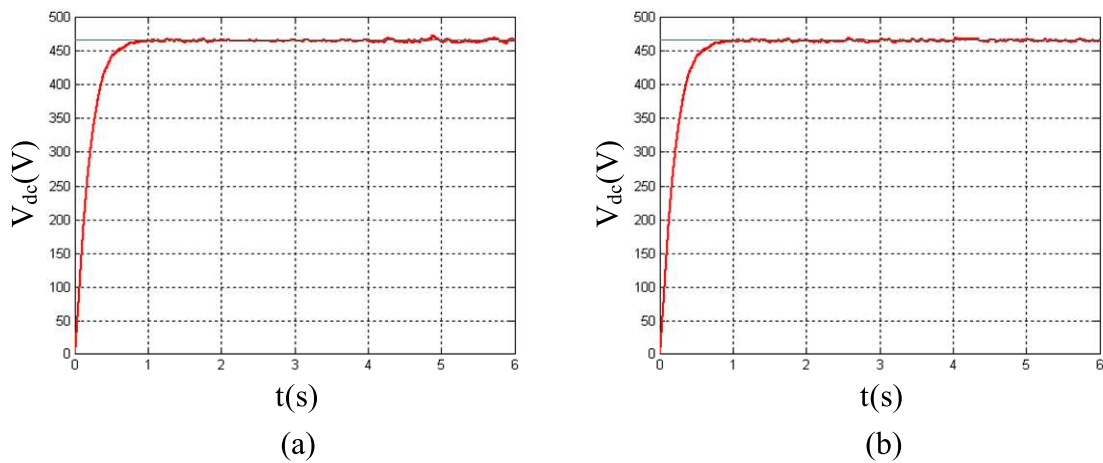


Figure IV.23 – Tension redressée

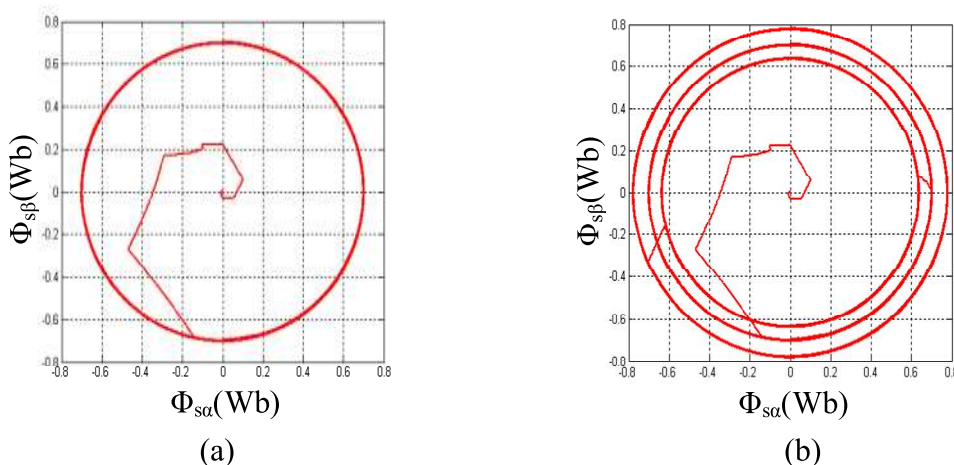


Figure IV.24 – Flux statorique

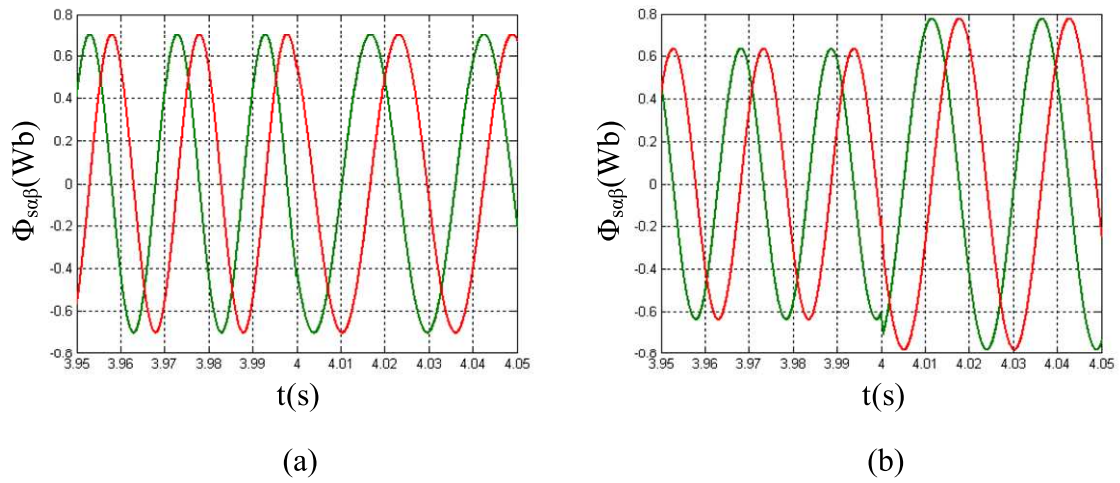


Figure IV.25 – Flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$

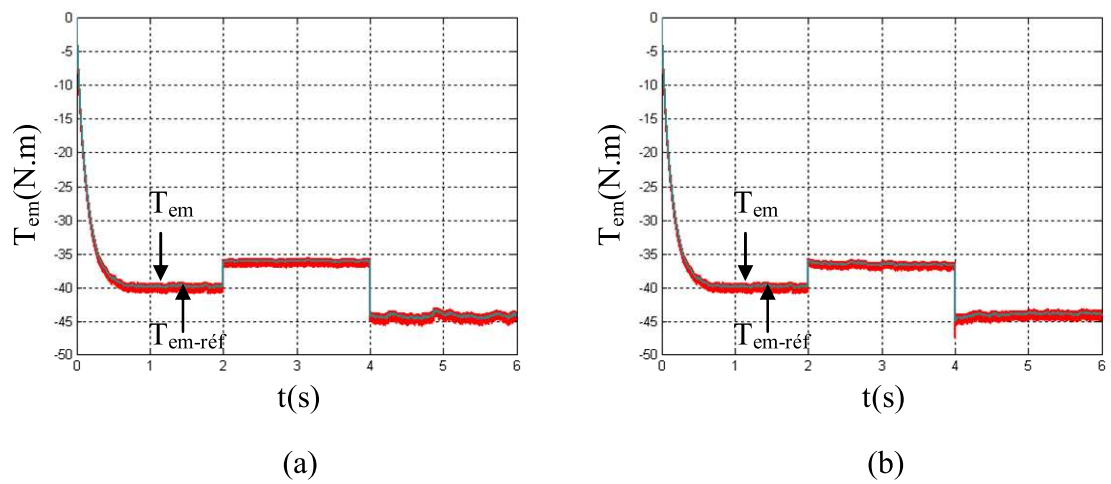


Figure IV.26 – Couple électromagnétique

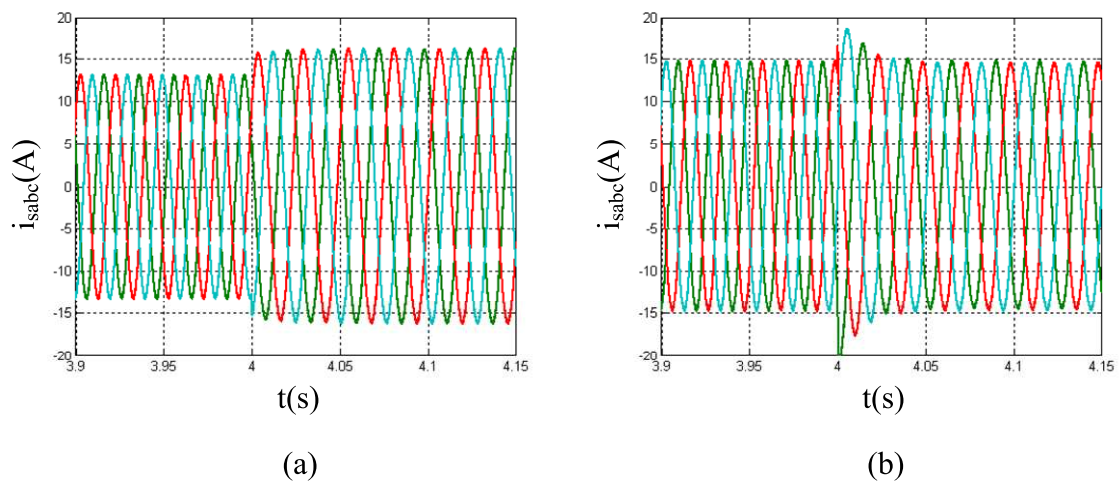


Figure IV.27 – Courants statoriques

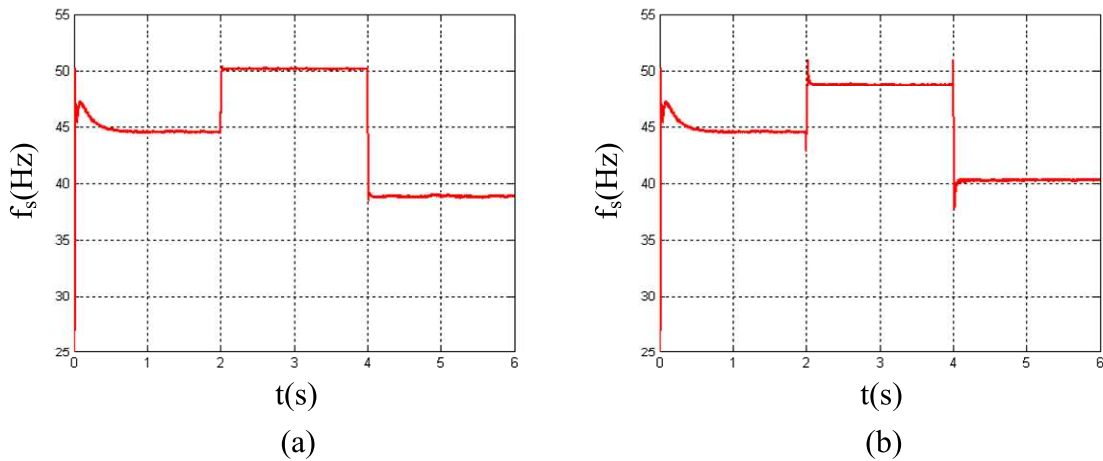


Figure IV.28 – Fréquence statorique

Contrairement à la commande vectorielle, les résultats obtenus par la commande DTC lors de variations de vitesse montrent que la tension redressée demeure à sa valeur de référence quelle que soit la stratégie adoptée. En effet, étant indépendante des variations de la valeur de l'inductance de la génératrice, la commande DTC aboutit à de meilleures performances.

3. 2. 10. 2. Influence de la variation de la charge

Les performances lors de variations de la charge ont également été testées avec la commande en DTC. Le même cas que celui de la commande vectorielle a été étudié, i.e. la valeur de R est initialement égale à 70Ω , à $t=2$ s la résistance est augmentée à $R=100 \Omega$ puis à $t=4$ s, la résistance est ramenée à sa valeur initiale ($R = 70 \Omega$). La génératrice est entraînée à la vitesse synchronisme, la valeur de référence du flux statorique $\Phi_{s\text{-réf}}$ est prise égale à 0.7Wb et celle de la tension redressée $V_{\text{dc-réf}}$ est égale à 465V . Enfin, comme la vitesse ne varie pas, les deux stratégies sont identiques.

Les différents résultats sont présentés ci-dessous. Comme dans le cas de la commande vectorielle, et pour les mêmes raisons, la tension redressée (figure (IV.29)) est fortement impactée par les variations de la charge avec des dépassements, là encore, de près de 15%. Le retour à la valeur de référence est tributaire à celui du couple électromagnétique (figure (IV.32)) qui doit s'adapter à la nouvelle puissance de charge demandée. En revanche, les flux statoriques (figures (IV.30) et (IV.31)) sont totalement insensibles à ces variations. Enfin, la variation des courants statoriques, aux alentours de 4s, est similaire à celle obtenue pour le cas de la commande vectorielle (figure (IV.33)). L'allure de la fréquence statorique, donnée sur la totalité de la période de simulation, à la figure (IV.34), a également une allure similaire à celle de la commande vectorielle avec des valeurs qui diffèrent légèrement.

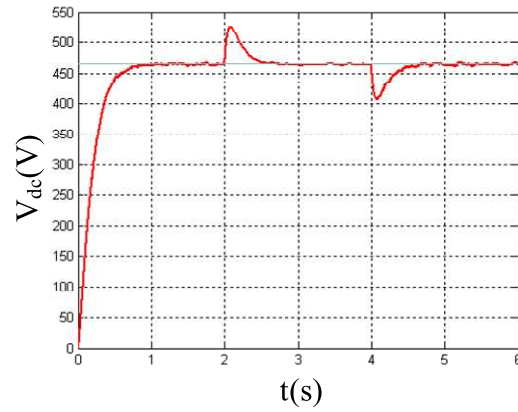


Figure IV.29 – Tension redressée

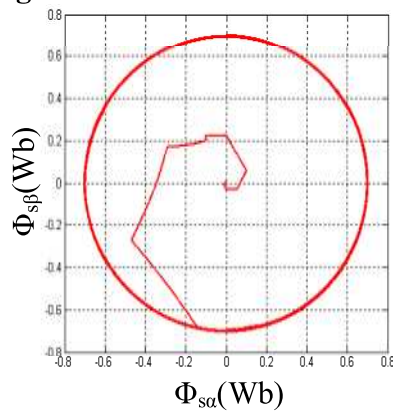


Figure IV.30 – Flux statorique

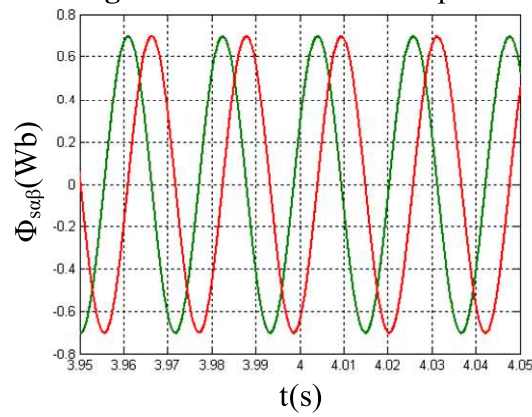


Figure IV.31 – Flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$

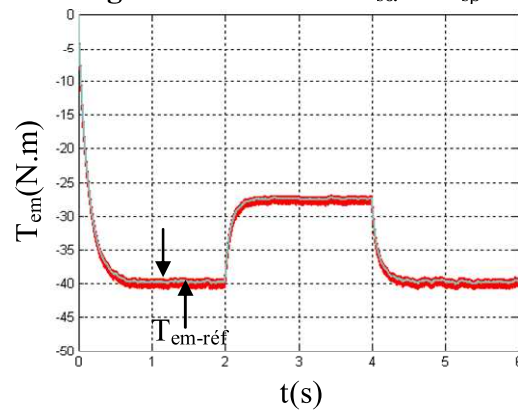


Figure IV.32 – Couple électromagnétique

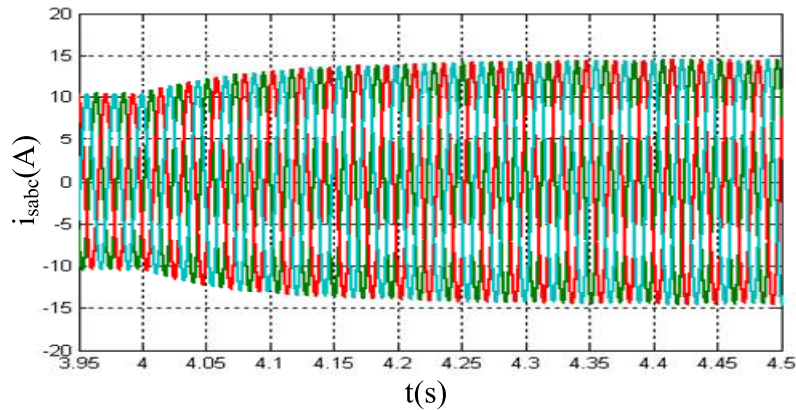


Figure IV.33 – Courants statoriques

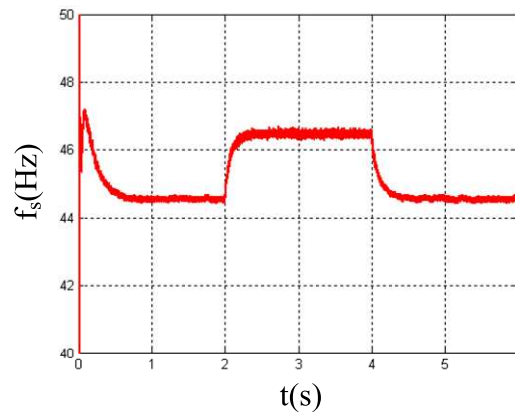


Figure IV.34 – Fréquence statorique

4. Comparaison des résultats obtenus par les deux techniques de commandes

Dans ce paragraphe, nous faisons la synthèse et la comparaison des résultats obtenus par les deux techniques de commande (vectorielle et par DTC).

Dans le cas des variations de vitesse, les résultats montrent :

- Une bonne régulation de la tension redressée pour les deux techniques de commande lors de l'application de la première stratégie (à flux constant). Les performances de la commande par DTC sont toutefois sensiblement meilleures que celles obtenues par la commande vectorielle dans le cas de la seconde stratégie (à flux variable en fonction de la vitesse).
- Une bonne régulation du flux statorique par la méthode DTC et du flux rotorique par la commande vectorielle.
- Une bonne régulation du couple électromagnétique. Là encore, les performances obtenues par la commande en DTC sont meilleures que celles obtenues par la commande vectorielle dans le cas de la seconde stratégie. Cela est dû au fait que le flux statorique, en commande DTC, s'établit plus rapidement que le flux rotorique en commande vectorielle. La même remarque est valable à l'instauration initiale de

la commande ($t=0s$) où on constate que le couple suit mieux sa référence en commande DTC. Par contre, une fois les flux établis, la première stratégie aboutit à des performances quasi-identiques en commande vectorielle comme en DTC.

Dans le cas des variations de charge, les résultats montrent :

- Une tension redressée très sensible aux variations de charge dans le cas des deux techniques de commande. La commande par DTC est néanmoins légèrement performante. En effet, les dépassements, lors des deux changements de charge, ont des amplitudes sensiblement inférieures que dans le cas de la commande vectorielle.
- Une bonne régulation du flux statorique par la méthode DTC et du flux rotorique par la commande vectorielle.
- Une bonne régulation du couple électromagnétique. Là encore, une fois les flux établis, les performances sont pratiquement identiques.

5. Conclusion

Ce dernier chapitre a été consacré à la commande de la génératrice asynchrone débitant sur un redresseur commandé afin de maintenir la tension continue à la sortie du redresseur constante pour des variations de vitesse et/ou de charge.

Pour aboutir à cela, deux techniques de commande ont été investiguées ; la commande vectorielle et la commande par contrôle direct du couple (DTC). Ces deux techniques, largement étudiées et utilisées pour des fonctionnements moteurs n'ont, à notre connaissance, pas été souvent usitées pour des applications en fonctionnement générateur.

Le contrôle de la tension continue s'assimile, avec quelques hypothèses simplificatrices, à celui de la puissance de la charge et par la suite à celui du couple de la machine. Par conséquent, l'algorithme de commande peut être établi à partir de celui classiquement utilisé pour les fonctionnements moteurs.

Les deux techniques de commande étant basées, entre autres, sur un contrôle du flux, nous avons montré qu'il était possible d'utiliser le modèle diphasé non linéaire de la machine asynchrone, linéarisé autour du point de fonctionnement à flux constant, pour établir la commande de la génératrice d'une manière relativement simple.

Les deux techniques de commande ont alors été introduites et les algorithmes établis pour le fonctionnement en générateur autonome visé. Par ailleurs, dans un but de prospection et de tests, deux stratégies pour chacune des deux techniques, une avec un flux

constant et la seconde avec un flux variable. Ces techniques de commande ont été implantées sur le logiciel Matlab simulant la machine asynchrone (utilisant le modèle analytique non linéaire), le convertisseur statique et la charge du côté continu. Leurs performances ont ensuite été quantifiées au travers des résultats de simulation pour des variations de vitesses et de charge.

Les résultats ont montré, d'une manière générale, une bonne régulation de la tension redressée pour les variations de vitesses mais une certaine sensibilité aux variations de la charge. Toutefois, la régulation permet à la tension redressée de retrouver rapidement sa valeur de référence. Enfin, en comparaison des deux techniques de commande, la DTC aboutit, globalement, à de meilleures performances que la commande vectorielle. Il est évident que ces résultats de simulation devraient être comparés à des essais expérimentaux pour les corroborer. Néanmoins, sur la base des résultats obtenus, la commande de DTC, plus simple à mettre en œuvre, serait plus adéquate dans le cas de la commande de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome.

Une fois la tension continue contrôlée à sa valeur de référence sur une plage donnée de vitesse et de charge, il est alors aisé d'utiliser un onduleur qui puisse alimenter des charges autonomes avec des tensions à la bonne amplitude et fréquence.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était d'étudier les petites unités éoliennes en fonctionnement autonome, dans le cas de l'alimentation de sites isolés ou de micro-réseau autonome.

Dans le premier chapitre, nous avons donné une brève description des systèmes éoliens et les différents paramètres relatifs à leurs fonctionnements. Ensuite, nous avons présenté quelques chaînes de conversion d'énergie éolienne en énergie électrique connectées au réseau puis les chaînes exploitées dans les stations isolées et autonomes. Enfin, pour des raisons de fiabilité, robustesse et prix de revient, nous avons retenu le système utilisant la machine asynchrone à cage pour effectuer son étude dans le cas d'un système éolien de petite puissance.

Le second chapitre a été dédié à établir le modèle de la machine asynchrone dans le repère de PARK en tenant compte à la fois de la saturation et du phénomène d'effet croisé. Ce modèle étant basé sur des inductances variables, l'identification de l'inductance mutuelle en fonction du courant de magnétisation a été effectuée à partir des essais sur une machine de tests et au travers de la modélisation numérique, par éléments finis en 2D, de la même machine afin de montrer la possibilité de déterminer ce paramètre dans le cas de la disposition d'une machine réelle ou d'un prototype virtuel. Son approximation, en fonction de ce même courant magnétisant a ensuite été réalisée par une expression polynomiale de degré 12. Le modèle de la machine asynchrone associé à un banc capacitif d'excitation ainsi qu'à la charge a enfin été élaboré pour l'étude de la machine en génératrice autonome débitant sur des charges équilibrées et déséquilibrées.

Le troisième chapitre a permis d'abord de valider le modèle non linéaire proposé en fonctionnement moteur et en fonctionnement en génératrice auto-excitée autonome. Ensuite, le modèle a été utilisé pour étudier les performances de la machine asynchrone en génératrice autonome à vide et en charge sur des charges équilibrées et déséquilibrées. Les résultats de simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone ont été validés par comparaison à ceux obtenus expérimentalement à vide et en charge. Ces résultats ont mis en évidence l'influence de la charge résistive, de la vitesse d'entraînement et du banc de capacités d'excitation sur la valeur de la tension de la génératrice. Des tests sur la

génératrice débitant sur une charge de type « shunt » ou « compound » confirment la nécessité de réguler le transit de puissance réactive d'où la nécessité d'une commande afin de maintenir constante la tension. La prise en compte du convertisseur statique, en l'occurrence un redresseur à MLI, montre que le dispositif est très sensible aux variations du glissement. Le réglage de la fréquence de référence permettrait de maintenir une tension constante en sortie du redresseur.

Ce réglage a été effectué dans le quatrième chapitre. Ainsi, une synthèse de deux techniques de commandes, à savoir la commande vectorielle et la D.T.C, ont été proposées. Par une analyse du cahier de charges de la commande, on aboutit au fait que les contraintes à imposer à ces deux commandes sont similaires à celles que nécessite un fonctionnement moteur ; une boucle de commande du flux et une autre de commande du couple issu de la puissance nécessaire à la charge. Le réglage du couple étant indépendant de celui du flux, nous avons montré que ce dernier pouvait être maintenu constant ou variable en fonction de la vitesse d'entraînement. Afin d'élaborer l'algorithme de la commande vectorielle, nous avons considéré le fonctionnement de la machine linéaire autour d'un point de fonctionnement. Ceci évite d'avoir un algorithme de commande rendu complexe par la prise en compte de la saturation et de l'effet croisé. Par contre, l'élaboration de l'algorithme de la D.T.C est plus simple étant donné qu'il est indépendant des inductances. Les deux techniques de commande appliquées dans le cas de l'influence de la variation de la vitesse et de la charge ont montré une bonne régulation de la tension redressée et du flux ainsi une bonne robustesse vis à vis de ces variations. Globalement, les résultats obtenus par la DTC sont meilleurs que ceux obtenus par la commande vectorielle.

En perspective à ces travaux, la validation des algorithmes de commande proposés sur un banc expérimental est nécessaire afin de vérifier les différents résultats de simulation. Par ailleurs, il serait opportun d'envisager d'autres stratégies de commande, non linéaires, qui seraient, a priori, encore plus robustes de part le modèle non linéaire de la machine. Enfin, il serait intéressant de tester les performances d'un système global associant la machine et les deux convertisseurs (redresseur et onduleur) dans le cas d'un fonctionnement proche des contraintes réelles, à savoir une vitesse de rotation et des charges de valeurs 'aléatoires'.

**RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES**

Références bibliographiques

- [Abd 07] A. Abdelli – « Optimisation multicritère d'une chine éolienne passive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2007.
- [Ahm 04] T. Ahmed, O. Noro, E. Hiraki et M. Nakaoka – « Terminal voltage regulation characteristics by static VAR compensator for three-phase self-excited induction generator », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, No. 4, July/August 2004, pp. 978-988.
- [Ahm 07] T. Ahmed, K. Nishida et M. Nakaoka – « Advanced control for PWM converter and variable-speed induction generator », IET Electr. Power Appl., vol. 1, No. 2, March 2007, pp. 239-247.
- [Al-Bah 90] A. H. Al-Bahrani, N. H. Malik – « Steady state analysis and performance characteristics of a three-phase induction generator self excited with a single capacitor », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 5, No. 4, December 1990, pp. 725-732.
- [Als 02] A. M. Alsalloum, A. I. Alolah et R. M. Hamouda – « Operation of three-phase self-excited induction generator under unbalanced load », 7th International Conference on Modelling and Simulation of Electric machines, Converters and Systems (ELECTRIMACS'02), Montreal, Canada, 18-21 August 2002, pp. 1-5.
- [Al-Saf 98] M. Al-Saffar, E. Nho, et T. A. Lipo – « Controlled shunt capacitor self-excited induction generator », IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting, vol. 2, 12-15 October 1998, pp. 1486-1490.
- [Bag 99] L. Baghli – « Contribution à la commande de la machine synchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.
- [Bel 08] A. Bellini, G. Franceschini, E. Lorenzani et C. Tassoni – « Quantitative design of active control for self excited induction generators in grid isolated operation », Power Electronics Specialists Conference (PESC'2008), IEEE, 15-19 June 2008, pp. 3610-3614.

- [Bim 89] E. Bim, J. Szajner et Y. Burian – « Voltage compensation of an induction generator with long-shunt connection », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 4, No. 3, Septembre 1989, pp. 526-530.
- [Bou 02] C. Bouly, D. Defois, J. Faucillon et F. Billon – « Eolienne lente de proximité : conception, performances, technologie et applications », FIER, Tome II, Tétouane, Maroc, 8-10 Mai 2002, pp. 343-349.
- [Bor 83] J. E. Brown, K. P. Kovacs et P. Vas – « A method of including the effects of main flux saturation in the generalized equations of AC machines », IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. PAS.102, No. 1, 1983.
- [Bru 99] S. Brûlé, A. Tounzi, et F. Piriou – « Direct Torque Control of a wind driven induction generator connected to the grid through converters », in the Proceeding of Electrimacs'99, Lisbonne, Portugal, 1999, pp. 319-324.
- [Bru 00] S. Brûlé, A. Tounzi, et F. Piriou – « Numerical Modelling of an Unbalanced Short Shunt Induction Generator using Finite Element Method », COMPEL, vol. 19, No. 3, 2000, pp. 787-804.
- [Cam 03] H. Camblong – « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Bordeaux, France, 2003.
- [Cha 96] Y. A. Chapuis – « Contrôle direct du couple d'une machine synchrone par l'orientation de son flux statorique », Thèse de doctorat, l'I.N.P de Grenoble, Grenoble, France, 1996.
- [Cha 01] T. F. Chan et L. L. Lai – « Steady state analysis and performance of a stand-alone three phase induction generator with asymmetrically connected load impedances and excitation capacitances », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 4, December 2001, pp. 327-333.
- [Cha 02] L. Chang – « Systèmes de conversion de l'énergie éolienne », IEEE Canadian Review - summer / Été 2002, pp. 1-5.
- [Cha 04] T. F. Chan et L. L. Lai – « A novel excitation scheme for a stand-alone three-phase induction generator supplying single-phase loads », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, No. 1, March 2004, pp. 136-143.

- [Chi 98] C. H. Lee et Li Wang – « A Novel Analysis of Parallel Operated Self-Excited Induction Generators », IEEE Transaction on Energy Conversion, vol 13, No. 2, 1998, pp. 117-123.
- [Dav 07] A. Davigny – « Participation aux services système de fermes d'éolienne à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2007.
- [De-Wit 00] C. C. De Wit – « Modélisation, commande vectorielle et DTC », Hermès science publication, Paris, France, 2000.
- [El-Aim 02] S. El Aimani, B. François et B. Robyns – « Modélisation de générateurs éoliens à vitesse variable connectés a un bus continu commun », FIER, Tome II, Tétouane, Maroc, 8-10 Mai 2002, pp. 356-362.
- [El-Aim 04] S. El Aimani – « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau moyenne tension », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille (ECL) Cohabité avec l'Université des Sciences et Technologie de Lille 1 (USTL), Lille, France, 2004.
- [Elb 06] A. Elbacha, M. T. Lamchichi, M. Cherkaoui – « Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti-emballement », Physical and Chemical News, ISSN 1114-3800, 2006, pp. 128-134.
- [Elh 06] M. L. Elhafyani, S. Zouggar, M. Benkaddour et Y. Zidani – « Permant and dynamic behaviours of self-excited induction generator in balanced mode », The Moroccan Statistical Physical Society, vol. 7, No. 1, January 2006, pp. 49-53.
- [Elh 07] M. L. Elhafyani, S. Zouggar, A. Aziz et M. Benkaddour – « Conception et modélisation d'un système éolien contrôlé par un régulateur de tension », Colloque International Sur les Énergies Renouvelables (CER'2007), Oujda, Maroc, 4-5 Mai 2007, pp. 1-5.
- [Fai 95] A. Faidallah – « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones », Thèse de doctorat, l'I.N.P de Lorraine, Nancy, France, 1995.
- [Far 05] F. A. Farret, B. Palle et M. G. Simoes – « Full expandable model of parallel self-excited induction generators », IEE Proc-Electr, Power Appl, vol 152, No 1, January 2005.

- [Fer 91] A. Ferrero, G. Superti-Furga – « A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions », IEEE Transaction on Instrument And Measurment, vol 40, No. 3, june 1991, pp. 568-577.
- [Ger 01] O. Gergaud, B. Multon et H. Ben Ahmed – « Modélisation d'une chaîne de conversion éolienne de petite puissance », Electrotechnique du Futur, Nancy, France, 14-15 Novembre 2001, pp. 1-6.
- [Gra 96] A. Grauers – « Design of direct-driven permanent-magnet generators for wind turbines », Technical Report No. 292, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1996.
- [Gra 99] C. Grantham et H. Tabatabaei-Yazdi – « Rapid Parameter Determination for use in the control High Performances Induction Motor drives », in the Proceeding of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive systems, 1999, pp. 267-272.
- [Hao 98] I. Haouara – « Contribution à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'une structure de machine à réluctance variable excitée par des aimants permanents », Thèse de Doctorat, U.S.T.L, Lille, France, Juillet 1998.
- [Hof 97] H. Hofmann, S. R. Sanders, et C. R. Sullivan – « Stator-flux-based vector control of induction machines in magnetic saturation », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, No. 4, July/August 1997, pp. 935-942.
- [Ibt 01] R. Ibtouen, A. Nesba, S, Mekhtoub et O. Touhami – « An approach for the modeling of saturated induction machine », in the Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP'01), Kasudasi, Turkey, 27-29 June 2001, pp. 269-274.
- [Ibt 02] R. Ibtouen, M. Benhaddadi, A. Nesba, S, Mekhtoub et O. Touhami – « Dynamic performances of a self excited induction generator feeding different static loads », 15th International Conference on Electrical Machine ICEM 2002, Brugge, Belguim , 25-28 August 2002, pp. 1-6.
- [Idj 04] K. Idjdarene, D. Rekioua et D. Aouzellag – « Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion à énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome », 3rd Conference on Electrical Engineering, Batna, Algeria, 04-06 October 2004, pp. 294-297.
- [Idj 05] K. Idjdarene, D. Rekioua et A. Tounzi – « Analyse du fonctionnement d'une eolienne basée sur une génératrice asynchrone en fonctionnent autonome »,

- International Conference on Electrotechnics, U.S.T.Oran, Algeria, 13-14 November 2005, pp. 1-5.
- [Idj 06] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi – « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome en tenant en compte de la saturation », 4th Conference on Electrical Engineering, Batna, Algeria, 07-08 November 2006, pp. 203- 208.
- [Idj 07-a] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi – « Contrôle d'une éolienne en fonctionnement autonome basée sur une génératrice asynchrone », Colloque International sur les Energies Renouvelables (CER'07), Oujda, Maroc, 04 et 05 Mai 2007, pp. 1-4.
- [Idj 07-b] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi – « Control strategies for an autonomous induction generator taking the saturation effect into account », 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'07, Aalborg, Denmark, 02-05 September 2007, pp. 1-10.
- [Idj 08-a] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi – « Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account », Energy Conversion and Management, Elsevier Science, vol. 49, Issue 10, October 2008, pp. 2609-2617.
- [Idj 08-b] K. Idjdarene – « Contrôle d'une génératrice asynchrone à cage dédiée à la conversion de l'énergie éolienne », Journées des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE'08), Lyon, France, 16 et 17 Décembre 2008, pp. 1-6.
- [Kis 06-a] A. Kishore, G. S. Kumar – « A generalized state-space modeling of three phase self-excited induction generator for dynamic characteristics and analysis », Industrial Electronics and Applications, 1st IEEE Conference, 24-26 May 2006, pp. 1-6.
- [Kis 06-b] A. Kishore, G. S. Kumar – « Dynamic modelling and analysis of three phase self-excited induction generator using generalized state-space approach », International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'06), IEEE, 2006, pp. 52-59.
- [Kuo 02] S. C. Kuo, L. Wang – « Analysis of isolated self-excited induction generator feeding a rectifier load », IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., vol. 149, No. 1, 2002, pp. 90-97.
- [Lec 04] L. Leclercq – « Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes », Thèse de

- doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2004.
- [Lep 95] P. M. Leplat – « Modélisation de la génératrice asynchrone », Rapport de DEA, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 1994-1995.
- [Les 81] J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier – « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Technique et Documentation, France, ISBN 2-85206-089-2, 1981.
- [Lev 97] E. Levi, M. Sokola – « A novel saturation adaptive rotor flux estimator for rotor flux oriented induction machines », 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, pp. 1-8.
- [Lev 99] E. Levi, Y.W. Liao – « Rotor flux oriented induction machine as a DC power generator », 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, EPFL Lausanne, Switzerland, 1999, pp. 1-8.
- [Lim 01] Y. Liming, C. Yunping, L. Dicheng et X. Donghui – « Performance analysis of self-excited induction generators under unbalanced conditions », 5th International Conference On Electrical Machines and Systems (ICEMS'01), vol. 1, 18-20 Aug. 2001, pp. 76-79.
- [Lop 00] L. A. C. Lopes et R. G. Almeida – « Operation aspects of an isolated wind driven induction generator regulated by a shunt voltage source inverter », Industrial Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 4, 8-12 October 2000, pp. 2277-2282.
- [Lop 06] L. A. C. Lopes et R. G. Almeida – « Wind-driven self-excited induction generator with voltage and frequency regulated by a reduced-rating voltage source inverter », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, No. 2, June 2006, pp. 297-304.
- [Lub 03] T. Lubin – « Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Nancy, France, 2003.
- [Mal 90] N. H. Malik et A. H. Al-Bahrani – « Influence of the terminal capacitor on the performance characteristics of a self excited induction generator », IEE Proceedings, vol. 137, No. 2, March 1990, pp. 168-173.

- [Mar 90] J. Martin – « Energies éoliennes », Techniques de l'Ingénieur, vol. B 1360, 1990.
- [Mar 98-a] E. G. Marra et J. A. P. Grantham – « Self excited induction generator controlled by a VS-PWM bi-directional converter for rural applications », IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 1, 1998, pp. 116-122.
- [Mar 98-b] F. Marmin – « Contribution à l'étude des erreurs numériques dues à la méthode des éléments finis : application aux problèmes statiques d'électromagnétisme », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille (USTL), Lille, France, 1998.
- [Mir 05] A. Mirecki – « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2005.
- [Mul 98] E. Muljadi, K. Pierce et P. Migliore – « Control strategy for variable-speed, stall-regulated wind turbines », American Controls Conference, Philadelphia, PA , Juin 24-26, 1998.
- [Mul 99-a] E. Muljadi et C.P. Butterfield – « Pitch- controlled variable-speed wind turbine generation », IEEE Industry Applications, Society Annual Meeting, Phoenix, Arizona , October 3-7, 1999.
- [Mul 99-b] E. Muljadi, D Yildirim, T. Batan and C. P. Butterfield – « Understanding the unbalanced-voltage problem in wind turbine generation », in Proceeding of Conference record of the IEEE-IAS, vol. 2, 1999, pp. 1359-1365.
- [Mur 96] S. S. Murthy, C. Prabhu, A. K. Tandon et M. O. Vaishya – « Analysis of series compensated self excited induction generators for autonomous power generation », International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, 8-11 January 1996, pp. 687-693.
- [Mur 03] S. S. Murthy, B. SinghPrabhu, S. Gupta et B. M. Gulati – « General steady-state analysis of three phase self-excited induction generator feeding three-phase unbalanced load/single-phase load for stand-alone applications », Generation ,Transmission and Distribution, IEE Proceeding, vol 150, No. 1, January 2003, pp. 49-55.
- [Naa 05] A. A. Naassani, E. Monmasson, et j. p. Louis – « Synthesis of direct torque and rotor flux control Algorithms by means of sliding-mode theory », IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, June 2005, pp. 785-799.
- [Nej 02] A. Nejmi, Y. Zidani et M. Naciri – « Investigation on the self excited induction generator provided with a hydraulic regulator », FIER, Tome II, Tétouane, Maroc, 8-10 Mai 2002, pp. 494-499.
- [Nes 06] A. Nesba, R. Ibtouen et O. Touhami – « Dynamic performances of self-excited induction generator feeding different static loads », Serbian Journal of Electrical Engineering, vol 3, No 1, June 2006, pp. 63-76.
- [Nes 07] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami et S. Bacha – « Low-cost wind generator for supplying isolated DC loads », International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP'07), 21-23 May 2007, pp. 690-695.
- [Nig 04] K. A. Nigim, M. M. A. Salama et M. Kazerani – « Identifying machine parameters influencing the operation of the self-excited induction generator », Electric Power Systems Research, vol 69, 2004, pp. 123-128, (Elsevier Science).
- [Ojo 88] J. O. Ojo, A. Consoli et T. A. Lipo – « An improved model of saturated induction machines », Research report, Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, July 1988, pp. 1-6.
- [Pan 04] Y. Pankow – « Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque », Thèse de Doctorat, ENSAM de Lille, France, 2004.
- [Pen 96] R. Pena, J. C. Clare et G. M. Asher – « A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine », IEE Proc-Electr, Power Appl, vol 143, No 5, September 1996.
- [Per 06] B. V. Perumal et J. K. Chatterjee – « Analysis of a self excited induction generator with STATCOM/battery energy storage System », Power India Power Conference, IEEE, 2006, pp. 1-6.
- [Pir 88] F. Piriou et A. Razek – «Coupling of saturated electromagnetic systems to non linear power electronic devices », IEEE Transactions, vol. Mag-24, 1988, pp. 274-277.
- [Poi 02] F. Poitiers, M. Machmoum, M.E. Zaim et T. Branchet – « Transient performance of a self-excited induction generator under unbalanced

- conditions », 15th International Conference on Electrical Machine ICEM 2002, Brugge, Belgium , 25-28 August 2002, pp. 1-6.
- [Poi 03] F. Poitiers – « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : Machine asynchrone à cage autonome, Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de doctorat, Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [Rah 93] Y. H. A. Rahim – « Excitation of three-phase induction generator by a single capacitor », IEE Proceedings, vol 140, No 1, January 1993, pp. 1-7.
- [Ram 07] J. M. Ramirez, M. E. Torres – « An electronic load controller for the self-excited induction generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, Iss. 2, June 2007, pp. 546-548.
- [Rek 04] D. Rekioua, T. Rekioua et S. Alloune – « Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machine: Modelling and simulation », International Conference Modelling and Simulation (MS'2004), Lyon, France, 4-7 Juillet 2004, pp. 313-321.
- [Rek 05-a] D. Rekioua, K. Idjdarene, T. Rekioua et A. Tounzi – « Vector controlled strategy of an autonomous induction generator : modeling and simulation », International Conference on Modeling and Simulation (ICMS'05), Marrakech, Maroc, 22-24 November 2005, pp. 1-5.
- [Rek 05-b] D. Rekioua, T. Rekioua, K. Idjdarene et A. Tounzi – « An approach for the modeling of an autonomous induction generator taking into account the saturation effect », International Journal of Emerging Electric Power Systems, vol. 4, Issue 1, December 2005, pp. 1-25.
- [Rek 07] D. Rekioua, K. Idjdarene, T. Rekioua et A. Tounzi – « Vector control strategy application to stand alone induction generator », International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies, Hammamet, Tunisie, 4-6 November 2007, pp. 1-6.
- [Rob 07] B. Robyns, B. François, F. Degobert et J. P. Hautier – « Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue », Editions Technip, France, Juillet 2007.
- [Sas 06] J. Sastry, O. Ojo et Z. Wu – « High performance control of a boost AC-DC PWM rectifier-induction generator system », IEEE Transactions on Industry Applications, vol 42, Iss. 5, September-October 2006, pp. 1146-1154.

- [Sey 03] D. Seyoum, M. F. Rahman et C. Grantham – « Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03), Eighteenth Annual IEEE, vol. 2, Miami Beach, 9-13 Février 2003, pp. 846-852.
- [Sim 06] M. G. Simoes, S. Chakraborty et R. Wood – « Induction generators for small wind energy systems », IEEE Power Electronics Society NEWSLETTER, Third Quarter, 2006, pp. 1-5.
- [Sin 04] B. Singh, S. S. Murthy et S. Gupta – « Analysis and implementation of an electronic load controller for a self-excited induction generator », IEE Proc-Gener., Distrib., vol. 151, No 1, January 2004, pp. 51-60.
- [Sin 05] B. Singh, S. S. Murthy et S. Gupta – « Transient analysis of self-excited induction generator with electronic load controller (ELC) supplying static and dynamic loads », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, No 5, September/October 2005, pp. 1194-1204.
- [Sin 06-a] B. Singh, S. S. Murthy et S. Gupta – « STATCOM-Based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads », IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 53, No 5, October 2006, pp. 1437-1452.
- [Sin 06-b] B. Singh, Madhusudan, V. Verma et A.K. Tandon – « Rating Reduction of Static Compensator for Voltage Control of Three-Phase Self-Excited Induction Generator », IEEE ISIE 2006, Montreal, Quebec, Canada, July 9-12, 2006, pp. 1194-1199.
- [Sch 03] A. Schmidhofer, H. Weiss – « Optimisation of Power Electronics for small stand alone wind power stations », 10th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'03, Toulouse, France, 2003, pp. 1-6.
- [Shr 95] L. Shridhar, B. Singh, C. S. Jha, B. P. Singh et S. S. Murthy – « Selection of capacitors for the self-regulated short shunt SEIG excited induction generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 10, No. 1, March 1995, pp. 10-17.
- [Tai 02] S. Taibi – « Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type vernier », Thèse de Doctorat, U.S.T.L, Lille, France, Décembre 2004.

- [Tim 06] H. S. Timorabadi – « Voltage source inverter for voltage and frequency control of a stand-alone self-excited induction generator », IEEE CCECE/CCGEI, Ottawa, Canada, May 2006, pp. 2241-2244.
- [Tou 99] A. Tounzi – « Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité », Journées du club EEA, 28-29 Janvier, 1999, Paris, France, pp. 1-14.
- [Vas 81] P. Vas – « Generalized analysis of saturated AC machines », Archiv für Electrotechnik, No. 64, 28-29 Janvier, 1981, pp. 57-62.
- [Wan 97] L. Wang et C. H. Lee – « A Novel Analysis on the Performance of an Isolated Self-Excited Induction Generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 2, 1997, pp. 109-117.
- [Wan 99] L. Wang and R. Y. Deng – « Transient performance of an isolated induction generator under unbalanced excitation capacitors », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, No. 4, 1999, pp. 887-893.
- [Wan 00-a] L. Wang et C. Cheng – « Excitation capacitance required for an isolated three-phase induction generator supplying a single-phase load », Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE, 23-27 January 2000, pp. 299-303.
- [Wan 00-b] L. Wang et C. Cheng – « Selection of magnetization curves for accurately simulating a three-phase self-excited induction generator feeding a single-phase load », Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE, 23-27 January 2000, pp. 286-290.
- [Wan 02] L. Wang et S. C. Kuo – « Steady state performance of a self excited induction generator under unbalanced load », Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE, vol. 1, 27-31 January 2002, pp. 408-412.
- [Wan 04] Y. J. Wang et S. Y. Huang – « Analysis of a self-excited induction generator supplying unbalanced loads », International Conference on Power System Technology (POWERCON'04), IEEE, 2004, pp. 1457-1462.
- [Wan 06] L. Wang et R. Deng – « A novel analysis of an autonomous three-phase delta-connected induction generator with one capacitor », Power Engineering Society General Meeting, IEEE, 2006, pp. 1-6.
- [Yan 06] H. Yantour, J. Saadi et A. Khoumsi – « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) », 6^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation (MOSIM'06),

Modélisation, Optimisation et Simulation des Systèmes : Défis et Opportunités, Rabat, Maroc, 3-5 Avril 2006, pp. 1-9.

- [Zha 05] J. Zhang et M.F. Rahman – « Direct Torque and Flux Controlled Induction Generator for Integrated Starter Alternator with Minimised Sensor Numbers », Vehicle Power and propulsion, IEEE Conference, 7-9 September 2005, pp. 476-480.

Sites Web:

- [Cap 09] site: www.cap-nrj.fr – « Le principe de fonctionnement de l'éolien », consulté décembre 2009.
- [Die 09] site: www.diebrennstoffzelle.de – « Wind kraftanlage », consulté décembre 2009.
- [Dom 09] site: www.Domsweb.org – « L'énergie éolienne », consulté juin 2009.
- [Lar 09] site: www.lares-et-penates.fr – « LARES ET PENATES, Energie renouvelable », consulté décembre 2009.
- [Rob 09] B. Robyns (responsable) et S. Labrique (réalisation), site: www.e-lee.net – « Composants classiques d'une éolienne », consulté juin 2009.
- [Win 09] site: www.Windpower.dk – Site Web sur l'énergie éolienne au Danemark, consulté juin 2009.

ANNEXES

Annexe 1**Paramètres de la machine asynchrone modélisée**

Les caractéristiques électriques :

- Rotor de type de cage d'écureuil
- 4 paires de pôles
- 230/400 V – 23,8/13,7 – 5,5 kW – 50 Hz – 690 tr/mn
- $R_s = 1,07131 \Omega$
- $R_r = 1,29511 \Omega$
- $l_s = 8,9382 \text{ mH}$
- $l_r = 4,8613 \text{ mH}$

Les paramètres mécaniques de l'ensemble machine asynchrone couplée à la machine à courant continu.

- $J = 0,230 \text{ kg.m}^2$
- $f = 0,0025 \text{ N.m/rad.s}^{-1}$

Paramètres de simulation avec convertisseur en boucle ouverte

- Batterie d'une valeur de 12 V ;
- Résistance de batterie de 0.1Ω ;
- Capacité de filtrage en sortie redresseur de $1000 \mu\text{F}$;
- Porteuse triangulaire d'amplitude 350 V et de fréquence 1000 Hz ;
- Amplitude des tensions de référence de la MLI est de 220 V ;

Annexe 2

A.1. Approximation polynomiale de la mutuelle inductance en fonction du courant de magnétisation

Afin d'avoir une meilleure approximations polynomiale de la mutuelle inductance en fonction du courant de magnétisation, on a testé plusieurs polynômes. Nous avons opté pour le polynôme de degré 12. Dans ce qui suit, nous présentons la caractéristique $L_m(i_m)$ avec plusieurs approximations.

- **Approximation avec un polynôme de degré 3 :**

$$L_m = 0.87889769 \cdot 10^{-4} \cdot I^3 - 0.20526070 \cdot 10^{-2} \cdot I^2 + 0.81872813 \cdot 10^{-2} \cdot I + 0.10896568$$

$$L_m' = 0.263669307 \cdot 10^{-3} \cdot I^2 - 0.41052140 \cdot 10^{-2} \cdot I + 0.81872813 \cdot 10^{-2}$$

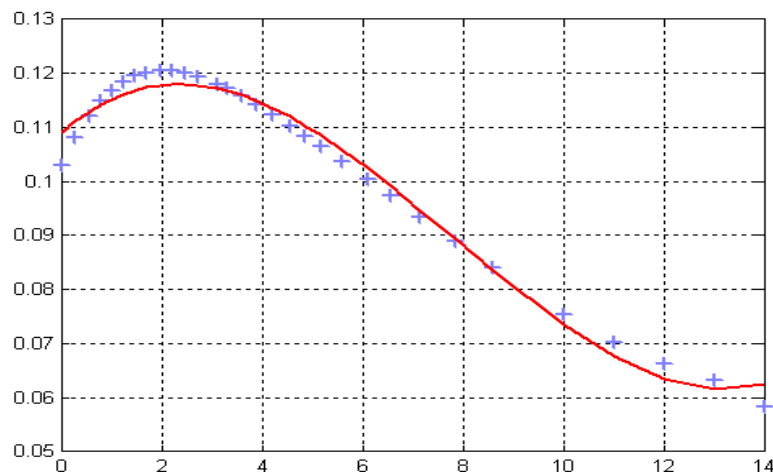


Figure A.2.1 – Evolution de la mutuelle (L_m) en fonction du courant efficace (I)

- **Approximation avec un polynôme de degré 4 :**

$$L_m = -0.10370088 \cdot 10^{-4} \cdot I^4 + 0.36874912 \cdot 10^{-3} \cdot I^3 - 0.44345428 \cdot 10^{-2} \cdot I^2 + 0.14891028 \cdot 10^{-1} \cdot I + 0.10499759$$

$$L_m' = -0.41480352 \cdot 10^{-4} \cdot I^3 + 0.110624736 \cdot 10^{-2} \cdot I^2 - 0.88690856 \cdot 10^{-2} \cdot I + 0.14891028 \cdot 10^{-1}$$

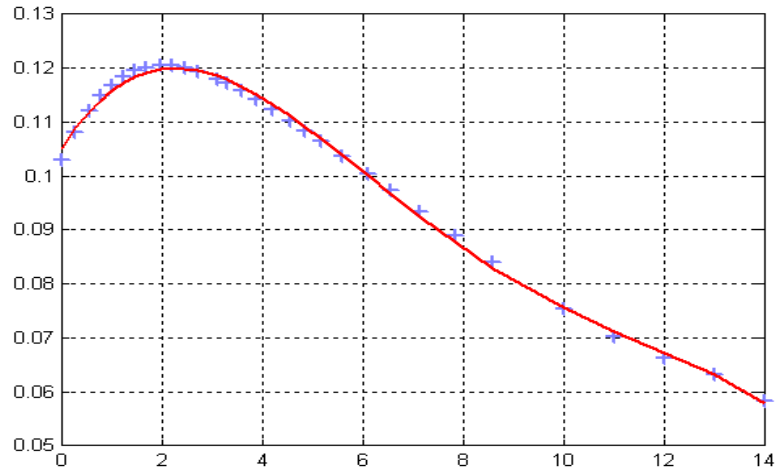


Figure A.2.2 – Evolution de la mutuelle (L_m) en fonction du courant efficace (I)

- **Approximation avec un polynôme de degré 12 :**

$$\begin{aligned}
 L_m &= 0.11183340 \cdot 10^{-15} \cdot I^{12} - 0.82136391 \cdot 10^{-14} \cdot I^{11} + 0.25898579 \cdot 10^{-12} \cdot I^{10} - \\
 &0.45793988 \cdot 10^{-11} \cdot I^9 + 0.49706029 \cdot 10^{-10} \cdot I^8 - 0.10761433 \cdot 10^{-7} \cdot I^7 + 0.31209005 \cdot 10^{-6} \cdot I^6 - \\
 &0.64246433 \cdot 10^{-6} \cdot I^5 - 0.75989080 \cdot 10^{-4} \cdot I^4 + 0.11982646 \cdot 10^{-2} \cdot I^3 - 0.81825872 \cdot 10^{-2} \cdot I^2 + \\
 &0.20977397 \cdot 10^{-1} \cdot I + 0.10289827 \\
 L_m' &= 0.134200080 \cdot 10^{-14} \cdot I^{11} - 0.903500301 \cdot 10^{-13} \cdot I^{10} + 0.258985790 \cdot 10^{-11} \cdot I^9 - \\
 &0.412145892 \cdot 10^{-10} \cdot I^8 + 0.397648232 \cdot 10^{-9} \cdot I^7 - 0.75330031 \cdot 10^{-7} \cdot I^6 + 0.187254030 \cdot 10^{-5} \cdot I^5 - \\
 &0.321232165 \cdot 10^{-5} \cdot I^4 - 0.303956320 \cdot 10^{-3} \cdot I^3 + 0.35947938 \cdot 10^{-2} \cdot I^2 - \\
 &0.163651744 \cdot 10^{-1} \cdot I + 0.20977397 \cdot 10^{-1}
 \end{aligned}$$

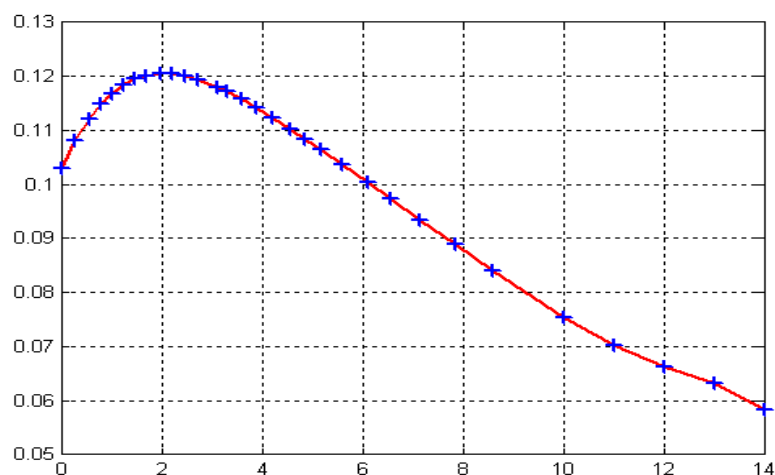


Figure A.2.3 – Evolution de la mutuelle (L_m) en fonction du courant efficace (I)

Avec cette approximation du degré 12, on a tracé la caractéristique par simulation obtenue avec ce polynôme jusqu'à un courant de $I= 30A$, on a obtenu la courbe ci-dessous. On constate la précision de l'approximation avec ce degré du polynôme utilisé.

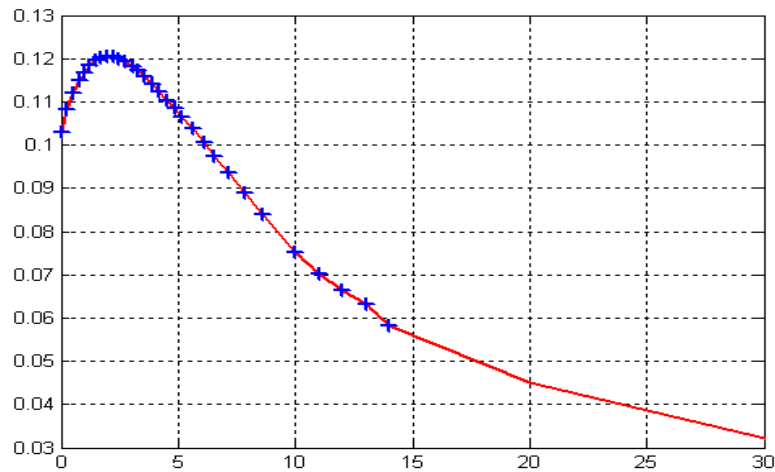


Figure A.2.4 – Evolution de la mutuelle (L_m) en fonction du courant efficace (I)

A.2. Tension aux bornes de la génératrice en tenant compte de L_m' et sans tenir compte de L_m'

- **A vide :**

On présente les deux résultats obtenus à vide en tenant compte de L_m' (couleur noir) et sans tenir compte de L_m' ($L_m'=0$) (couleur rouge). Des zooms des deux résultats sont présenté aussi ci-dessous.

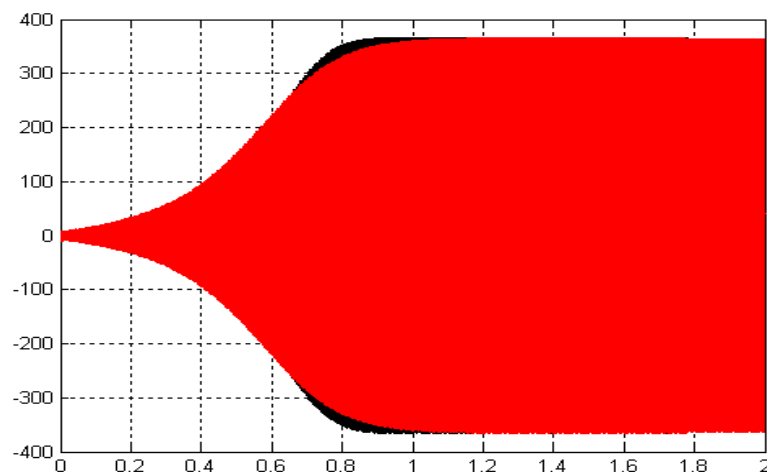


Figure A.2.5 – Evolution de la tension

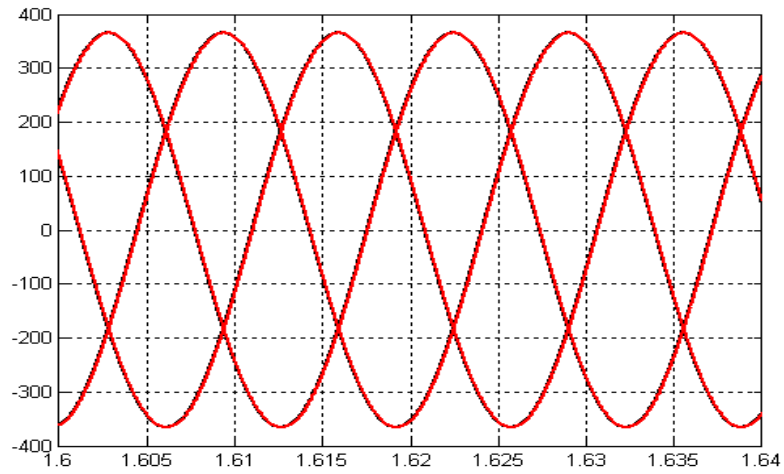


Figure A.2.6 – Evolution de la tension (zoom)

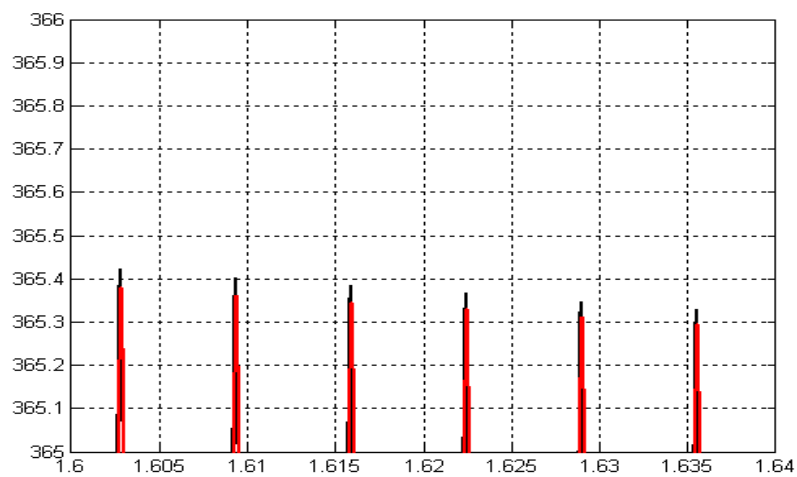


Figure A.2.7 – Evolution de la tension (zoom)

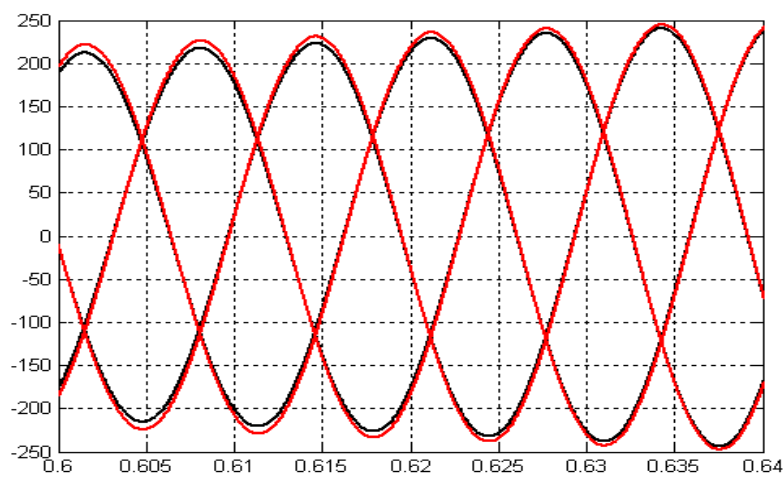


Figure A.2.8 – Evolution de la tension (zoom)

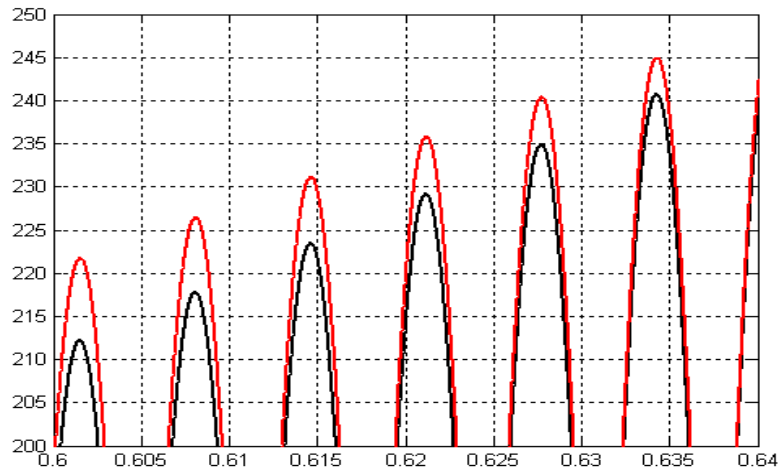


Figure A.2.9 – Evolution de la tension (zoom)

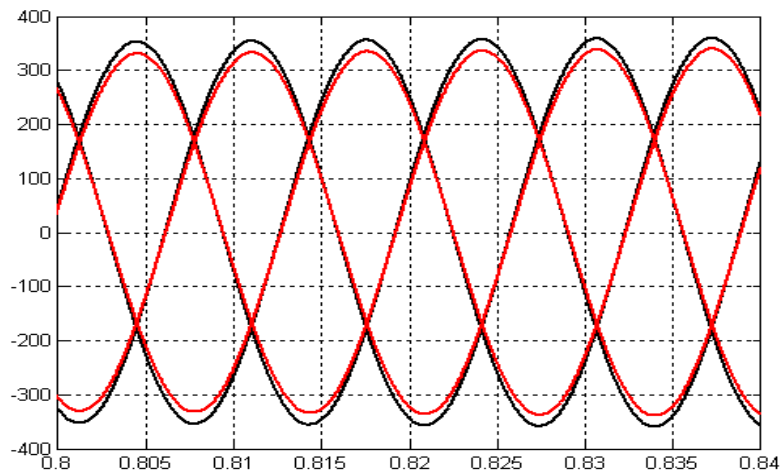


Figure A.2.10 – Evolution de la tension (zoom)

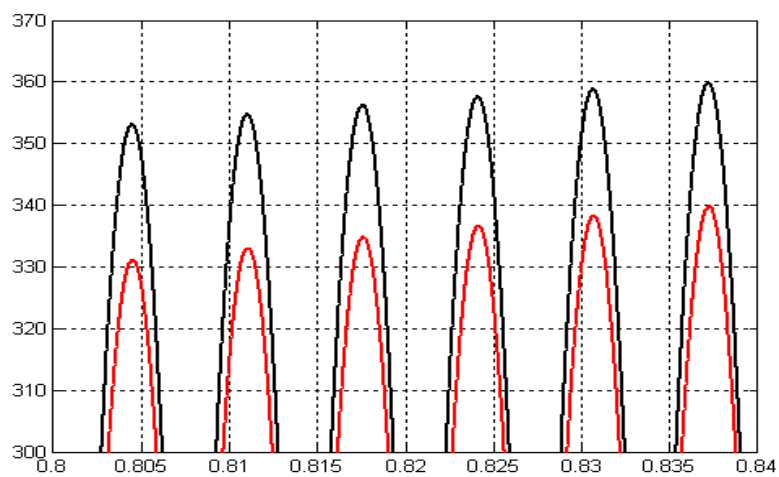


Figure A.2.11 – Evolution de la tension (zoom)

- **En charge :**

On présente les deux résultats obtenus en charge en tenant compte de L_m' (couleur noir) et sans tenir compte de L_m' ($L_m'=0$) (couleur rouge).

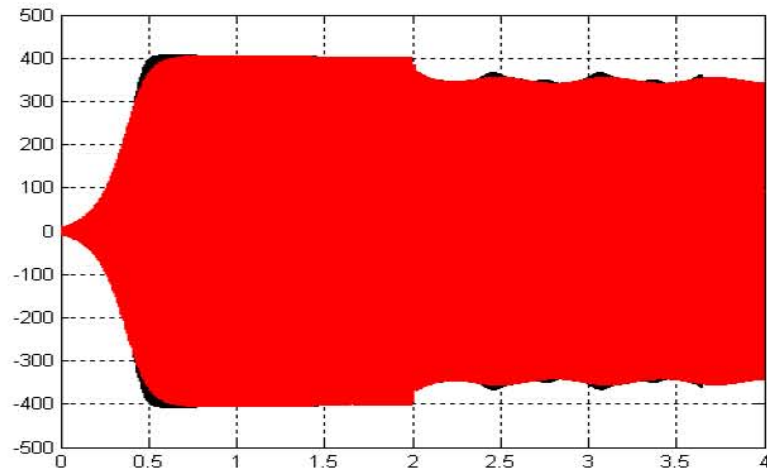


Figure A.2.12 – Evolution de la tension

8				
FOLIO NO: <u>15884</u>			CLASSEMENT: <u>T32-R.T.160</u>	
LONGUEUR DE FER: <u>170</u>			TYPE: <u>T160M-8P</u>	
CLASSE D'ISOLATION: <u>F (Ech B)</u>			P= <u>5,5</u> kW N= <u>690</u> t/mn	
STATOR: <u>48 enc. P4625. 2x24=48p. Ø0,85-0,9. SB 5740-1a 5,7-2c//-6B.</u>			Cde: <u>486682</u> No Moteur: <u>673065</u>	
ROTOR: <u>44 enc. P178 a-c. Alu.</u>			TENSION <u>230/400v</u> f= <u>50</u> Hz	
OBSERVATIONS: U= <u>230V</u> P= <u>5.50</u> KW U= V P= KW				
Stator muni de 4 sondes Pt100 à 3 fils dont 2 dans une encoche début et fond d'encoche et 2 sur têtes de bobine (1cba -1co)	PERTES MECANQUES 37.4 W		PERTES MECANQUES W	
	PERTES MAGNETIQUES 257.9 W		PERTES MAGNETIQUES W	
	CALAGE 1		CALAGE 2	
	Cn=(974* 5.50)/ 678= 7.90 mKg		Cn=(974*)/ = mKg	
	Cd mesuré= 16.70 mKg à 230 Volts		Cd mesuré= mKg à Volts	
	Cd=(/) ² * = mKg		Cd=(/) ² * = mKg	
	Cd/Cn= 2.11 Cmx/Cn=		Cd/Cn= Cmx/Cn=	
	In= 5500/(230V ³ *.815*.749)= 22.60A		In= / (* *)= A	
	Id calculé= 98.85A à 230 Volts		Id calculé= A à Volts	
	Id=(/)* = A		Id=(/)* = A	
Id/In= 4.37		Id/In=		
C. EN CHARGE 1 C. EN CHARGE 2				
5/4 4/4 3/4 2/4 1/4 5/4 4/4 3/4 2/4 1/4				
Cos P 0.778 0.742 0.684 0.566 0.370 Cos P				
Rdt % 78.4 81.5 82.8 81.6 73.4 Rdt %				
ECHAUFFEMENT 1 ECHAUFFEMENT 2				
U 230 V Wjs 536 W U V Wjs W				
I 22.5 A Wjr 606 W I A Wjr W				
t/mn 677 P.ut 5.58 kW t/mn P.ut kW				
Cos P 0.783 Rdt 79.5 % Cos P Rdt %				
P. abs 7020 W Ech. 0 84.6 °C P. abs W Ech. 0 °C				
DATE: <u>6/05/96</u>				

H.P.E.

Nom du client	N de Cde	Puiss. kW	Volts	Fréq.	Ampères	Tours/mn.	Rend. %	Fact. de puissance	CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES NANCY		
ADRINHORD	486682	5.5	231/400	50	22.9/13.2	678	81	.74	Moteur Asynchrone Triphasé		
Delai: STATOR Cn= 7.90mKg D2L= 8.52 x10 ⁶ FER FORME: 2 BOBINAGE Type: T 160 M-8 8 pôles Folio: 15084 (8)											
Tôles	D.ext.	D.int.	Long.	Encoches		N.fils/enc.	Diam. du fil	Section cuivre	Schéma		
	224	150	170	Nb.	Dimensions	Isol.			SB 5740 1 à 6 2 C// -6B		
Entrefer : P8 Pr-c=2.1592 ROTOR K8= .391											
D2L= 3.78 x10 ⁶ FER FORME: 11 CONDUCTEURS											
Tôles	D.ext.	D.int.	Long.	Encoches incl.: i=17.6mm		N.fils/enc.	Diam. du fil	Mat.	dimensions couronnes		
	149.3	46	170	Nb.	Dimensions	Isol.			300 mm2		
t=58.90	Ns= $\frac{48 \times (24 + 24)}{6 \times 2} = 192$		Kb= .303		Encoches		Ø	t	Z	B	
t=9.81	k= $\frac{231}{222 \times .933 \times 192} \times 10^6 = .5808 \times 10^6$		H4/B4=1		.15	2.5	149.3	10.660			
Dhd=203	Be= $\frac{.5808}{0.7 \times 5.89 \times 17} \times 10^6 = 8286$		2hc=77.9		12.45	13.9	144	10.201	5.201	13179	
hd=154.0	Bd= $\frac{8286 \times 9.81}{0.92 \times 2d} = 15282$		Bor=4767		3.149999		125.7	8.374	7.174	13082	
thd=10.08	Bo= $\frac{.5808}{0.92 \times 2.1 \times 17} \times 10^6 = 17685$?		.9		123.9				
zd=5.786	G= 1 N= 0 COS= .463 J= 47.46 C= 10.38										
zd=5.790	G= .3 N= 525 COS= .722 J= 33.63 C= 17.14										
R1= 1.07131 R2= 1.2951	G= 6.60300 N= 6000 COS= .777 J= 12.18 C= 7.9										
X1= 2.80802 X2= 1.52725											
XM= 33.61599											

T 160 M-8 n8 Imprim. 001=1 N01=2 7/05/96
 T 160 M-8 n8 150 mm 149.3 mm 170 mm 8286 G 231 V 11.9 A

$\frac{2d}{2hc} = 3,2$ $\frac{2d}{2hc} = 4,4$ $\frac{2d}{2hc} = 9,2$
 $\frac{2d}{2hc} = 1,3$ $\frac{2d}{2hc} = 8,1$ $\frac{2d}{2hc} = 8,1$
 Courant: 3,2

Résumé :

Les travaux de cette thèse ont pour objectif d'étudier la machine asynchrone à cage dans le contexte d'une conversion de l'énergie éolienne dans des sites isolés. Après un bref rappel des concepts de la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique, ce document dresse un état de l'art des différentes solutions électrotechniques utilisées tant dans le domaine de production de masse que dans celui de l'alimentation de sites isolés. Le second chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone à cage. Le modèle linéaire de la machine asynchrone présentant des limites, une modélisation originale et simple, dans laquelle le phénomène de la saturation est pris en compte par une inductance magnétisante fonction du courant magnétisant a été élaboré. Les paramètres de ce modèle peuvent être obtenus à partir d'essais ou d'une approche numérique par élément fini en 2D. Les outils de modélisation proposés sont ensuite utilisés pour l'étude des performances de la machine asynchrone dans le cas de fonctionnements en génératrice autonome débitant sur des bancs de capacités et des charges équilibrées et déséquilibrées. Les résultats de simulation sont validés expérimentalement sur un banc d'essais. La dernière partie du mémoire est consacrée à la comparaison de deux techniques de commande de la génératrice asynchrone, autonome, débitant sur un redresseur à MLI (commande vectorielle, contrôle direct du couple). Le but de ces techniques est de maintenir une tension constante à la sortie du redresseur pour des charges et des vitesses variables. Cette tension est ensuite ondulée à la bonne amplitude et fréquence pour une utilisation en site isolé. Pour chaque technique, deux stratégies ont été testées (à flux constant et à flux variable en fonction de la vitesse). Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de ces techniques ainsi que les intérêts et les limites de chacune d'elles.

Abstract :

The work of this thesis aims to study the squirrel cage induction machine in the context of the wind energy conversion in isolated locations. After a brief review of the concepts of converting wind energy into electrical energy, this document describes the state of the art of different solutions used in both the mass production electrical field than in the supply of isolated sites. The second chapter is dedicated to the modelling of squirrel cage induction machine. As the linear model presents limitations, a new and simple model, in which the saturation phenomenon is taken into account by a magnetizing inductance function of the magnetizing current, was developed. The parameters of this model can be obtained from tests or numerical approach using 2D FEM. The proposed modelling tools are then used to study the performance of stand alone induction generators connected to capacitive bank and balanced and unbalanced loads. The simulation results are validated experimentally on a test bench. The last part of the thesis is devoted to comparison of two techniques for controlling the induction generator, self-feeding a PWM rectifier (Vector Control, Direct Torque Control). The purpose of these techniques is to maintain a constant voltage at the output of the rectifier whatever the loads and speeds. This voltage is then adapted by the inverter to the good magnitude and frequency for a use in isolated areas. For each technique, two strategies were tested (at constant flux and variable flux depending on speed). The simulation results showed the effectiveness of these techniques and the interests and limitations of each.