

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la A Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du diplôme de master académique en électrotechnique

Option : **Machines Electriques**

Samir HADDADOU
Marzouk FERHAT

Thème

Contrôle Direct de Puissance du Redresseur Triphasé à MLI

Mémoire soutenu publiquement le 10/ 07/ 2017 devant le jury composé de :

M. S. HADDAD

Professeur, UMMTO, président

M. M. SI BRAHIM

Maitre de Conférence classe B, UMMTO, promoteur

M^{elle} R. KACHENOURA

Maitre de Conférence Classe B, UMMTO, examinatrice

M^{me} F. MEGHERBI-BITAM

Professeure, UMMTO, examinatrice

Promotion 2016/2017

Remerciements

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Mr. SI BRAHIM Madjid, maitre de conférence classe B au département d'électrotechnique, qui nous a proposé ce sujet, nous a orientées le long de la réalisation de ce mémoire, nous à prodigué les précieux conseils, qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous remercions également M. HADDAD Salah, professeur à l'UMMTO pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury de notre soutenance.

Nous remercions également Mme MEGHERBI-BITAM Faroudja, professeur à l'UMMTO pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membre du jury de notre soutenance.

Nous tenons aussi à remercier Melle KACHENOURA Rahma, Maitre de conférence classe B à UMMTO, d'avoir accepté de nous réserver un peu de son temps pour examiner ce travail et faire partie du jury.

Nous tenons également à remercier vivement Mr ROUAS Rabah et toute personne qui nous a aidées à élaborer et à réaliser ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis pour leur soutien de près ou de loin.

SOMMAIRE

<i>Introduction générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre I

Etat de l'art

<i>I. Introduction</i>	3
<i>II. Etat de l'art sur les éoliennes en fonctionnement isolé et autonome</i>	3
<i>II.1. Machines asynchrones à cage d'écureuil</i>	4
<i>II.1.1. Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes</i>	5
<i>II.1.1.a. Machine asynchrone auto excitée par un seul condensateur fixe</i>	5
<i>II.1.1.b. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes</i>	6
<i>II.1.2. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes avec un système de compensation</i>	7
<i>II.1.2.a. Capacités de compensation en série</i>	7
<i>II.1.2.b. Batterie de condensateurs commandés</i>	8
<i>II.1.2.c. Générateurs de puissance réactive</i>	9
<i>II.1.3. Configuration avec convertisseur unidirectionnel (redresseur à diodes ou mixte)</i>	10
<i>II.1.4. Configuration avec convertisseurs bidirectionnels (convertisseurs à MLI)</i>	11
<i>III. Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)</i>	12
<i>IV. Position du problème</i>	14
<i>V. Conclusion</i>	15

Chapitre II

Modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée

<i>I. Introduction</i>	16
<i>II. Modèle dynamique de la machines asynchrone en tenant compte de la saturation</i>	16
<i>II.1 Equations électriques</i>	16
<i>II.2 Equations des flux</i>	16

III. Prise en compte de la saturation	18
IV. Choix du référentiel de travail	20
V. Le processus d'auto-amorçage.....	21
V.1 Description du phénomène d'auto-amorçage.....	21
V.2 Modélisation du phénomène d'auto-amorçage	22
VI. Résultats de simulation	22
VI.1 Modèles linéaire et saturé	23
VI.2 Sensibilité de la génératrice asynchrone vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse :	23
VII. Conclusion.....	25

Chapitre III

Contrôle directe de puissance

I. Introduction	26
II. Modélisation du redresseur a MLI	26
II.1 Modélisation dans le repère abc coté alternatif.....	27
III. La DPC classique	31
III.1. Calcul des puissances instantanées.....	32
II.2. Comparateur à hystérésis.....	32
III.3. Détection de secteur.....	33
III.4. Table de commutation.....	34
IV. Résultats de simulation	35
IV.1. Suivi d'une tension de référence.....	35
IV.2. Influence de la charge	37
V. Conclusion.....	40
 Conclusion générale	 41

Reference bibliographies

Annexes

Introduction générale

Introduction générale

L'électricité est un bien de première nécessité dont l'humanité ne peut plus se passer. L'industrialisation des pays émergents a engendré une demande en énergie sans cesse croissante.

Les principales sources de production de l'énergie électrique sont les combustibles fossiles (pétrole, gaz et charbon) et le nucléaire. Malheureusement les combustibles fossiles se trouvent sur terre en quantités limitées et le nucléaire pose le problème de sécurité (Tchernobyl, Fukushima) et la question de la gestion des déchets nucléaires.

L'utilisation des énergies renouvelables comme alternative écologique aux combustibles fossiles et au nucléaire apparaît comme une solution attrayante du fait qu'elle est inépuisable, non polluante et bien adaptée à la production décentralisée [1], [2].

Parmi les énergies renouvelables, l'énergie éolienne occupe la deuxième place derrière l'énergie solaire. Les systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisent dans leur grande majorité des générateurs synchrones ou asynchrones [3].

Durant ces dernières décennies, l'évolution technologique importante a impliqué une utilisation accrue des dispositifs d'électronique de puissance moderne dans diverses applications, comme la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées la traction électrique, la compensation des harmoniques, etc.

L'application la plus répandue actuellement, dans l'industrie, pour la commande de moteurs électriques, est le variateur de vitesse du type MLI (Modulation de largeur d'impulsion) afin d'asservir le couple et la vitesse des moteurs.

Les redresseurs MLI sont appliqués comme convertisseurs AC/DC/AC ou comme système de puissance de distribution HVDC. Le développement des méthodes de contrôles des redresseurs MLI est possible grâce au développement des dispositifs semi-conducteurs et aux techniques numériques, qui permet de fonctionnement rapide avec coût réduit. Ce qui offre la possibilité de l'implémentation des algorithmes de contrôle sophistiqués. Un contrôle approprié peut provoquer l'amélioration des performances du redresseur et la réduction des composants passifs.

Différentes techniques de contrôle ont été proposées ces dernières années pour ce type de redresseurs [04], [05], [06]. La technique connue sous le nom VOC (voltage- oriented control) garantit une performance dynamique et statique élevées par l'intermédiaire de boucles de

contrôle de courants internes. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie [07], [08]. Autre technique basée sur le contrôle directe de puissance active et réactive connue sous le nom de contrôle direct de puissance (direct power control (DPC)) utilise une table de commutation appropriée [06].

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'application de la commande directe de puissance sur un système de conversion de l'énergie éolienne composé d'une génératrice asynchrone auto-excitée et d'un banc triphasé de condensateurs pour l'excitation. L'insertion de convertisseurs statiques à MLI (redresseur MLI), entre la génératrice et sa charge, permet d'avoir de nouveaux, degrés de liberté. Ces derniers, utilisés dans le cas d'une commande, aboutissent à une meilleure exploitation de l'éolienne.

Ce travail est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisés et nous mettrons l'accent sur la génératrice asynchrone auto-excitée. Un état de l'art de la commande directe de puissance (DPC) appliquée au redresseur MLI sera présenté.

Le deuxième chapitre porte sur le développement sous Matlab du modèle de la génératrice asynchrone auto-excitée en régime dynamique. Le modèle est établi en utilisant les transformations de Park en régime linéaire puis en régime saturé. La prise en compte de la saturation impose de considérer comme variable la réactance de magnétisation X_m (ou l'inductance mutuelle cyclique « M » entre le stator et le rotor) en fonction du courant magnétisant. L'expression de cette inductance sera obtenue par l'exploitation d'un essai d'alimentation de la machine asynchrone à la vitesse de synchronisme dans le cas d'un rotor à cage.

Le troisième chapitre présente l'utilisation de la commande directe de puissance (DPC) appliquée au redresseur MLI. Elle permet en premier lieu de se passer des correcteurs utilisés couramment afin d'asservir un convertisseur, il n'utilise que les puissances instantanées comme variable de contrôle, plus précisément les erreurs déterminées entre les valeurs mesurées des puissances instantanées actives et réactives et leurs valeurs de référence. Elle détermine ensuite, en fonction de ces valeurs et d'une table de commutation le réglage du convertisseur à appliquer.

Ce mémoire est clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

Etat de l'art

Chapitre I

Etat de l'art

I. Introduction

L'échauffement différentiel de la surface terrestre par le soleil entraîne le déplacement d'importantes masses d'air sur la terre, c'est-à-dire le vent. Les systèmes de conversion de l'énergie éolienne transforment l'énergie cinétique du vent en électricité ou en d'autres formes d'énergie.

Dans notre travail, le système complet pour la conversion de l'énergie éolienne est composé d'une génératrice asynchrone auto-excitée par un banc triphasé de condensateurs.

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, aboutissent à une meilleure exploitation de l'éolienne

L'objectif de ce chapitre est de présenter en premier partie l'état de l'art sur les différentes structures de chaînes de conversion utilisées dans les systèmes éoliens. Cela concerne le type de générateur utilisé, ainsi que les systèmes connectés au réseau électrique et les systèmes autonomes.

La deuxième partie de ce chapitre illustre l'état de l'art de commande utilisée. Dans ce travail, nous allons utiliser la commande directe de puissance (DPC)

II. Etat de l'art sur 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 allée 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 [05], [06]. Ces derniers sont souvent associés à une batterie de condensateurs qui fournit la puissance réactive nécessaire à leur magnétisation.

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 des applications de petites puissances.

II.1. 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 et d'aimants permanents ce qui lui confère une robustesse et une longévité sans égales [09] et également un coût d'achat et d'entretien bien inférieur à celui d'un alternateur d'une même puissance [11]. 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 [19], ce qui constitue son principal inconvénient. Afin d'éliminer ce dernier vis à vis de la machine synchrone, 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.

II.1.1. 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 [41].

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 [20]. 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 magnétiser.

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.

II.1.1.a. 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 [22], [23], [27] et chaque auteur propose une manière de branchement de la charge :

- La charge est en parallèle avec la capacité d'excitation [22], [23].
- La charge est entre le neutre et une phase où la capacité n'est pas branchée [22].
- La charge est entre les deux autres phases où la capacité n'est pas branchée [27].

Le second cas est traité dans [27], [43]. Le premier auteur propose le branchement de la charge en parallèle avec la capacité d'excitation. Par contre, le deuxième auteur propose le branchement suivant :

- 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.1 ont été proposées dans [24]. 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.1-a) ou entre l'une des deux bornes où la capacité est branchée et la borne restante du triangle (figure I.1-b). Le cas de la figure I.1-a est proposé aussi par [43].

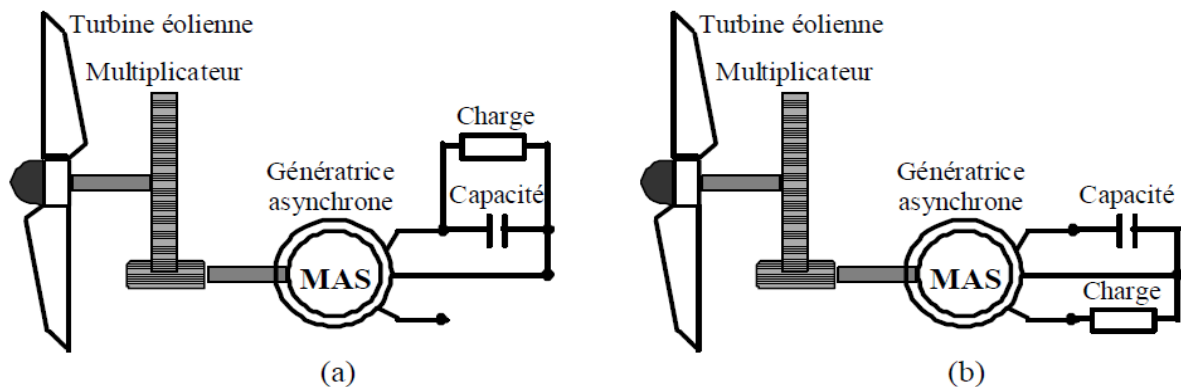


Fig. I.1 Machine asynchrone auto-excitée avec un seul condensateur

II.1.1.b. 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.2 [10], [12], [18], [20], [25], [28], [29], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41]. Dans d'autres travaux la connexion des condensateurs est en triangle [26], [35].

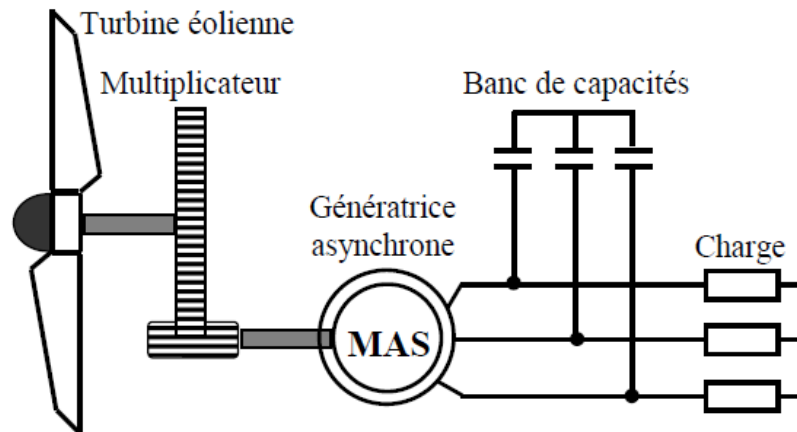


Fig. I.2 Machine asynchrone auto-excitée avec une batterie de condensateurs.

II.1.2. 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.

II.1.2.a. 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 [10], [44], [51], ou avec le stator de la machine [49] (dénommée en anglais "*short-shunt connexion*"). Cette approche permet de diminuer la chute de tension en charge [10], mais elle limite les possibilités d'une régulation continue de la tension sur une large gamme de charges et/ou de vitesses [50]. La figure I.3 présente la machine asynchrone auto-excitée avec une batterie de condensateurs et une compensation où les capacités sont en série avec la charge.

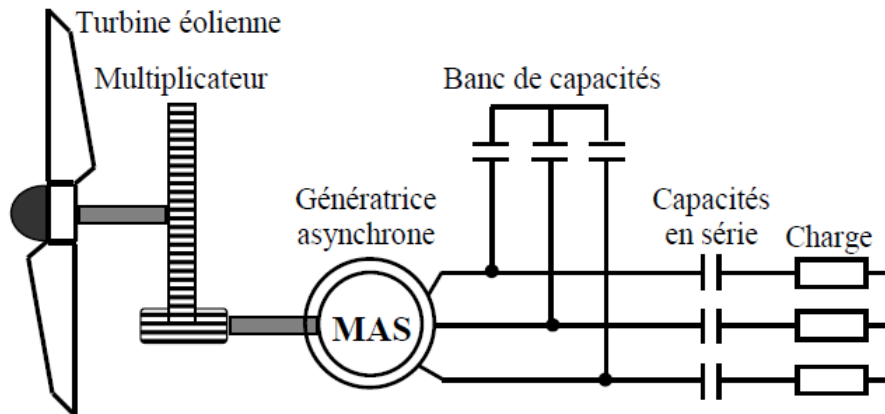


Fig. I.3 Machine asynchrone auto-excitée avec compensation série

II.1.2.b. Batterie de condensateurs commandés

Une autre solution, basée sur le concept de contrôle continu de la capacité d'excitation, a été proposée dans [50]. 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 la figure I.4). La valeur apparente de la capacité peut être alors ajustée périodiquement par le contrôle du temps durant lequel la capacité est connectée au circuit.

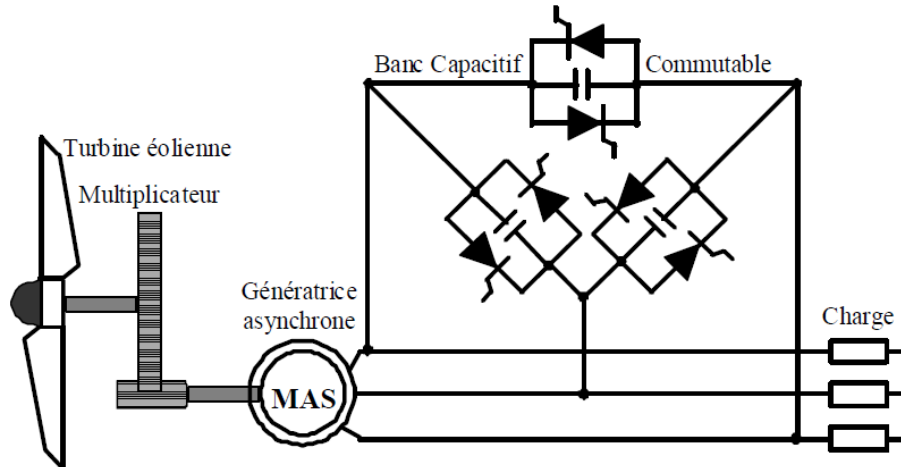


Fig. I.4 Machine asynchrone auto-excitée avec une batterie de condensateurs et Gradateur

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.

II.1.2.c. 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 [50].

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*) [52].
2. Capacités commutées par thyristor (*TSC : Thyristor Switched Capacitor*) [52].
3. Le compensateur statique (*STATCOM : STATic COMPensator*) [47], [48], [60].
4. La source de tension basée sur un convertisseur (*VSI : Voltage Source Inverter*) [16], [17], [53], [54], [55].

Dans [52], 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 commandées 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 [16], 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 la figure I.5). 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.

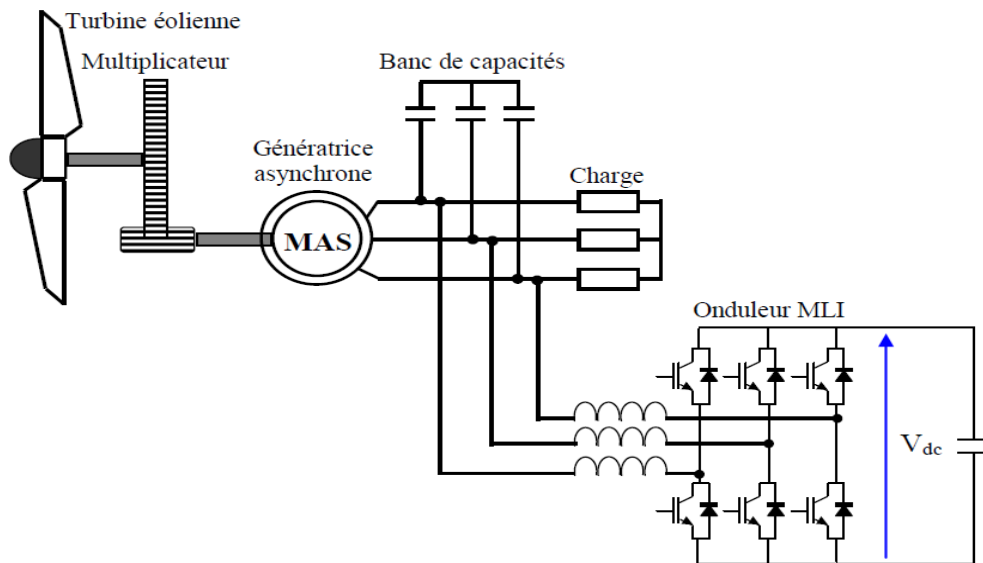


Fig. I.5 Structure avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge

Des contrôleurs de charge électronique (*ELC : Electronic Load Controller*) sont également proposés [17], [45], [46], [56]. 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 [56], 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 [50].

II.1.3. Configuration avec convertisseur unidirectionnel (redresseur à diodes)

Dans cette configuration (figure I.6), 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 [57].

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 [57]. 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.

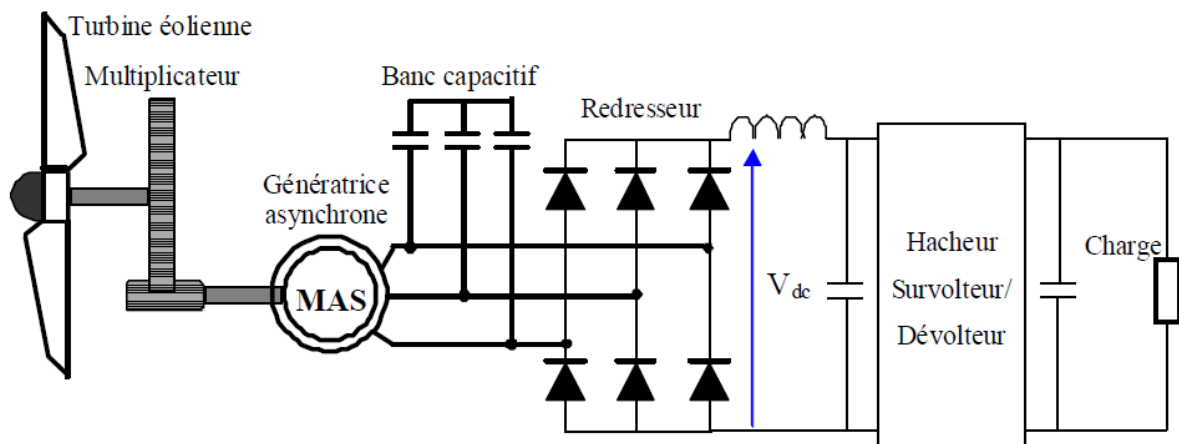


Fig. I.6 Structure avec pont à diodes et hacheur

Une autre proposition est donnée dans [58] 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 [42], 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.

II.1.4. Configuration avec convertisseurs bidirectionnels (convertisseurs à MLI)

La structure représentée dans la figure I.7 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 [13], [15], [19], [21], [30], [31], [32], [33], [34], [59].

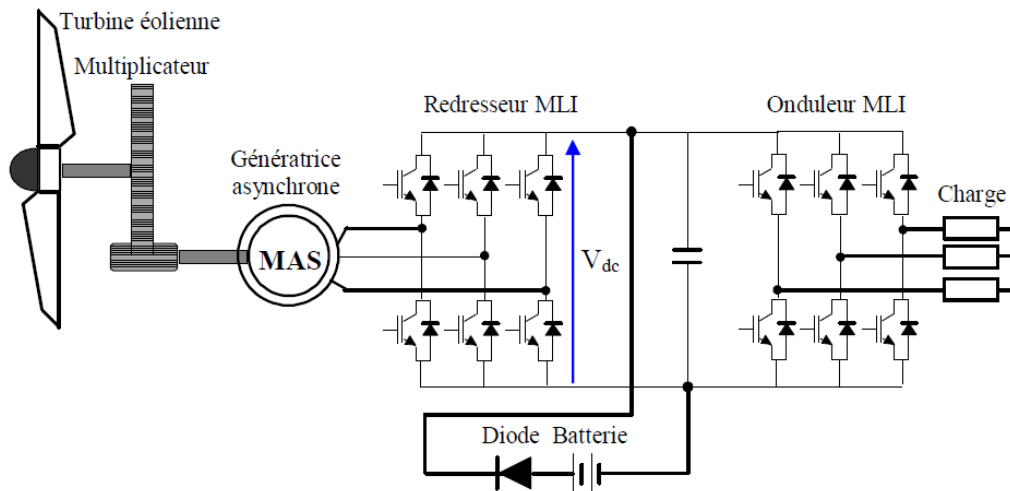


Fig. I.7 Structure à base de deux convertisseurs MLI

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 [10] :

- 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.

III. Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)

Le principe du contrôle direct des convertisseurs d'électroniques de puissance à *MLI* a été proposé pour la première fois en 1986 par [61], [62] et il a été développé plus tard dans plusieurs applications. Le but du contrôle direct de ces systèmes était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont les entrées sont

les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande.

La première application développée dans cet axe était le contrôle des machines électriques à vitesse variable alimentées par un onduleur à *MLI* triphasé. La structure de contrôle était connue sous le nom de contrôle direct de couple (*DTC*). Dans cette application, le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement sans aucun bloc de modulation [63], [62].

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à *MLI* triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au *DTC*, appelée contrôle direct de puissance (*DPC*). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par [14], pour le contrôle direct des puissances instantanées, active et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par [65]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations de la *DPC*, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- ***DPC* utilisant le vecteur de tension (*V-DPC*)** : les références [14], [66] et [70] établissent des configurations de la *DPC* basées sur la position du vecteur tension dans le repère stationnaire α - β .
- ***DPC* utilisant le flux virtuel** : dans [65], [67], [68] et [69], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel. Dans [67], les auteurs suggèrent d'associer le principe de la *DPC* avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (*SVM*) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.

D'autres structures de la *DPC* basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [71] et [72]. Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu à d'autres applications. Dans ce contexte, les références [71], [72] et [75], exploitent le principe de la *DPC* avec un onduleur de tension pour un système de filtrage actif, pour un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau, respectivement.

IV. Position du problème

Le travail que nous nous proposons de développer fait partie d'un système hybride combinant deux sources d'énergie renouvelable, à savoir un générateur photovoltaïque pour convertir l'énergie du soleil et un générateur éolien pour convertir celle du vent (voir figure ci-dessous).

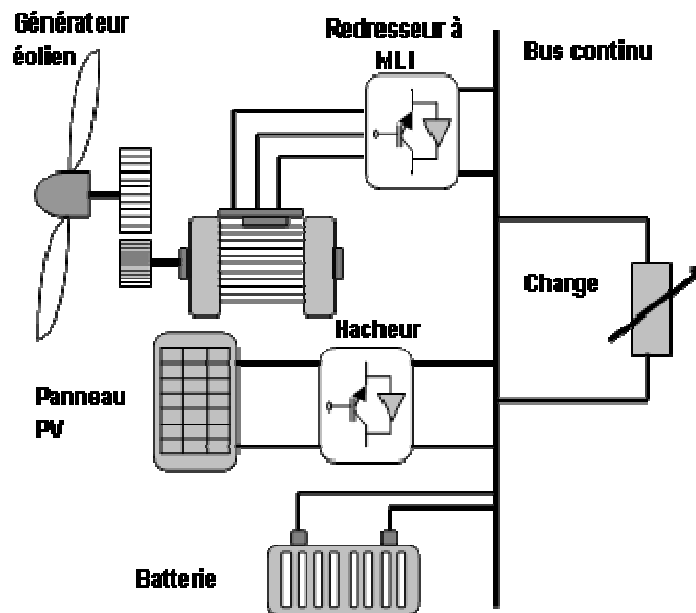


Figure I.8. Schéma du système global à énergies renouvelables

Ce système hybride éolien-photovoltaïque sert à alimenter en énergie électrique les zones isolées dont le raccordement au réseau est très coûteux et non rentable. En cas d'absence de soleil et de vent, des batteries de stockage et en dernier recours un groupe électrogène serviront d'alimentation de secours.

Ce système doit être commandé en puissance et doit assurer une tension du bus continu constante et ce en dépit des variations de la charge ou de la vitesse du vent.

Nous nous occuperons exclusivement du système éolien à base d'un générateur asynchrone auto-excité.

Le système complet que nous nous proposons d'étudier est composé :

- D'un générateur asynchrone auto-excité par un banc triphasé de condensateurs.
- D'un redresseur triphasé à IGBT, commandé par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).
- D'un régulateur de tension.

Nous allons développer pour le générateur asynchrone une commande directe de puissance, de façon à lui imposer une consigne de puissance active donnée en fonction de la disponibilité du vent. La figure 2 montre le schéma détaillé du système à étudier.

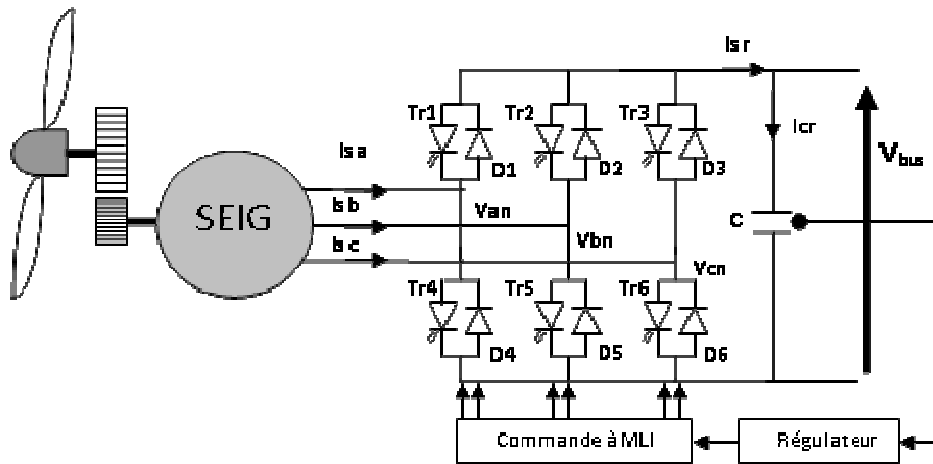


Figure I.9. Schéma détaillé du système à étudier

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie l'état de l'art sur les systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisant la machine asynchrone. Il s'agit des ensembles machines asynchrones associées à leurs convertisseurs, adaptables à un système éolien fonctionnant en site isolé.

La génératrice asynchrone auto-excitée que nous nous proposons d'étudier, est une génératrice à cage excitée par un banc de capacités triphasé, associée à un convertisseur MLI.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la présentation de l'état de l'art sur la commande directe de puissance (DPC).

Nous nous proposons d'appliquer cette commande à l'ensemble générateur asynchrone – redresseur à MLI afin de pouvoir l'insérer dans un système hybride à énergies renouvelables.

Chapitre II

Modélisation de la génératrice asynchrone auto- excitée

Chapitre II

Modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons développer le modèle dynamique de la génératrice asynchrone auto-excitée. Ce modèle est construit à partir des équations électriques et magnétiques de la machine dans le repère naturel (a,b,c), auxquelles on applique la transformation de Park.

Nous expliquerons brièvement le processus d'auto-amorçage de la génératrice asynchrone par un banc triphasé de condensateurs. Nous présenterons le modèle du phénomène d'auto-amorçage et nous donnerons les conditions nécessaires à son enclenchement.

Le modèle de la génératrice asynchrone auto-excitée doit obligatoirement tenir compte de la saturation, nous expliquerons dans ce chapitre comment le faire et nous fournirons le détail des calculs. Nous comparerons les résultats du modèle linéaire et celui du modèle saturé pour mieux expliquer l'indispensable prise en compte de la saturation.

II. Modèle dynamique de la machines asynchrone en tenant compte de la saturation

II.1 Equations électriques

$$\begin{aligned}v_{ds} &= \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} + R_s i_{ds} \\v_{qs} &= \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} + R_s i_{qs} \\0 &= \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} + R_r i_{dr} \\0 &= \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} + R_r i_{qr}\end{aligned}\tag{II.1}$$

II.2 Equations des flux

Si l'on désire exprimer les flux en fonction des courants statoriques et rotoriques, ie le vecteur $(i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr})$, nous obtenons le système d'équations (II.2) :

$$\begin{aligned}
\varphi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\
\varphi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\
\varphi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\
\varphi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}
\end{aligned}
\tag{II.2}$$

Où :

- L_s : Inductance propre cyclique du stator
- L_r : Inductance propre cyclique du rotor
- L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Notons que le système d'équations (II.1) correspond à un système d'axes d et q où l'axe q est en avance par rapport à l'axe d (voit figure II.1).

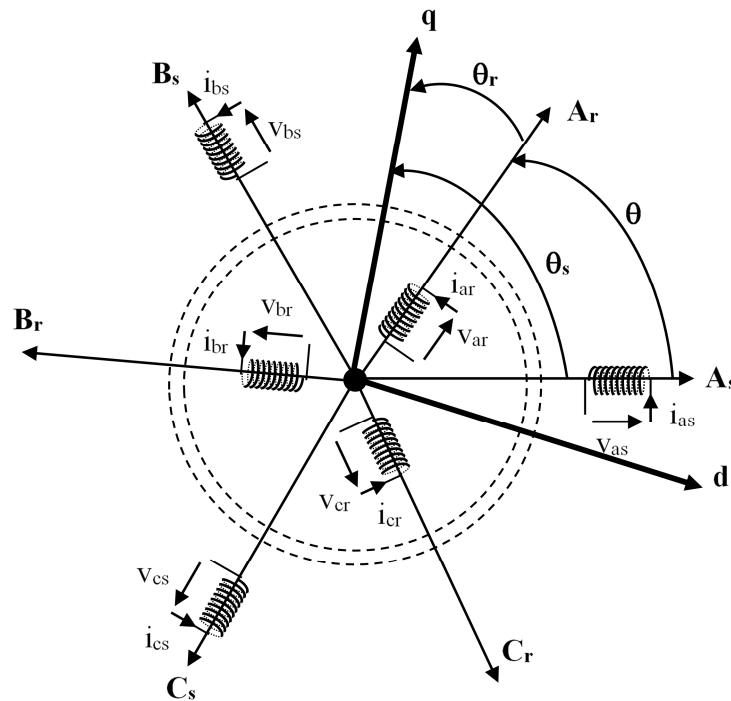


Figure II.1 : Machine asynchrone bipolaire, représentation dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation

Dans ce cas, la matrice de Park et son inverse s'expriment comme suit :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

$$p(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} = p(\theta)^t$$

Dans la matrice de Park et son inverse, on utilise parfois les deux coefficients $\frac{2}{3}$ et $\frac{1}{2}$ au lieu des coefficients $\sqrt{\frac{3}{2}}$ et $\frac{1}{\sqrt{2}}$, mais dans ces cas la matrice de Park ne sera plus orthonormée et son inverse ne sera plus égale à sa transposée.

III. Prise en compte de la saturation

Nous constatons que dans les équations électriques (II.1), nous avons besoin des expressions des flux et de leurs dérivées.

L'inductance diminue avec la saturation et pour modéliser ce phénomène, nous devons considérer que les inductances varient avec les courants. Si nous considérons le système d'équations (II.2), nous trouverons qu'il fait appel aux inductances suivantes : L_s , L_r et L_m .

Sachant que les inductances cycliques statoriques et rotoriques s'expriment en fonction de l'inductance magnétisante comme suit :

$$L_s = L_m + l_{s\sigma} \quad ; \quad L_r = L_m + l_{r\sigma}$$

Avec :

$l_{s\sigma}$ et $l_{r\sigma}$: Inductances de fuites statorique et rotorique respectivement.

Si nous supposons que les inductances de fuites ne sont pas saturables, alors pour tenir compte de la saturation, il suffit d'exprimer le mode de variation de la seule inductance magnétisante L_m en fonction du courant magnétisant i_m .

$$\text{Car : } L_s = L_m + l_{s\sigma} \quad ; \quad L_r = L_m + l_{r\sigma} \quad \Rightarrow \quad \frac{dL_s}{dt} = \frac{dL_r}{dt} = \frac{dL_m}{dt} \quad ; \quad \frac{dl_{s\sigma}}{dt} = \frac{dl_{r\sigma}}{dt} = 0$$

Il faut donc ré exprimer les flux en fonction des courants statoriques et des courants magnétisants et éliminer les courants rotoriques du système (2) en procédant comme suit :

$$i_{dr} = i_{dm} - i_{ds} \quad ; \quad i_{qr} = i_{qm} - i_{qs}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot (i_{dm} - i_{ds}) = (L_s - L_m) \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dm} = l_s \sigma \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dm} \\
\varphi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot (i_{qm} - i_{qs}) = (L_s - L_m) \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qm} = l_s \sigma \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qm} \\
\varphi_{dr} &= L_r \cdot (i_{dm} - i_{ds}) + L_m \cdot i_{ds} = (L_m - L_r) \cdot i_{ds} + L_r \cdot i_{dm} = -l_r \sigma \cdot i_{ds} + L_r \cdot i_{dm} \\
\varphi_{qr} &= L_r \cdot (i_{qm} - i_{qs}) + L_m \cdot i_{qs} = (L_m - L_r) \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qm} = -l_r \sigma \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qm}
\end{aligned}$$

On obtient donc les équations magnétiques suivantes :

$$\begin{aligned}
\varphi_{ds} &= l_s \sigma \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dm} \\
\varphi_{qs} &= l_s \sigma \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qm} \\
\varphi_{dr} &= -l_r \sigma \cdot i_{ds} + L_r \cdot i_{dm} \\
\varphi_{qr} &= -l_r \sigma \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qm}
\end{aligned} \tag{II.3}$$

Les dérivées des flux s'expriment alors par :

$$\begin{aligned}
\frac{d\varphi_{ds}}{dt} &= L_{m ds} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{md} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qr}}{dt} \\
\frac{d\varphi_{qs}}{dt} &= L_{dq} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{m qs} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{qr}}{dt} \\
\frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= L_{md} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{mdr} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qr}}{dt} \\
\frac{d\varphi_{qr}}{dt} &= L_{dq} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{mqr} \frac{di_{qr}}{dt}
\end{aligned} \tag{II.4}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
L_{m ds} &= L_s + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} \quad ; \quad L_{mdr} = L_r + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} \\
L_{m qs} &= L_s + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m} \quad ; \quad L_{m qr} = L_r + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m} \\
L_{md} &= L_m + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} \quad ; \quad L_{mq} = L_m + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m} \quad ; \quad L_{dq} = \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{i_m}
\end{aligned}$$

Le calcul du terme $\frac{dL_m}{di_m}$ en identifiant la caractéristique de magnétisation $L_m(i_m)$ par un essai au synchronisme et l'approximer par une fonction dérivable (*fonction polynomiale voir annexe III*).

On obtient finalement le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s \sigma & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s \sigma & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r \sigma & 0 & L_{mdr} & L_{dq} \\ 0 & -l_r \sigma & L_{dq} & L_{mqr} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & -\frac{d\theta_s}{dt} l_s \sigma & 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} L_m \\ \frac{d\theta_s}{dt} l_s \sigma & R_s & \frac{d\theta_s}{dt} L_m & 0 \\ -R_r & \frac{d\theta_r}{dt} l_r \sigma & R_r & -\frac{d\theta_r}{dt} L_r \\ -\frac{d\theta_r}{dt} l_r \sigma & -R_r & \frac{d\theta_r}{dt} L_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (II.5)$$

Pour construire le schéma Matlab Simulink de ce modèle, il faut inverser la matrice inductance, soit manuellement, soit en utilisant le logiciel MatWorks qui permet l'inversion littérale des matrices. (*Les détails des calculs sont donnés dans les annexes I et II*).

IV. Choix du référentiel de travail

Nous constatons ici que nous n'avons pour l'instant pas choisi de référentiel, c'est-à-dire que nous n'avons pas donnée de valeur particulière aux dérivées des angles $\frac{d\theta_s}{dt}$ et $\frac{d\theta_r}{dt}$.

En effet, le choix de référentiel n'affecte que les f.e.m de rotation et seule la matrice résistance se trouve affectée par le choix du référentiel. En pratique, trois référentiels peuvent être utilisés :

- Référentiel lié au stator : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$.
- Référentiel lié au rotor : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$.
- Référentiel lié au champ tournant : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = g.\omega$.

Seule l'application considérée peut indiquer ou même imposer un référentiel par rapport à un autre.

Dans notre cas, nous pouvons utiliser indifféremment le référentiel lié au stator ou au rotor. Par contre, le référentiel lié au champ tournant est contre indiqué car dans le cas du fonctionnement en génératrice asynchrone auto excitée, la fréquence et donc la vitesse de synchronisme peut varier. Elle représente une conséquence et non un paramètre qu'on peut fixer à l'avance.

V. Le processus d'auto-amorçage

V.1 Description du phénomène d'auto-amorçage

Initialement, le magnétisme résiduel du rotor produit par la rotation une F_{em} dans le bobinage statorique. Cette F_{em} appliquée à la branche statorique en série avec la capacité d'auto-amorçage (circuit RLC) produit dans chaque phase du stator un courant magnétisant qui produit à son tour un flux d'entrefer qui vient s'ajouter au flux résiduel pour créer par rotation une F_{em} plus grande. Celle-ci s'amplifie jusqu'à atteindre un point d'équilibre. Ce dernier est spécifique à une vitesse, à une capacité et à une caractéristique de magnétisation données (intersection de la caractéristique $L_m(i_m)$ avec la droite de l'impédance capacitive, point A de la figure II.2). Malheureusement cet équilibre n'est atteint que dans la zone de saturation de la courbe $L_m(i_m)$. Avec une inductance magnétisante constante ou une courbe $L_m(i_m)$ linéaire, cet équilibre ne sera jamais atteint et la tension continuera d'augmenter indéfiniment. C'est le résultat logique du modèle linéaire de la GAAE.

Pour une vitesse donnée, quand la vitesse est trop basse (courbe 2 de la figure II.2), cela produit un courant capacitif négligeable et la génératrice ne s'amorce pas. Dans autre côté, pour une trop grande capacité (courbe 3 de la figure II.2), la machine s'amorce mais la branche statorique s'apparente à un court-circuit (impédance capacitive faible) et la tension se met à diminuer.

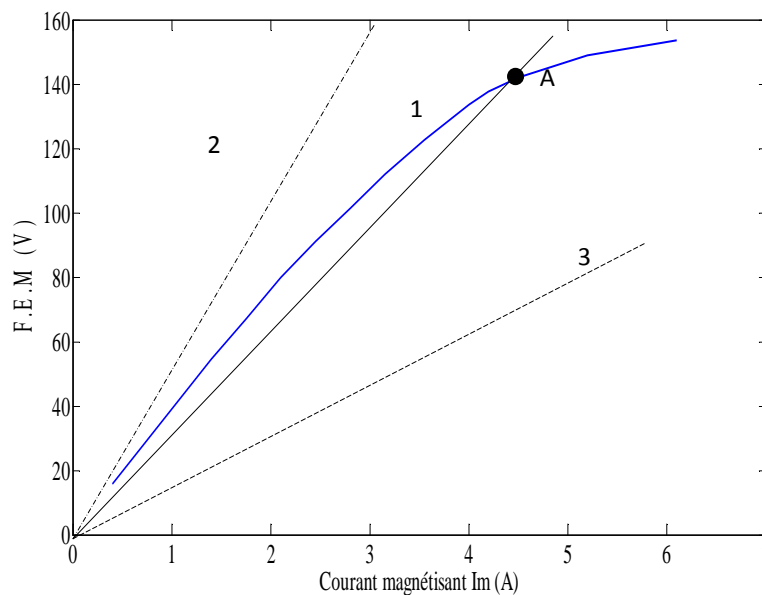


Figure.II.2 Fém magnétisante en fonction du courant magnétisant

Le magnétisme rémanent du rotor peut être représenté soit en assignant une valeur initiale à l'un des deux intégrateurs des courants magnétisants (une très faible valeur suffit), soit en assignant une valeur non nulle (mais très faible) à l'une des deux composantes (d'axe d ou d'axe q) des tensions rotoriques.

V.2 Modélisation du phénomène d'auto-amorçage

$$\begin{aligned} \frac{d(v_s)}{dt} &= -\frac{1}{C} \cdot (i_s) \\ \frac{d(p(\theta_s)^{-1} \cdot v_{ps})}{dt} &= -\frac{1}{C} \cdot (p(\theta_s)^{-1} \cdot i_{ps}) \\ p(\theta_s)^{-1} \cdot \frac{dv_{ps}}{dt} + \frac{dp(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} v_{ps} &= -\frac{1}{C} \cdot (p(\theta_s)^{-1} \cdot i_{ps}) \\ \frac{dv_{ps}}{dt} + p(\theta_s) \frac{dp(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} v_{ps} &= -\frac{1}{C} \cdot i_{ps} \\ \frac{dv_{ps}}{dt} = -p(\theta_s) \frac{dp(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} v_{ps} - \frac{1}{C} \cdot i_{ps} \\ p(\theta_s) \cdot \frac{d(p(\theta_s)^{-1})}{d\theta_s} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{pmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{pmatrix} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1}{C} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$\frac{dv_{ds}}{dt} = v_{qs} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1}{C} \cdot i_{ds}$$

$$\frac{dv_{qs}}{dt} = -v_{ds} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1}{C} \cdot i_{qs}$$

$$\frac{dv_{0s}}{dt} = -\frac{1}{C} \cdot i_{0s}$$

VI. Résultats de simulation

Nous voulons montrer dans ce paragraphe le caractère obligatoire de la prise en compte du phénomène de la saturation magnétique en comparant la tension d'auto-amorçage fournie par le modèle linéaire et celle fournie par le modèle saturé.

Nous montrerons également dans ce paragraphe la sensibilité de la génératrice asynchrone auto-excitée vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse de rotation.

VI.1 Modèles linéaire et saturé

Les figures II.3 a et b montrent les tensions d'auto-amorçage à vide fournies respectivement par les modèles linéaire et saturé de la génératrice asynchrone auto-excitée. La vitesse étant fixée à 1400 tr/min et la capacité à 60 μ F. Les autres paramètres de la génératrice sont donnés en annexe III.

Pour obtenir le modèle linéaire à partir du système (II.5), il suffit de considérer que l'inductance magnétisante L_m est constante par rapport au courant magnétisant i_m ou encore considérer que le terme $\frac{dL_m}{di_m}$ comme étant nul.

La figure II.3-a montre que la tension d'auto-amorçage est divergente et tend théoriquement vers l'infini, ce qui montre clairement que le modèle linéaire ne marche pas et que la prise en compte de la saturation est obligatoire.

VI.2 Sensibilité de la génératrice asynchrone vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse :

La figure II.4-a montre la tension d'auto-amorçage à vide à une vitesse de 1400 tr/min et une capacité de 60 μ F, une charge résistive de 110 Ω est branchée aux bornes du stator à l'instant $t=2$ s. La tension statorique chute dès l'application de la charge. Si la charge augmente et va au-delà d'une certaine valeur, la tension va carrément s'écrouler et tendre vers zéro. Ce phénomène montre que la génératrice asynchrone auto-excitée est auto-protégée contre les courts-circuits.

La figure II.4-b montre la tension d'auto-amorçage à vide de la génératrice mais avec une vitesse de rotation variant selon un profil donné dans la figure II.5 (semblable à la vitesse du vent).

Les deux figures II.4-a et b montrent que la tension délivrée par la génératrice asynchrone est très sensible aux variations de la charge et de la vitesse de rotation. Ce résultat montre que la génératrice asynchrone nécessite un dispositif de régulation de la tension pour une utilisation dans un site isolé et autonome comme les systèmes éoliens.

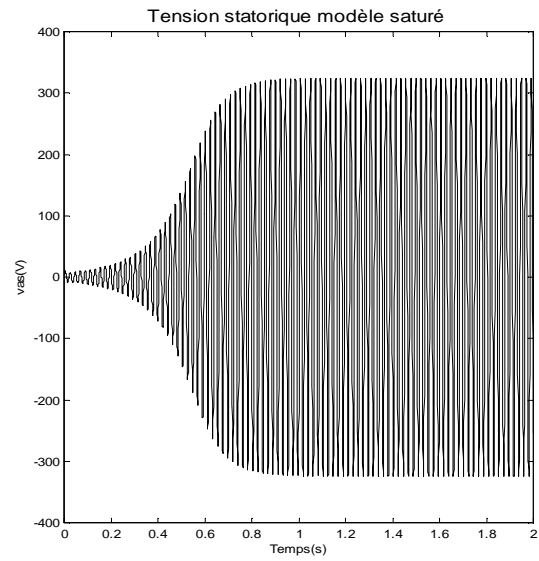
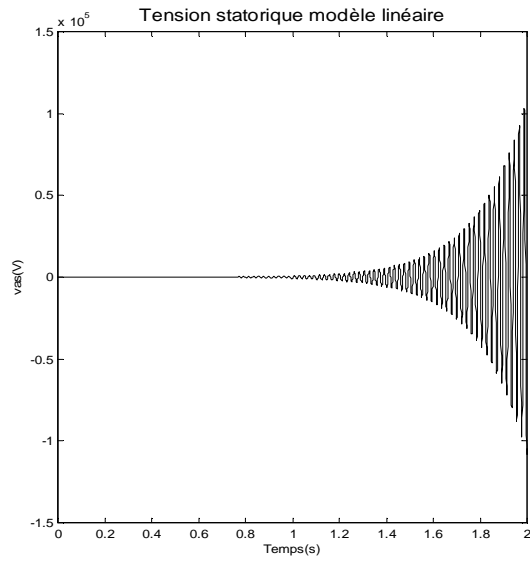


Figure II.3-a : Modèle linéaire

Figure II.3-b : Modèle saturé

Figure II.3 : Tensions statoriques issues des modèles linéaire et saturé

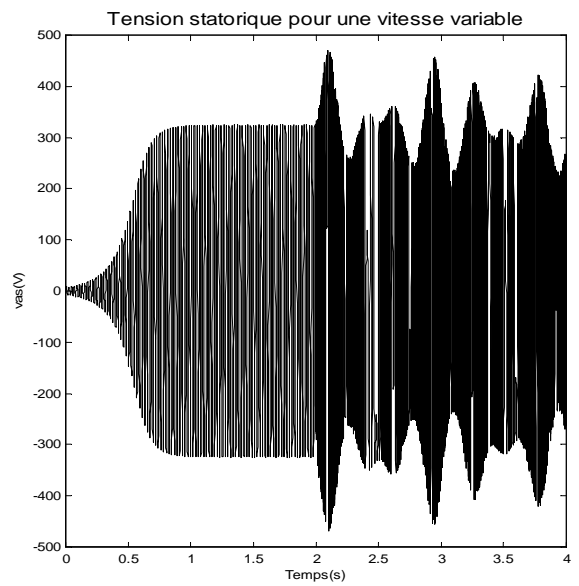
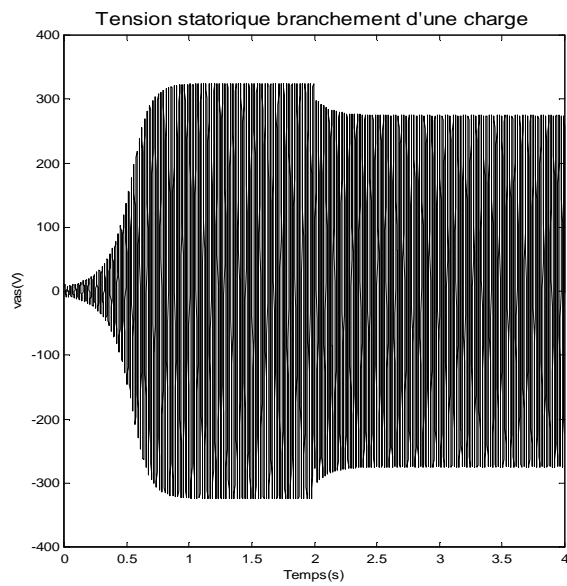


Figure II.4-a : Branchement d'une charge

Figure II.4-b : Vitesse variable

Figure II.4 : Influence de la vitesse et de la charge sur la tension statorique

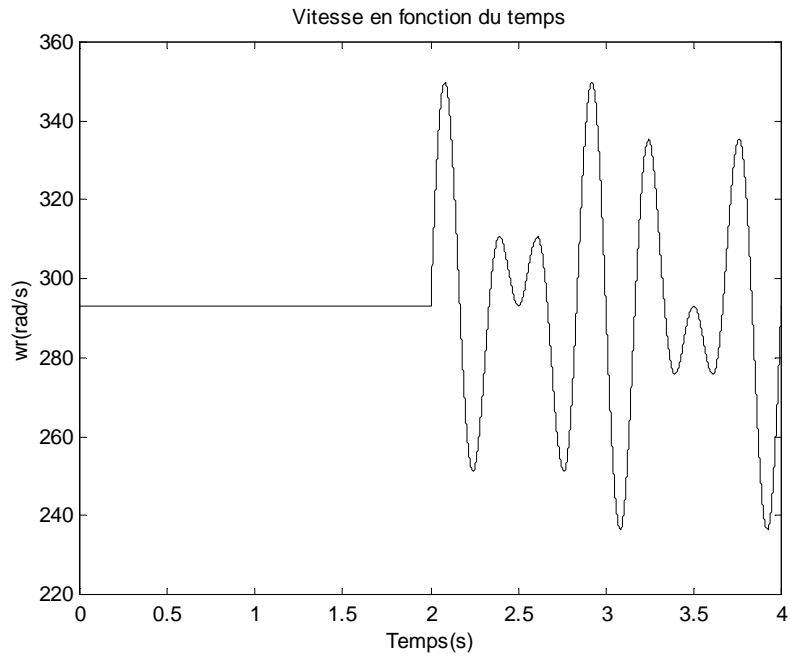


Figure II.5 : Profil de la vitesse de rotation

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique de la génératrice asynchrone auto-excitée et nous avons montré comment tenir compte de la saturation.

A travers des tests par simulation, nous avons démontré le caractère obligatoire de la prise en compte de la saturation dans le modèle de la génératrice asynchrone auto-excitée et nous avons montré sa sensibilité vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse de rotation.

Chapitre III

Contrôle directe de puissance

Chapitre III

Contrôle directe de puissance

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions les performances de la génératrice asynchrone en fonctionnement autonome, débitant sur un redresseur à MLI. Connaissant la sensibilité de la tension de sortie et de la fréquence de la génératrice asynchrone auto-excitée vis-à-vis des variations de la charge, l'objectif de cette étude est de montrer l'utilité du redresseur à MLI dans ce genre de situation. En effet, et grâce à une commande adéquate, on peut maintenir constante la tension à la sortie du redresseur à MLI. On peut également faire suivre à la tension de sortie une référence bien déterminée et on peut agir sur les puissances active et réactive de la génératrice asynchrone.

Dans ce cadre, plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents. Bien que ces stratégies de contrôle visent toutes à atteindre le même but global, tel qu'un facteur de puissance unitaire et un courant de forme proche sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent. Particulièrement, la commande directe de puissance DPC peut garantir une dynamique élevée et des performances statiques par une table de commutation qui consiste à sélectionner un vecteur de commande donné sous certaines conditions.

Dans ce chapitre nous nous intéressons dans un premier temps à la modélisation du redresseur MLI, puis nous associerons ce dernier à la génératrice asynchrone auto-excitée puis lui appliquer la commande directe de puissance DPC. Le but est bien sûr de faire suivre à la génératrice une puissance active donnée tout en maintenant une tension en sortie du redresseur constante.

II. Modélisation du redresseur à MLI

Le redresseur à MLI de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, représenté sur la figure III.1. Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de par sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [79], [80]. Il alimente alors

une charge en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet ainsi d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité.

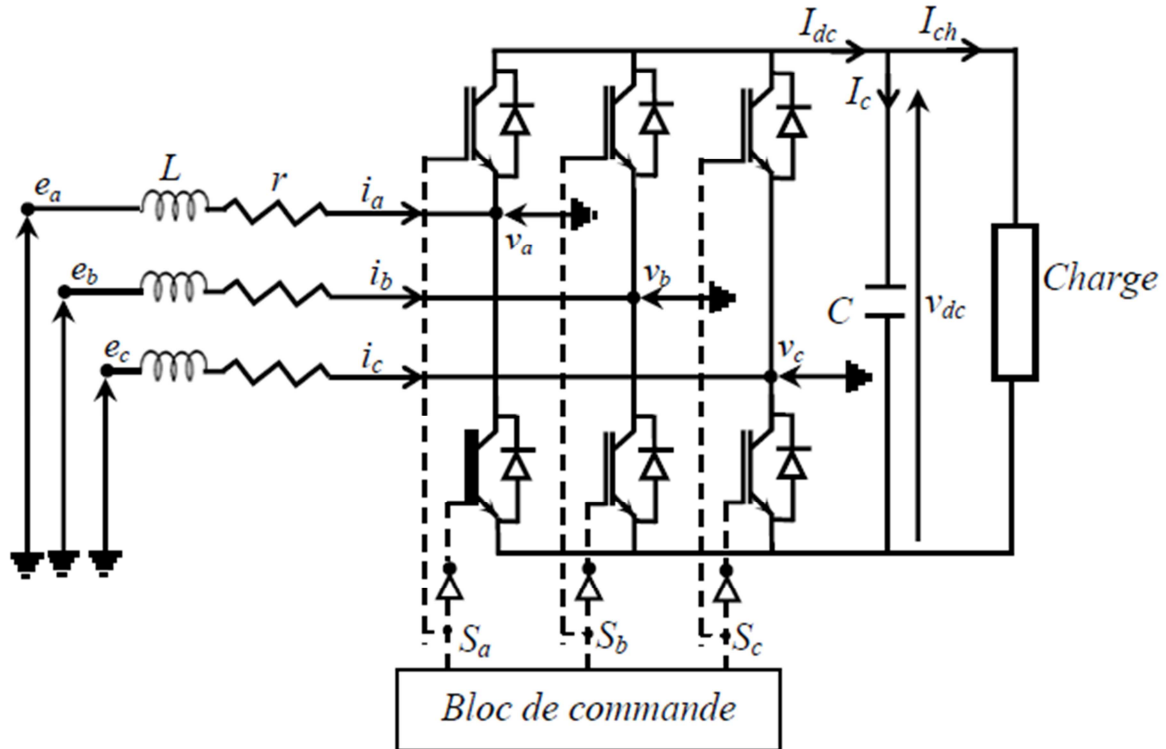


Figure III.1: Schéma d'un redresseur à MLI

II.1 Modélisation dans le repère abc coté alternatif

La source est composée d'une f.é.m. triphasée parfaitement sinusoïdale en série avec une résistance R et une inductance L sur chaque phase. Le réseau est supposé parfaitement équilibré, les impédances des trois phases sont identiques. Les trois tensions du réseau sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 e_a &= e_{max} \cdot \sin \theta \\
 e_b &= e_{max} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 e_c &= e_{max} \cdot \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

Avec :

e_{max} : L'amplitude maximale de la tension de source

En appliquant la loi de Kirchhoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned}
-e_a + R.I_a + L \frac{d}{dt} I_a + V_a &= 0 \\
-e_b + R.I_b + L \frac{d}{dt} I_b + V_b &= 0 \\
-e_c + R.I_c + L \frac{d}{dt} I_c + V_c &= 0
\end{aligned} \tag{III.2}$$

Où V_a , V_b et V_c sont les tensions simples à l'entrée du redresseur.

Le système d'équations (III.2) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = \frac{R}{L} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} + \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_a & -V_a \\ e_b & -V_b \\ e_c & -V_c \end{pmatrix} \tag{III.3}$$

Après avoir calculé les courants d'entrée au redresseur, maintenant on cherche les tensions d'entrée.

Les tensions composées à l'entrée du redresseur s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned}
U_{ab} &= V_a - V_b \\
U_{bc} &= V_b - V_c \\
U_{ca} &= V_c - V_a
\end{aligned} \tag{III.4}$$

Pour passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants $I_a + I_b + I_c$ est nulle, et que les tensions de la sortie de la GAAE sont équilibrées et sinusoïdales impliquant la somme des forces électromotrices nulle

$$(e_a + e_b + e_c = 0).$$

Alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \tag{III.5}$$

A partir des équations (III.4) et (III.5) on trouve :

$$\begin{aligned}
V_a &= \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\
V_a &= \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\
V_a &= \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3}
\end{aligned} \tag{III.6}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande (S_a , S_b et S_c) ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu V_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire.

i	S_a	S_b	S_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
0	1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
5	1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Tableau III.1. Illustrant les différents états des interrupteurs et les tensions correspondantes

De cette table, On cherchera alors une expression reliant la tension U_{dc} aux tensions V_a , V_b , V_c qui soit une fonction de l'état des interrupteurs. On commencera d'abord par trouver l'expression des tensions composées en fonction de l'état des interrupteurs.

$$U_{ab} = U_{dc} (S_a - S_b)$$

$$U_{bc} = U_{dc} (S_b - S_c) \quad (\text{III.8})$$

$$U_{ca} = U_{dc} (S_c - S_a)$$

On remplace (III.8) dans (III.6) on trouve :

$$\begin{aligned} V_a &= U_{dc} \left(\frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \right) \\ V_b &= U_{dc} \left(\frac{2S_b - (S_c + S_a)}{3} \right) \\ V_c &= U_{dc} \left(\frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Le système d'équations peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

a. Modélisation dans le repère abc coté continu :

Pour compléter le modèle de redresseur dans le repère triphasé abc on écrit l'équation électrique du bus continu comme suit :

$$I_{dc} = I_c + I_{ch} \quad (\text{III.11})$$

$$I_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{III.12})$$

I_c : le courant dans la capacité (c).

I_{ch} : le courant dans la charge (Rch).

De l'équation (III.12), on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{ch} \quad (\text{III.13})$$

Du tableau (III.1.), on déduit que :

$$I_{dc} = I_a \cdot S_a + I_b \cdot S_b + I_c \cdot S_c \quad (\text{III.14})$$

III. La DPC classique

La structure globale de la *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliquée au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure III.2. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction [80].

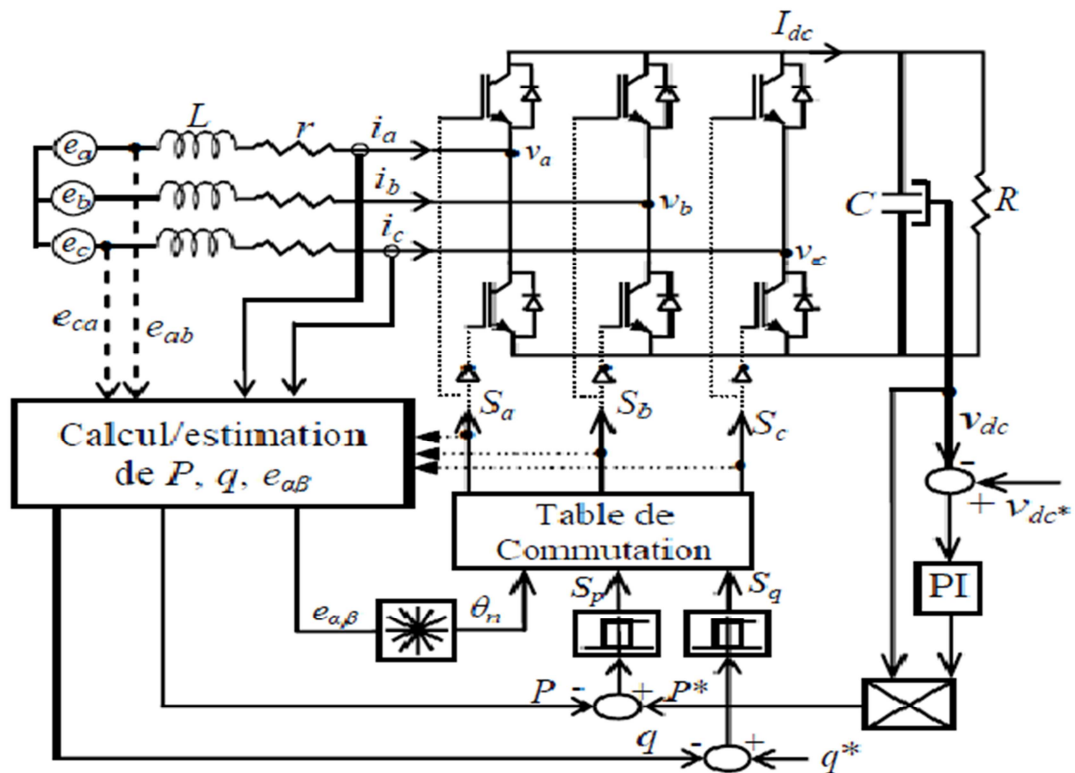


Figure III.2: Schéma synoptique de la DPC avec table de commutation prédéfinie appliquée au redresseur triphasé à MLI [61]

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. La sélection du vecteur de commande est fondée sur les erreurs numérisées (S_p, S_q) des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur tension calculé [78], [80].

En fonction de cette position, le plan (α - β) est divisé en douze secteurs, on doit alors associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire, la référence de la puissance réactive est fixée à zéro.

III.1. Calcul des puissances instantanées

Basée sur la mesure des tensions et courants injecté, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées par les expressions :

$$P = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (\text{III.15})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_a - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \quad (\text{III.16})$$

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions de la GAEE. Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Elles sont données par comme suit [06] :

$$\hat{P} = L \left(\frac{d_{ia}}{dt} i_a + \frac{d_{ib}}{dt} i_b + \frac{d_{ic}}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) \quad (\text{III.17})$$

$$\hat{q} = \sqrt{3} L \left(\frac{d_{ia}}{dt} i_c - \frac{d_{ic}}{dt} i_a \right) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \quad (\text{III.18})$$

II.2. Comparateur à hystérésis

L'implémentation de comparateurs à hystérésis est plutôt simple, dans notre cas nous utilisons deux comparateurs à deux niveaux (0 ou 1) afin de comparer l'erreur obtenue auparavant avec un seuil défini. Les sorties du comparateur à hystérésis étant des variables booléennes S_p , S_q , leurs valeurs vont dépendre du dépassement de ces erreurs par rapport au seuil. Si celui-ci est inférieur alors la sortie prendra la valeur 0, au contraire si le dépassement est supérieur alors la sortie sera égale à 1.

Si $P^* - P \geq hP$ alors $S_p = 1$ et Si $P^* - P \leq -hP$ alors $S_p = 0$

Si $q^* - q \geq hq$ alors $S_q = 1$ et Si $q^* - q \leq -hq$ alors $S_q = 0$

Avec :

P^* : puissance active de référence, P : la puissance active mesurée

q^* : puissance réactive de référence, q : la puissance réactive mesurée

hP et hq : désignent les bandes d'hystérésis des puissances active et réactive

III.3. Détection de secteur

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions du réseau dans le plan stationnaire α - β nécessite la connaissance des composantes e_α et e_β , qui peuvent être soit calculées à partir des mesures des tensions du réseau, soit être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courants absorbés [80]. Cette position est définie par la relation suivante :

$$\theta = \arctg\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right)$$

e_β, e_α : sont des tensions biphasées.

A son tour, le numéro du secteur où se trouve le vecteur des tensions est déterminé en comparant l'angle θ avec les bornes de chacun des douze secteurs (figure III.3), qui sont définies par la formule ci-dessous :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n=1, 2, 3, \dots, 12$$

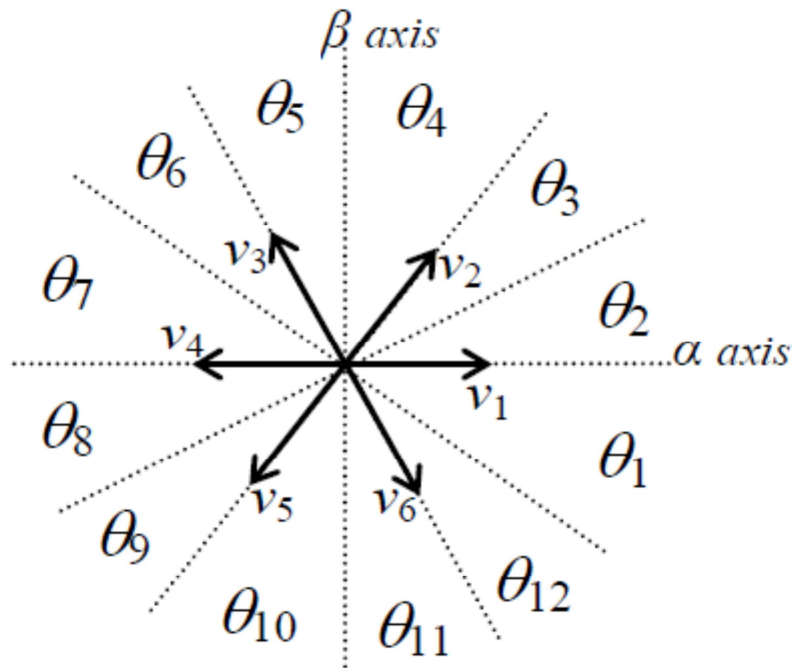


Figure III. 3: Secteurs et vecteurs de commande du redresseur

Le schéma sous Matlab-Simulink de détermination du secteur est donné comme suit :

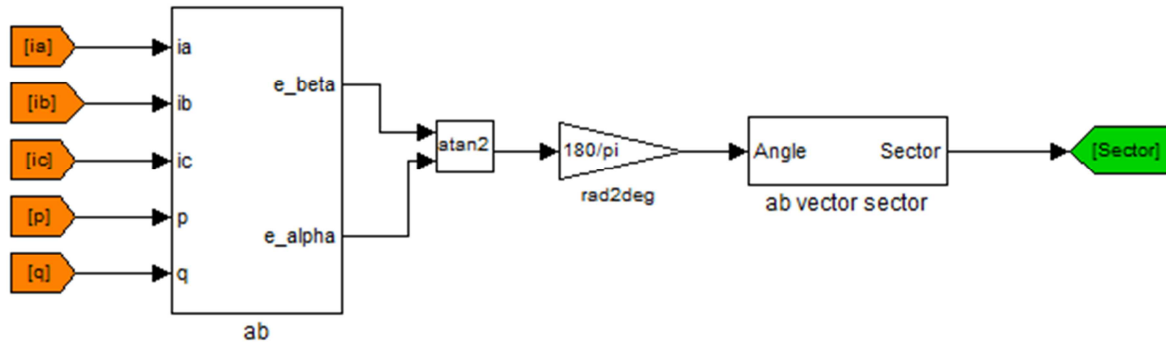


Figure 4: Schéma Matlab simulink de détermination du secteur.

III.4. Table de commutation

Une fois les sorties booléennes S_p , S_q des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur $e_{\alpha\beta}$, le vecteur des tensions à appliquer à l'entrée du redresseur est sélectionné à partir de la table de commutation donnée dans le tableau III.2, Sachant qu'un redresseur de tension à deux niveaux génère huit vecteurs de tension pour huit combinaisons différentes [76], [77].

L'état optimal de commutation du redresseur est de sorte que l'erreur de la puissance active et réactive instantanée puisse être restreinte dans une bande désirée.

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

$$V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001), V_6(101), V_7(111), V_0(000)$$

Tableau III.2 : Table de commutation [61], [80].

IV. Résultats de simulation

IV.1. Suivi d'une tension de référence

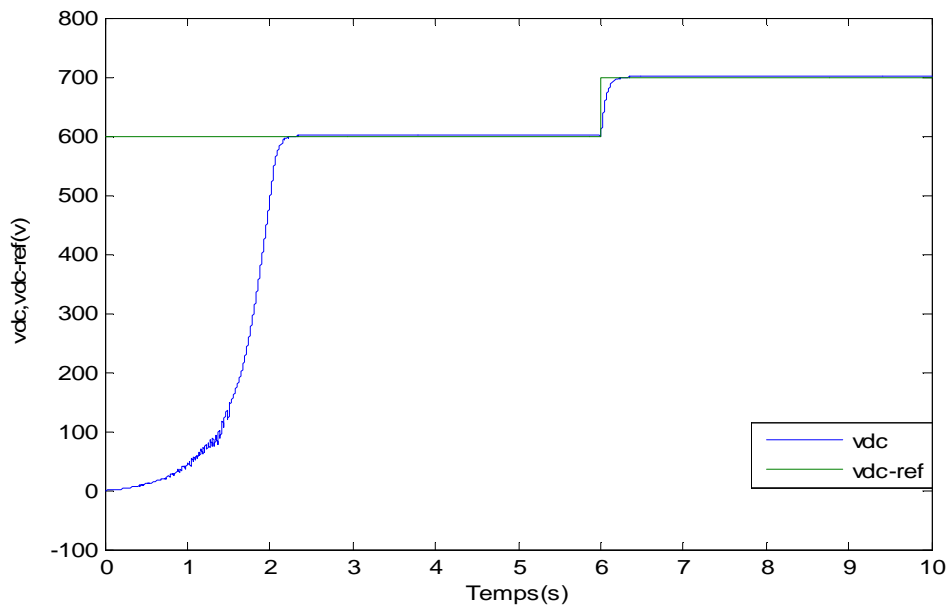


Figure III.5: Variation de la tension du bus continu et sa référence

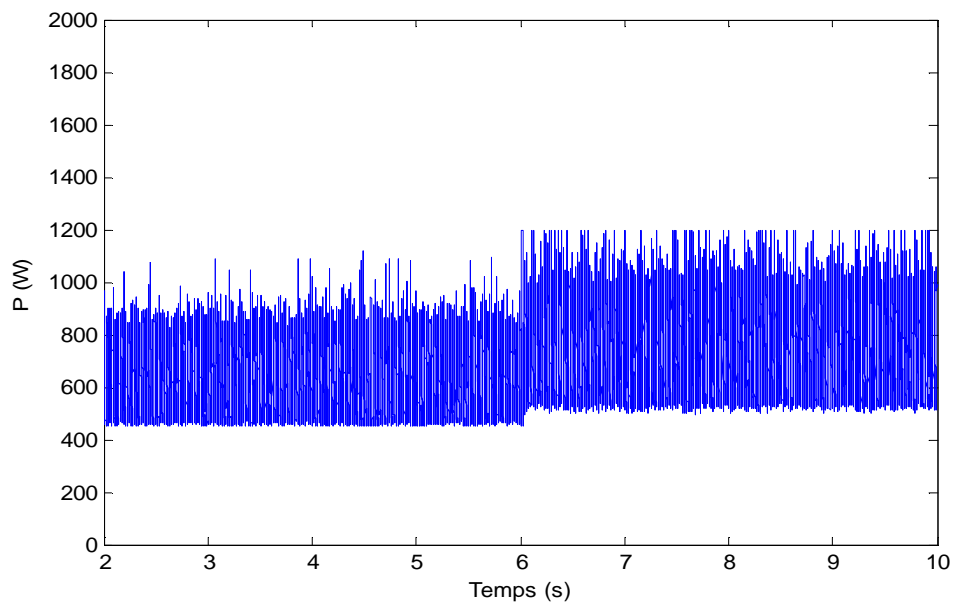


Figure III.6 : Variation des puissances actives en fonction du temps

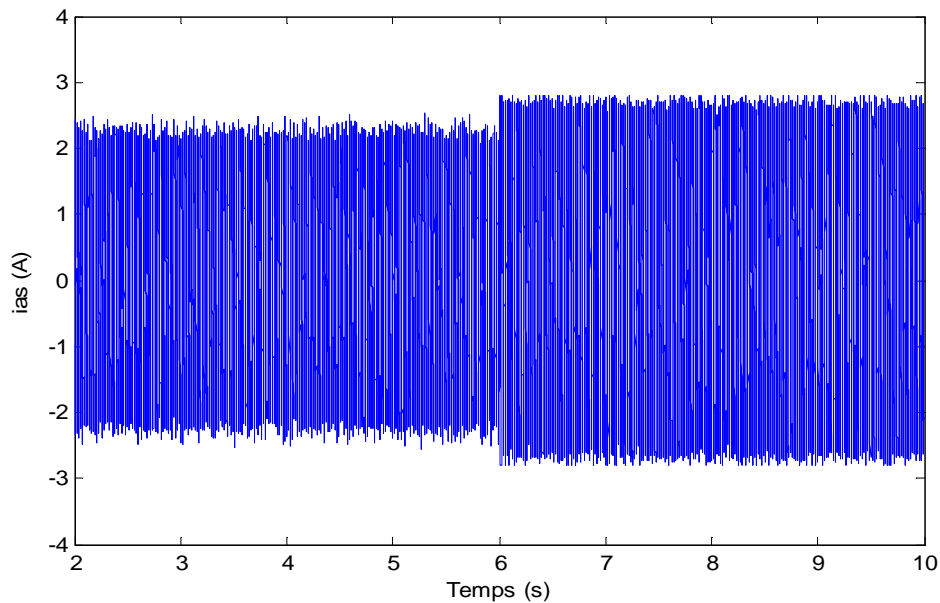


Figure III.7 : Courant d'une phase statorique en fonction du temps

Interprétation des résultats

La figure III.5 montre la variation de la tension de bus continu. Un profil de tension donné qui est initialement fixé à 600V, passe à 700V à l'instant $t=6$ s. On remarque la tension de sortie de redresseur à MLI répond bien à la référence de tension qui lui est imposée.

La charge étant fixée à 600Ω , ce qui donne un courant de charge de 1 A. On remarque que lorsque la tension du bus continu atteint la nouvelle référence (figure III.5), la figure III.6 nous montre que la puissance active augmente aussi.

La figure III.7 montre le courant statorique i_{as} qui répond bien à la variation imposée par V_{dc} , il s'établit rapidement après une court durée.

IV.2. Influence de la charge

Ce test est effectué en imposant un profil d'une charge résistive de valeurs $R_{ch}=750 \Omega$, $R_{ch}=1200 \Omega$, $R_{ch}=600 \Omega$ et $R_{ch}= 1200 \Omega$. Cette charge est représentée par son courant I_{ch} , dont la tension de bus continu est régulée à sa valeur de référence de $V_{dc}= 600 V$. nous montrons l'influence de cette charge sur l'évolution de la puissance active et les courants statoriques et la tension de bus continu V_{dc} .

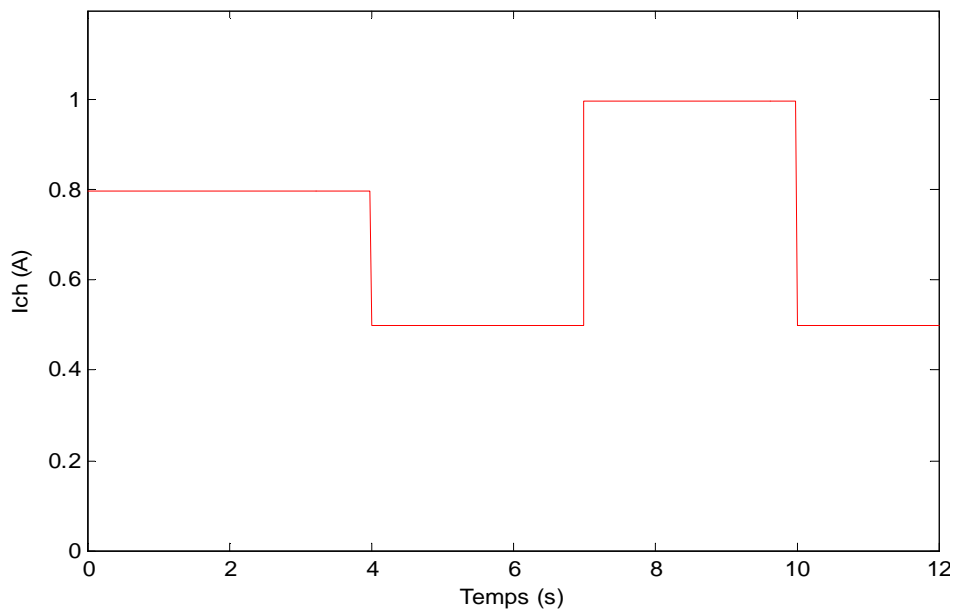


Figure III.8 : Profil de courant de charge appliqué

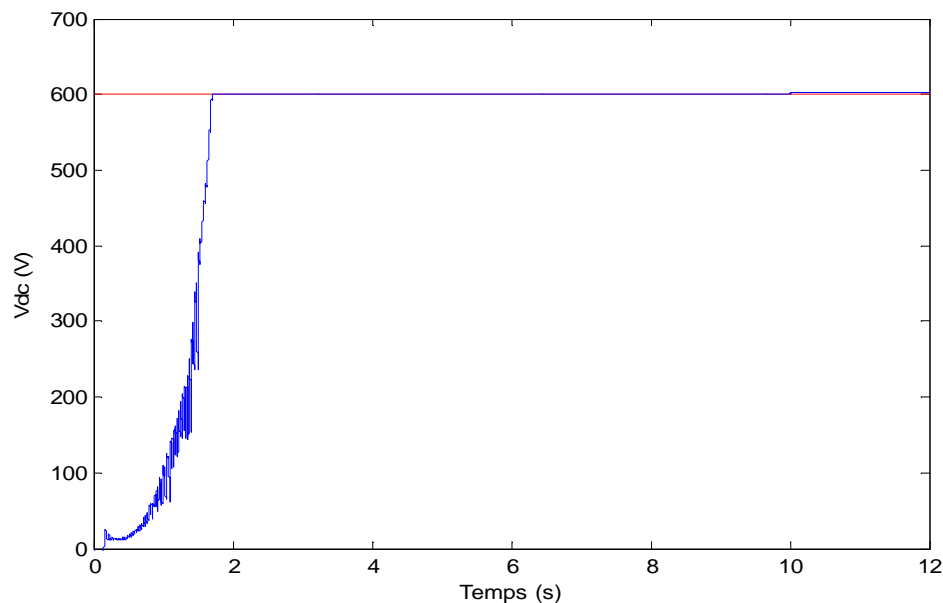
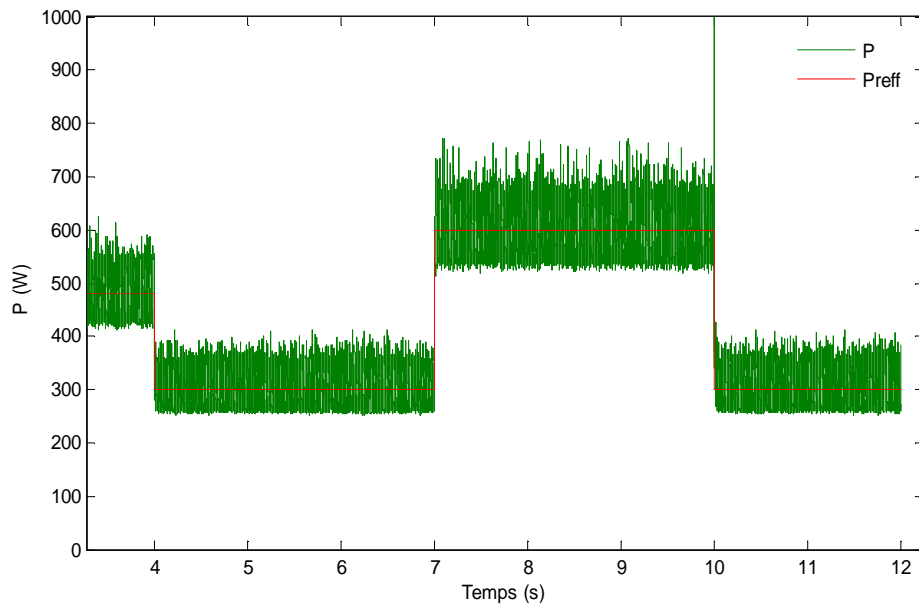
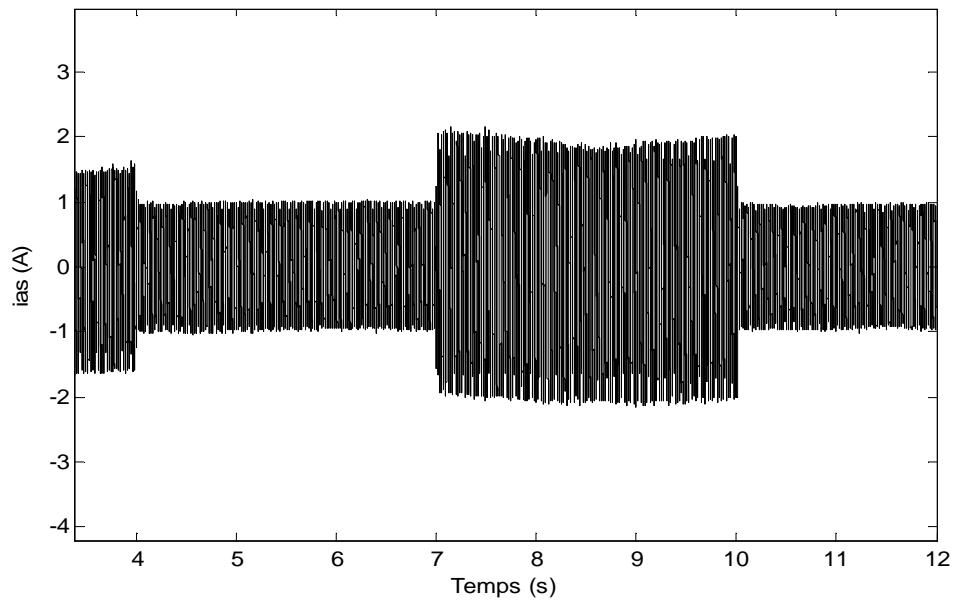


Figure III.9: Tension du bus continu

Figure III.10 : Puissances active P_s en fonction du tempsFigure III .11: Courant d'une phase statorique i_{as} en fonction du temps

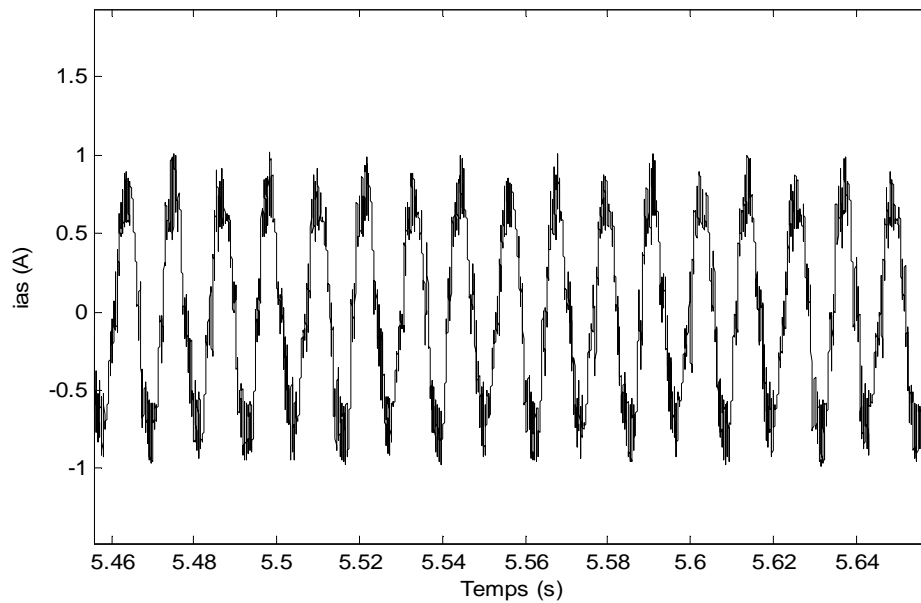


Figure III.12 : Zoom sur le courant statorique i_{as}

Interprétation des résultats

La figure III.8 nous montre la variation de la charge résistive représentée par son courant. La variation de la charge n'a pratiquement aucune influence sur la tension du bus continu V_{dc} régulée comme montre par la figure III.9, la tension V_{dc} est restée fixe. La tension V_{dc} est rapidement ramenée à sa valeur de référence après de petits écarts enregistrés aux instants d'application de la charge.

La figure III.10 illustre l'évolution de la puissance active statorique en variant la valeur de la résistance de charge. Nous remarquons que la puissance varie en fonction de la variation de la charge et suit bien sa référence.

L'allure du courant de phase statorique est représentée sur la figure III.11. A la variation de la charge à $t=4s$ le courant statorique i_{as} diminue à la diminution du courant de charge (R_{ch} augmente). A l'instant $t=7s$, nous augmentons le courant de charge (R_{ch} diminue), le courant statorique i_{as} augmente car la machine est appelée à fournir le courant actif demandé par la charge. Le même raisonnement nous permet d'expliquer l'évolution de ce courant et les valeurs prises à partir des instants $t=10s$. La figure III.12 montre un zoom sur le courant de phase statorique.

V. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de la commande directe de puissance DPC, au générateur asynchrone auto-excité débitant sur une charge à travers un redresseur à MLI. Un régulateur de tension est inséré afin de maintenir la tension continue à la sortie du redresseur constante et pallier ainsi aux inconvénients des variations de la charge ou de la vitesse de rotation. Ce régulateur permet d'utiliser l'ensemble générateur asynchrone-redresseur à MLI dans un système autonome. La commande directe de puissance permet d'imposer une référence quelconque de puissance et donc d'insérer cet ensemble dans un projet plus vaste tel que présenté dans le chapitre I.

Des tests par simulation menés dans ce chapitre ont montré que le régulateur de tension est capable de suivre une référence de tension donnée et de la garder constante. Ils ont également montré que la commande directe de puissance adoptée a permis au système de répondre à une variation de la charge.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objet de ce mémoire était le contrôle d'un système de conversion de l'énergie éolienne par la commande directe de puissance. Ce système est composé d'une génératrice asynchrone auto-excitée associée à un redresseur MLI, utilisée dans les sites isolés et autonomes. L'étude des différentes caractéristiques de la machine passe par l'élaboration du modèle dynamique de cette dernière prenant en compte la saturation magnétique.

Nous avons consacré un premier chapitre à la présentation des systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisant la génératrice asynchrone auto-excitée fonctionnant en sites isolés et autonomes. En suite un état de l'art de la commande directe de puissance (DPC) appliquée au redresseur MLI a été présenté.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone auto-excitée en tenant compte du phénomène de saturation, nous avons commencé par donner toutes les étapes qui nous ont permis d'élaborer le modèle final de la génératrice dans le repère de Park. La prise en compte de la saturation est ici indispensable puisque c'est elle qui fixe le point de fonctionnement. Il a fallu donc prendre en considération la variation de l'inductance de magnétisation en fonction du courant de magnétisation pour pouvoir faire une étude réelle sur la machine.

Le troisième chapitre a montré que la commande directe de puissance (D.P.C.), en plus de sa simplicité, offre une meilleure maîtrise des puissances active et réactive instantanées. En effet, cette stratégie de contrôle est largement utilisée pour de nombreux convertisseurs, car elle contrôle les puissances instantanées actives en sélectionnant directement les états des interrupteurs de façon optimale. Cette DPC ne nécessite pas de boucle de courant, ou même de régulateur type PI. De plus, ce type de stratégie est doté d'une réponse très rapide.

De par sa simplicité d'implémentation et considérant les hautes performances dynamiques qu'elle offre, la commande directe de puissance est l'une des stratégies de commande à envisager pour une réalisation expérimentale.

*Références
bibliographiques*

Références bibliographiques

- [1]. F. Poitiers, “*Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne*”, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [2]. O.Gergaud, “*Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolienne et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur*”, Thèse de doctorat de l'école supérieure de CACHAN, Décembre 2002.
- [3]. J. F. Manwell, J. G. Mc Gowan, A. L. Rogers, “*Wind energy explained: theory, design and application*”, John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2002.
- [4]. B. H. Kwon, J. H. Youm, J. W. Lim. “*A Line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier*”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 966-972, September 1999.
- [5]. R. Muhammad . “*Handbook of Power Electronics*”. New York: Academic, 2001.
- [6]. T. Noguchi, H. Tomiki., S. Takahashi, “*Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors*”. *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol 34, p. 473-479, 1998.
- [7]. B. K. Bose. “*Modern Power Electronics and AC Drives*”. Englewood Cliffs, Prentice Hall, 2002.
- [8]. M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “*Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters; A Survey*”. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, n° 5, p. 691-703, Octobre 1998.
- [9]. S. El Aïmani, “*Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension* ”, Thèse de doctorat, Université de Lille, Décembre 2004.
- [10]. M. Sibrahim, S. Haddad, H. Denoun, N Benamrouche, “*Transient and steady state study of a self excited induction generator, International Revue on Modelling and Simulations (IREMOS), Vol 7, N°3, June 2014, pp 379, 386.*
- [11]. 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, Ecole nationale supérieure d'Arts et métiers centre de Bordeaux, décembre 2003.
- [12]. A. Tounzi, “*Utilisation de l'Energie Eolienne dans la Production de l'Electricité*”, *Revue 3EI*, Mars 2000, pp. 24-38.
- [13]. 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 Fevrier 2003, pp. 846-852.
- [14]. 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.
- [15]. 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.
- [16]. 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.

- [17]. 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.
- [18]. 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.
- [19]. 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.
- [20]. 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.
- [21]. 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.
- [22]. 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.
- [23]. 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.
- [24]. 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.
- [25]. 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.
- [26]. 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.
- [27]. 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.
- [28]. 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.
- [29]. K. Idjdarene, D. Rekioua et A. Tounzi ‘‘Analyse du fonctionnement d’une éolienne basée sur une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome’’, International Conference on Electrotechnics, U.S.T.Oran, Algeria, 13-14 November 2005, pp. 1-5.
- [30]. 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.
- [31]. 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.

- [32]. 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.
- [33]. K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi “*Vectror 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.
- [34]. K. Idjdarene “*Contrôle d’une génératrice asynchrone à cage dédié 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.
- [35]. 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.
- [36]. 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.
- [37]. 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.
- [38]. 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, Belgium , 25-28 August 2002, pp. 1-6.
- [39]. 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.
- [40]. 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.
- [41]. 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.
- [42]. 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.
- [43]. 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.
- [44]. 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.
- [45]. 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.
- [46]. 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.
- [47]. 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.
- [48]. 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.
- [49]. 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.
- [50]. 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.
- [51]. 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.
- [52]. 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.
- [53]. 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.
- [54]. 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.
- [55]. 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.
- [56]. 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.
- [57]. 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.
- [58]. 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.
- [59]. 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.
- [60]. 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.

- [61]. A. Bouafia, « *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.
- [62]. T. Takahashi, T. Noguchi: "A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. I5-22, no.5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [63]. V. Manninen: "Application of direct torque control modulation technology to a line converter", 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'95), Sevilla, Spain, pp. 1292-1296, Sep. 1995.
- [64]. C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto: "Direct torque and flux control of induction motor drives", International Conference on Power Electronics & Drives Systems (PEDS'97), Singapore, May. 1997.
- [65]. M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, f. Blaabjerg, and G. D. Maeques: "Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [66]. G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, and E. Galvan, and R. Ortega: "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May. 2003.
- [67]. M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski: "Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM)", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [68]. M. Cichowlas, M. Malinowski, P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, J. Pou: "Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr. 2005.
- [69]. P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4381-4390, Dec. 2008.
- [70]. S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, E. Galvan: "A model-based direct power control for three-phase power converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1647-11657, Apr. 2008.
- [71]. S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, J. R. T. Apraiz: "Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271, Jun. 2007.
- [72]. P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Direct power control of an AFE using predictive control", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sep. 2008.
- [73]. B. S. Chen, G. Joos: "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2729-2737, Nov. 2008.
- [74]. D. S. Martin, J. L. Rodriguez, S. Arnalte: "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, no. 5, pp. 2328-2336, Sep. 2008.
- [75]. L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P. M. Barbosa, J. W. Kolar: "A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no.5, pp. 1388-1400, Sep./Oct. 2007.
- [76]. B.S.Chen and G.Joos, "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation", IEEE Trans. Power Electron. Vol. 23, no.6 pp. 2729 - 2737, Novembre 2008.
- [77]. N.Mesbahi, A.Ouari, D.Ould Abdeslam, T.Djammah, and A "Control of three-phase shunt active power filter using fuzzy logic", in Proc.International Review of Automatic Control (IREACO), vol. 2, no. 4, pp. 397 – 401.

- [78]. J. Monteiro, J. F. Silva, S. F. Pinto, and J. Palma, ‘‘Direct Power Control of matrix Converter based Unified Power Flow Controllers’’, Industrial Electronics, IECON '09.35th Annual Conference of IEEE Digital Object Identifier, 2009.
- [79]. **J. Fadat, Y. Dorali** : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux : commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [80]. Z. Boudries , D. Rekioua Ziani ,M. Sellami, , ‘‘Direct power control of a PWM rectifier fed autonomous induction generator for Wind energy applications’’, Energy Procedia Science Direct, Elsevier 36 ,391-400, 2013.

Annexes

Annexe I :

Modèle dynamique de la génératrice asynchrone prenant en compte la saturation :

Expressions des flux :

$$\varphi_{ds} = l_{s\sigma} i_{ds} + L_m i_{dm}$$

$$\varphi_{qs} = l_{s\sigma} i_{qs} + L_m i_{qm}$$

$$\varphi_{dr} = -l_{r\sigma} i_{ds} + L_r i_{dm}$$

$$\varphi_{qr} = -l_{r\sigma} i_{qs} + L_r i_{qm}$$

Expressions des dérivées des flux :

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{dL_m}{dt} i_{dm} \quad \text{et sachant que } \frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{di_m} \cdot \frac{di_m}{dt}$$

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{dL_m}{di_m} \cdot \frac{di_m}{dt} i_{dm}$$

La dérivée du courant magnétisant s'exprime par : $\frac{di_m}{dt} = \frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qm}}{dt}$

Car :

$$i_m = (i_{dm}^2 + i_{qm}^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{2} \left(2i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + 2i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right) \cdot (i_{dm}^2 + i_{qm}^2)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{\frac{1}{2} \left(2i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + 2i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right)}{(i_{dm}^2 + i_{qm}^2)^{\frac{1}{2}}} = \frac{1}{2} \frac{\left(2i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + 2i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right)}{i_m}$$

$$\Rightarrow \frac{di_m}{dt} = \frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qm}}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{dL_m}{di_m} \left(\frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \right) i_{dm}$$

Sachant que les inductances cycliques statoriques et rotoriques s'expriment en fonction de l'inductance magnétisante comme suit : $L_s = L_m + l_{s\sigma}$; $L_r = L_m + l_{r\sigma}$

Les dérivées des flux passent toutes par le calcul suivant : $\frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{di_m} \cdot \frac{di_m}{dt}$

$$\Rightarrow \frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{di_m} \left(\frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \right)$$

Sachant que : $i_{dm} = i_{ds} + i_{dr}$; $i_{qm} = i_{qs} + i_{qr}$

$$\frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{di_m} \left(\frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \right)$$

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{dL_m}{di_m} \left(\frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \right) i_{ds} +$$

$$L_m \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{dL_m}{di_m} \left(\frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{i_{dm}}{i_m} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{i_{qm}}{i_m} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \right) i_{dr}$$

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = \left(L_s + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} \right) \frac{di_{ds}}{dt} + \left(\frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{i_m} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + \left(L_m + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} \right) \frac{di_{dr}}{dt} + \left(\frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{i_m} \right) \frac{di_{qr}}{dt}$$

On pose :

$$L_{m ds} = L_s + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} ; \quad L_{m dr} = L_r + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m}$$

$$L_{m qs} = L_s + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m} ; \quad L_{m qr} = L_r + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m}$$

$$L_{md} = L_m + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm}^2}{i_m} ; \quad L_{mq} = L_m + \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{qm}^2}{i_m} ; \quad L_{dq} = \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{i_m}$$

Le terme $L_{dq} = \frac{dL_m}{di_m} \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{i_m}$ **symbolise l'effet croisé de la saturation.**

Le même développement se fait pour les dérivées des autres flux et on obtient :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{md} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qm}}{dt}$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{qm}}{dt}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = -l_{r\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{mdr} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qm}}{dt}$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = -l_{r\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{mqr} \frac{di_{qm}}{dt}$$

On obtient le système final suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_{s\sigma} & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_{s\sigma} & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_{r\sigma} & 0 & L_{mdr} & L_{dq} \\ 0 & -l_{r\sigma} & L_{dq} & L_{mqr} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & -\frac{d\theta_s}{dt} l_{s\sigma} & 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} L_m \\ \frac{d\theta_s}{dt} l_{s\sigma} & R_s & \frac{d\theta_s}{dt} L_m & 0 \\ -R_r & \frac{d\theta_r}{dt} l_{r\sigma} & R_r & -\frac{d\theta_r}{dt} L_r \\ -\frac{d\theta_r}{dt} l_{r\sigma} & -R_r & \frac{d\theta_r}{dt} L_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix}$$

Pour construire le schéma Matlab Simulink de ce modèle, il faut inverser la matrice inductance, soit manuellement, soit en utilisant le logiciel MatWorks qui permet l'inversion littérale des matrices.

Il faut alors exprimer les dérivées des courants

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} = \frac{1}{D} \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} & x_{14} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} & x_{24} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} & x_{34} \\ x_{41} & x_{42} & x_{43} & x_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{d\theta_s}{dt} l_{s\sigma} i_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} L_m i_{qm} \\ v_{qs} - \frac{d\theta_s}{dt} l_{s\sigma} i_{ds} - R_s i_{qs} - \frac{d\theta_s}{dt} L_m i_{dm} \\ R_r i_{ds} - \frac{d\theta_r}{dt} l_{r\sigma} i_{qs} - R_r i_{dm} + \frac{d\theta_r}{dt} L_r i_{qm} \\ \frac{d\theta_r}{dt} l_{r\sigma} i_{ds} + R_r i_{qs} - \frac{d\theta_r}{dt} L_r i_{dm} - R_r i_{qm} \end{pmatrix}$$

$$\frac{d i_{ds}}{dt} = \frac{1}{D} \begin{pmatrix} x_{11} \cdot v_{ds} + x_{12} \cdot v_{qs} + \\ \left(-R_s x_{11} - l_{s\sigma} \frac{d\theta_s}{dt} x_{12} + R_r x_{13} + l_{r\sigma} \frac{d\theta_r}{dt} x_{14} \right) \cdot i_{ds} + \\ \left(l_{s\sigma} \frac{d\theta_s}{dt} x_{11} - R_s x_{12} - l_{r\sigma} \frac{d\theta_r}{dt} x_{13} + R_r x_{14} \right) \cdot i_{qs} + \\ \left(-L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{12} - R_r x_{13} - L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{14} \right) \cdot i_{dm} + \\ \left(L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{11} + L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{13} - R_r x_{14} \right) \cdot i_{qm} \end{pmatrix}$$

Le calcul de la dérivée des autres courants se fait en remplaçant dans l'expression de $\frac{d i_{ds}}{dt}$ le premier indice de x_{1j} à savoir 1 par respectivement 2,3 et 4.

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{D} \left(\begin{array}{l} x_{21} \cdot v_{ds} + x_{22} \cdot v_{qs} + \\ \left(-R_s x_{21} - l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{22} + R_r x_{23} + l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{24} \right) \cdot i_{ds} + \\ \left(l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{21} - R_s x_{22} - l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{23} + R_r x_{24} \right) \cdot i_{qs} + \\ \left(-L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{22} - R_r x_{23} - L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{24} \right) \cdot i_{dm} + \\ \left(L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{21} + L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{23} - R_r x_{24} \right) \cdot i_{qm} \end{array} \right)$$

$$\frac{di_{dm}}{dt} = \frac{1}{D} \left(\begin{array}{l} x_{31} \cdot v_{ds} + x_{32} \cdot v_{qs} + \\ \left(-R_s x_{31} - l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{32} + R_r x_{33} + l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{34} \right) \cdot i_{ds} + \\ \left(l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{31} - R_s x_{32} - l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{33} + R_r x_{34} \right) \cdot i_{qs} + \\ \left(-L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{32} - R_r x_{33} - L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{34} \right) \cdot i_{dm} + \\ \left(L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{31} + L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{33} - R_r x_{34} \right) \cdot i_{qm} \end{array} \right)$$

$$\frac{di_{qm}}{dt} = \frac{1}{D} \left(\begin{array}{l} x_{41} \cdot v_{ds} + x_{42} \cdot v_{qs} + \\ \left(-R_s x_{41} - l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{42} + R_r x_{43} + l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{44} \right) \cdot i_{ds} + \\ \left(l_s \sigma \frac{d\theta_s}{dt} x_{41} - R_s x_{42} - l_r \sigma \frac{d\theta_r}{dt} x_{43} + R_r x_{44} \right) \cdot i_{qs} + \\ \left(-L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{42} - R_r x_{43} - L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{44} \right) \cdot i_{dm} + \\ \left(L_m \frac{d\theta_s}{dt} x_{41} + L_r \frac{d\theta_r}{dt} x_{43} - R_r x_{44} \right) \cdot i_{qm} \end{array} \right)$$

Ces quatre derniers systèmes d'équations nous permettent de construire le schéma Matlab Simulink de la Machine Asynchrone en tenant compte de la saturation.

Annexe II

Calcul de l'inverse de la matrice inductance :

Ce calcul se fait manuellement ou en utilisant un logiciel spécialisé dans l'inversion littérale des matrices tels que MathWorks ou Matlab.

$$\begin{pmatrix} l_{s\sigma} & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_{s\sigma} & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_{r\sigma} & 0 & L_{mdr} & L_{dq} \\ 0 & -l_{r\sigma} & L_{dq} & L_{mqr} \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{D} \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} & x_{14} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} & x_{24} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} & x_{34} \\ x_{41} & x_{42} & x_{43} & x_{44} \end{pmatrix}$$

Avec :

$$D = (l_{s\sigma} \cdot L_{mqr} + l_{r\sigma} \cdot L_{mq}) \cdot (l_{s\sigma} \cdot L_{mdr} + l_{r\sigma} \cdot L_{md}) - L_{dq}^2 (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})^2$$

$$x_{11} = L_{mdr} (l_{s\sigma} \cdot L_{mqr} + l_{r\sigma} \cdot L_{mq}) - L_{dq}^2 (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})^2$$

$$x_{12} = l_{r\sigma} L_{dq} (L_{mdr} - L_{md})$$

$$x_{13} = L_{dq}^2 (l_{s\sigma} + l_{r\sigma}) - L_{md} (l_{s\sigma} \cdot L_{mqr} + l_{r\sigma} \cdot L_{mq})$$

$$x_{14} = l_{s\sigma} L_{dq} (L_{mdr} - L_{md})$$

$$x_{21} = -l_{r\sigma} L_{dq} (L_{mqr} - L_{mq})$$

$$x_{22} = L_{mqr} (l_{s\sigma} \cdot L_{mdr} + l_{r\sigma} \cdot L_{md}) - L_{dq}^2 (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})^2$$

$$x_{23} = -l_{s\sigma} L_{dq} (L_{mqr} - L_{mq})$$

$$x_{24} = L_{dq}^2 (l_{s\sigma} + l_{r\sigma}) - L_{mq} (l_{s\sigma} \cdot L_{mdr} + l_{r\sigma} \cdot L_{md})$$

$$x_{31} = l_{r\sigma} (l_{s\sigma} \cdot L_{mqr} + l_{r\sigma} \cdot L_{mq})$$

$$x_{32} = -l_{r\sigma} L_{dq} (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})$$

$$x_{33} = l_{s\sigma} (l_{s\sigma} \cdot L_{mqr} + l_{r\sigma} \cdot L_{mq})$$

$$x_{34} = -l_{s\sigma} L_{dq} (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})$$

$$x_{41} = -l_{r\sigma} L_{dq} (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})$$

$$x_{42} = l_{r\sigma} (l_{s\sigma} \cdot L_{mdr} + l_{r\sigma} \cdot L_{md})$$

$$x_{43} = -l_{s\sigma} L_{dq} (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})$$

$$x_{44} = l_{s\sigma} (l_{s\sigma} \cdot L_{mdr} + l_{r\sigma} \cdot L_{md})$$

Annexe III

```

%-----%
% Paramètres de la machine asynchrone
%-----%
Pn=3kW % Puissance nominale
V=230/400 V Δ/Y % Tension nominale couplage triangle/étoile
I=11/6.3 A Δ/Y % courant nominal couplage triangle/étoile
Wn=1415 tr/min % Vitesse nominale
p=2; % Nombre de paires de pôles
Rs=1.615 Ω; % Résistance statorique
Rr=3.9268 Ω ; % Résistance rotorique ramenée au stator
Lfs=0.0126 H; % Inductance cyclique de fuites statorique
Lfr=0.0126 H; % Inductance cyclique de fuites rotorique ramenée au stator
Lmc=0.2402 H;% Inductance magnétisante
Rm=923.828 Ω;%résistance représentant les pertes fer
Kd=0. V;%Valeur initiale tension d'axe direct
Kq=0. V;%Valeur initiale tension d'axe en quadrature
%
% Capacité d'auto-amorçage
% -----
C=60.e-6 F;
%
% Vitesse de rotation
% -----
wr=p*1400*2*pi/60 rad/s;
% Charge résistive de la GAEE seule
% -----
Rch=110 Ω;

```

Variation de l'inductance de magnétisation en fonction du courant magnétisant et son approximation polynomiale.

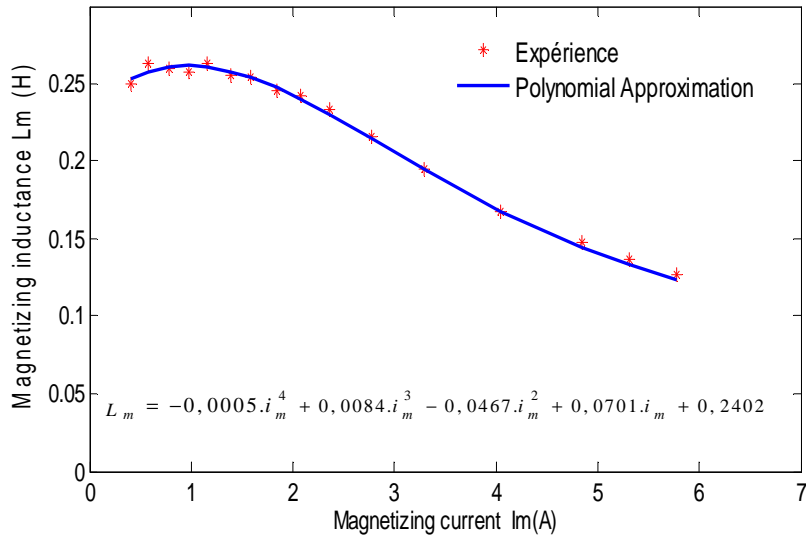


Figure A3.1 : Inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant