

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes
De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté par

ICHEROUFENE Ahmed

Thème

**Commande d'une éolienne à base
d'une génératrice synchrone à aimants permanents
(GSAP) connectée au réseau**

Mémoire soutenu publiquement le 26/09/2024 devant le jury composé de :

M. RAHOUI Adel
MCA, ENTSP Président

M. MESBAH Koussaila
MCA, UMMTO, Rapporteur

M. BOUKAIS Boussad
MCB, UMMTO, Examineur

Remerciements

Je remercie d'abord le bon Dieu qui nous a donné le courage, la patience, la santé et la volonté d'arriver à la fin de ce travail.

Je tiens à remercier notre promoteur Monsieur MESBAH Koussaila pour son aide, sa disponibilité et les conseils qu'il n'a cessé de nous prodiguer pour l'aboutissement de ce modeste travail, qu'il trouve ici notre profonde gratitude et toute notre reconnaissance et notre respect. Je tiens aussi à remercier M. BOUKAIS BOUSSAD, M. RAHOUI Adel, M^{elle} HACID Fatma Zohra, M. ASNOUN Mustapha et M^{elle} AMOURA Noumidia pour leurs précieux conseils.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner ce travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, à toutes et tous ceux qui ont contribué au déroulement de ce travail. Que tous les enseignants ayant contribué et participé à notre formation trouvent ici notre profond respect.

MERCI.

Dédicaces

Ce travail, et bien au-delà, je le dois à mes très chers parents qui m'ont fourni au quotidien un soutien et une confiance sans faille et de ce fait, je ne saurais exprimer ma gratitude seulement par des mots. Que dieu vous protège et vous garde pour nous.

A mes sœurs

A mes frères

A mes beaux frères

A mes nièces

Enfin à tout(e)s mes ami(e)s

A. ICHEROUFENE

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
Chapitre I : Etat de l'Art des Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne	
<i>I Introduction</i>	3
<i>I.1 Histoire de l'énergie éolienne</i>	3
<i>I.1.1 Transports maritimes</i>	3
<i>I.1.2 Moulins à vent</i>	3
<i>I.1.3 Révolution industrielle</i>	3
<i>I.1.4 Energie éolienne moderne</i>	4
<i>I.2 Principe de fonctionnement</i>	5
<i>I.3 Intégration au réseau électrique</i>	5
<i>I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne</i>	6
<i>I.4.1 Avantages</i>	6
<i>I.4.2 Inconvénients</i>	7
<i>I.5 Types des turbines éoliennes</i>	7
<i>I.5.1 Eolienne à axe vertical</i>	7
<i>I.5.2 Eoliennes à axe horizontal</i>	8
<i>I.6 Fonctionnement d'une éolienne</i>	9
<i>I.6.1 Système à pas variable ou à calage variable (pitch system) :</i>	10
<i>I.7 Topologies et générateurs des système éoliens</i>	10
<i>I.7.1 Éoliennes utilisant les machines asynchrones</i>	11
<i>I.7.2 Éoliennes utilisant les machines synchrones</i>	12
<i>I.8 Conclusion</i>	14
Chapitre II : Modalisation et commande de la machine synchrone	
<i>II Introduction</i>	16
<i>II.1 Modalisation de la machine synchrone</i>	16
<i>II.2 Structure des machines synchrones triphasées</i>	16
<i>II.2.1 Le stator</i>	16
<i>II.2.2 Le rotor</i>	16
<i>II.3 Modélisation de la machine synchrone</i>	17
<i>II.3.1 Hypothèses simplificatrices</i>	17
<i>II.3.2 Modèle électrique de la machine dans le repère abc</i>	18
<i>II.3.3 Mise en équation de la machine synchrone</i>	18
<i>II.3.4 Equations magnétiques</i>	18
<i>II.3.5 Matrice inductance statorique en fonction de θ :</i>	19
<i>II.3.6 Matrice inductance rotorique</i>	19
<i>II.4 Equations électriques dans les axes dq</i>	20
<i>II.4.1 Transformation de PARK</i>	20
<i>II.5 Puissance et couple</i>	24
<i>II.6 Cas possibles de générateur synchrone</i>	24
<i>II.6.1 Générateur synchrone rotor bobine à pole saillant + amortisseur</i>	24
<i>II.6.2 Générateur synchrone rotor bobine à pole lisse + amortisseur</i>	24
<i>II.6.3 Générateur synchrone rotor bobine à pole saillant sans amortisseur</i>	25
<i>II.6.4 Générateur synchrone rotor bobine à pole lisse sans amortisseur</i>	25
<i>II.6.5 Générateur synchrone à aimants permanent à pôles saillant sans amortisseurs</i>	25
<i>II.6.6 Générateur synchrone à aimants permanents à pôles lisses</i>	25
<i>II.7 Modélisation de la génératrice synchrone a aimants permanents à pôles lisses GSAP</i>	25
<i>II.7.1 Équations électriques de la GSAP</i>	25
<i>II.7.2 Équations électriques de la GSAP dans le repère de Park</i>	26
<i>II.7.3 Modèle d'état de la GSAP</i>	26
<i>II.7.4 La simulation de la GSAP à vide :</i>	27
<i>II.7.5 La simulation de la GSAP en charge :</i>	28
<i>II.7.6 Interprétation des résultats</i>	28
<i>II.8 Commande de la GSAP</i>	29

II.9	Principe de la commande vectorielle	29
II.10	Structure de la commande vectorielle	30
II.11	Synthèse des lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents	30
II.12	Choix de l'algorithme de commande	30
II.12.1	La puissance active et réactive	32
II.12.2	La régulation en cascade	32
II.12.3	Dimensionnement des régulateurs PI	32
II.12.4	Méthode de compensation de pôles	32
II.12.5	Dimensionnement du régulateur de courant I_d par la méthode de compensation de pôles	32
II.12.6	Dimensionnement du régulateur de courant I_q par la méthode de compensation de pôles	33
II.12.7	Dimensionnement du régulateur de couple moteur C_{em} par la méthode de compensation de pôles	34
II.13	Simulation en boucle fermée	35
II.14	Interprétation des résultats	36
II.15	Modélisation du convertisseur côté génératrice MLI dans le repère abc	37
II.16	Modèle de redresseur dans le repère tournant dq :	40
II.17	Simulation de convertisseur côté machine	42
II.18	Interprétation des résultats	43
II.19	Conclusion	43
Chapitre III : Commande du convertisseurs côté réseau		
III	Introduction	45
III.1	Modélisation de convertisseur côté réseau :	45
III.2	Rappel sur le convertisseur côté réseau (onduleur)	45
III.2.1	Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes	45
III.2.2	Simulation de convertisseur côté machine en boucle ouvert	47
III.2.3	Condition de simulation	47
III.2.4	Les résultats de la simulation en boucle ouverte	47
III.2.5	Interprétation des résultats	47
III.3	Commande vectorielle de l'onduleur	47
III.3.1	Boucle des courants du côté alternatif	48
III.4	Calcul des fonctions de transferts	49
III.4.1	Contrôle du courant i_d	49
III.4.2	Calcul du régulateur de courant i_d	49
III.4.3	Contrôle du courant i_q	50
III.4.4	Calcul du régulateur de courant i_q	50
III.5	Contrôle de la tension continue U_{dc}	51
III.5.1	Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	51
III.6	Condition de simulation et les résultats de simulation	52
III.6.1	Interprétation des résultats	53
III.7	Conclusion	53
Chapitre IV : Modélisation et Commande du Système Global		
IV	Introduction	56
IV.1	Modélisation de la chaîne éolienne	56
IV.1.1	Modèle du vent	56
IV.1.2	Modèle de l'éolienne	56
IV.1.3	Loi de Betz	57
IV.2	Transmission	58
IV.3	Contrôle de la GSAP avec asservissement de la vitesse de rotation (MPPT)	60
IV.4	Description du système global	61
IV.5	Les résultats de la simulation	62
IV.5.1	Interprétation des résultats	64
IV.6	Conclusion	65
Conclusion générale		66

Introduction générale

L'humanité dépend largement des ressources énergétiques pour soutenir ses activités quotidiennes, son développement économique et son progrès technologique. Parmi ces ressources, les hydrocarbures ont joué un rôle prépondérant dans la satisfaction de nos besoins énergétiques. Le pétrole, le gaz naturel et le charbon ont alimenté nos industries, nos moyens de transport et nos systèmes de chauffage, devenant des piliers essentiels de notre infrastructure énergétique.

Cependant, cette dépendance aux hydrocarbures a engendré des préoccupations majeures, notamment en ce qui concerne l'épuisement des réserves, les émissions de gaz à effet de serre et les conséquences sur l'environnement. Face à ces défis, il est devenu impératif d'explorer des alternatives énergétiques plus durables et écologiques pour répondre à nos besoins énergétiques actuels et futurs. Dans ce contexte, l'énergie éolienne a émergé comme l'une des solutions les plus prometteuses pour répondre aux besoins énergétiques tout en réduisant l'empreinte carbone. Les éoliennes, par leur capacité à convertir l'énergie cinétique du vent en électricité, est l'une des meilleures alternatives durable et propre.

En fin de l'année 2023 à la COP23 (Bonn Allemagne), une étape historique a été franchie, près de 200 gouvernements ont convenu de la nécessité de tripler la capacité des énergies renouvelables à l'échelle mondiale et de doubler les améliorations en matière d'efficacité énergétique d'ici 2030, afin de se mettre sur la voie d'une limitation du réchauffement climatique à 1,5°C. Dans le texte de décision final, l'énergie éolienne a été reconnue comme une technologie clé d'atténuation du changement climatique, qui est devenue de plus en plus rentable et disponible.

Cependant, pour que la production éolienne soit exploitable d'une meilleure façon, elle doit être intégrée aux réseaux électriques. Vu la nature imprévisible de cette énergie et ses fluctuations, elle nécessite une bonne maîtrise en termes de gestion d'énergie et contrôle avancée de ses puissances. Diversité des systèmes existants et leur maîtrise

Ce mémoire propose d'explorer en profondeur le potentiel, les défis et les avantages des énergies renouvelables, en mettant particulièrement l'accent sur l'énergie éolienne, dans le cadre de la transition vers un avenir énergétique plus durable et équilibré.

Ce projet sera consacré pour analyser un comportement d'une éolienne utilisant une génératrice synchrone à aimant permanent, connectée au réseau via un convertisseur MLI. L'objectif sera de définir une stratégie de commande du système de conversion permettant d'assurer la production d'une puissance maximale dans toutes les conditions de fonctionnement, de réguler la tension continue et d'injecter un maximum de puissance active dans le réseau, tout en compensant les harmoniques et la puissance réactive. En utilisant des convertisseurs deux niveaux pour connecter l'éolienne au réseau électrique.

Ce mémoire comporte six chapitres, le premier est une introduction générale qui comporte les problématiques, l'objectif et la méthodologie de ce travail.

Le deuxième chapitre décrit l'histoire et l'état de l'art des éoliennes et le principe de fonctionnement de l'éolienne et son modèle mathématique, également les zones de fonctionnement de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent, avec les différentes topologies disponibles dans l'industrie vis à vis leurs constructions et leurs types de génératrices utilisées.

Le troisième chapitre décrit Le principe, la constitution et la modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent sont étudiés dans le troisième chapitre, où nous présentons le modèle dynamique de la GSAP à partir duquel nous effectuons la simulation sur MATLAB/Simulink, afin de visualiser la variation des paramètres de sortie de la GSAP

présentée par les tensions et les courants statoriques, en fonction des paramètres d'entrée comme le couple électromagnétique C_{em} .

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude de convertisseurs deux niveaux, en particulier les onduleurs à deux niveaux, où nous présentons le principe et la structure généraux de ces convertisseurs. Nous décrivons également les stratégies les plus utilisées pour contrôler ce convertisseur. La simulation sur MATLAB/Simulink et l'analyse des résultats seront présentées à la fin de ce chapitre.

Dans le cinquième chapitre, nous présenterons le système global de la conversion éolienne, nous définirons les stratégies de contrôles nécessaires pour les deux convertisseurs, côté machine et côté réseau. Ces stratégies doivent assurer l'injection d'une puissance active maximale dans le réseau, la compensation de l'énergie réactive et une limitation des harmoniques dans le système. Finalement nous allons faire une simulation de l'ensemble avec les logiciels MATLAB/Simulink, et nous analyserons les différents résultats obtenus.

Dans le sixième une conclusion générale qui englobe les différents résultats obtenus dans ce travail avec les perspectives et les recommandations pour les travaux futurs.

Chapitre I

Etat de l'Art des Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne

I Introduction

Le vent est le déplacement naturel de l'air à grande échelle, généralement provoqué par des différences de pression atmosphérique résultant des variations de température à la surface de la Terre.

Depuis les temps anciens, l'humanité a exploité la force du vent pour répondre à ses besoins énergétiques. L'utilisation du vent comme source d'énergie remonte à des siècles, où les moulins à vent ont été parmi les premiers exemples d'exploitation de cette ressource naturelle pour moulinier le grain, pomper l'eau et accomplir diverses tâches essentielles à la vie quotidienne.

À travers le temps, l'ingéniosité humaine a évolué, exploitant de plus en plus efficacement la puissance du vent. En 1890 Poul La Cour a eu l'idée d'associer une turbine éolienne à une génératrice. Cette application a évolué en termes de puissance et de rendement durant tout le 20^{ème} siècle et jusqu'au début du 21^{ème}. Elle fut utilisée à travers le monde notamment dans les zones isolées telles que les îles du Pacifique. Aujourd'hui, l'énergie éolienne représente une part significative de la transition vers des sources d'énergie renouvelables et durables, offrant un potentiel considérable pour répondre à nos besoins énergétiques tout en réduisant notre empreinte carbone.

Dans ce premier chapitre, nous allons présenter un état de l'art de l'énergie éolienne dans le monde, les différents types d'éoliennes commerciales, avec les différentes topologies utilisées dans les systèmes éoliens modernes et une brève description de chaque type.

I.1 Histoire de l'énergie éolienne.

L'histoire de l'énergie éolienne remonte à des millénaires, avec des utilisations variées à travers différentes civilisations.

I.1.1 Transports maritimes

Les premières utilisations connues de l'énergie éolienne remontent à l'Antiquité, où les voiles des bateaux étaient utilisées pour exploiter la force du vent et propulser les navires. Les civilisations égyptiennes, phéniciennes, grecques et romaines ont utilisé des voiles pour leurs navires, permettant des voyages au-delà des côtes et l'établissement de routes commerciales maritimes. Cette utilisation précoce de la force du vent a jeté les bases de l'ingénierie navale et de la navigation maritime, marquant le début d'une ère d'exploration océanique et de découvertes.

I.1.2 Moulins à vent

L'utilisation la plus emblématique de l'énergie éolienne a été les moulins à vent, apparus en Perse vers le VII^e siècle. Ils ont été largement répandus en Europe à partir du XII^e siècle pour moulinier le grain, pomper l'eau et fournir de l'énergie mécanique pour diverses tâches.

Le plus ancien moulin à vent se trouvait dans la région du Seistan (ou Sistan) à la frontière perso-afghane au 7^{ème} siècle, un moulin à vent avec un axe vertical utilisé pour moulinier les grains, et les premiers moulins à vent en Europe sont apparus au 12^{ème} siècle dans la région du Duché de Normandie, pour se propager dans toute l'Europe par la suite. Au 16^{ème} siècle, de nombreuses améliorations décisives ont été apportées aux éoliennes, en particulier en Hollande,

conduisant à un nouveau type appelé « moulins à vent hollandais », ces derniers étant utilisés pour le séchage des polders, afin de prévenir les inondations des zones basses. Des améliorations techniques importantes sont venues de la Grande-Bretagne. Vers 1750, les Écossais Meikle et Lee inventent "les ailes à jalousie" avec un vantail (volet de bois monté sur ressorts et s'ouvrant plus ou moins selon la force du vent) qui permet au moulin à vent de se diriger automatiquement

I.1.3 Révolution industrielle

Au XIXe siècle, les éoliennes ont été utilisées pour pomper l'eau et produire de l'électricité dans des endroits isolés. Elles ont également été utilisées pour la production d'électricité dans certaines régions. En 1888, Charles F. Brush, un industriel de Cleveland, en Ohio, a été le premier inventeur qui a construit une éolienne capable de fournir 12 kW en courant continu, capable de charger des batteries de stockage sur sa propre grande propriété. En 1890, Poul La Cour, le scientifique météorologue danois a mené plusieurs recherches sur les éoliennes, met en œuvre les principes de base de l'aérodynamisme. [1]

En 1908, 72 éoliennes ont été construites, en collaboration avec la société *Lykkegard*, conçues sur le modèle de la station d'essai d'*Askov*, laquelle alimente les zones rurales en électricité. La hausse spectaculaire des prix des carburants pendant la Première Guerre mondiale a été bénéfique pour les énergies renouvelables en général et pour l'énergie éolienne en particulier, de sorte qu'en 1918, environ 120 éoliennes étaient en fonction.

Dans le même temps, le monde a connu une révolution dans les domaines aérodynamique, électrotechnique et électronique. Cela a permis à l'éolienne de devenir plus puissante avec une efficacité énergétique élevée, atteignant ainsi des coûts raisonnables qui peuvent concurrencer l'énergie conventionnelle.

I.1.4 Energie éolienne moderne

L'avènement de l'énergie éolienne moderne a débuté dans les années 1970 avec le développement de grandes éoliennes capables de produire de l'électricité à grande échelle. Depuis lors, les progrès technologiques ont entraîné une augmentation significative de la capacité et de l'efficacité des éoliennes.

Aujourd'hui, l'énergie éolienne est devenue une composante essentielle du paysage énergétique mondial, offrant une source d'énergie renouvelable et durable pour répondre aux besoins croissants en électricité, tout en contribuant à la réduction des émissions de gaz à effet de serre.

L'industrie éolienne a connu son année la plus réussie à ce jour en 2023, avec des installations en hausse de 50% d'une année sur l'autre (d'une année à l'autre). Connecter 117 GW de capacité éolienne au réseau électrique en une seule. Voir la Figure (I. 01) [2]

Grâce aux 117 GW de nouvelles installations éoliennes, la capacité éolienne cumulée mondiale a dépassé le premier jalon de 1 TW en 2023, affichant une croissance d'une année sur l'autre de 13%. Sur le marché de l'éolien terrestre, 106 GW ont été raccordés au réseau l'année dernière, ce qui représente une croissance d'une année sur l'autre de 54%. Cette étape marque la première fois qu'une capacité éolienne terrestre de plus de 100 GW a été installée dans le monde au cours d'une seule année. Au niveau des pays, la Chine et les États-Unis sont restés les deux plus grands marchés mondiaux pour les ajouts d'éoliennes terrestres, suivis par le Brésil, l'Allemagne et l'Inde. Ensemble, les cinq premiers marchés ont représenté 82% des nouvelles installations

mondiales en 2023, soit une augmentation collective de 9% par rapport à l'année précédente. La perspective de transitions énergétiques mondiales de l'IRENA (International Renewable Energy Agency) prévoit 3 040 GW d'éolien terrestre cumulé d'ici 2030, soit environ 3,5 TW d'énergie éolienne totale installée d'ici 2030. [2]

Historic development of new installations (GW)

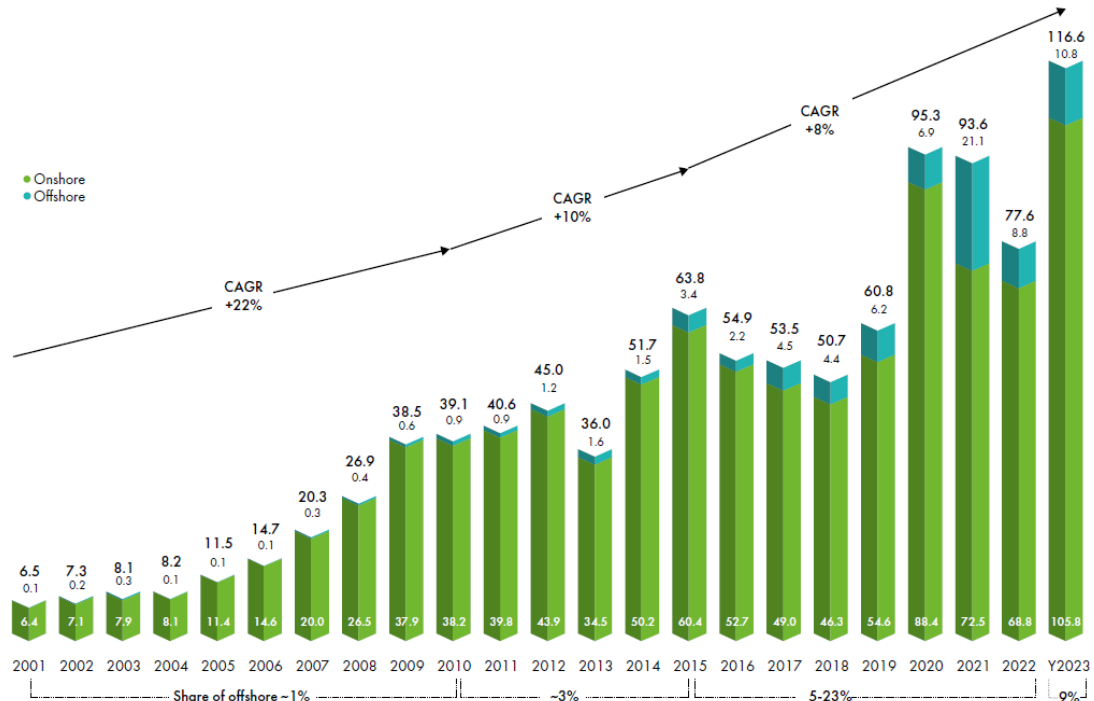


Figure I.1 Évolution de la capacité mondiale de l'énergie éolienne de 2001 à 2023 [2]

I.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des éoliennes repose sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, puis en énergie électrique. Voici les étapes clés de ce processus [3] :

Capture de l'énergie éolienne : Lorsque le vent souffle, les pales de l'éolienne captent l'énergie cinétique du vent.

Rotation du rotor : L'énergie cinétique du vent fait tourner le rotor de l'éolienne. Ce rotor est connecté à un arbre central.

Transmission de l'énergie mécanique : L'arbre central transmet l'énergie mécanique générée par la rotation du rotor à un générateur.

Conversion en énergie électrique : Le générateur convertit l'énergie mécanique en énergie électrique à l'aide de principe électromagnétique.

I.3 Intégration au réseau électrique

L'électricité produite est généralement acheminée vers un transformateur qui l'adapte à la tension du réseau électrique avant son injection dans le réseau.

Une éolienne est constituée de plusieurs composants, la figure (I.2) illustre un exemple d'une éolienne et ces composants principaux.

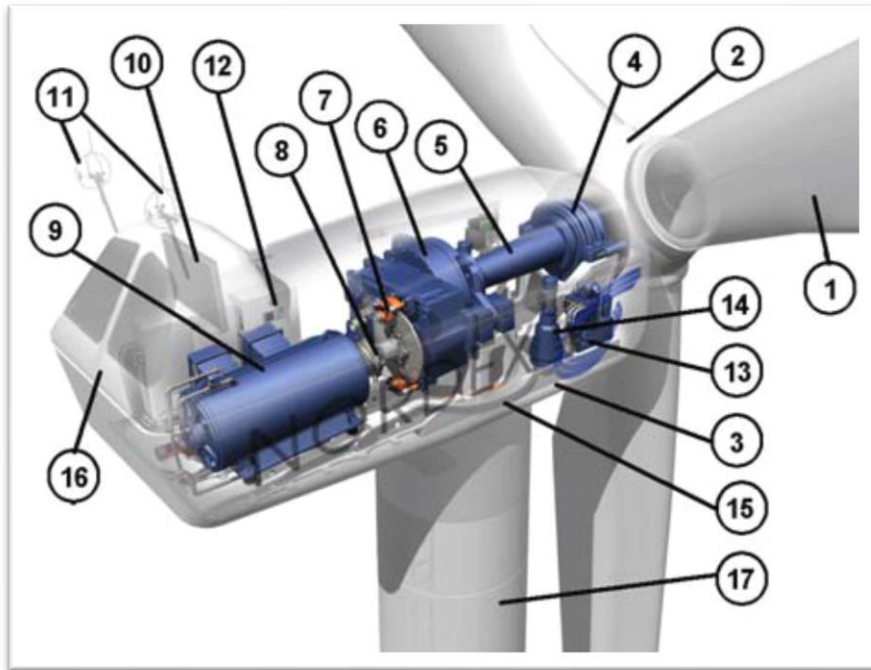


Figure I.2 : Exemple de constituants d'un système éolien à axe horizontal.

1: pales, 2: moyeu rotor, 3: nacelle, 4:cardan, 5: transmission, 6: multiplicateur de vitesse, 7: frein à disque, 8: accouplement, 9: génératrice, 10: radiateur de refroidissement, 11: centrale de mesures du vent, 12: contrôle, 13: centrale électrique, 14: mécanisme d'orientation face au vent, 15: paliers du système d'orientation équipés d'un frein à disque, 16: capot, 17: mât

I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne a des avantages propres permettant sa croissance et son évolution entre les autres sources d'énergie, ce qui va lui donner un rôle important dans l'avenir à condition d'éviter l'impact créé par ses inconvénients cités ci-après.[4]

I.4.1 Avantages

L'énergie éolienne a de nombreux avantages et bénéfiques dont on peut citer :

- L'énergie éolienne est une énergie qui respecte l'environnement où son exploitation ne produit pas de CO₂. De plus, aujourd'hui son exploitation évite l'émission de 6,3 millions de tonnes de CO₂, 21 mille tonnes de SO₂ et 17,5 mille tonnes de Nox [5].
- L'énergie éolienne est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables [5] et dépend d'une source naturelle illimitée.
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque et ne produit pas de déchets comme l'est l'énergie nucléaire par exemple.
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plupart des centrales thermiques et des centrales nucléaires. Ceux-ci fournissent de l'énergie même lorsque que l'on n'en a pas besoin, entraînant ainsi d'importantes pertes et par conséquent un mauvais rendement énergétique [5].

- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut de plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.
- L'installation d'un parc ou d'une turbine éolienne est relativement simple et le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport à des énergies plus traditionnelles.
- L'énergie éolienne est facile à intégrer dans un système électrique existant déjà.
- L'énergie éolienne crée plus d'emplois par unité d'électricité produite que n'importe quelle source d'énergie traditionnelle [5].
- Bon marché : elle peut concurrencer le nucléaire, le charbon et le gaz lorsque les règles du jeu sont équitables [6].
- Respectueuse des territoires : les activités agricoles/industrielles peuvent se poursuivre aux alentours [7].

I.4.2 Inconvénients

L'énergie éolienne possède aussi des désavantages qu'il faut citer :

- L'impact visuel, cela reste néanmoins un thème subjectif [5].
- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée [5].
- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs [5] [7].
- La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est donc pas toujours très bonne. Jusqu'à présent, le pourcentage de ce type d'énergie dans le réseau était faible, mais avec le développement de l'éolien, notamment dans les régions à fort potentiel de vent, ce pourcentage n'est plus négligeable. Ainsi, l'influence de la qualité de la puissance produite par les aérogénérateurs augmente et par suite, les contraintes des gérants du réseau électrique sont de plus en plus strictes.
- Le coût de l'énergie éolienne dépend du vent, de ce fait elle moins rentable dans les régions moins ventées.

I.5 Types des turbines éoliennes

Il existe deux principaux types d'éoliennes qui se différencient essentiellement dans leur organe capteur d'énergie à savoir l'aéroturbine. En effet, selon la disposition de la turbine par rapport au sol on obtient une éolienne à axe vertical ou à axe horizontal.[8]

I.5.1 Eolienne à axe vertical

Ils ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité. De nombreuses variantes technologiques ont été testées dont seulement deux structures sont parvenues au stade de l'industrialisation, le rotor de Savonius et le rotor de Darrieux.[4][8]



Figure I. 03 technologie éolienne à axe vertical.

A nos jours, ce type d'éolienne est plutôt marginal et son utilisation est beaucoup moins répandue. Elles présentent des avantages et des inconvénients que nous pouvons citer comme suit :

I.5.1.1 Avantages

La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol.

Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui permet de fonctionner quel que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.

Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien.

I.5.1.2 Inconvénient

Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.

La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol, donc moins fort car freiné par le relief.

Leur implantation au sol exige l'utilisation des tirants qui doivent passer au-dessus des pales, donc occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour.

I.5.2 Eoliennes à axe horizontal

Ce sont les éoliennes actuellement les plus répandues sans doute à cause de leurs avantages remarquables, elles comportent généralement des hélices à deux ou trois pales face ou sous le vent [4][8]



Figure (I. 04) Technologie éolienne à axe horizontal.

I.5.2.1 Avantages

- ✓ Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- ✓ Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage du sol.
- ✓ Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour.
- ✓ Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.

I.5.2.2 Inconvénient

- Coût de construction très élevé.
- L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident.
- Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours. Cependant, les structures à axe vertical sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées.
- Elles sont de faible puissance destinée à des utilisations permanentes comme la charge des batteries par exemple [4].
- Dans le reste de notre étude nous nous intéressons à la structure la plus répandue et la plus efficace à savoir celle à axe horizontal et à trois pales à pas variable (variable pitch).

I.6 Fonctionnement d'une éolienne

Les éoliennes sont conçues pour produire de l'électricité à un prix aussi bas que possible. Leurs conditions de fonctionnement dépendent essentiellement des conditions de vent sur lesquelles aucune action n'est possible. Par conséquent, on ne peut agir qu'en limitant, de manière optimale dans certaines conditions, et toujours de manière stricte dans d'autres

conditions, l'énergie effectivement convertie par la turbine puis par le générateur électrique, avant transfert vers le réseau.

I.6.1 Système à pas variable ou à calage variable (*pitch system*) :

Il utilise la variation de l'angle de calage des pales. En variant l'angle d'incidence de la pale, on modifie le rapport entre les composantes de portance et de traînage. L'angle d'incidence optimal conduit à la puissance maximale disponible.[9]

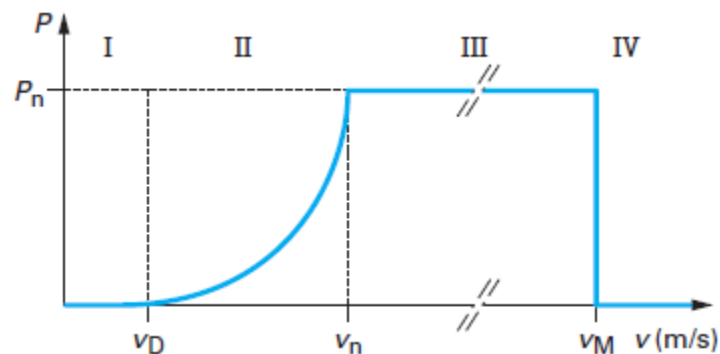


Figure I.4 : Courbe typique de la puissance extraite par une éolienne en fonction de la vitesse du vent.

En général, la modification de l'angle de calage de la pale de l'éolienne permet quatre actions distinctes :

- Le démarrage à une vitesse du vent v_D plus faible.
- L'optimisation du régime de conversion de l'énergie, quand la vitesse du vent évolue entre les limites $[v_D, v_n]$ en complément de la vitesse variable dans une plage relativement réduite.
- La régulation par limitation de la puissance pour $v > v_n$.
- La protection de l'éolienne contre les vents trop violents, par la mise en « drapeau » des pales de l'hélice.

On remarque que ce système intervient dans le fonctionnement de la turbine, par la variation du calage β , de manière prépondérante depuis le démarrage (zone I) et dans le régime de régulation de vitesse (zone II et III) jusqu'au phénomène de décrochage aérodynamique (zone IV) de la turbine.

- La zone I : le vent n'est pas suffisant pour faire fonctionner la turbine.
- La zone II : la puissance fournie par l'arbre va dépendre de la vitesse du vent
- La zone III : la vitesse de rotation est maintenue constante par régulation de la vitesse.
- La zone IV : la vitesse de vent est trop importante (détérioration possible du générateur éolien \Rightarrow limiteur de vitesse obligatoire).

I.7 Topologies et générateurs des système éoliens

Plusieurs critères sont pris en compte dans la détermination de la topologie et du type de génératrice utilisé pour la production de l'énergie éolienne : comme le type par rapport à la vitesse, une éolienne à vitesse fixe ou variable, la puissance qui peut être une éolienne

de petite taille ou de grande taille, ou l'éolienne connectée au réseau ou autonome [10]. En règle générale, il y a deux types de générateurs utilisés dans les éoliennes : asynchrones et synchrones.

I.7.1 Éoliennes utilisant les machines asynchrones

Le développement dans le domaine de l'électronique de puissance a permis aux génératrices asynchrones de devenir l'un des choix préférés dans la production aérodynamique de l'énergie électrique ; ce type de génératrice est moins cher, robuste et n'exige pas beaucoup de maintenance. Cependant, le principal inconvénient de ce type est la nécessité d'utiliser un dispositif de récupération de l'énergie réactive (des condensateurs).

Il existe plusieurs types de générateurs asynchrones utilisés dans les turbines éoliennes, mais dans la pratique on trouve généralement deux types de génératrices asynchrones qui sont les plus utilisées pour des raisons économiques et énergétiques : les génératrices à cage d'écureuil (SCIG) et les génératrices asynchrones à double alimentation (GADA) [11].

I.7.1.1 Générateur asynchrone à double alimentation (GADA)

La figure I.05 présente le schéma simplifié d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), où les enroulements statoriques sont connectés directement au réseau (l'amplitude et la fréquence de la tension sont fixes et imposées par le réseau) et les enroulements du rotor sont connectés au réseau par deux convertisseurs de puissance de type dos à dos reliés avec un bus continu à base de condensateurs qui agit comme une source de tension continue.

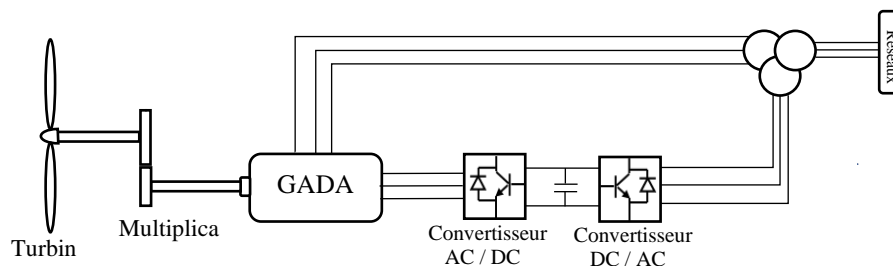


Figure (I. 05) Schéma d'une éolienne à base de GADA

Le principe de ce type est basé sur le contrôle de l'écoulement de la puissance de glissement ; la commande du convertisseur côté rotor nous permet de régler le couple électromagnétique du système et de récupérer une partie de la puissance du rotor afin de l'injecter au réseau [12]. D'autre part, le convertisseur côté réseau régule la liaison CC dans le but d'atteindre une tension de sortie avec une fréquence équivalente à celle du réseau [11].

I.7.1.2 Générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG).

Ce dispositif est considéré comme le plus simple et le plus couramment utilisé, dans lequel le rotor de la SCIG est couplé mécaniquement à l'arbre de transmission de l'éolienne par

l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse, et où le stator est connecté directement au réseau (figure I. 06) [12]. Le nombre de paires de pôles de la génératrice est fixe, elle doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs, par conséquent pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit maintenir une vitesse de rotation proche du synchronisme (point $g=0$).

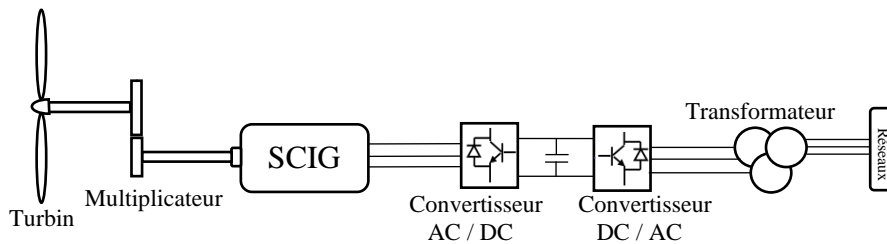


Figure (I. 06) : Système d'éolienne basé sur une machine asynchrone à cage d'écurie (SCIG).

SCIG étant un générateur à vitesse fixe, pour un vent particulier la puissance active de sortie est également fixe. Ainsi, avec l'augmentation de la vitesse du vent, il en va de même pour la puissance de sortie et la puissance nominale est atteinte. La vitesse du vent à ce moment est appelée la vitesse nominale du vent. Au-delà de cette vitesse, le système de contrôle de l'angle de calage empêchera la puissance de sortie de dépasser la valeur nominale.

En d'autres termes, lorsque la vitesse du vent est inférieure à la valeur nominale, la puissance capturée peut varier en fonction de la vitesse du vent ; et lorsque la vitesse du vent est supérieure à la valeur nominale, le système limitera la puissance générée par le contrôle de l'angle de tangage (contrôle de la vitesse du vent).

I.7.2 Éoliennes utilisant les machines synchrones

Différentes topologies sont disponibles dans ce type de système éolien, et chaque topologie présente des avantages et des inconvénients. Cependant il y a deux topologies qui sont les plus répandues et qui sont devenues très compétitives par rapport aux systèmes utilisant les machines asynchrones : la génératrice synchrone à rotor bobiné et la génératrice Synchrone à aimant permanent.

I.7.2.1 Génératrice synchrone à rotor bobiné (GSRB)

Dans ce type, la connexion directe des enroulements statoriques au réseau est impossible à cause de la variation de la fréquence de la tension générée, cette dernière dépendant de la vitesse de rotation du rotor et par conséquent de la vitesse du vent. Pour cela le stator doit être connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos à dos séparé par un bus continu (figure I. 07) ; le convertisseur côté rotor convertit la tension générée par la génératrice en tension continue et permet également le contrôle de la vitesse de rotation. Le bus continu joue le rôle de régulateur de tension continue, il réagit généralement comme une source de tension ; le convertisseur côté rotor permet de convertir la tension continue en tension alternative, avec

une amplitude et une fréquence similaire à celles du réseau, il assure aussi la récupération d'un maximum de puissance et l'injecte au réseau avec la compensation de la puissance réactive.

Ce type de génératrice présente plusieurs avantages par rapport à d'autres types tels que :

- L'élimination du multiplicateur ; couplage direct à l'éolienne ;
- Un meilleur rendement par rapport aux génératrices asynchrones, parce que le courant statorique est utilisé pour la génération du couple électromagnétique ;
- Un fonctionnement sur une large gamme de vitesse [13].

Cependant ce système basé sur une GSRB nécessite une maintenance régulière du système des contacts glissants, et il exige un circuit externe d'excitation assuré par un redresseur connecté au réseau.

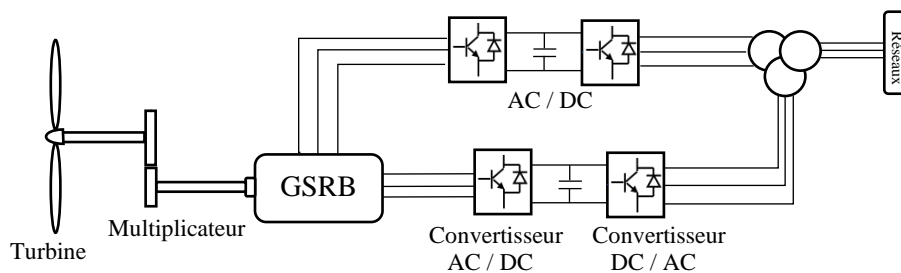


Figure (I. 07) Système d'éolienne avec une génératrice synchrone à rotor bobiné

I.7.2.2 Génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP)

Le rotor de ce type est construit à partir d'un aimant permanent, ce qui donne plusieurs avantages par rapport à d'autres types de génératrices, tel que le faible coût d'entretien, la possibilité d'éliminer le multiplicateur, et par conséquent d'éliminer les perturbations, le bruit et les pertes d'énergie causées par ce dernier avec l'utilisation d'un nombre important de paires de pôles [11]. Selon le système de conversion utilisé pour l'injection de l'énergie produite au réseau, on peut citer deux types [13] :

I.7.2.2.1 Système de conversion unidirectionnel

La Figure (I. 08) montre un système éolien à base d'une GSAP connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur unidirectionnel qui se compose d'un redresseur à base de diodes contrôlant le couple électromagnétique, suivi par un hacheur élévateur permettant l'augmentation de la tension continue et qui alimente un onduleur MLI, ce dernier assurant le contrôle de la tension continue et permettant d'injecter un maximum de puissance au réseau tout en s'assurant qu'un meilleur facteur de puissance est maintenu [11] [14].

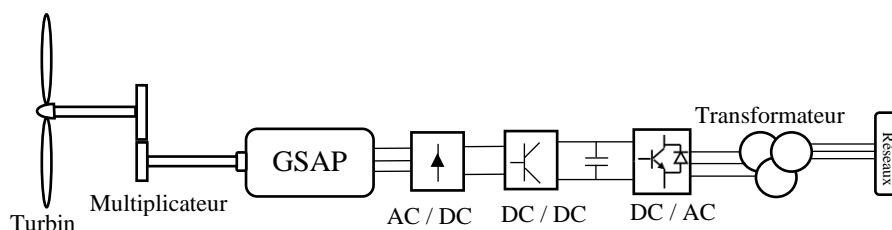
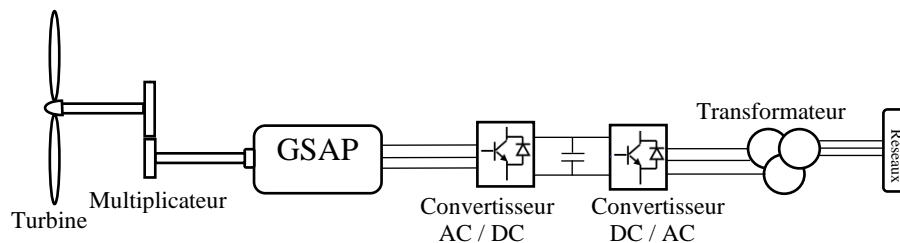


Figure (I. 08) Couplage unidirectionnel d'une GSAP au réseau

L'inconvénient de ce type est la déformation de la forme d'onde du courant statorique causée par l'utilisation d'un redresseur à base de diodes, ce qui entraîne la production des harmoniques et des ondulations de couple et augmente les pertes d'énergie [14].

I.7.2.2.2 Système de conversion bidirectionnel

Dans ce type, l'énergie circule dans les deux sens, de la génératrice vers le réseau ou bien du réseau vers la turbine éolienne qui agit comme une charge consommatrice dans ce cas ; la connexion des enroulements statoriques au réseau est assurée par un convertisseur MLI avec un bus continu au milieu, comme il est présenté sur la *Figure (I. 09)* ; dans cette configuration, les deux convertisseurs sont à IGBT, ce qui donne l'avantage à cette configuration par rapport à la précédente en termes de commande optimale de la GSAP, avec une minimisation des pertes dans le stator [13].

**Figure (I. 09)** : Couplage bidirectionnel d'une GSAP au réseau

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu global de l'énergie éolienne à l'échelle mondiale, des étapes de développement des éoliennes, ainsi que des différents types d'éoliennes classées selon l'axe de rotation et le mode de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable). Nous avons également abordé les avantages, les inconvénients et les applications pratiques de chaque type. De plus, nous avons détaillé les composants d'une éolienne à axe horizontal. La deuxième partie du chapitre s'est concentrée sur les principes de conversion mécanique et électromagnétique, ainsi que sur les différents types et configurations de génératrices utilisées dans les systèmes éoliens. Enfin, nous avons comparé les systèmes à base de machines asynchrones avec ceux utilisant des génératrices synchrones, en mettant en lumière les topologies les plus courantes de chaque catégorie.

Chapitre II

Modalisation et commande de la machine

II Introduction

Toute machine électrique dont laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [14]

Deux modes de fonctionnement à distinguer pour les machines synchrones. En mode génératrice, elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor. En mode moteur elle consomme un courant électrique pour faire tourner le rotor à une vitesse déterminé par la fréquence du courant.

Dans notre cas de l'éolienne dont le besoin est d'obtenir une génératrice synchrone a aimant permanent. On doit simplifier une machine synchrone jusqu'à l'atteinte de ce besoin, où on commencera par le modèle d'une machine synchrone à inducteur bobiné à pôles lisses avec amortisseurs en se basant sur des hypothèses simplificatrices.

II.1 Modalisation de la machine synchrone

II.2 Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW.

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.[15]

II.2.1 Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu' on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques (rd / s).

p : Le nombre de pair de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine (rd / s).

II.2.2 Le rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses ou à pôles saillants. Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q

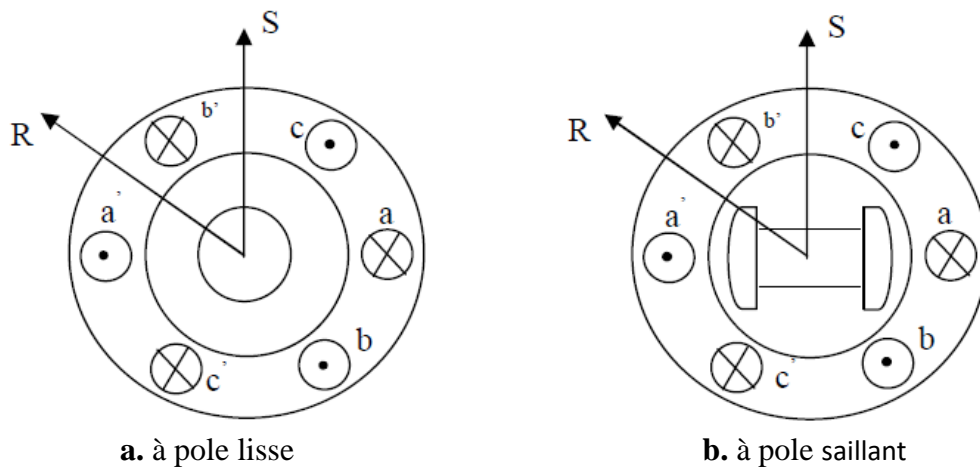


Figure II.01 : Schéma d'un alternateur triphasé

II.3 Modélisation de la machine synchrone

Les machines synchrones peuvent être modélisées selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. Le modèle en abc découlant des équations différentielles à coefficient périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents. Le modèle issu de la transformation de Park, et utilisé couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine synchrone avec amortisseurs en régime dynamique dans le repère naturel est très complexe. À fin de faciliter cette étude, on fait appel à des hypothèses simplificatrices suivantes : [15]

- La répartition sinusoïdale de la F.E.M du fait que l'effet d'encoche est négligeable
- L'effet de peau et de la température sur les résistances et les inductances est négligé
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme
- Circuit magnétique non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.

On admet que l'ensemble des amortisseurs peut être représenté par deux enroulements fermés en court-circuit sur eux-mêmes, l'un dit « amortisseurs d'axe direct » (indice D) d'axe magnétique dirigé selon (Od), l'autre dit « amortisseur d'axe en quadrature » (indice Q) d'axe magnétique dirigé selon (Oq)

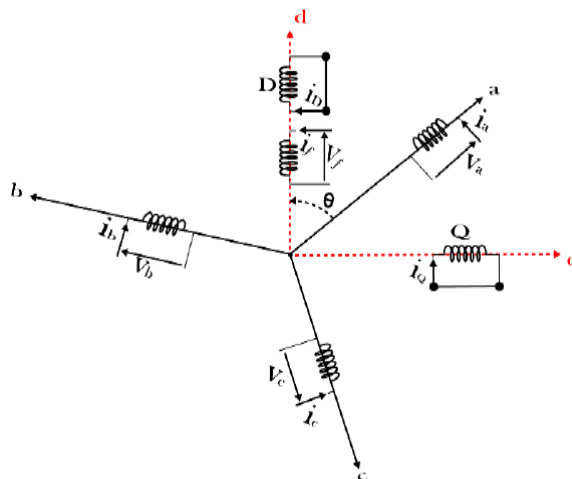


Figure II.2: schéma d'un alternateur triphasé avec amortisseurs

II.3.2 Modèle électrique de la machine dans le repère abc

Le modèle dans le repère naturel abc découle directement des équations différentielles à coefficients périodique régissant le fonctionnement de la machine synchrone. La machine à pôles lisses peut être établie par simplification du model d'une machine à pôles saillants.[15] [16]

II.3.3 Mise en équation de la machine synchrone

Les équations de la machine au stator [16]

$$\begin{cases} V_a(t) = -R_a i_a(t) + \frac{d}{dt} \varphi_a(t) \\ V_b(t) = -R_b i_b(t) + \frac{d}{dt} \varphi_b(t) \\ V_c(t) = -R_c i_c(t) + \frac{d}{dt} \varphi_c(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les équations de la machine rotor

$$\begin{cases} V_f(t) = R_f i_f(t) + \frac{d}{dt} \varphi_f(t) \\ V_D(t) = R_D i_D(t) + \frac{d}{dt} \varphi_D(t) \\ V_Q(t) = R_Q i_Q(t) + \frac{d}{dt} \varphi_Q(t) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec R_s est la résistance par phase statorique, $[v_a v_b v_c]^T$ sont les tensions des phases statoriques, $[i_a i_b i_c]^T$ sont les courants des phases statorique et $[\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c]^T$ sont les flux totaux à travers les bobines statorique.

II.3.4 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit

$$\varphi_a(t) = L_a i_a(t) + M_{ab} i_b(t) + M_{ac} i_c(t) + M_{af} i_f(t) + M_{aD} i_D(t) + M_{aQ} i_Q(t) \quad (\text{II.3})$$

Les équations des flux magnétique sous forme la matricielle

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{aD} & M_{bD} & M_{cD} & M_{fD} & L_D & M_{DQ} \\ M_{aQ} & M_{bQ} & M_{cQ} & M_{fQ} & M_{DQ} & L_Q \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les équations des flux

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} \\ M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{af} & M_{bf} & M_{cf} \\ M_{aD} & M_{bD} & M_{cD} \\ M_{aQ} & M_{bQ} & M_{cQ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{fD} & L_D & M_{DQ} \\ M_{fQ} & M_{DQ} & L_Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix}$$

$L_a(\theta), L_b(\theta), L_c(\theta)$ Sont respectivement les inductances propres des phases des statoriques abc ;

$L_f(\theta), L_D(\theta), L_Q(\theta)$ Sont les inductances propres des enroulements rotoriques respectivement de l'inducteur (f) et des amortisseurs (D, Q)

$M_{aQ}(\theta), M_{bQ}(\theta), M_{cQ}(\theta)$ Sont respectivement les inductances mutuelles entre phase statoriques abc et enroulements d'amortisseurs Q d'axe q

$M_{aD}(\theta), M_{bD}(\theta), M_{cD}(\theta)$ Sont respectivement les inductances mutuelles entre phases statoriques abc et l'enroulement d'amortisseurs D d'axe d

$M_{af}(\theta), M_{bf}(\theta), M_{cf}(\theta)$ Sont respectivement les inductances mutuelles entre phases statoriques abc et l'enroulement inducteurs d'indice f

M_{fD}, M_{fQ} Sont respectivement les inductances mutuelles entre l'enroulement inducteurs d'indice f et les enroulements amortisseurs (D, Q) d'axes d et q

M_{DQ}, M_{QD} Sont les inductances mutuelles entre les enroulements d'amortisseurs D et Q

$$\begin{aligned} [\varphi_s] &= [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \\ [\varphi_r] &= [L_{rr}] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

II.3.5 Matrice inductance statorique en fonction de θ :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta) & M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta) \\ M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta) & L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

L_{s0} : valeur moyenne de l'inductance statorique, L_{sv} : composante variable de l'inductance. Elles présentent des paramètres liés à la matrice d'inductance statorique d'une machine synchrone. Dans le cas de la machine a pôle lisse dans ce cas L_{sv} est négligeable.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

Avec L_{s0} induction propre et M_{s0} mutuelle

L'expression de couple entre le stator et le rotor

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{af} \cos(\theta) & M_{aD} \cos(\theta) & M_{aQ} \cos(\theta) \\ M_{bf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{bD} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{bQ} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{cD} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{cQ} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.3.6 Matrice inductance rotorique

L'induction rotorique ne varie pas avec (θ) donc on aura cette matrice [16]

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.4 Equations électriques dans les axes dq

II.4.1 Transformation de PARK

Ce modèle de la machine synchrone dans le repère abc montre que les coefficients de la matrice inductance sont constants, on utilise généralement, une transformation dite PARK, cette transformation permet le passage du système réel triphasé abc à un système biphasé tournant dq, formant le référentiel de PARK, lié au rotor et repéré par l'angle θ par rapport au stator. [17]

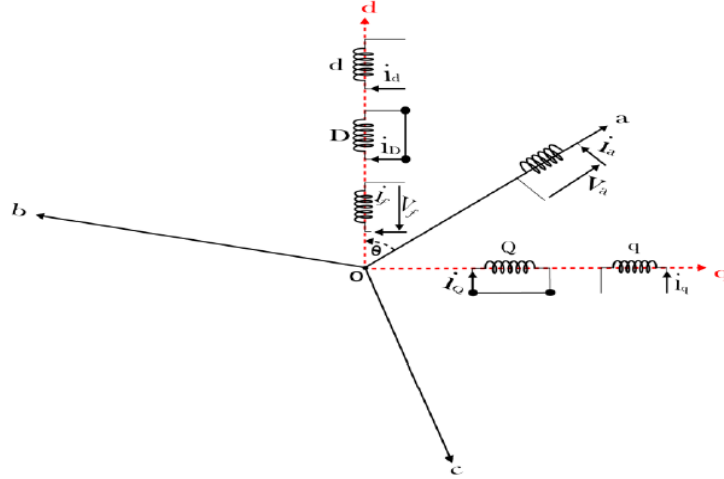


Figure II.3: schéma d'un alternateur triphasé avec amortisseurs dans le repaire biphasé

La matrice de Park permettant de conserver les amplitudes s'écrit :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Sa matrice inverse est :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Appliquant la transformation de Park sur toutes les grandeurs triphasées de la machine, on obtient [16] :

$$\begin{aligned} [i_{dq0}] &= [P(\theta)][i_s] \rightarrow [i_s] = [P^{-1}(\theta)][i_{dq0}] \\ [V_{dq0}] &= [P(\theta)][V_s] \rightarrow [V_s] = [P^{-1}(\theta)][V_{dq0}] \\ [\varphi_{dq0}] &= [P(\theta)][\varphi_s] \rightarrow [\varphi_s] = [P^{-1}(\theta)][\varphi_{dq0}] \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Donc, si on applique la transformé de Park sur le système (II.1), on aura le résultat suivant :

$$\begin{aligned}
[V_{dq0}] &= [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = -R_s [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - [P(\theta)] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \\
[V_{dq0}] &= [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = -R_s [P(\theta)] [P^{-1}(\theta)] [i_{dq0}] - [P(\theta)] \frac{d}{dt} [[P^{-1}(\theta)] [\varphi_{dq0}]] \\
[V_{dq0}] &= -R_s [P(\theta)] [P^{-1}(\theta)] [i_{dq0}] - [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)] [\varphi_{dq0}] - [P(\theta)] [P^{-1}(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}]
\end{aligned} \tag{II.13}$$

Sachant que :

$$P(\theta) \frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} = \frac{d}{dt} \theta \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

$$P(\theta) P(\theta)^{-1} = [I_{3 \times 3}] \tag{II.15}$$

On remplaçant les équations (II,14) et (II.15) dans (II,13), on obtient les équations suivantes

$$[V_{dq0}] = -R_s [I_{3 \times 3}] [i_{dq0}] - [I_{3 \times 3}] \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] - \frac{d}{dt} \theta \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dq0}] \tag{II.16}$$

D'où le modèle des tensions de stator dans le repère (d,q) sont :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d(t) + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = -R_s i_q(t) + \frac{d}{dt} \varphi_q - \omega_r \varphi_d \\ V_0 = -R_s i_0(t) + \frac{d}{dt} \varphi_0 \end{cases} \tag{II.17}$$

Du côté rotor, les tensions sont :

$$\begin{cases} V_f = -R_s i_f(t) + \frac{d}{dt} \varphi_f \\ V_D = -R_s i_D(t) + \frac{d}{dt} \varphi_D \\ V_Q = -R_s i_Q(t) + \frac{d}{dt} \varphi_Q \end{cases} \tag{II.18}$$

Les équations magnétiques dans le repaire tournent dq

$$\begin{aligned}
[\varphi_s] &= [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \\
[\varphi_r] &= [L_{rr}] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \\
[\varphi_{dq0}] &= P(\theta) [L_{ss}] P(\theta)^{-1} + P(\theta) [M_{sr}] P(\theta)^{-1} i_{rDQ}
\end{aligned} \tag{II.19}$$

Les équations magnétiques statorique

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + M_{af} i_f + M_{aD} i_D \\ \varphi_q = L_q i_q + M_{aQ} i_Q \\ \varphi_0 = M_{af} i_f + L_f i_f + M_{aD} i_D \end{cases} \tag{II.20}$$

Les équations magnétiques rotorique

$$\begin{cases} \varphi_d = L_f i_f + M_{af} i_d + M_{fD} i_D \\ 0 = L_D i_D + M_{fD} i_f + M_{aD} i_d \\ 0 = L_Q i_Q + M_{aQ} i_q \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

On remplace les équations magnétiques (II,21) et (II,22) dans les équations électriques (II,1) et (II,2) et on aura les équations suivantes

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q M_{af} i_f - M_{aD} i_D - \omega_r M_{aQ} i_Q \\ V_q = -\omega_r - R_s i_q - L_q \frac{d}{dt} i_q - \omega_r M_{af} i_f - \omega_r M_{aD} i_D - M_{aQ} \frac{d}{dt} i_Q \\ V_f = M_{af} \frac{d}{dt} i_d + R_f i_f - L_f \frac{d}{dt} i_f - M_{fD} \frac{d}{dt} i_D \\ V_D = M_{aD} i_d + M_{af} \frac{d}{dt} i_f + R_D i_D + L_D \frac{d}{dt} i_D \\ V_Q = M_{aQ} i_q + R_Q i_Q + L_Q \frac{d}{dt} i_Q \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Les équations (II. 20) sous forme matriciel

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q & -M_{af} \frac{d}{dt} & -M_{aD} & -\omega_r M_{aQ} \\ -\omega_r L_q & -R_s - L_q \frac{d}{dt} & -\omega_r M_{af} & -\omega_r M_{aD} & -M_{aQ} \frac{d}{dt} \\ M_{af} \frac{d}{dt} & 0 & R_s + L_f \frac{d}{dt} & -M_{fD} \frac{d}{dt} & 0 \\ M_{aD} \frac{d}{dt} & 0 & M_{af} \frac{d}{dt} & R_D + L_D \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & M_{aQ} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & R_Q + L_Q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Décompositions selon des axes de la force magnétique créée par le stator

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a0} + L_{a2} \cos 2\theta & M_{ab0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{ab0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{af} \cos(\theta) & M_{aD} \cos(\theta) & M_{aQ} \sin(\theta) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{a0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{ab0} + L_{a2} \cos 2\theta & M_{af} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{aD} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{aQ} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{ab0} + L_{a2} \cos 2\theta & L_{a0} + L_{a2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{af} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{aD} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{aQ} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \hline M_{af} \cos(\theta) & M_{af} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{af} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ff} & M_{fD} & 0 \\ M_{aD} \cos(\theta) & M_{aQ} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{aD} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{fD} & L_{DD} & 0 \\ M_{aQ} \sin(\theta) & M_{aQ} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{aQ} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Relation entre les flux et les courants (composantes d, q, 0) et des flux triphasés est :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d & \varphi_q & \varphi_0 & \varphi_f & \varphi_D & \varphi_Q \end{bmatrix}^t = [B] \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c & \varphi_f & \varphi_D & \varphi_Q \end{bmatrix}^t$$

$$\begin{bmatrix} i_d & i_q & i_0 & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^t = [B] \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^t$$

Ce qui peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dq0\ 6} \end{bmatrix} = [B] \begin{bmatrix} \varphi_{abc\ 6} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_{dq0\ 6} \end{bmatrix} = [B] \begin{bmatrix} i_{abc\ 6} \end{bmatrix}$$

Tel que la matrice [B] est constituée de la matrice P(θ) complétées par des zéros et 2/3 jusqu' à l'ordre 6 :

$$B = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Sa matrice inverse est

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Appelant L la matrice des inductances et mutuelles d'ordre 6x6 permettant de relier (ϕ_{abc6}) au (I_{abc6}) tel que

$$[\phi_{abc6}] = L \cdot [I_{abc6}] \quad (\text{II.27})$$

$$[\phi_{dq06}] = [B][L] \cdot [I_{abc6}] \quad (\text{II.28})$$

$$[\phi_{dq06}] = [B][L] \cdot [B]^{-1} [I_{dq06}] \quad (\text{II.29})$$

Lorsqu'effectue le produit $[B][L][B]^{-1}$ on trouve

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & M_{af} & M_{aD} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & M_{aQ} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{af} & 0 & 0 & L_{ff} & M_{fD} & 0 \\ \frac{3}{2} M_{aD} & 0 & 0 & M_{fD} & L_{DD} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{aQ} & 0 & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

..

$$\text{Avec} \begin{cases} L_d = L_{a0} - M_{ab0} + \frac{3}{2} L_{a2} \\ L_q = L_{a0} - M_{ab0} - \frac{3}{2} L_{a2} \\ L_0 = L_{a0} + M_{ab0} \end{cases}$$

Le système décompose en trois systèmes indépendants

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{af} & M_{aD} \\ \frac{3}{2}M_{af} & L_{ff} & M_{fD} \\ \frac{3}{2}M_{aD} & M_{fD} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$\varphi_0 = L_0 i_0 \quad (\text{II.32})$$

II.5 Puissance et couple

La puissance électrique [16]

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (\text{II.33})$$

Remplaçant les valeurs abc par dq0 en utilisant la transformation de Park

$$P_e = \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d}{dt} \varphi_d + i_q \frac{d}{dt} \varphi_q + 2i_0 \frac{d}{dt} \varphi_0 \right) + \frac{3}{2} (\varphi_d i_d - \varphi_q i_q) \omega_r - \frac{3}{2} R_a (i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2) \quad (\text{II.34})$$

Couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{II.35})$$

II.6 Cas possibles de générateur synchrone

Jusqu'au là on a fait la modélisation d'une machine synchrone en générale, et on va la simplifier jusqu'à ce qu'on obtienne le cas qui nous intéresse, la machine synchrone à aimant permanent à pôles laisses. [16]

II.6.1 Générateur synchrone rotor bobine à pole saillant + amortisseur

C'est lesquels qu'on a déjà modélisé

La matrice des inductances (II, 24)

$$\begin{cases} V_D = 0 \\ V_Q = 0 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

II.6.2 Générateur synchrone rotor bobine à pole laisse + amortisseur

$$L_d = L_q = L_s \quad (\text{II.37})$$

$$\begin{cases} V_D = 0 \\ V_Q = 0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Le modèle en courant généralisé de la génératrice GSAP

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L_s \frac{d}{dt} & -\omega_r L_s & -M_{af} \frac{d}{dt} & -M_{aD} & -\omega_r M_{aQ} \\ -\omega_r L_s & -R_s - L_s \frac{d}{dt} & -\omega_r M_{af} & -\omega_r M_{aD} & -M_{aQ} \frac{d}{dt} \\ M_{af} \frac{d}{dt} & 0 & R_s + L_f \frac{d}{dt} & -M_{fD} \frac{d}{dt} & 0 \\ M_{aD} \frac{d}{dt} & 0 & M_{af} \frac{d}{dt} & R_D + L_D \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & M_{aQ} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & R_Q + L_Q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_r L_s & 0 & -M_{aD} & -\omega_r M_{aQ} \\ -\omega_r L_s & -R_s & -\omega_r M_{af} & -\omega_r M_{aD} & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{af} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & M_{aQ} \\ 0 & 0 & -L_f & M_{fD} & 0 \\ -M_{aD} & 0 & M_{af} & -L_D & 0 \\ 0 & -M_{aQ} & 0 & 0 & -L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.6.3 Générateur synchrone rotor bobine à pôle saillant sans amortisseur

Dans ce cas, les amortisseurs n'existent plus dans le modèle précédent ; alors la matrice des inductances devient une matrice 4×4

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q & -M_{af} \frac{d}{dt} \\ -\omega_r L_q & -R_s - L_q \frac{d}{dt} & -\omega_r M_{af} \\ M_{af} \frac{d}{dt} & 0 & R_s + L_f \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

II.6.4 Générateur synchrone rotor bobine à pôle lisse sans amortisseur

Dans ce cas, dans la matrice des inductances 4×4 , on doit introduire $L_d = L_q = L_s$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L_s \frac{d}{dt} & -\omega_r L_s & -M_{af} \frac{d}{dt} \\ -\omega_r L_s & -R_s - L_s \frac{d}{dt} & -\omega_r M_{af} \\ M_{af} \frac{d}{dt} & 0 & R_s + L_f \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

II.6.5 Générateur synchrone à aimant permanent à pôle saillant sans amortisseurs

Dans ce cas, le flux est constant alors $\psi_f = \text{Constante}$ et le modèle devient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ -\omega_r L_q & -R_s - L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.6.6 Générateur synchrone à aimants permanents à pôles lisses

La machine à pôles lisse implique que :

$$L_d = L_q = L \quad (\text{II.44})$$

En absence des barres d'amortissements, les paramètres d'indices D et Q doivent disparaître du modèle. De plus les pôles sont à aimants permanents, alors $\psi_f = \text{Constante}$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - L \frac{d}{dt} & -\omega_r L \\ -\omega_r L & -R_s - L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

II.7 Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents à pôles lisses GSAP

II.7.1 Équations électriques de la GSAP.

La génératrice synchrone à aimant permanent est constituée d'un stator avec des enroulements connectés en étoile (neutre isolé) ; cela signifie que la somme instantanée des courants statoriques

est nulle, tandis que la création de l'excitation rotorique est assurée par l'aimant permanent. Les équations électriques dans le plan (a, b, c) peuvent s'écrire comme suit : [18]

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Avec : $[V_{abc}]$ le vecteur des tensions statoriques, $[i_{abc}]$ le vecteur des courants statoriques, $[\varphi_{abc}]$ le vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques et R_s la résistance d'une phase statorique.

II.7.2 Équations électriques de la GSAP dans le repère de Park.

Afin de simplifier le modèle mathématique de la GSAP, la transformation du Park est utilisée cette dernière est un outil mathématique qui nous permet de transformer les trois axes de la machine dans le repère abc en deux axes orthogonaux dq, c'est à dire la transformation des trois bobines statoriques diphasées de $2\pi/3$, en deux bobines diphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor [18]

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L \frac{d}{dt} i_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = -R_s i_q - L \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

V_{dq} , i_{dq} : les composantes directes et en quadrature de la tension et de courant

φ_{dq} : les composantes directes et en quadrature du flux

L_d et L_q sont les inductances directes et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de θ .

φ_f : le flux des aimants permanents.

Equation magnétique

$$\begin{cases} \varphi_d = L i_d + \psi_f \\ \varphi_q = L i_q \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

$\psi_f \Rightarrow$ Flux de l'aimant permanents

L'équation de mouvement

$$\frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - c_r - f \Omega_r) \quad (\text{II.49})$$

Tel que

C_m : le couple moteur appliqué à la génératrice ; C_{em} : le couple électromagnétique ; f : le coefficient de frottement ; Ω : la vitesse rotorique ; J : le moment d'inertie total de la machine.

Couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{II.50})$$

On pose $\varphi_q i_d = 0$ et on aura

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \quad (\text{II.51})$$

II.7.3 Modèle d'état de la GSAP.

Pour pouvoir commander la GSAP nous devons mettre son modèle sous forme d'état qui ce présente sous cette forme :

$$\begin{cases} \left[\frac{dx}{dt} \right] = A[X] + B[U] \\ y = C[X] + D[X] \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Les matrices de système peuvent être définies comme suite

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & p\omega_r \\ -p\omega_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[U] vecteur d'entrée (m -dimensionnel), représente les signaux extérieurs ou commandes., [X] vecteur d'état (n -dimensionnel), représente les variables internes du système, [A] matrice d'état ($n \times n$), décrit la dynamique interne du système., [B] matrice d'entrée ($n \times m$), décrit comment les entrées affectent les états, [y] vecteur de sortie (p -dimensionnel), représente les grandeurs mesurées ou observées ; [C] matrice de sortie ($p \times n$), relie les états aux sorties et [D] matrice de transfert direct ($p \times m$), relie directement les entrées aux sorties

Le modèle d'état de la GSAP sera défini comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & p\omega_r \\ -p\omega_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{bmatrix} \end{cases}$$

II.7.4 La simulation de la GSAP à vide :

La simulation est réalisée en boucle ouverte avec des paramètres cités au tableau ci-après. La GSAP est simulée à vide, ce qui veut dire que la GSAP est entraînée à une vitesse de synchronisme avec un couple mécanique nominal appliqués à l'instant 1s et le stator est en circuit ouvert. Après simulation pas de calcul « 1.E-4 », méthode de résolution de « Runge-Kutta d'ordre 4 »

Tableau II.1 : La plaque signalétique et le paramètre de la GSAP

Paramètres internes	
Résistance statorique (Rs)	1.4 Ω
L'inductance sur l'axe direct (Ld)	0.0066 H
L'inductance sur l'axe quadrature (Lq)	0.0066 H
L'inertie de la machine (J)	0.000176 Kg.m ²
Frottement (F)	0.0070576 Nm / rd. s
Résistance de charge (Rch)	103 Ω
L'inductance de charge (Lch)	0.002 H
Plaque signalétique	
La puissance de la machine	1.5 KW
Couple nominale de la machine (Crn)	15 Nm
Nombre de pair de pôle	3
Courant nominale Is	4.5A
Fréquence nominale	50HZ
Flux magnétique de l'aimant permanent	1.014 Wb

Le résultat des tensions aux bornes de la GSAP à vide est montré à la figure II.3. Sur cette figure, on constate qu'au régime permanent, les tensions sont de forme sinusoïdale ayant une fréquence de 50Hz et une valeur maximale proche de 600V. l'amplitude des tensions sont plus élevées que la valeur nominale car la génératrice est en circuit ouvert.

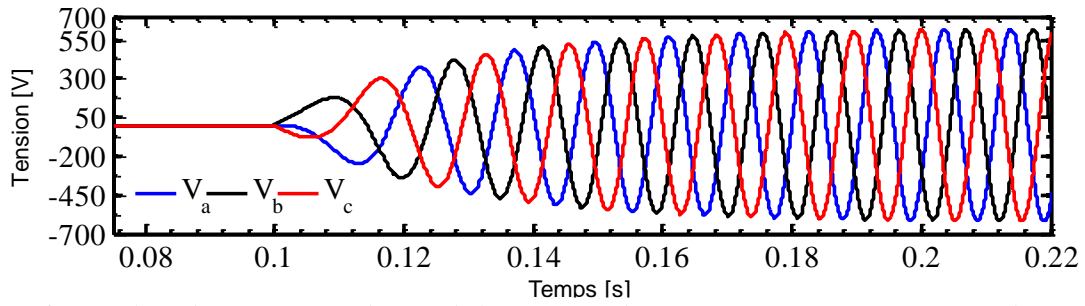


Figure II.3 : Résultats des tensions aux bornes de la GSAP à vide entraînée avec une vitesse et couple nominaux.

II.7.5 La simulation de la GSAP en charge :

Dans ce cas, la génératrice alimente une charge électrique (R_{ch} , L_{ch}) dont leurs valeurs sont indiquées au tableau II.1. Par conséquent, le circuit du stator qui était ouvert dans le test précédent, il devient fermé à travers le circuit de la charge (R_{ch} , L_{ch}). Dans cette situation, on trouve deux cas possibles pour déterminer les tension V_d et V_q qui sont donnée par (II, 46) et (II.52).

$$\begin{cases} V_d = R_{ch}i_d + L_{ch} \frac{d}{dt} i_d - \omega L_{ch} i_q \\ V_q = R_{ch}i_q + L_{ch} \frac{d}{dt} i_q + \omega L_{ch} i_d \end{cases} \quad (II.53)$$

Pour déterminer les expressions du modèle de la GSAP alimentant une charge, on fait égalité entre (II, 46) et (II.52) et on obtient :

$$\begin{cases} R_{ch}i_d + L_{ch} \frac{d}{dt} i_d - \omega L_{ch} i_q = -R_s i_d - L \frac{d}{dt} i_d + \omega_r L_q i_q \\ R_{ch}i_q + L_{ch} \frac{d}{dt} i_q + \omega L_{ch} i_d = -R_s i_q - L \frac{d}{dt} i_q - \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases}$$

D'où le modèle d'état de la GSAP devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_{ch}}{L_d + L_{ch}} & \omega_r \frac{L_q + L_{ch}}{L_d + L_{ch}} \\ -\omega_r \frac{L_q + L_{ch}}{L_d + L_{ch}} & -\frac{R_s + R_{ch}}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \psi_f}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix}$$

Dans cette simulation, on a gardé le couple constant à sa valeur nominale et la vitesse est celle du synchronisme. A l'instant $t=1s$, on a appliqué une variation de la résistance en échelon de 103Ω à 206Ω . Les résultats obtenus de la simulation sont illustrés à la figure (II.4) :

II.7.6 Interprétation des résultats

Initialement, le test a été effectué en boucle ouverte avec des paramètres définis dans le tableau (II.1) et un couple mécanique constant. À $t=1s$, une variation en échelon de la charge, de 103Ω à 206Ω , a été appliquée. Les résultats révèlent une diminution de l'amplitude du courant et un doublement de sa fréquence, tandis que la tension montre une augmentation simultanée de son amplitude et de sa fréquence.

Cette modification entraîne une baisse du couple électromagnétique résistant, ce qui accélère la vitesse de rotation. En conséquence, la fréquence et l'amplitude des tensions augmentent également. Étant donné que le couple électromagnétique est directement lié au courant, sa diminution provoque une hausse de la vitesse, inversement proportionnelle au couple, entraînant une variation proportionnelle de la fréquence et de l'amplitude de la tension.

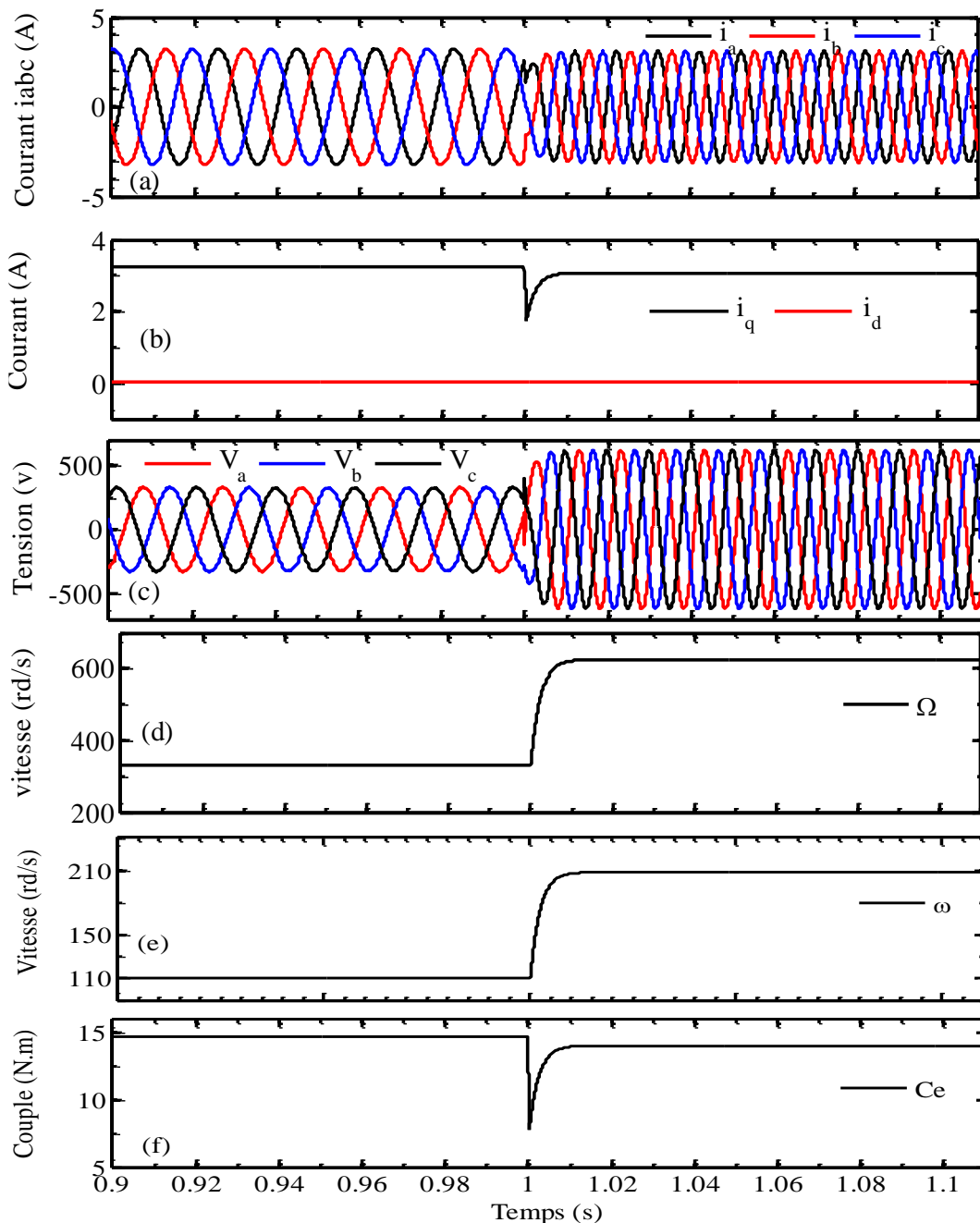


Figure II.4 : les résultats du simulations de la GSAP en charge, (a) : les courants i_{abc} , (b) : les courants i_{dq} , (c) : la tension v_{abc} , (d) : la vitesse électrique de la GSAP, (e) : la vitesse mécanique de la GSAP.

Cependant, un tel mode de fonctionnement en boucle ouverte ne garantit pas la stabilité nécessaire pour une connexion fiable aux réseaux connectés ou isolés. Les variations de charge imposent des exigences strictes en matière de maintien de la tension et de la fréquence, ce qui justifie l'étude d'un système de contrôle pour cette génératrice, abordée dans la partie suivante.

II.8 Commande de la GSAP

Les variations de charge imposent des exigences strictes en matière de maintien de la tension et de la fréquence, ce qui justifie l'étude d'un système de contrôle pour cette génératrice, abordée dans la partie suivante.

II.9 Principe de la commande vectorielle

Le **principe de la commande vectorielle** (ou commande par orientation de champ) est une méthode de contrôle des machines électriques, notamment les machines à courant alternatif (AC), comme les machines asynchrones ou synchrones. Elle permet de contrôler efficacement le couple

et le flux magnétique de la machine en les décomposant dans un repère fixe ou tournant, souvent un repère synchronisé avec le champ magnétique rotorique.

II.10 Structure de la commande vectorielle

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leurs comportements dynamiques. Dans le cas, des machines synchrones à aimants permanents, ceci se fait de la manière suivante :

A partir de l'équation du couple (II.50): [19][20]

$$C_e = \frac{3}{2} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{II.54})$$

En posant $K = \frac{3}{2} P \psi_f$, l'équation (II.51) devient :

$$C_{em} = K i_q \quad (\text{II.55})$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante I_q et il est maximal lorsqu'on impose $i_{dref} = 0$

$$\text{Poser une référence } i_{qref} = \frac{2}{3P} \frac{C_{emref}}{\psi_f}$$

II.11 Synthèse des lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté le principe de la commande vectorielle permettant de ramener la commande de la machine synchrone à aimants permanents à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, on va présenter dans ce qui suit, le principe de la commande des différentes grandeurs de la machine.

II.12 Choix de l'algorithme de commande

Le couplage qui existe entre les deux équations (II.53) rend difficile à priori la commande d'un tel processus. Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation classique qui consiste à introduire préalablement un découplage afin de créer un ensemble de deux systèmes mono variables. Pour cela, les équations du système sont réécrites sous la forme suivante : [19][20]

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L i_q \\ V_q = -R_s i_q - L \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Calcul de fonction de transfert V_q :

$$V_q(S) = -(R_s + LS) i_q(S) + \omega_r L i_d + \omega_r \psi_f \quad (\text{II.57})$$

$$V_q(S) - \omega_r L i_d + \omega_r \psi_f = -(R_s + LS) i_q(S) \quad (\text{II.58})$$

$$\text{FTBO : } G(S) = \frac{-\frac{1}{R_s}}{\frac{L}{R_s} S + 1} \quad (\text{II.59})$$

Le schéma de la FTBO

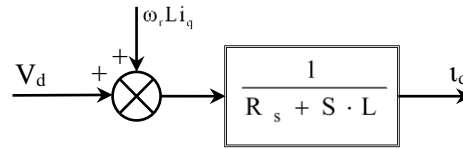


Figure II.5 : Fonction de transfert de la tension V_d .

Calcul de fonction de transfert V_d

$$V_d(t) = -R_s i_d - L \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L i_q \quad (\text{II.60})$$

$$V_d(s) = -R_s i_d - L S i_d - \omega_r L i_q \quad (\text{II.61})$$

$$V_d(s) = -(R_s + L S) i_d(s) - \omega_r L i_q(s) \quad (\text{II.62})$$

La FTBO :

$$\frac{V_d + \omega_r L i_q(s)}{i_d(s)} = \frac{-1}{R_s + L S} \quad (\text{II.63})$$

$$\frac{V_d + \omega_r L i_q(s)}{i_d(s)} = \frac{-1}{R_s} \frac{1}{\frac{L}{R_s} S + 1} \quad (\text{II.64})$$

Le schéma de la FTBO

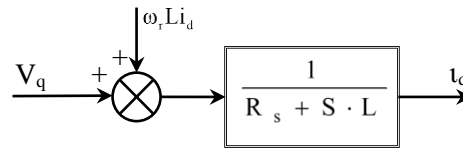


Figure II.6 : Fonction de transfert de la tension V_d .

La fonction de transfert de la vitesse

L'équation de mouvement

$$\frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - c_r - f \Omega_r) \quad (\text{II.65})$$

$$S \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - c_r) - \frac{f}{J} \Omega_r \quad (\text{II.66})$$

$$(S + \frac{f}{J}) \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - c_r)$$

La FTBO

$$\frac{\Omega_r}{C_{em} - c_r} = \frac{1/f}{(J/f)S + 1} \quad (\text{II.67})$$

La fonction de transfert de premier ordre de gain statique $1/f$ non nulles et d'une constante de temps ($\tau = J/f$)

Le schéma de la FTBO

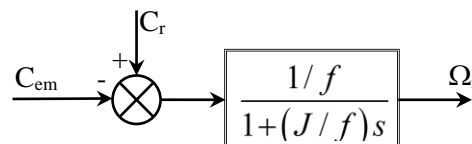


Figure II.7 : Fonction de transfert du modèle mécanique.

II.12.1 La puissance active et réactive

$$\begin{cases} P = V_d i_d + V_q i_q \\ Q = V_q i_d + V_d i_q \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_f i_q] \quad (\text{II.69})$$

Le schéma de la fonction de transfert de système

$$\begin{cases} V_{d1} = V_d + \omega_r(s) Li_q(s) \\ V_{q1} = V_q - \omega_r(s) Li_d(s) - \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Donc on aura

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - \omega_r(s) Li_q(s) \\ V_q = V_{q1} + \omega_r(s) Li_d(s) + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

II.12.2 La régulation en cascade

La structure de régulation en cascade permet de régler séparément chaque grandeur utile du système, ce qui permet également de la limiter. De plus, le fait d'avoir une boucle externe et une boucle interne imbriquée permet de réduire un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre plus faible, ce qui facilite la synthèse des correcteurs. Le régulateur qu'on utilisera est du type proportionnel intégral (PI).

II.12.3 Dimensionnement des régulateurs PI

Pour atteindre les objectifs recherchés ; à savoir stabilité et précision avec un régulateur PI, dont la structure est imposée, plusieurs méthodes de synthèse sont possibles suivant l'information disponible sur le procédé. Parmi ces méthodes, on peut citer ; la méthode de compensation de pôles et la méthode de placement de pôles [21][22]

II.12.4 Méthode de compensation de pôles

La méthode de compensation de pôles consiste à évaluer le zéro du régulateur avec un pôle de la fonction de transfert du système à réguler. Cela permet d'avoir une première équation.

On fixe ensuite les dynamiques de poursuite (constante de temps en boucle fermée) ce qui donne une deuxième équation. Ainsi le système des deux équations permet de calculer les deux coefficients de régulateur PI

II.12.5 Dimensionnement du régulateur de courant I_d par la méthode de compensation de pôles

Selon l'axe d, le modèle de la machine est.

$$\frac{i_d}{V_d} = \frac{\frac{-1}{R_s}}{\frac{L}{R_s}S + 1} = \frac{G_0}{1 + T.S} \quad (\text{II.72})$$

Avec :

$$G_0 = \frac{-1}{R_s} \quad T = \frac{L}{R_s}$$

En ajoutant un régulateur du type PI de fonction de transfert

$$G(s) = \frac{K_{i_d}}{S} \left(\frac{K_{p_d}}{K_{i_d}} S + 1 \right) \quad (\text{II.73})$$

Avec

K_{i_d} : Gain intégrale du régulateur.

K_{p_d} : Gain proportionnel du régulateur.

$$FTBO = \frac{K_p}{S} \left(\frac{-1}{R_s} \right) \quad (\text{II.74})$$

On utilise la méthode de compensation de pôles

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{T} = \frac{R_s}{L} \quad \rightarrow \quad K_i = \frac{R_s}{L} K_p$$

La fonction de transfert en boucle fermée

$$FTBF = \frac{\frac{K_p}{S} \left(\frac{-1}{R_s} \right)}{1 + \frac{K_p}{S} \left(\frac{-1}{R_s} \right)} = \frac{1}{\frac{-R_s}{K_p} S + 1} \quad (\text{II.75})$$

$$\text{Avec } T_{bf} = \frac{T}{x}$$

$$K_{p_d} = \frac{-R_s \cdot x}{L} \quad \text{pour } x=1 \quad K_{p_d} = \frac{-R_s}{L} \quad (\text{II.76})$$

$$K_{i_d} = \frac{R_s}{L} K_{p_d} \quad (\text{II.77})$$

Schéma de la FTBF

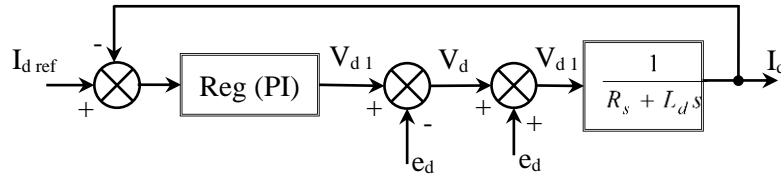


Figure II.8 : Fonction de transfert en boucle ferme de la régulation de courant I_d .

II.12.6 Dimensionnement du régulateur de courant I_q par la méthode de compensation de pôles

Selon l'axe q, le modèle de la machine est. [21]

$$\frac{i_q}{V_q} = \frac{\frac{-1}{R_s}}{\frac{L}{R_s} S + 1} = \frac{G_0}{1 + T \cdot S} \quad (\text{II.78})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} G_0 = \frac{-1}{R_s} \\ T = \frac{L}{R_s} \end{cases}$$

En ajoutant un régulateur du type PI de fonction de transfert

$$G(s) = \frac{K_{i_q}}{S} \left(\frac{K_{p_q}}{K_{i_q}} S + 1 \right) \quad (\text{II.79})$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p}{S} \left(\frac{1}{f} \right)}{1 + \frac{K_p}{S} \left(\frac{1}{f} \right)} = \frac{1}{\frac{f}{K_p} S + 1} \quad (II.87)$$

Avec $T_{bf} = \frac{T}{x_1}$

$$K_{p\omega} = \frac{f \cdot x_1}{J} \quad \text{pour } x_1 = 1 \quad K_{p\omega} = \frac{f}{J} \quad (II.88)$$

$$K_{i\omega} = \frac{f}{J} K_{p\omega} \quad (II.89)$$

II.13 Simulation en boucle fermée

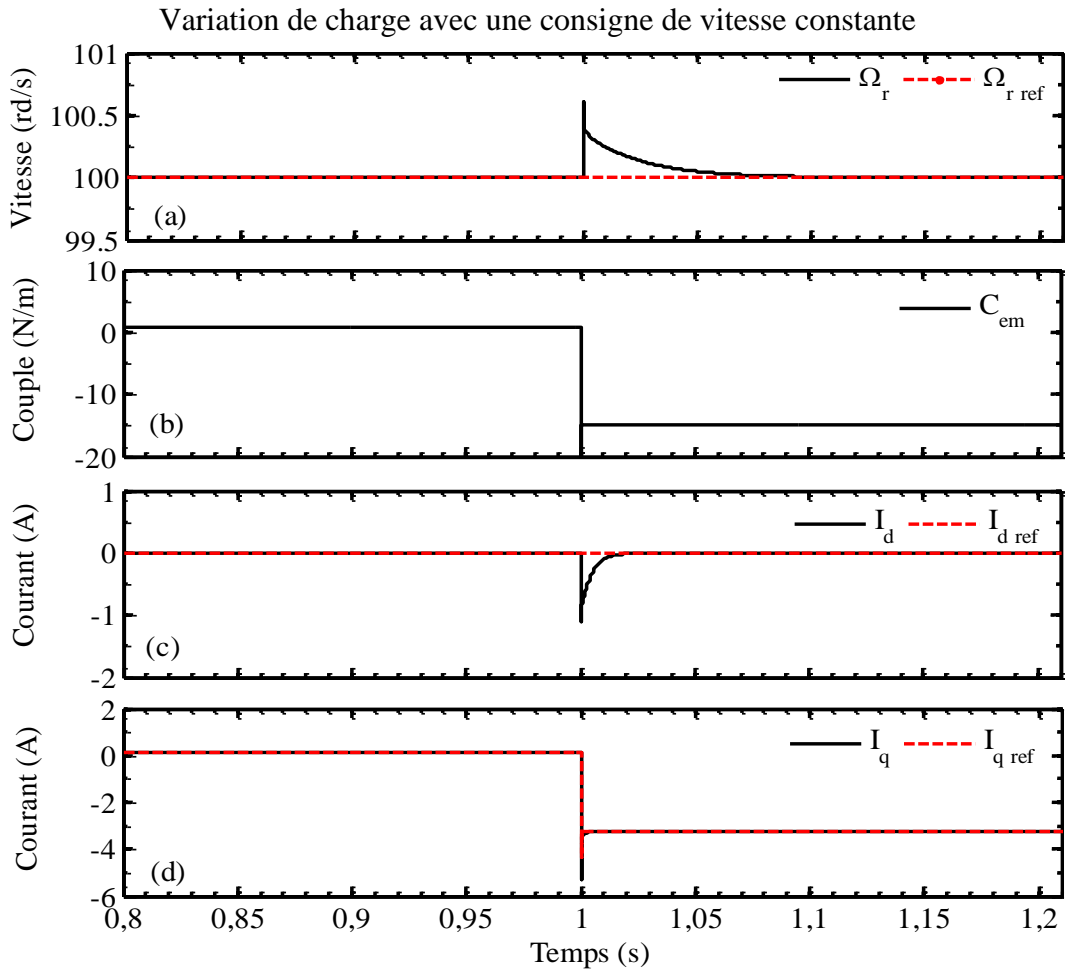
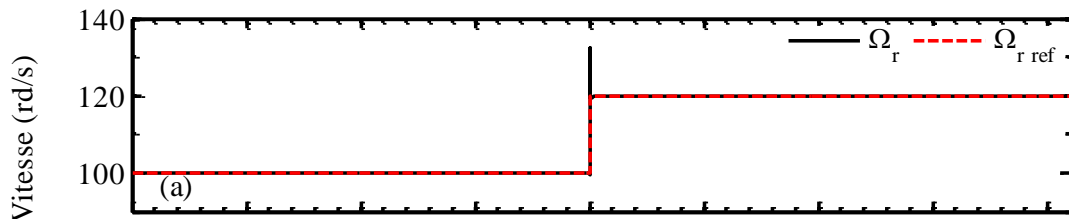


Figure II.10 : Variation de charge avec une consigne de vitesse constante (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : couple moteur, (c) : courant i_d et sa référence, (d) : courant i_q et sa référence.

Profile de vitesse à charge constante

Avec échelon de vitesse



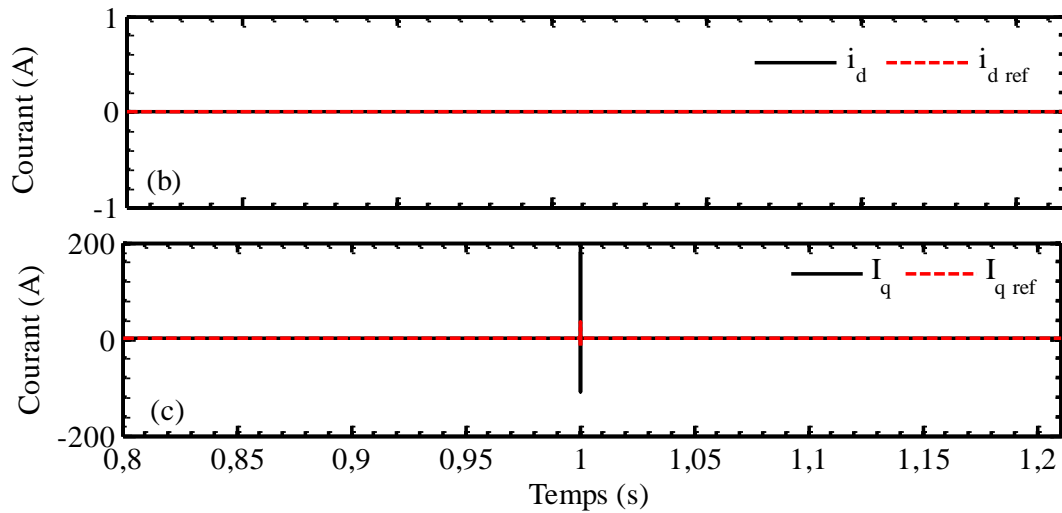


Figure II.11 : Variation de la vitesse avec un échelon et une charge constante (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : courant i_d et sa référence, (c) : courant i_q et sa référence.

On augmente la vitesse progressivement

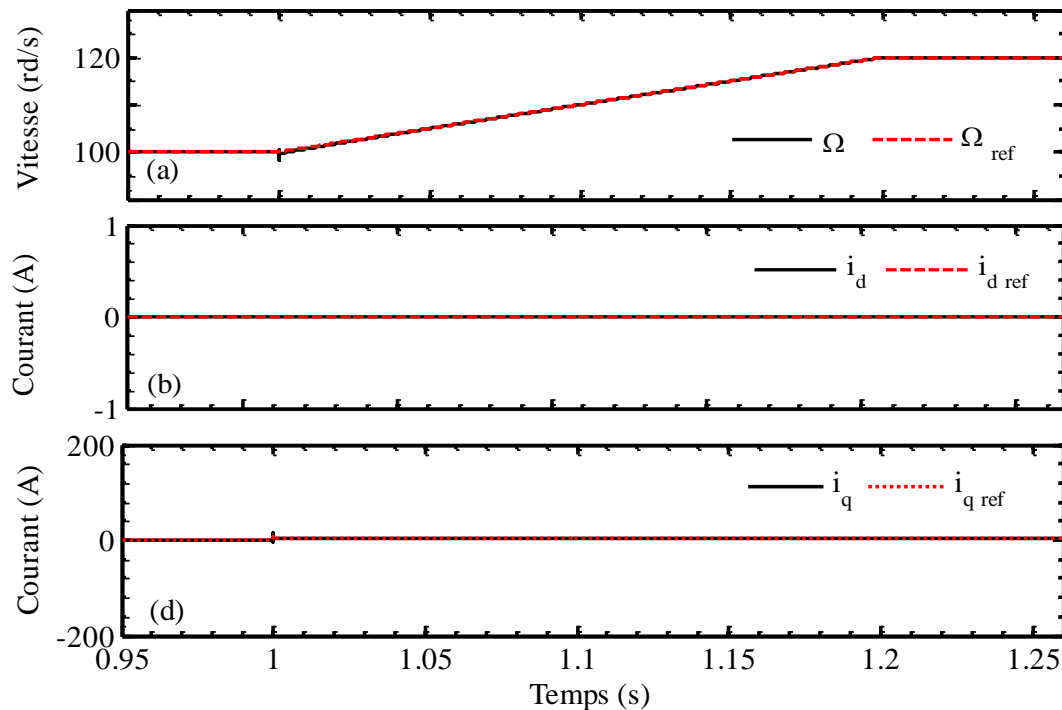


Figure II.12 : Variation de la vitesse avec une vitesse augmentatif et une charge constante (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : courant i_d et sa référence, (c) : courant i_q et sa référence.

II.14 Interprétation des résultats

Le test est réalisé en boucle fermée avec des paramètres nominale. Dans cette simulation on a fait trois testes : variation de charge avec une consigne de vitesse constante, variation de la vitesse avec un échelon et une charge constante et variation de la vitesse avec une vitesse augmentatif et une charge constante.

-Dans le premier teste on a gardé les mêmes paramètres précédant :

Le courant suit la référence qu'on lui a imposé. Où nous avant réduits la charge a la moitié, par conséquent nous avant causer une chute de courant et le couple électromagnétique suit toujours le courant le fait qu'il son proportionnelle (le couple est l'image de courant) et on a observé un pic de vitesse qui est causé par la variation de charge.

-Dans le deuxième teste, on a testé une variation de la vitesse avec un échelon et une charge constante. Le courant suit la référence qu'on lui a imposé, mais on a observé un grand pic de courant anormal qui est causé par la variation de la vitesse en échelon.

-Dans le troisième teste, on a testé une variation de la vitesse avec une charge constante, où la vitesse augmente progressivement, et les résultats obtenus sont : le courant suit la référence qu'on lui a imposé et on a observé une réduction de pic de courant par rapport au deuxième teste cela revient à l'augmentation progressive de la vitesse.

II.15 Modélisation du convertisseur coté génératrice MLI dans le repère abc

La figure (II,12), montre le principe du redresseur de tension triphasée alimentant le bus continu. Ce bus est entièrement géré par le redresseur, la valeur de la capacité de filtrage doit être suffisante afin d'avoir une tension stable et fixe quel que soit le fonctionnement de la génératrice synchrone. [21][22][23]

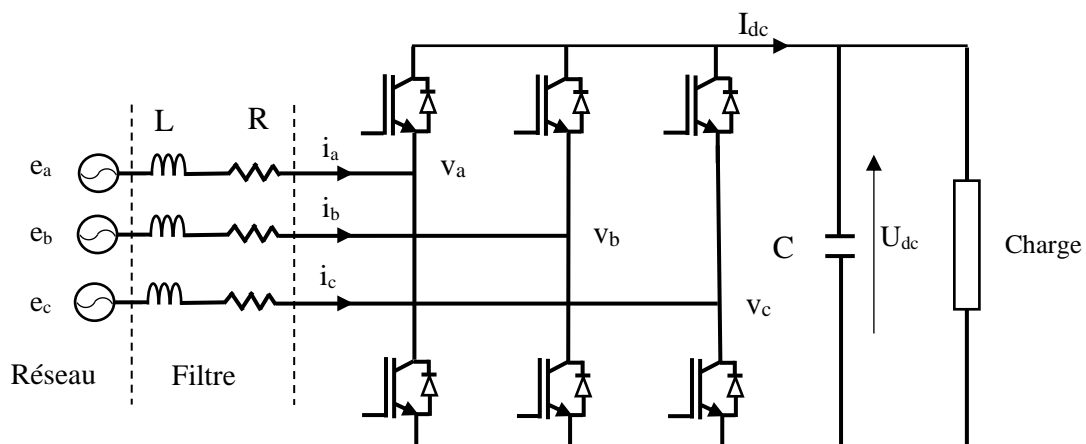


Figure II,13 : Structure du redresseur triphasé.

Dans cette étude, on considère que le convertisseur montré sur la Figure (01) où L_s représentent les inductances de fuite du transformateur. R_s les pertes de conduction du transformateur et de l'onduleur, C le condensateur du bus continu et. R les pertes par commutation de l'onduleur ainsi que les pertes dues au condensateur.

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation U_k pour l'interrupteur k.

L'interrupteur k fermé implique $U_k=1$ inversement $U_k=-1$ L correspond à l'interrupteur k ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

Pour déduire le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le côté alternatif et le côté continu. [21][22][23]

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

$$\begin{cases} v_{sa} = V_m \cos(\omega t) \\ v_{sb} = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.90})$$

Où v_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

L'hypothèse d'un système équilibré implique

$$\sum_{k=1}^3 v_{s_k} = 0 \quad (\text{II.91})$$

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

$$\begin{cases} -v_{s_a} + L_s \frac{di_{s_a}}{dt} + R_s i_{s_a} + e_a = 0 \\ -v_{s_b} + L_s \frac{di_{s_b}}{dt} + R_s i_{s_b} + e_b = 0 \\ -v_{s_c} + L_s \frac{di_{s_c}}{dt} + R_s i_{s_c} + e_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.92})$$

De manière condensée, on utilisera la représentation matricielle suivante :

$$L_s \frac{di_{s_a}}{dt} = v_s - R_s i_s - e \quad (\text{II.93})$$

$$\text{Où : } \begin{cases} i_s = [i_{s_a} \ i_{s_b} \ i_{s_c}]^T \\ v_s = [v_{s_a} \ v_{s_b} \ v_{s_c}]^T \\ e = [e_a \ e_b \ e_c]^T \end{cases}$$

Également, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} E_{ab} = e_a - e_b \\ E_{bc} = e_b - e_c \\ E_{ca} = e_c - e_a \end{cases} \quad (\text{II.94})$$

On notera également que $E = [E_{ab} \ E_{bc} \ E_{ca}]^T$

On établira ensuite la liaison entre le côté alternatif et le côté continu au travers des interrupteurs. Ces interrupteurs étant complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$u_k = \begin{cases} +1, \bar{u}_k = -1 \\ -1, \bar{u}_k = +1 \end{cases} \quad \text{pour } K = 1, 2, 3 \quad (\text{II.95})$$

On cherchera donc une expression reliant la tension v_0 à la tension e qui fonction de la position des interrupteurs.

À partir de l'équation (II, 91), on peut établir les relations suivantes entre tensions composées E. Par exemple, pour la première équation de (II, 91) on a :

$$\begin{cases} E_{ab} = v_0 \\ E_{bc} = -v_0 \end{cases} \quad \text{si} \quad \begin{cases} u_1 = +1 \\ u_1 = -1 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} u_2 = -1 \\ u_2 = +1 \end{cases} \quad (\text{II.96})$$

On note que l'équation (II, 95) peut être mise sous la forme compacte suivante :

$$E_{ab} = \frac{1}{2} v_0 (u_1 - u_2) \quad (\text{II.97})$$

En suivant la même démarche, le reste des tensions composant le vecteur. E peut être mis sous une forme matricielle compacte :

$$E_{ab} = \frac{1}{2} v_0 M' u \quad (\text{II.98})$$

Ou $u = [u_a u_b u_c]^T$ et M' est donné par

$$M = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.99})$$

D'une façon similaire, l'équation (II, 91) peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$E = Me \quad (\text{II.100})$$

On peut vérifier aisément que l'obtention d'une expression de 'e' en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité à zéro implique $e_1 + e_2 + e_3 = 0$ En ajoutant cette équation à (II, 97), on obtient le système suivant :

$$E = M_1 e \quad (\text{II.101})$$

Avec M_1 est donnée par :

$$M_1 = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.102})$$

Ainsi, la solution des équations (II, 97) et (II, 98) pour le vecteur de tensions e, nous donne l'expression recherchée :

$$e = \frac{1}{2} v_0 M_1^{-1} u M u \quad (\text{II.103})$$

$$e = \frac{1}{6} v_0 K u \quad (\text{II.104})$$

On déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu :

$$L_s \frac{di_{s_1}}{dt} = -R_s i_{s_1} - \frac{1}{6} v_0 K u + v_s \quad (\text{II.105})$$

Le modèle complet s'obtient alors par le rajout de la dynamique côté continu

$$C \frac{dv_0}{dt} = i_0 - \frac{1}{R} \quad (\text{II.106})$$

Sachant que le courant côté continu i_0 injecté, s'exprime par :

$$i_0 = \frac{1}{2} u^T i_s \quad (\text{II.107})$$

L'équation (II, 104) devient alors :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_s - \frac{v_0}{R} \quad (\text{II.108})$$

On aboutit enfin a un système présentant le modèle dynamique de redresseur dans le repère abc

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - e + v_s \\ C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_s - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} e = \frac{1}{6} v_0 K u \\ i_{s_a} + i_{s_b} + i_{s_c} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.109})$$

II.16 Modèle de redresseur dans le repère tournant dq :

Il existe une autre transformation utilisée en électrotechnique appelée transformation de Park. Dans la section précédente on a vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère $\alpha\beta$ est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la transformation de Park est de faire tourner le repère $\alpha\beta$ à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère. [21][22][23]

En prenant la tension v_{s1} comme origine des phases, la transformation de Park est définie comme :

$$P_{dq0}(\theta) = R_0(\theta) C_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.110})$$

Où $\theta = \omega t$, $C_{\alpha\beta 0}$ la transformation de Concordia et $R_0(\theta)$ la matrice de rotation donnée par :

$$R_0(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.111})$$

Finalement, (II, 107) peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.112})$$

De même, on note que cette transformation Park ainsi définie est orthogonale, i.e.

$$P_{dq0}^{-1}(\theta) = P_{dq0}^T(\theta) \quad (\text{II.113})$$

D'une façon similaire, on définit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{dq0} = R_0(\theta) i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.114})$$

Avec $i_{dq0} = [i_d i_q i_{hom}]^T$. de même, le fait d'avoir un système triphasé dont la somme des courants est nulle nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle. Comme dans le cas du repère dq, on utilisera une forme simplifiée de la transformée de Park contenant seulement les 2 premières lignes de (II.109). Par la suite elle sera appelée P(0). Afin d'être concis, on utilisera également une forme réduite de la matrice de rotation formée des 2 premières lignes et 2 premières colonnes de (II.108), elle sera appelée R(0). [21][22][23]

Le nouveau changement de coordonnées est ainsi défini comme :

$$i_{dq} = R(\theta) i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.115})$$

Avec $i_{dq} = [i_d i_q]^T$.

En dérivant (II.108), on trouve l'expression suivante :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R(\theta)L_s \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} - \omega L_s HR(\theta)i_{\alpha\beta} \quad \text{avec} \quad H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.116})$$

En substituant (II.108) dans (II.116) on obtient :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s R(\theta)i_{\alpha\beta} - R(\theta)e_{\alpha\beta} + R(\theta)u_{\alpha\beta} - \omega L_s HR(\theta)i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.117})$$

Finalement, en utilisant la définition de la transformation, on obtient le modèle du système dans ce nouveau repère :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s i_{dq} - \omega L_s H i_{dq} - e_{dq} + u_{dq} \quad (\text{II.118})$$

Avec les nouvelles variables : $e_{dq} = [e_d e_q]^T$.et, $v_{dq} = [v_d v_q]^T$

Le vecteur e_{dq} peut être décomposé comme :

$$e_{dq} = R(\theta)e_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} v_0 u_{dq} \quad (\text{II.119})$$

Avec $u_{dq} = [u_d u_q]^T$

D'autre part, on montre que :

$$v_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.120})$$

Le courant côté continu exprimé en (II.114), peut être représenté dans le repère d et q comme :

$$i_0 = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^{-1}(\theta)i_{dq}) = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} \quad (\text{II.121})$$

Ainsi, l'expression pour la tension continue dans les nouvelles coordonnées devient :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \quad (\text{II.122})$$

On récapitule les équations qui décrivent la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère de coordonnées.

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d - \omega L_s H i_d - e_d + v_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - \omega L_s H i_q - e_q + v_q \\ C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \\ e_{dq} = \frac{1}{2} v_0 u_{dq} \\ v_{dq} = \frac{2}{3} [V_m \ 0]^T \end{cases} \quad (\text{II.123})$$

Les tensions de commandes de la génératrice débitées par le convertisseur dans le repaire abc sont :

$$\begin{cases} V_a = \left(\frac{U_{dc}}{3} \right) (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_b = \left(\frac{U_{dc}}{3} \right) (2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_c = \left(\frac{U_{dc}}{3} \right) (2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \quad (\text{II.124})$$

Tel que :

$V_a V_b V_c$ c'est les tensions de la génératrice dans le repaire abc

$C_a C_b C_c$ c'est les signaux de commutation des interrupteurs

$$C_i = \frac{r_i + 1}{2} \quad (\text{II.125})$$

$r_1 r_2 r_3$ c'est des rapport de réglage

$$r_i = \frac{2V_i}{U_{dc}} \quad (\text{II.126})$$

Pour revenir au repaire d et q il ne faut la transforme inverse de park

II.17 Simulation de convertisseur cote machine

Pour la simulation on a pris le schéma de la GSAP avec régulation en cascade et on ajouter le convertisseur MLI AC/DC

Dans le convertisseur on a pris la tension U_{dc} comme une constante d'une valeur ($U_{dc}=680*2$)

Et pour la simulation on a deux modèles à simuler le modèle moyenne et le modèle topologique

Pour le modèle moyenne on a choisi les paramètres suivants :

_La méthode de (Runge-Kutta d'ordre 4)

_Le pas de calcul qui égale ($1e^{-5}$) pour le modèle moyenne et ($1e^{-6}$) pour le modèle topologique

_Le temps de simulation et 2s et a l'instant 1s on augmenter le couple de la machine

Les résultats de la simulation de modèle moyenne :

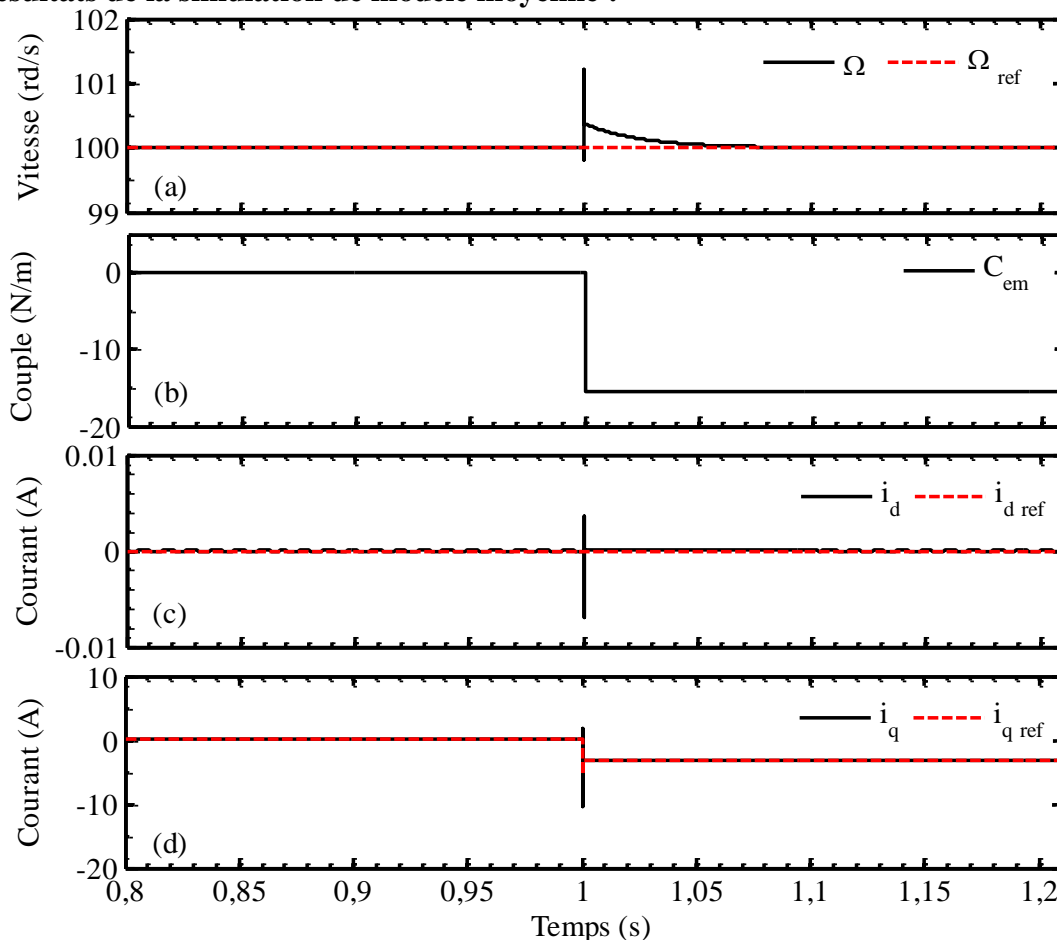


Figure II.14 : Variation de charge avec une consigne de vitesse constante et leurs régulations (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : couple moteur, (c) : courant i_d et sa référence, (d) : courant i_q et sa référence.

Les résultats de la simulation de modèle topologique :

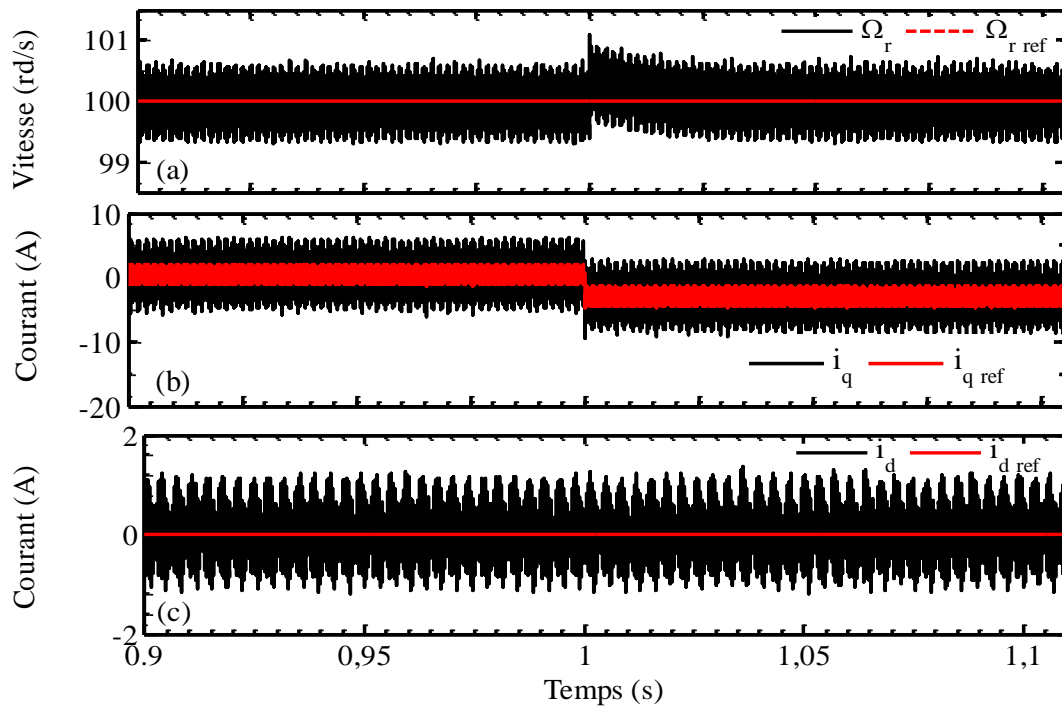


Figure II.15 : Variation de charge avec une consigne de vitesse constante et leurs régulations (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : courant i_q et sa référence, (c) : courant i_d et sa référence.

II.18 Interprétation des résultats

Le test est réalisé en boucle fermée avec des paramètres nominaux. Dans cette simulation on a fait une variation de charge avec une consigne de vitesse constante et leurs régulations avec deux modèles de simulation, modèle moyenne pour que on le considère comme une référence et modèle topologique ce le plus proche de la réalité.

Les résultats obtenus sont :

- La vitesse reste constante et un pic est observé lorsque on applique la variation de charge.
- Le courant suit la référence qu'on lui a imposé lorsque on a réduit la charge de la moitié qui a causé une chute de courant.
- Le couple électromagnétique suit toujours le courant le fait qu'il son proportionnelle.

II.19 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), ainsi que son modèle en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle de la GSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. En se basant sur ce modèle, nous avons appliqué la commande vectorielle à flux statorique orienté. Pour appliquer cette commande, on a abordé la modélisation du convertisseur statique MLI et sa modélisation. Du fait que le système de conversion est composé d'un convertisseur coté machine CCM et un autre convertisseur côté réseau CCR, nous nous sommes intéressés, dans ce chapitre, au CCM modèle moyen puis modèle topologique. Ensuite, Les différents résultats obtenus par simulation sont présentés et commentés. Dans l'objectif de connecter et de synchroniser la génératrice vers le réseau, nous devons introduire dans notre étude le convertisseur côté réseau CCM qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

III Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion, cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode). Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, On a des différentes stratégies de commande et pour notre cas on choisira la commande MLI

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi pont comprend un transistor et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. [21][22]

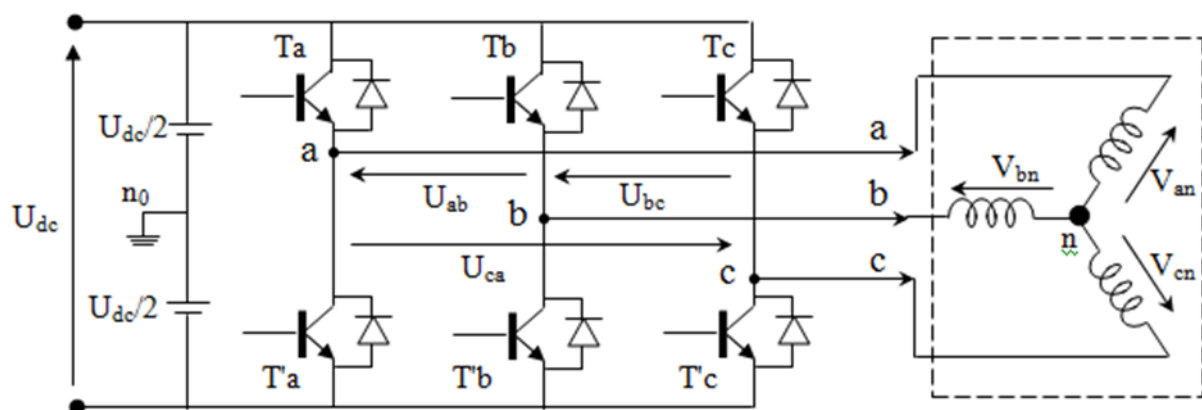


Figure III .1 : Schéma de l'onduleur triphasé.

III.1 Modélisation de convertisseur cote réseaux :

La modélisation de convertisseurs cote réseaux est la même que celle de convertisseur cote machine, la différence est uniquement en mode de fonctionnement

III.2 Rappel sur le convertisseur cote réseaux (onduleur)

III.2.1 Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes

Les fonctions de commutation de l'onduleur sont des signaux MLI. Si la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI. Plus la fréquence de découpage est importante et plus la moyenne glissante de la MLI est alors proche de la moyenne glissante de la modulante. Souvent, l'hypothèse est faite que la moyenne glissante des fonctions de commutation est égale à la modulante. Ainsi, les modèles moyens peuvent être directement commandés par les modulantes.

On considère la commande complémentaire des interrupteurs, sur une période de découpage, les tensions moyennes v_{an} , v_{bn} , v_{cn} , à l'entrée du pont pour les trois phases s'écrivent : [21][22]

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{U_{dc}}{3}\right)(2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bn} = \left(\frac{U_{dc}}{3}\right)(2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cn} = \left(\frac{U_{dc}}{3}\right)(2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$C_1 C_2 C_3$ c'est les signaux de commutation

Si on considère que la fréquence de découpage est importante devant celle des trois modulantes C_1, C_2, C_3 alors la moyenne des états des interrupteurs sur une période de la MLI peut être donnée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{r_1 + 1}{2} \\ C_2 = \frac{r_2 + 1}{2} \\ C_3 = \frac{r_3 + 1}{2} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$r_1 r_2 r_3$ c'est des rapport de réglage

$$\begin{cases} r_1 = \frac{2V_a}{U_{dc}} \\ r_2 = \frac{2V_a}{U_{dc}} \\ r_3 = \frac{2V_a}{U_{dc}} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les équations qui décrivent la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère dq

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d - \omega L_s H i_d - e_d + v_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - \omega L_s H i_q - e_q + v_q \\ C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \\ e_{dq} = \frac{1}{2} v_0 u_{dq} \\ v_{dq} = \frac{2}{3} [V_m 0]^T \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec

$$H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

III.2.2 Simulation de convertisseur coté machine en boucle ouvert

Pour tester le degré de validité du modèle moyen du convertisseur par rapport au modèle topologique, nous avons effectué des simulations numériques sous Simulink.

III.2.3 Condition de simulation

- _La tension d'entrée applique $V_{\max}=55\sqrt{2}$
- _Le rapporte de réglage est égale a 0,7
- _La résistance $R=1$
- _L'inductance $L=0,008$ H
- _La capacite $C=0,0033$ F
- _La fréquence de la porteuse $T_{sw}=1/F_p$ et $F_p=5000$

Pour le modèle de simulation on a choisi les paramètres suivants :

- _La méthode de (Runge-Kutta d'ordre 4)
- _Le pas de calcul qui égale $(1e^{-5})$ pour le
- _Le temps de simulation et 2s et a l'instant 1s on augmenter le couple de la machine

III.2.4 Les résultats de la simulation en boucle ouverte

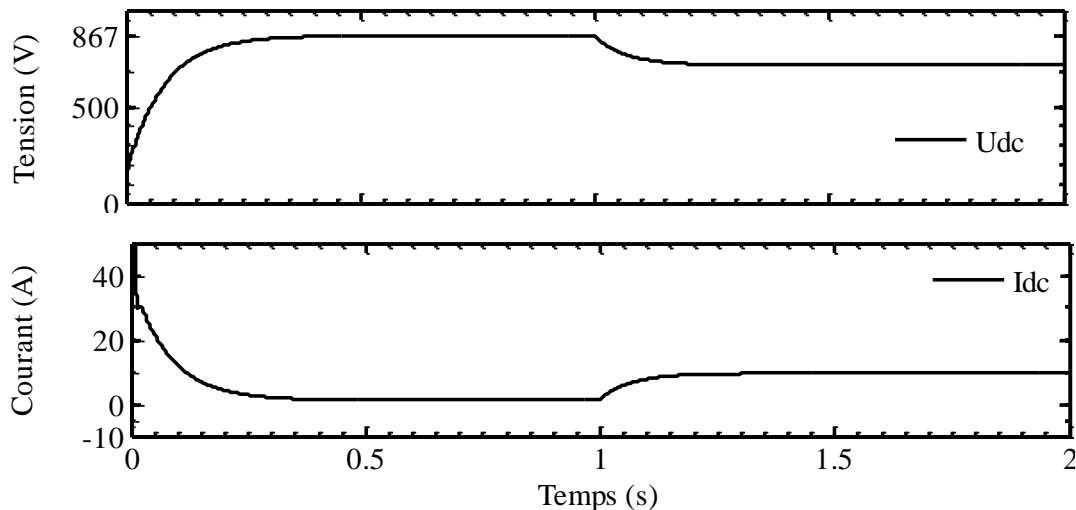


Figure III. 2 Résultats du convertisseur en boucle ouverte a) tension de bus continu U_{dc} b) Tension de bus continu U_{dc} boucle ouverte

III.2.5 Interprétation des résultats

Le teste est réalisé en boucle ouverte avec des paramètres nominaux au départ, a l'instant $t=1s$, on a appliqué une variation en échelant de courant d'une charge du 0A a 2A pour un couple constant.

Un tel fonctionnement ne peut pas assurez le fonctionnent du convertisseur en boucle ouverte ne peut pas assurez une connexion fiable aux réseaux connecté ou isolé. Les exigences de syntonisation de convertisseur aux réseaux, telle que la tension et la fréquence fixe lors des variations de la charge. Cela nous conduit dans la partie suivant a aborder et étudier contrôle de convertisseur coté réseaux

III.3 Commande vectorielle de l'onduleur

L'onduleur MLI est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL . Le convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit

l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique.

Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes :

- _Le contrôle des courants circulant dans le filtre RL
- _Le contrôle de la tension du bus continu

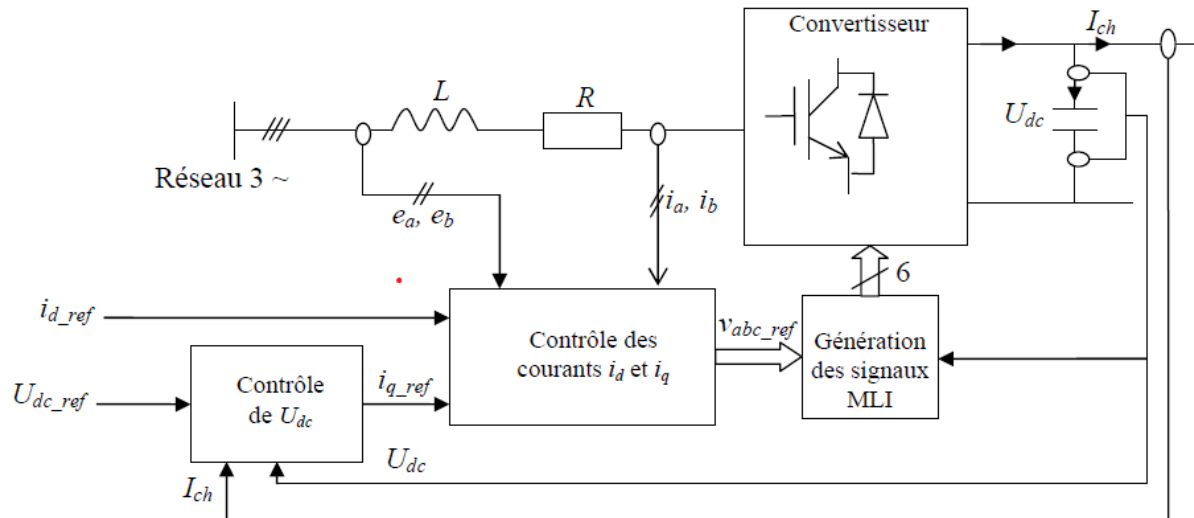


Figure III. 3 : Schéma explicatif de principe de la commande du l'onduleur MLI

III.3.1 Boucle des courants du coté alternatif

L'utilisation de correcteurs PI dans un repère triphasé pose des difficultés d'application. En effet, des composantes alternatives apparaissent dans les erreurs à l'entrée de ces correcteurs, générant des erreurs statiques que les correcteurs PI ne parviennent pas à corriger. Pour pallier ce problème, on utilise les transformées de Park, dont le repère tourne à la même fréquence que celle des tensions du réseau. Ces transformées permettent de convertir les variables alternatives des courants en composantes continues sur les axes d et q, à condition que ces signaux soient synchronisés avec la fréquence du réseau. Cela nécessite donc de connaître l'angle de référence des tensions du réseau pour effectuer les calculs des transformées.

Toutefois, un couplage existe entre les axes de la transformation de Park, de sorte qu'une variation de la composante i_d entraîne une variation de la composante i_q , et vice versa. Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (d – q) sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_d = -Ri_d - L \frac{d}{dt} i_d + \omega Li_q + e_d \\ V_q = -Ri_q - L \frac{d}{dt} i_q - \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par les variables V_{d1} et V_{q1} :

$$\begin{cases} V_{d1} = e_d - V_d + \omega Li_q = Ri_d + L \frac{d}{dt} i_d \\ V_{q1} = e_q - V_q - \omega Li_d = Ri_q + L \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

III.4 Calcul des fonctions de transferts

Le modèle du convertisseur dans le repère dq révèle qu'il est possible de contrôler les courants circulant dans le filtre RL. En effet, malgré l'influence des couplages, chaque axe peut être régulé de manière indépendante, avec un régulateur propre à chacun. La composante de la tension v_d influence le courant i_d , tandis que la composante v_q affecte le courant i_q .

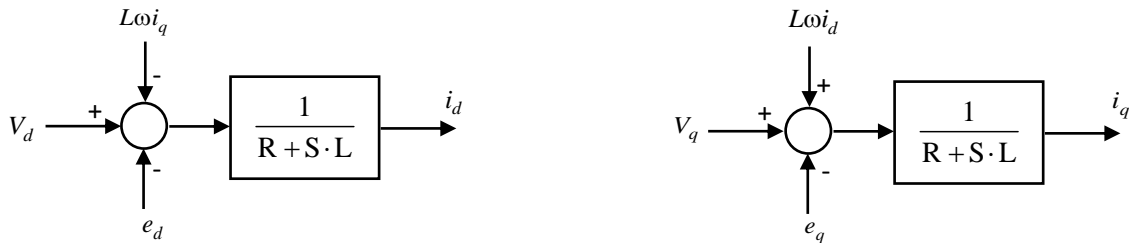


Figure III. 4 Obtention des courants i_d et i_q dans le modèle dq du convertisseur

III.4.1 Contrôle du courant i_d

Par ailleurs si on veut un fonctionnement avec facteur de puissance unitaire, il faut que la puissance réactive qui transite au niveau de la source alternative et définie par :

$$q = e_d i_d - e_q i_q \tag{III.8}$$

Soit nulle à chaque instant. Ce qui implique $e_d i_d - e_q i_q = 0$. Si on pose que l'axe d est synchronisé sur l'axe a à $t=0$ alors $i_{d=0}$ à tout moment. Cela sera possible par l'utilisation d'un régulateur PI qui calculera la tension V_d ou encore le rapport cyclique C_d adéquat à appliquer au convertisseur. La boucle de régulation du courant i_d , assurant aussi le découplage

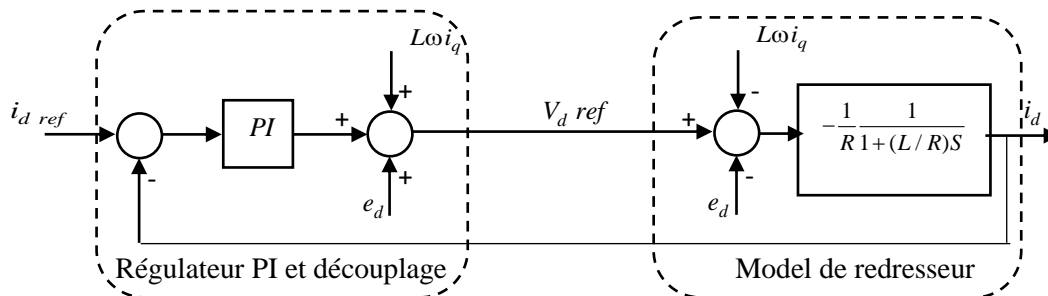


Figure III. 5 Boucle de régulation du courant i_d

III.4.2 Calcul du régulateur de courant i_d

La fonction de transfert du système obtenue est :

$$G(s) = -\frac{1/R}{1+(L/R)S} = \frac{G_0}{1+T_{bo}S} \tag{III.9}$$

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$C(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{s} = \frac{K_{id}}{S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right) \tag{III.10}$$

Avec : K_{id} : Gain intégrale du régulateur et K_{pd} : Gain proportionnel du régulateur.

$$FTBO = -\frac{K_{id}}{RS} \tag{III.11}$$

On utilise la méthode de compensation de pôles

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L}{R} \Rightarrow \boxed{K_{pd} = \frac{L}{R} K_{id}} \quad \text{(III.12)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée

$$FTBF = \frac{-\frac{K_{id}}{RS}}{1 + -\frac{K_{id}}{RS}} = \frac{1}{\frac{-R}{K_{id}}S + 1} = \frac{1}{T_{bf}S + 1} \quad \text{(III.13)}$$

$$\text{Avec } T_{bf} = \frac{T_{bo}}{x} \Rightarrow \frac{L}{xR} = \frac{-R}{K_{id}}$$

Dans ce cas,

$$K_{id} = \frac{-R^2}{L} x \quad \text{pour } x=1 \Rightarrow \boxed{K_{id} = \frac{-R^2}{L}} \quad \text{(III.14)}$$

Selon l'expression (III.12) :

$$K_{pd} = \frac{L}{R} K_{id} = \frac{L}{R} \frac{-R^2}{L} \Rightarrow \boxed{K_{pd} = -R} \quad \text{(III.15)}$$

III.4.3 Contrôle du courant i_q

La composante en quadrature i_q est utilisée pour réguler la tension du bus continu. Comme mentionné précédemment, le courant I_{dc} est donné par l'expression $I_{dc} = \frac{3}{2}(C_d i_d + C_q i_q)$. En supposant que le courant i_d est maintenu à sa valeur de référence nulle, I_{dc} devient alors une image du courant i_q . Par conséquent, le contrôle de la tension à travers la capacité passe nécessairement par la gestion du courant en quadrature i_q . La régulation de ce dernier sera donc assurée, tout comme celle du courant i_d , par un régulateur PI.

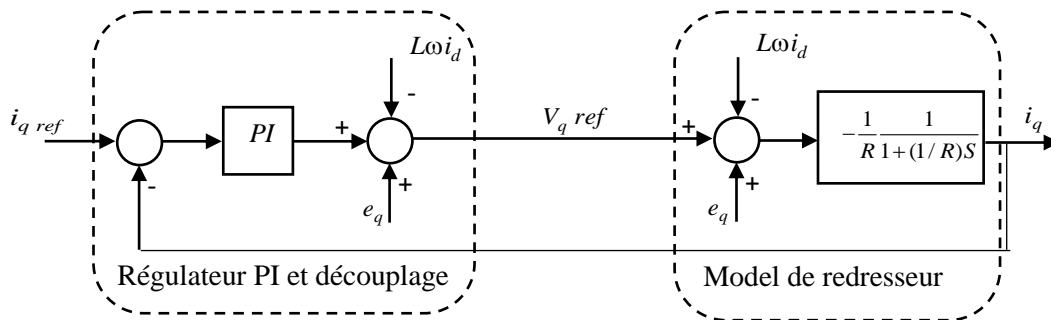


Figure III. 6 : Boucle de régulation du courant i_q

III.4.4 Calcul du régulateur de courant i_q

La régulation qui on applique sur l'axe en quadrature c'est la même de l'axe direct donc on aura les mêmes résultats

$$K_{iq} = \frac{-R^2}{L} x \quad \text{pour } x=1 \Rightarrow \boxed{K_{id} = \frac{-R^2}{L}} \quad \text{(III.16)}$$

$$K_{pq} = \frac{L}{R} K_{iq} = \frac{L}{R} \frac{-R^2}{L} \Rightarrow \boxed{K_{pq} = -R} \quad \text{(III.17)}$$

III.5 Contrôle de la tension continue Udc

La source d'énergie de l'onduleur provient d'un condensateur. Pour permettre l'injection d'un courant de référence dans chaque phase, il est nécessaire que la tension aux bornes de ce condensateur reste constante et soit fixée à une valeur prédéfinie, garantissant ainsi son rôle de source de tension continue. La tension du condensateur, U_{dc} , est reliée au courant, I , qui le traverse selon la relation suivante :

$$C \frac{U_{dc}}{dt} = I_c = I_{dc} - I_{ch} \tag{III.18}$$

On voit d'après la relation précédente que la tension U_{dc} est totalement contrôlée par le courant I_c . Un schéma fonctionnel de la charge de la capacité est donné à la figure III.7

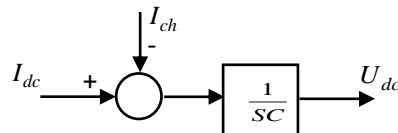


Figure III. 7 Modèle de la charge de la capacité

La régulation de la tension du bus continu sera assurée par une boucle externe, par rapport à la boucle interne de régulation des courants i_q , à l'aide d'un régulateur PI qui génère le courant de référence I_c dans le condensateur. La figure (III.7) illustre le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On y distingue quatre blocs principaux :

Le 1^{er} bloc comprenant le régulateur PI et la compensation du courant I{ch} . Cette compensation suppose que I_{ch} est mesuré puis rajouté au courant I_{cref} pour former le courant I_{dcref} .

Le 2^{ème} bloc d'adaptation qui permet à partir de I{dcref} de fournir pour la boucle interne le courant i_{qref} . En supposant la conservation de la puissance active du coté alternatif et du coté continu on pourra écrire (les pertes joules dans R sont négligées)

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dcref} = \frac{3}{2} e_q i_{qref} \rightarrow i_{qref} = \frac{2U_{dc} \cdot I_{dcref}}{3e_q} \tag{III.19}$$

_Le 3^{ème} bloc concerne la boucle interne de régulation de i_q . A cause du temps de réponse très court de cette boucle le courant de référence i_{qref} est toujours égal au courant i_q la fonction de transfert i_q / i_{qref} peut être remplacé par 1.

_Le 4^{ème} bloc concerne le modèle de charge du condensateur

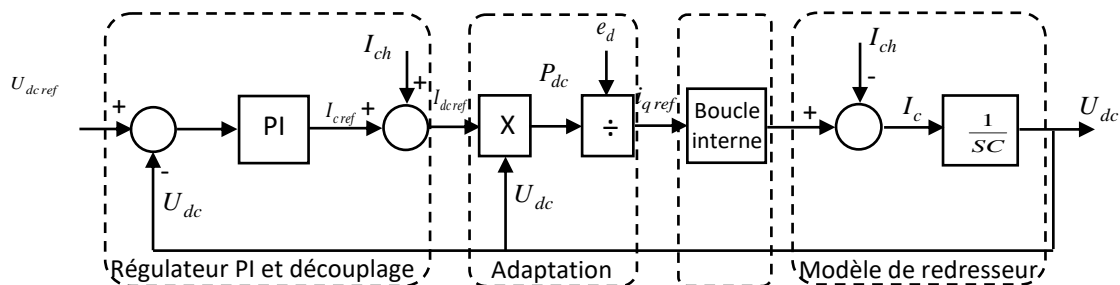


Figure III. 8 Boucle de régulation de la tension Udc

III.5.1 Calcul du régulateur de la tension Udc

En insérant dans la boucle externe un régulateur PI de fonction de transfert :

$$G(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{s} \tag{III.20}$$

On a inséré le même régulateur de la boucle interne donc la méthode de calcul c'est la même

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc\text{ref}}} = \frac{\frac{K_{pc}S + K_{ic}}{S} \frac{1}{SC}}{1 + \frac{K_{pc}S + K_{ic}}{S} \frac{1}{SC}} \quad (\text{III.21})$$

On aura

$$\begin{aligned} K_i &= \omega_n^2 C \\ K_p &= \frac{2z}{\omega_n} K_i \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

Pour cette boucle on prendra un temps de réponse 10 fois plus grand que celle de la boucle interne

III.6 Condition de simulation et les résultats de simulation

Pour le modèle de simulation on a choisi les paramètres suivants :

- _La méthode de (Runge-Kutta d'ordre 4)
- _Le pas de calcul qui égale $(1e^{-5})$ pour le modèle moyen et $(1e^{-6})$ pour le modèle topologique
- _Le temps de simulation et 2s et a l'instant $t=1s$ on a une variation de courant de charge

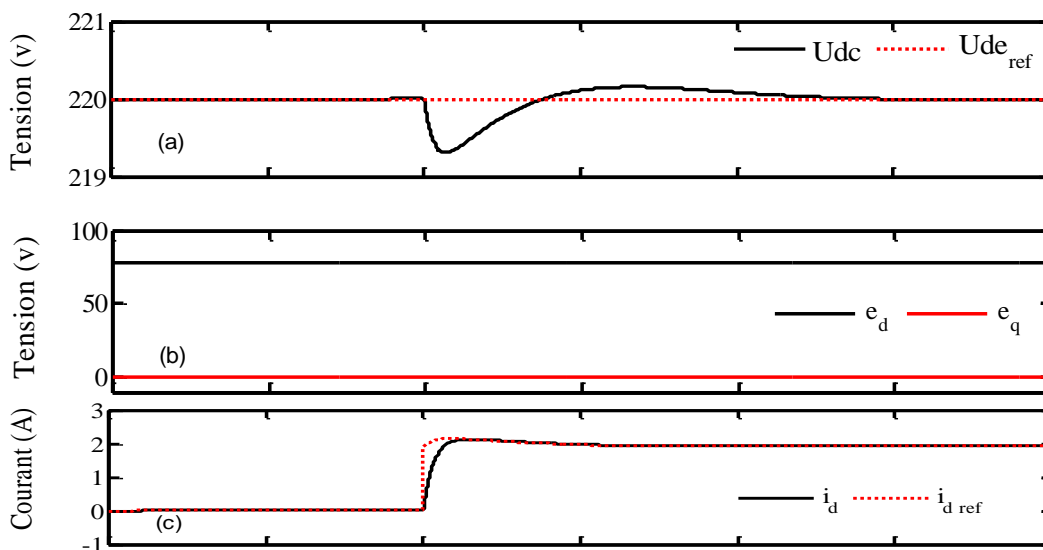
Pour cette simulation on a obtenu les résultats suivants

Simulation de convertisseur coté réseaux

Le teste est réalisé en boucle fermée avec des paramètres tension de référence $U_{d\text{ref}} = 220v$ pour le modèle moyenne et $U_{d\text{ref}} = 889v$ pour le modèle topologique et une fréquence 50 Hz et on a appliqué la tension d'entrée applique $V_{\text{max}} = 55\sqrt{2}$; un rapporte de réglage est égale à 0,7 ; une résistance $R=1 \Omega$ et $R_{\text{ch}}=100$; l'inductance $L=0,008$ H ; une capacite $C=0,0033$ F et la fréquence de la porteuse $T_{\text{sw}}=1/F_p$ avec $F_p=7500$

Au départ a l'instant 1s on a appliqué une variation en échelant du courant de charge du 0A a 2A pour un couple constant.

Les résultats de simulations modèle moyenne



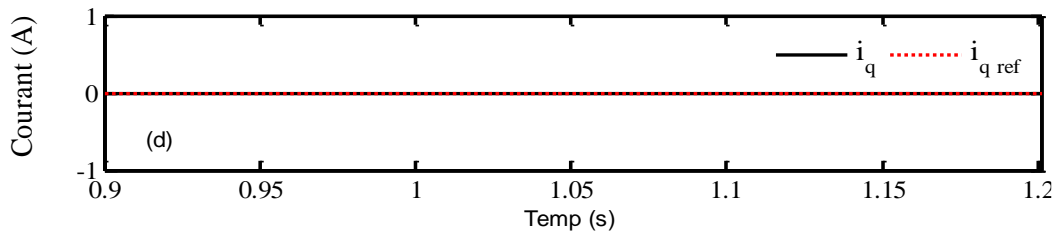


Figure III. 9 : les résultats de la simulations de convertisseur coté réseaux, (a) :la tension U_{dc} , (b) : les tension e_{dq} , (c) :le courant $i_{d.}$, (d) :le courants i_q .

Les résultats de simulations modèle topologique

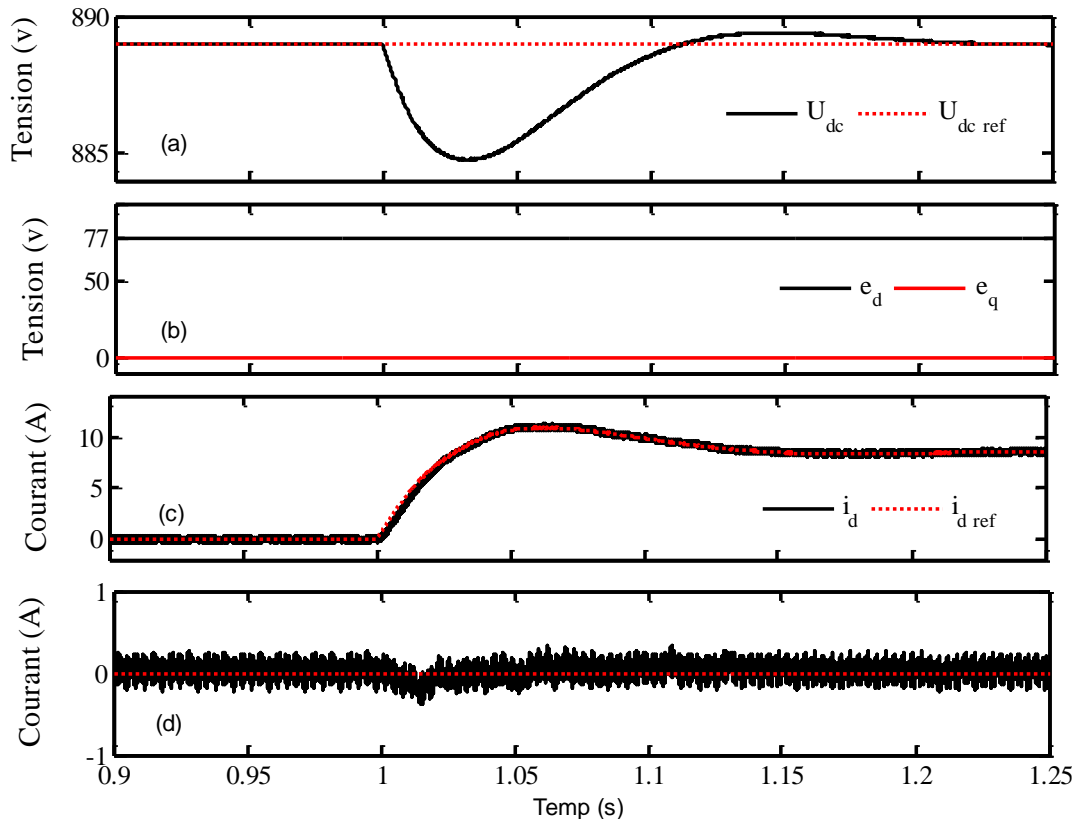


Figure III. 10 : les résultats de la simulation de convertisseur coté réseaux, (a) :la tension U_{dc} , (b) : les tension e_{dq} , (c) : le courant $i_{d.}$, (d) : le courants i_q .

III.6.1 Interprétation des résultats

Le teste a été réalisé en boucle fermée avec des paramètres nominaux au départ, a l'instant $t=1s$, on a appliqué une variation en échelant de courant de charge du 0A a 2A pour un couple constant.

Grâce à la régulation, le fonctionnement en boucle fermée du convertisseur a été assuré, garantissant ainsi une connexion fiable aux réseaux, qu'ils soient connectés ou isolés. Les exigences de synchronisation du convertisseur avec le réseau sont respectées, d'une manière à maintenir une tension et une fréquence stables malgré les variations de charge.

III.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'approfondir l'étude du convertisseur côté réseau (onduleur), en détaillant sa modélisation et les stratégies de commande associées, notamment la commande

vectorielle. La simulation du convertisseur et de sa commande a été réalisée sous MATLAB/Simulink en s'appuyant sur ses modèles moyen et topologique.

Les résultats montrent que, pour des fréquences de commutation élevées, le comportement du modèle topologique converge vers celui du modèle moyen. Toutefois, cette fréquence reste limitée par la capacité du processeur, dont la fréquence d'exécution est relativement faible.

Malgré ces contraintes, les exigences du cahier des charges pour le CCR sont pleinement satisfaites. Les tensions sont correctement synchronisées avec celles du réseau, la tension du bus continu suit fidèlement sa consigne, et le contrôle des puissances active et réactive est efficace. En outre, les formes d'onde des tensions et courants obtenues sont proches de la sinusoïde, avec un faible taux d'harmoniques, ce qui garantit une qualité optimale du signal. Ces performances valident la pertinence de la modélisation et des stratégies de commande étudiées dans ce chapitre.

CHAPITR IV

Modélisation et Commande eu Système Global

IV Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions le système global de conversion éolien basé sur une éolienne équipée d'une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP). Ce système est connecté au réseau électrique via deux convertisseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) séparés par une liaison continue. Le convertisseur côté générateur (CCG) convertit l'énergie de la génératrice en courant continu et ajuste la vitesse de la GSAP selon la vitesse du vent, en appliquant une stratégie de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Le convertisseur côté réseau (CCR) transforme le courant continu en courant alternatif synchronisé avec le réseau et gère l'injection de puissance active et réactive tout en régulant la tension du bus continu.

L'étude se divise en deux parties : le contrôle du CCG et celui du CCR, avec la modélisation des éléments comme le bus continu et le filtre RL utilisé pour réduire les harmoniques. Une simulation globale sous MATLAB/Simulink est réalisée pour valider les performances énergétiques, la stabilité, et la qualité de l'énergie injectée dans le réseau. Cette approche met en avant l'interconnexion et la coordination des différents sous-systèmes pour un fonctionnement optimal.

IV.1 Modélisation de la chaîne éolienne

IV.1.1 Modèle du vent

La vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent considéré dans ce modèle se limite à une dimension. La vitesse du vent est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps.

$$v_v = F(t) \quad (IV.1)$$

Un exemple d'un modèle déterministe de la vitesse du vent basé sur la représentation harmonique est donné par :[5]

$$v_v = 10 + 0,2 \sin(0.1047t) + 2 \sin(0.2665t) + 2 \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t) \quad (IV.2)$$

IV.1.2 Modèle de l'éolienne

L'équation utile à savoir pour l'éolienne, c'est la puissance qu'elle développe en fonction de la vitesse du vent. La puissance du vent est en fait la quantité d'énergie que celui-ci peut fournir en une seconde. Avec l'équation de l'énergie cinétique :

$$E = \frac{mv^2}{2} \quad (IV.3)$$

L'expression de la puissance du vent peut être trouvée en divisant l'énergie par le temps. Dans ce cas-ci, pour introduire l'unité de temps au dénominateur, on remplace la masse par le débit massique.

L'expression devient donc

$$P_{vent} = \frac{mv^2}{2} \quad (IV.4)$$

Pour déterminer le débit massique du vent, on multiplie le débit volumique de celui-ci par sa densité volumique.

$$K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \quad (IV.5)$$

Le débit volumique est obtenu en multipliant la surface couverte par le vent par sa vitesse :

$$\dot{Q} = V \cdot \dot{A} = V \cdot \frac{\pi d^2}{4} \cdot \rho \quad (IV.6)$$

Avec Q = débit volumique (m³/sec)

En remplaçant l'expression du débit volumique dans l'expression du débit massique, celle-ci devient

$$\dot{m} = \dot{V} \cdot \frac{\pi d^2}{4} \cdot \rho \tag{IV.7}$$

En remplaçant l'expression du débit volumique dans l'expression de la puissance du vent, Celle-ci devient

$$P_{vent} = \frac{\rho \pi d^2 v^3}{8} \tag{IV.8}$$

Puisque la turbine ne récupère qu'une partie de la puissance du vent, il faut introduire un coefficient de performance dans l'équation précédente.

$$P_t = P_{vent} C_p = \frac{C_p \rho \pi d^2 v^3}{8} \tag{IV.9}$$

Le coefficient de performance dépend de l'angle d'attaque β avec lequel le vent frappe les pâles et du rapport λ entre la vitesse périphérique des pâles et celle du vent [6].

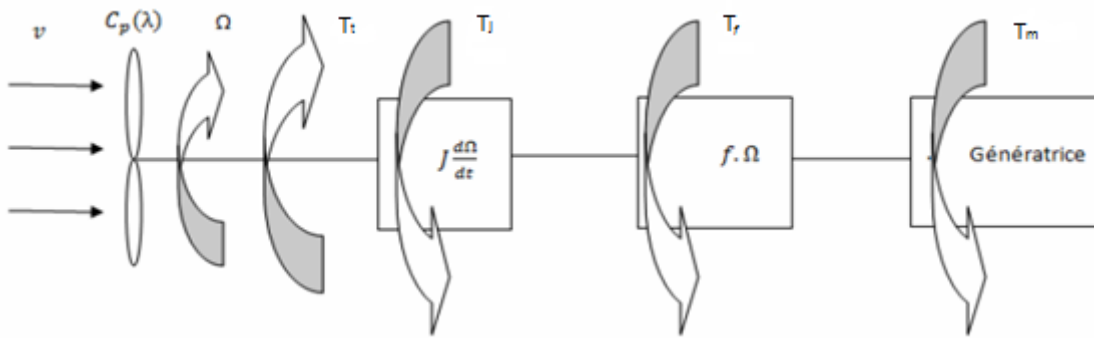


Figure IV.1: Modèle d'une turbine éolienne.

IV.1.3 Loi de Betz

La loi de Betz stipule que cette puissance ne pourra jamais être extraite dans sa totalité, le maximum qu'on peut recueillir par une éolienne est 59% soit

$$P_{max} = \frac{16}{27} P_{vent} \tag{IV.10}$$

Soit le coefficient de puissance C_p ne peut pas dépasser 0,59 il dépend du nombre de pâles du rotor et de leurs formes géométriques et aérodynamiques [7].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) * e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \tag{IV.11}$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \tag{IV.12}$$

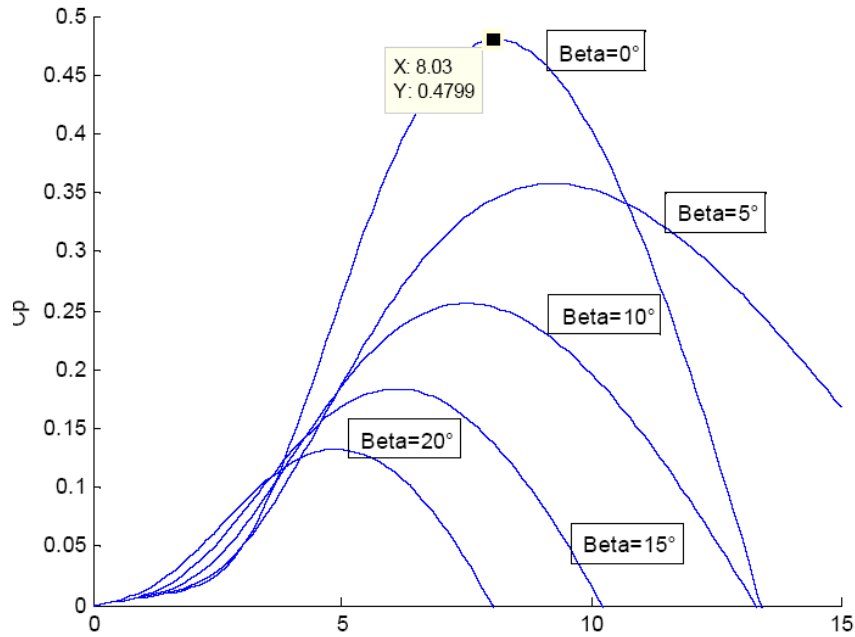


Figure IV.2 : Coefficient de performance en fonction du ratio vitesse rotor/vent.

Dans les simulations, l'angle d'attaque entre le vent et les pâles est considéré à zéro, car l'éolienne est munie d'une girouette. Ainsi, le coefficient de performance est maximal lorsque l'angle est à 0 degrés [6]

Le couple mécanique qui entraînera la génératrice peut être déduit :

$$T_t = \frac{P_t}{\Omega_t} \tag{IV.13}$$

On a l'expression de la puissance éolienne dans l'équation (I.9) :

$$T_t = \frac{C_p P_{vent}}{\Omega_t} \tag{IV.14}$$

Avec $\Omega_t = \frac{v_t}{r}$

En remplaçant l'expression de la puissance de vent a partir de l'équation (I.8) :

$$T_t = \dot{m} V C_p * \frac{r}{2} \tag{IV.15}$$

En remplaçant le débit massique depuis l'équation (I.7) on obtient :

$$T_t = \frac{\rho v^2 \pi d^2}{4} * \frac{r}{2} * C_p \tag{IV.16}$$

Avec $d = \frac{r}{2}$

L'expression de couple mécanique devient donc :

$$T_t = \frac{\rho v^2 \pi d^2}{4} * \frac{r}{2} * C_p \tag{IV.17}$$

IV.2 Transmission

Tous les éléments de la transmission, c'est-à-dire l'arbre lent côté rotor éolien, le multiplicateur et l'arbre rapide côté générateur, sont inclus dans le bloc « Transmission » Figure (I.7). Le multiplicateur transforme la vitesse lente de l'arbre du rotor éolien en une vitesse beaucoup plus élevée, compatible avec la plage de vitesse de fonctionnement du générateur électrique.

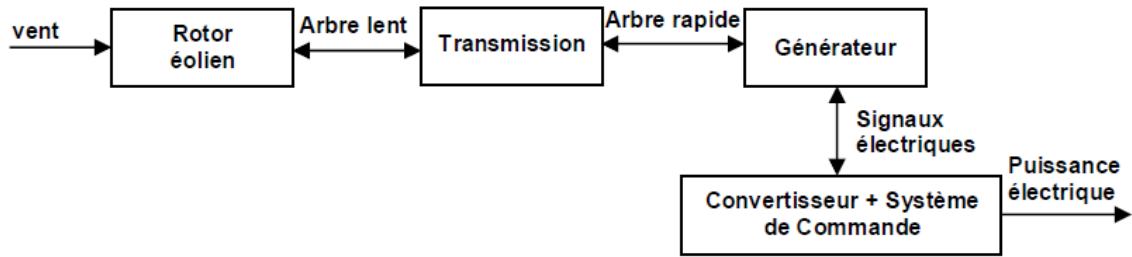


Figure IV.3 : Structure du système éolien.

Le rotor éolien a un moment d'inertie beaucoup plus grand que celui du générateur électrique. Cette inertie agit lors des changements de vitesse en stockant l'énergie quand le rotor éolien accélère et en la restituant pendant la décélération. Ce phénomène s'oppose donc aux variations rapides de vitesse de rotation de l'arbre du rotor éolien. L'inertie agit ainsi comme un filtre passe-bas.

Certains travaux proposent des modèles complexes permettant de modéliser la dynamique des systèmes de transmission flexible. Ces modèles proposent six masses. Les six masses correspondent aux inerties des trois pales du rotor éolien et aux inerties du moyeu, du multiplicateur et du générateur.

D'autres auteurs proposent une simplification du modèle à six masses en réduisant leur nombre à deux. Une masse correspond à l'inertie du rotor éolien et l'autre, plus petite, correspond à l'inertie du générateur. Cette représentation permet de modéliser la première fréquence de résonance du train de puissance.

Le modèle retenu pour cette étude est le modèle rigide. Celui-ci décrit la transmission à l'aide de l'inertie du rotor éolien, J_t , l'inertie du générateur, J_m , et d'un multiplicateur avec un rapport de multiplication N figure (I.8).

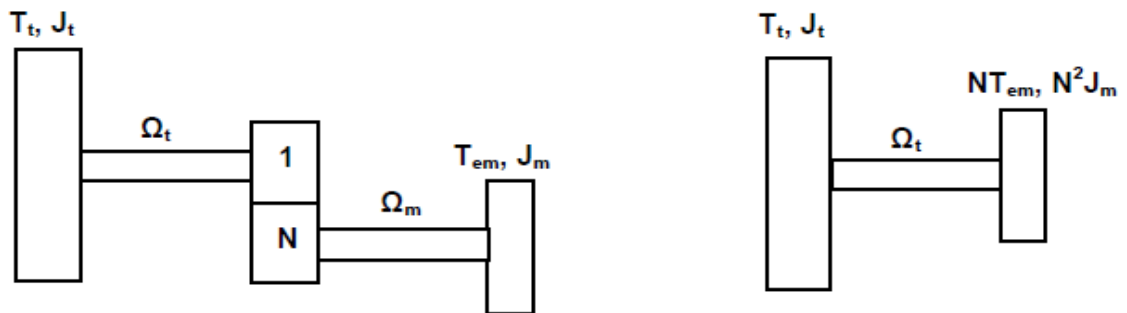


Figure IV.4: Couplage mécanique.

Tous les paramètres utilisés pour modéliser la transmission sont ramenés à l'axe lent. Ainsi, le couple sur l'arbre du rotor éolien C_t et le couple électromagnétique C_{em} sont liés par la relation

$$J \frac{d\Omega_t}{dt} = T_t - NT_m - f\Omega_t \quad (\text{IV.18})$$

Avec

$$J = J_t + N^2 J_m \quad (\text{IV.19})$$

$$f = f_t + N^2 f_m \quad (\text{IV.20})$$

$$N = \frac{\Omega_m}{\Omega_t} \quad (\text{IV.21})$$

Où f_t , f_m sont respectivement les coefficients de frottement côté rotor éolien et côté machine électrique ; J et f sont l'inertie et le coefficient de frottement équivalents totaux ramenés sur l'arbre lent [8] [26]

IV.3 Contrôle de la GSAP avec asservissement de la vitesse de rotation (MPPT)

Cette méthode consiste à ajuster le couple électromagnétique du générateur afin de stabiliser la vitesse de rotation à une valeur de référence, permettant ainsi d'extraire la puissance maximale de la turbine. Cela nécessite donc un contrôle précis de la vitesse de rotation du générateur. Pour un point de fonctionnement donné, la puissance mécanique maximale est atteinte lorsque le coefficient $C_{p_{max}}$ est au maximum. Ce dernier est obtenu lorsque la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} . Par conséquent, la vitesse de rotation de référence du générateur se calcule de la manière suivante :

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt} v_{vent}}{R} G \tag{IV.22}$$

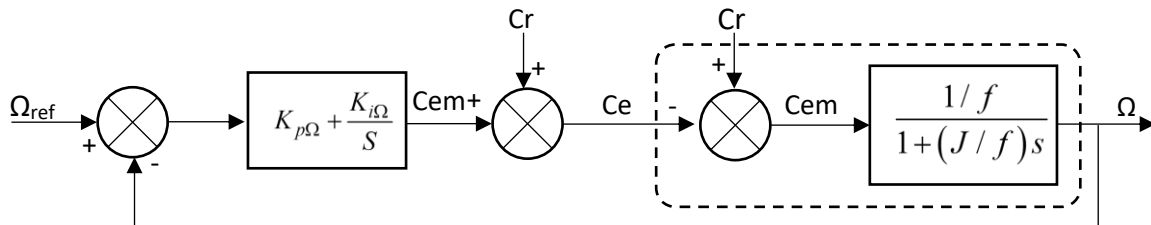
Avec

G : Représente le gain du multiplicateur de vitesse, v_{vent} : Représente la vitesse du vent, R Représente le rayon de la turbine éolienne, λ_{opt} : Représente la vitesse relative optimale de la turbine éolienne

Le couple électromagnétique de référence Ce_{ref} , qui permet d'obtenir une vitesse de rotation égale à la valeur de référence, est généré à la sortie du régulateur de vitesse. Un régulateur de type proportionnel-intégral (PI) est utilisé pour contrôler la vitesse de rotation et réduire l'impact du couple mécanique C_m , considéré comme une perturbation externe.

Pour déterminer le régulateur de vitesse, on prend en compte le modèle mécanique, où le couple mécanique C_m est traité comme une perturbation. Cependant, cette perturbation peut être compensée, car il est possible d'estimer sa valeur en fonction de la vitesse du vent. En choisissant un régulateur PI avec une fonction de transfert :

$$y(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \tag{IV.23}$$



Modèle mécanique de la GSAP

Figure (IV. 5) : modèle de l'arbre de la GSAP + turbine avec compensation en boucle fermée

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} S + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} S^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}}\right) S + 1} = \frac{aS + 1}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right) S + 1} \tag{IV.24}$$

Par identification, nous obtenons :

$$\begin{cases} a = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \\ \omega_n^2 = \frac{K_{i\Omega}}{J} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \end{cases} \tag{IV.25}$$

En choisissant un amortissement $\zeta=1$ et un temps de réponse $t_r=100$ ms on obtient :

$$\begin{cases} a = \frac{4.8}{t_r} \\ K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} = \frac{2\zeta K_{i\Omega}}{\omega_n} - f \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

IV.4 Description du système global

La turbine éolienne constitue le premier maillon de la chaîne de conversion d'énergie. Elle capte l'énergie cinétique du vent à travers ses pales et la convertit en énergie mécanique. La vitesse de rotation de la turbine, notée Ω , dépend directement de la puissance du vent.

Afin d'optimiser cette conversion, l'angle des pales peut être ajusté dynamiquement. Ce contrôle est assuré par un système de commande qui ajuste en fonction de la vitesse de rotation de référence (Ω_{ref}) pour s'adapter aux conditions du vent :

- **Par vent faible**, les pales sont orientées pour capter un maximum d'énergie.
- **Par vent fort**, l'angle des pales est modifié pour limiter la puissance captée et protéger les composants de la turbine contre les surcharges.

Cette régulation permet d'exploiter pleinement les ressources éoliennes tout en assurant la sécurité et la durabilité du système.

La génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)

La génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) est chargée de convertir l'énergie mécanique fournie par la turbine en énergie électrique sous forme de courant alternatif triphasé. Elle présente plusieurs avantages notables :

- L'utilisation d'aimants permanents élimine la nécessité d'un système d'excitation externe, simplifiant ainsi la conception et augmentant le rendement.
- Elle offre des performances élevées, même pour des vitesses de rotation variables, ce qui la rend particulièrement adaptée aux variations inhérentes de l'énergie éolienne.

La vitesse de rotation Ω de la turbine est optimisée grâce à une technique de suivi du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking, MPPT). Cette stratégie permet d'exploiter efficacement les variations de puissance du vent pour maximiser la production énergétique.

Convertisseur côté machine : adaptation de l'électricité produite

Le convertisseur côté machine joue un rôle crucial dans l'adaptation de l'énergie électrique produite par la génératrice. Il effectue deux fonctions principales :

- Redressement du courant alternatif triphasé en courant continu, facilitant son utilisation dans les étapes suivantes.
- Contrôle du couple de la génératrice (ω_{ref}), influençant directement la vitesse Ω de la turbine.

Ce convertisseur intègre une boucle de régulation qui ajuste le couple pour extraire la puissance optimale en fonction des conditions du vent. Par exemple, lorsque le vent est fort, le couple est

augmenté pour ralentir légèrement la turbine et éviter toute surpuissance susceptible de surcharger les composants.

Convertisseur côté réseau : injection dans le réseau électrique

Le convertisseur côté réseau a pour mission de transformer le courant continu issu du convertisseur côté machine en courant alternatif synchronisé avec la fréquence du réseau (50 Hz). Il garantit la qualité de l'énergie injectée en respectant les normes du réseau électrique.

Deux paramètres essentiels sont contrôlés :

- La puissance active (P) : Elle représente l'énergie réellement transférée au réseau et est ajustée via une référence $U_{dc \text{ ref}}$.

L'injection dans le réseau se fait via des inductances de filtrage, et la commande veille à une synchronisation parfaite pour éviter tout problème d'instabilité.

La commande globale du système

La commande globale coordonne les différents sous-systèmes de manière à optimiser la performance et la fiabilité du système éolien. Elle intervient sur plusieurs aspects :

- **Contrôle de l'angle des pales:** Maximiser la puissance captée tout en respectant les limites de sécurité.
- **Régulation du couple de la génératrice (ω_{ref}) :** Maintenir la vitesse de rotation Ω optimale pour chaque condition de vent.
- **Gestion des puissances active (P) et réactive (Q) :** Garantir une injection stable et efficace dans le réseau électrique.

Exemple de fonctionnement :

- **Par vent faible :**
 - La commande ajuste pour capter un maximum d'énergie et adapte la vitesse de rotation Ω pour atteindre le point de puissance maximale. La puissance injectée dans le réseau est alors proportionnelle à l'énergie captée.
- **Par vent fort :**
 - La commande limite l'angle des pales pour réduire la puissance captée, tout en maintenant une injection efficace et stable dans le réseau.

Ce système global assure une production énergétique propre et efficace tout en répondant aux exigences strictes de stabilité et de qualité imposées par le réseau électrique. Grâce à une régulation précise et des technologies avancées, cette architecture permet d'exploiter pleinement le potentiel des ressources éoliennes tout en minimisant les risques et les impacts environnementaux.

IV.5 Les résultats de la simulation

Résultats de la GSAP obtenus pour un test de profile de vitesse montrée à la figure (VI.6.a), le reste des résultats montrés aux figures allant de (VI.6.a) au (VI.6.f) sont obtenus sous l'environnement Matlab Simulink en choisissant un pas de calcul $10 \text{ E-}5$ avec une méthode de résolution Runge-Kutta d'ordre 4.

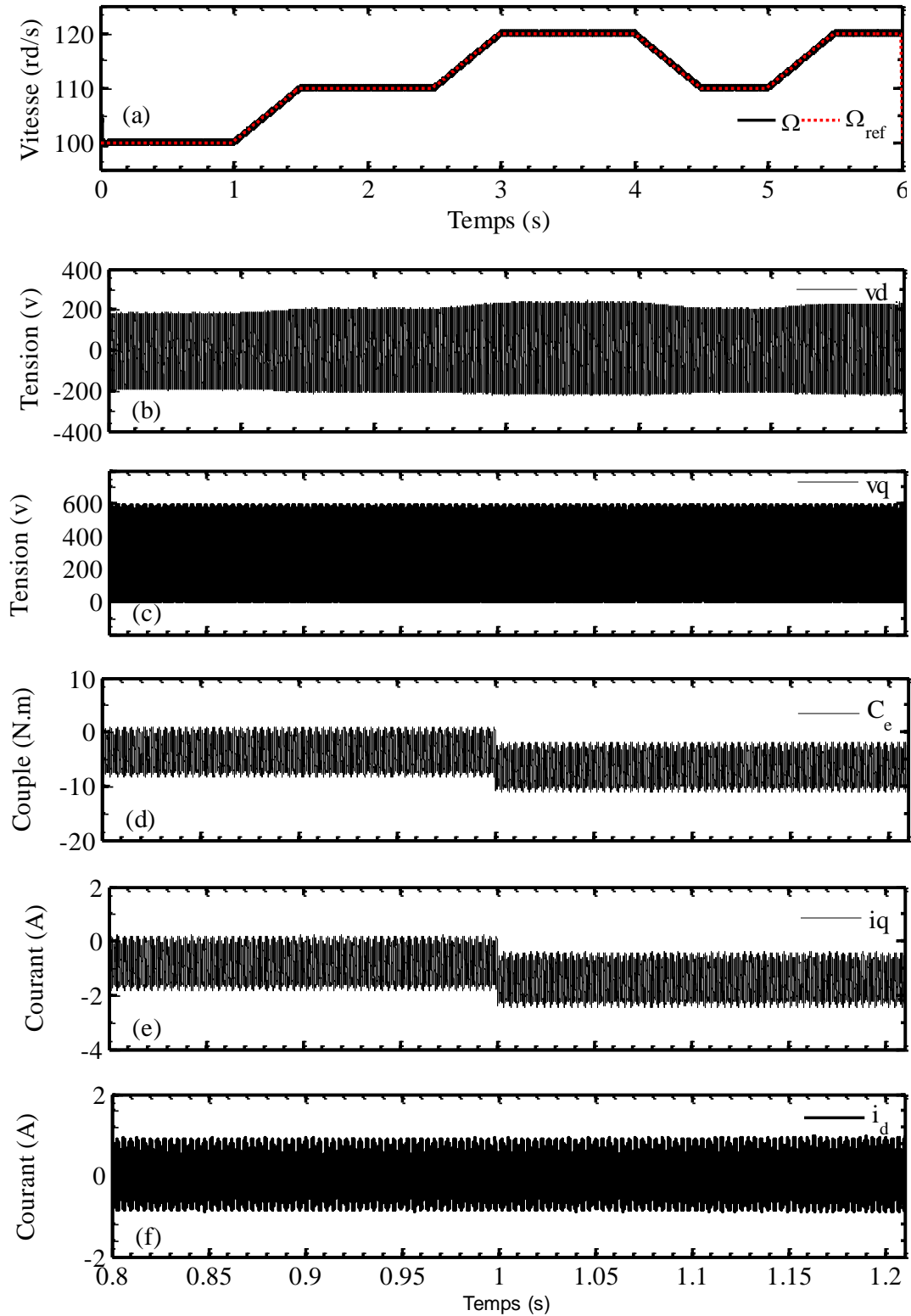


Figure (IV.6) : les résultats de la simulation de système global, (a) : vitesse de rotation et sa référence, (b) : la tension de redresseur V_d , (c) : la tension de redresseur V_q , (d) : le couple moteur C_e , (e) : le courant i_q , (f) : le courant i_d .

Interprétation des résultats

Le test est réalisé en boucle fermée avec un profil de vents. Dans cette simulation on a fait une variation de couple moteur à l'instant $t=1s$ avec un profil de vitesse variable et leurs régulations. La vitesse suit bien sa référence, les tensions sortantes de redresseur (convertisseur côté machine) V_q est constant et V_d est nulle

Le couple électromagnétique est négatif suite le courant le fait qu'ils sont proportionnelle ce signifie la machine fonctionne en mode génératrice

Résultats de l'onduleurs

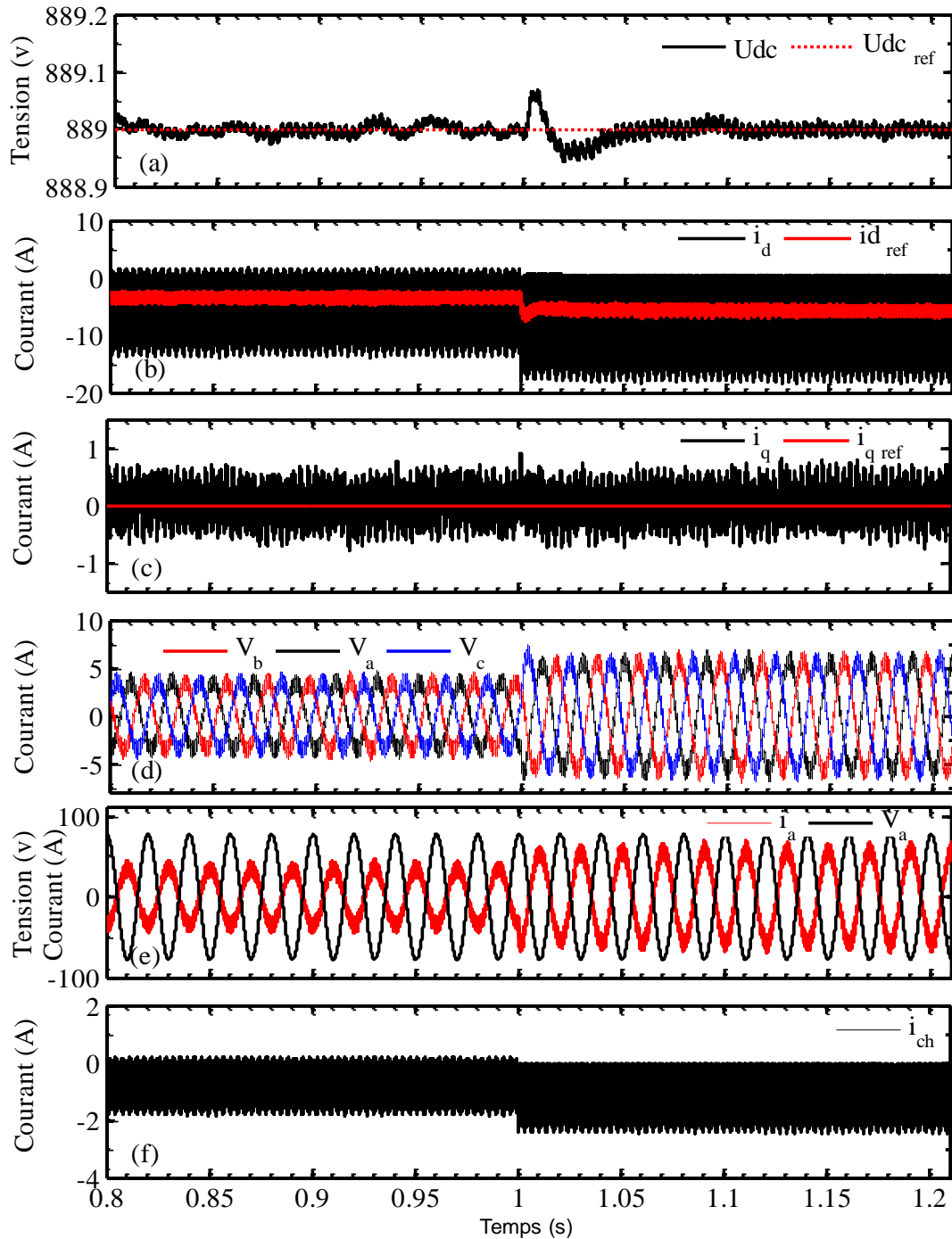


Figure IV.7 : les résultats de la simulation de système global, (a) : la tension U_{dc} , (b) courant i_d , (c) : courant i_q (d) : les courant i_{abc} , (e) : Tension et courant $V_a i_a$, (f) : courant de charge i_{ch}

IV.5.1 Interprétation des résultats

Les résultats de bus contrôlent U_{dc} montre bien que la tension murerez suit bien ça référence qui égale $U_{dc}=889$ v

Le courant i_q est nulle suite bien ça référence ce qui signifie la puissance réactive est nulle

Le courant i_d est négative et la puissance active négative ce qui signifié la puissance est injecté ver le réseau

Les courants i_{abc} sont équilibre et stable en fréquence et en amplitude

Le courant par rapporte a la tension sont en phase, la fréquence est la tension sont stable $f=50\text{Hz}$ et $V=220\text{v}$

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation du système global ont été développées. Nous avons présenté les différentes composantes du système, en détaillant la stratégie de commande du convertisseur côté réseau. Cette commande, réalisée dans le repaire tournent dq, a permis de réguler les puissances actives et réactives (P, Q) injectées au réseau par le système éolien, tout en contrôlant la tension du bus continu. Nous avons également examiné le comportement du système en intégrant des convertisseurs étudié leur impact sur la qualité de l'énergie injectée au réseau. Les résultats de simulation ont mis en évidence l'intérêt d'utiliser des onduleurs pour la connexion du système au réseau.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié le comportement d'un système éolien basé sur une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) connectée au réseau électrique.

Le premier chapitre a offert un aperçu global de l'énergie éolienne, mettant en lumière les différents types d'éoliennes employés dans l'industrie ainsi que leurs avantages et inconvénients respectifs.

Le deuxième chapitre s'est concentré sur l'étude du comportement dynamique de la GSAP. Nous y avons présenté le modèle mathématique de la génératrice et la commande vectorielle du convertisseur côté machine, utilisé pour piloter la génératrice entraînée par une turbine éolienne. Les simulations effectuées sous MATLAB/Simulink ont démontré l'efficacité de la stratégie de commande proposée, produisant des performances très satisfaisantes.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude du convertisseur côté réseau (GSC). Nous avons détaillé à la fois son modèle moyen et son modèle topologique, ainsi que la stratégie de commande vectorielle nécessaire pour répondre aux exigences de synchronisation avec le réseau. Les simulations ont également confirmé les performances satisfaisantes de cette approche.

Le quatrième chapitre a présenté les différentes composantes du système éolien global connecté au réseau, incluant les stratégies de commande des deux convertisseurs : côté GSAP et côté réseau. Nous avons utilisé la méthode MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour maximiser la puissance extraite de l'éolienne, tandis que la commande vectorielle orientée réseau (VOC) dans le repère de Park a été appliquée au GSC. Ces stratégies ont permis de maximiser la puissance active de l'éolienne, de réguler les puissances active et réactive (P et Q) injectées dans le réseau, ainsi que de stabiliser la tension du bus continu. Enfin, le système a été simulé en remplaçant le convertisseur classique à deux niveaux par une configuration avancée, ouvrant la voie à des performances optimisées.

En conclusion, ce travail de recherche a démontré la pertinence des stratégies de commande proposées pour améliorer les performances des systèmes éoliens connectés au réseau. Cependant, plusieurs perspectives d'amélioration peuvent être envisagées pour aller encore plus loin :

- En tester une technique de commande, comme une commande prédictive, est évaluée ; une technique de synchronisation, telle que la PLL classique, est ajoutée, ainsi qu'une simulation de la turbine commandée par la MPPT.
- Réaliser un équilibrage efficace de la tension au point milieu du bus continu.
- Intégrer le système éolien dans un réseau électrique non idéal, en prenant en considération les variations de fréquence et de tension, les déséquilibres ainsi que les déphasages éventuels.

Ces pistes de recherche pourraient contribuer à accroître la robustesse et la performance des systèmes éoliens dans des environnements plus complexes.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Berhail « Commande d'une Eolienne à base de GSAP Connectée au Réseau Electrique par Convertisseur Multiniveaux » mémoire de master, université du Québec 'Trois-Rivières', Décembre 2020.
- [2] Joyce Lee, Feng Zhao, Global Wind Energy. "GWEC global wind report 2024". Global wind energy council: Bonn, Germany, (16 April 2024).
- [3] Y. A. Bencherif « Modélisation et commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la production de l'énergie éolienne », mémoire d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2008.
- [4] METATLA Samir « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA » mémoire de magister d'école nationale supérieure polytechnique d'Alger, 2009.
- [05] ARTHOUROS ZERVOS, SVEN TESKE « perspectives mondiales de l'énergie éolienne 2006 » septembre 2006.
- [06] HARITZA CAMBLONG « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable » thèse de doctorat de l'école nationale supérieure d'arts et métiers, 2003.
- [07] TOUAL, Belkacem. Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable. 2010. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- [08] ARMAND BOYETTE «contrôle commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne» thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2006.
- [09] Bouhedda, Ali. Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne. Diss. Université Mouloud Mammeri, 2011.
- [10] K. Tawfiq, A. Mansour, S. R. Haitham, M. Cherif, E. El Kholly, « Wind Energy Conversion System Topologies and Converters: Comparative Review »; Energy Procedia 162,2019, pp. 38-47
- [11] J. Marques, H. Pinheiro, H. A. Gründling, « A Survey on Variable-Speed Wind Turbine System », Santa Maria, RS, Brazil, 2015, pp. 734-737
- [12] H. A. Aldwaihi, « Commande non linéaire fondée sur la platitude d'un système de production éolien », Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2013
- [13] WU, Bin, LANG, Yong qiang, ZARGARI, Navid, et al. Power conversion and control of wind energy systems. John Wiley & Sons, 2011.

- [14] PHAN, Dinh Hieu et HUANG, Shou Dao. Super-twisting sliding mode control design for cascaded control system of PMSG wind turbine. *Journal of Power Electronics*, 2015, vol. 15, no 5, p. 1358-1366. [15] M.Yin, G. Li, M. Zhou, C. Zhao, «Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration» 1-4244-1298-6/07/2007 IEEE.
- [16] Barret, Philippe. *Machines électriques : théorie et mise en œuvre*. Ellipses, 2002.
- [17] A. B. Raju, K. Chatterjee, B. G. Fernandes, « A Simple Maximum Power Point Tracker for Grid connected Variable Speed Wind Energy Conversion System with Reduced Switch Count Power Converters », 0-7803-7754-0/03/\$17.00 ©2003 IEEE.
- [18] Lourad Fateh ; « Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent » thèse de doctorat ; université Bdji Mokhtar de Annaba ; 2016
- [19] I. Boldea, *Synchronous Generators*. Second Edition, Taylor and Francis Group, IEEE, University Timisoara, Romania, 2016, pp. 125-145
- [20] M. Ezzat, « Commande Non Linéaire Sans Capteur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2011
- [21] CHABANE, Dj, and K. BERKOUNE. "Etude du redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion MLI." *Mémoire de Master en électrotechnique*, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou (2011).
- [22] RAHOUI, Adel, « Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI ». Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri, 2017.

Titre :

Commande d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) connectée au réseau

Résumé : Ces dernières années, l'énergie éolienne s'est imposée comme une alternative crédible aux sources d'énergie conventionnelles, en raison de ses avantages économiques et environnementaux. De plus, les progrès rapides dans le domaine de l'électronique de puissance ont accumulé la fiabilité et la performance des systèmes éoliens, notamment grâce à l'utilisation des convertisseurs statiques pour le contrôle de la puissance produite et l'amélioration de la qualité de l'énergie au point de connexion. Le principal défi actuel est l'intégration des systèmes éoliens au réseau électrique sans provoquer de perturbations, tout en respectant les normes relatives à la qualité de l'énergie

Dans ce travail, nous nous penchons sur l'étude du comportement d'une éolienne équipée d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP), connectée au réseau électrique via deux convertisseurs MLI (AC/DC - DC/AC), séparés par un bus continu. Nous avons développé des modèles mathématiques pour chaque composant du système, afin de proposer des stratégies de contrôle adaptées qui garantissent de bonnes performances. Le contrôle des puissance active et réactive (PQ), dans le repère tournant dq, a été utilisé pour les deux convertisseur côté générateur et côté réseau. Afin de garantir les exigences du réseau, les puissances active et réactive sont découplées et contrôlées indépendamment, tout en maintenant une tension stable sur le bus continu et en minimisant le taux de distorsion harmonique (THD) dans les signaux de tension et du courant injectés au réseau.

L'utilisation des onduleurs MLI a permis d'améliorer la qualité des ondes et de réduire les harmoniques. L'implémentation de la stratégie de contrôle du système d'une GSAP connectée au réseau via les deux convertisseurs sur MATLAB Simulink est réalisée en utilisant le modèle moyen et topologique, dont ce dernier a montré sa similitude d'un fonctionnement réel du système en question.

Mots clés : Convertisseur MLI ; Contrôleur PI ; Energie éolien, Génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP).

Title:

Control of wind turbine based on a permanent magnet synchronous generator (PMSG) connected to the grid

Abstract: In recent years, wind energy has established itself as a credible alternative to conventional energy sources due to its economic and environmental advantages. Moreover, rapid advancements in power electronics have enhanced the reliability and performance of wind systems, particularly through the use of static converters for controlling the power produced and improving the energy quality at the connection point. The main current challenge is to integrate wind systems into the electrical grid without causing disturbances, while complying with energy quality standards.

In this work, we focus on studying the behavior of a wind turbine equipped with a permanent magnet synchronous generator (PMSG) connected to the power grid via two PWM converters (AC/DC - DC/AC), separated by a DC bus. We developed mathematical models for each system component to propose suitable control strategies that ensure good performance. Active and reactive power (PQ) control in the dq rotating frame was used for both the generator-side and grid-side converters. To meet grid requirements, active and reactive powers are decoupled and controlled independently, while maintaining stable DC bus voltage and minimizing the total harmonic distortion (THD) in the voltage and current signals injected into the grid.

The use of PWM inverters improved waveform quality and reduced harmonics. The implementation of the control strategy for a PMSG system connected to the grid via the two converters in MATLAB Simulink was carried out using both the average and topological models, the latter showing its similarity to the real operation of the system in question

Keywords : PWM Converter ; PI Controller ; Wind Energy ; Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG).