

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI - CONSTANTINE**

**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

N° d'ordre :
Série :

THESE

*Présentée pour obtenir le diplôme de doctorat en sciences
en électrotechnique*

Par

Lamri LOUZE

**Production décentralisée de l'énergie électrique :
Modélisation et contrôle d'une génératrice
asynchrone auto excitée**

Soutenu le : 08 / 07 / 2010

Devant le Jury:

Président :	M. Hocine BENALLA	Pr.	Univ. Constantine
Rapporteur :	M. Abdelmalek KHEZZAR	Pr.	Univ. Constantine
Examineurs :	M. Mohamed Elhadi LATRECHE	Pr.	Univ. Constantine
	M. Hacene BOUZEKRI	MC.	Univ. Skikda
	M. Rachid ABDESSEMED	Pr.	Univ. Batna

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Ahmed Lokmane NEMMOUR mon collègue à l'université de Constantine pour sa disponibilité, ses conseils et nos discussions qui ont été assez fructueuses ainsi que pour m'avoir fait bénéficier de ses connaissances sur la commande des machines électriques.

Je tiens à exprimer encours mes sincères remerciements à :

Monsieur Abdelmalek KHEZZAR professeur à l'université de Constantine, pour avoir encadré cette thèse et m'avoir supporté pendant toute la durée des travaux,

Monsieur Hocine BENALLA professeur à l'université de Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur Mohamed Elhadi LATRECHE professeur à l'université de Constantine, monsieur Rachid ABDESSEMED professeur à l'université de Batna et Hacène BOUZAKRI maître de conférence à l'université de Skikda pour avoir accepté de consacrer du temps à mon travail et pour avoir participé à mon jury.

Enfin je remercie vivement tous les membres du laboratoire LEC pour leur aide, leur sympathie et leur soutien.

DEDICACE

Je tiens à dédier ce travail à :

Mes chers parents.

Ma femme et mes petites Meriem et Khadidja

Mes frères et sœurs.

Toute ma grande famille.

Tous mes amis.

Mes enseignants.

Et en fin tous ceux qui m'ont aidé et soutenu de près ou de loin durant l'élaboration de ce travail.

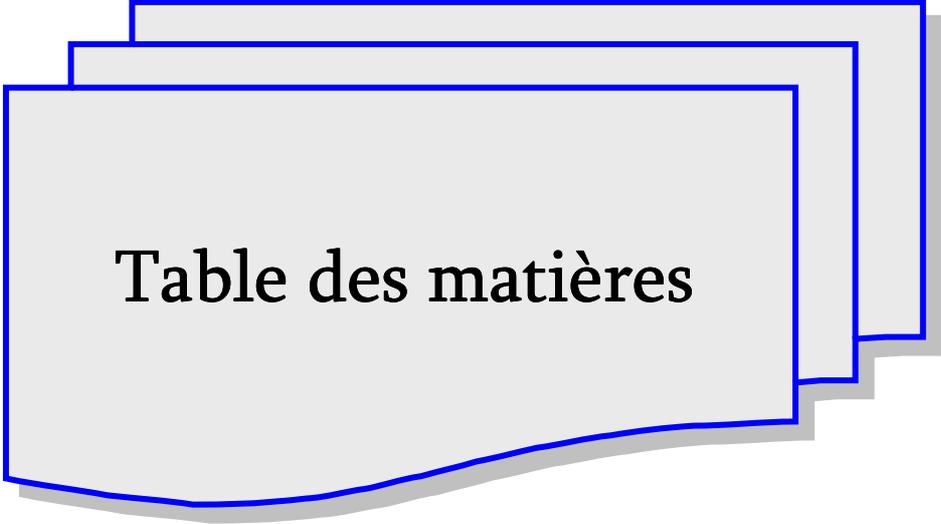


Table des matières

Table des matières

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

CHAPITRE I

Généralités sur les systèmes éoliens

I. 1. Introduction.....	4
I. 2. L'énergie renouvelable.....	4
I. 3. Energie éolienne.....	5
I. 3. 1. Source du vent.....	5
I. 3. 2. Turbines éoliennes.....	5
I. 3. 2. 1. Eoliennes à axe horizontal.....	5
I. 3. 2. 2. Eoliennes à axe vertical.....	6
I. 4. Modélisation de la chaîne de production éolienne.....	7
I. 4. 1. Modèle du vent.....	7
I. 4. 2. Modélisation de la turbine éolienne.....	8
I. 4. 2. 1. Théorie du disque actuateur et limite de Betz.....	8
I. 4. 2. 2. Modèle mécanique de la turbine éolienne.....	13
I. 5. Commande de la turbine éolienne.....	15
I. 5. 1. Caractéristique puissance d'une éolienne vitesse du vent.....	15
I. 5. 2. Technique d'extraction du maximum de la puissance.....	16
I. 6. Spécificité des générateurs électriques éoliens.....	19
I. 6. 1. Générateurs asynchrones.....	19
I. 6. 1. 1. Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	20
I. 6. 1. 2. Machine asynchrone à rotor bobiné.....	21
I. 6. 2. Générateurs synchrones.....	22
I. 7. Conclusion.....	23

CHAPITRE II

Etude analytique de la génératrice asynchrone auto-excitée

II. 1. Introduction.....	24
II. 2. Principe de fonctionnement.....	24
II. 3. Modélisation de la machine asynchrone.....	26
II. 3. 1. Equations générales de la machine asynchrone.....	26
II. 3. 2. Transformation de KU appliquée à la machine.....	29
II. 4. Equations d'auto-excitation.....	33
II. 5. Etude analytique de l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone.....	34

II. 5. 1 Analyse dynamique de la génératrice asynchrone.....	34
II. 5. 2. Analyse du régime permanent.....	37
II. 6. Fonctionnement en linéaire.....	41
II. 7. Fonctionnement en saturation.....	43
II. 8. Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage.....	45
II. 9. Influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage.....	46
II. 10. Fonctionnement en charge.....	46
II. 11. Conclusion.....	48

CHAPITRE III

Méthodes de Commande de la génératrice asynchrone auto excitée

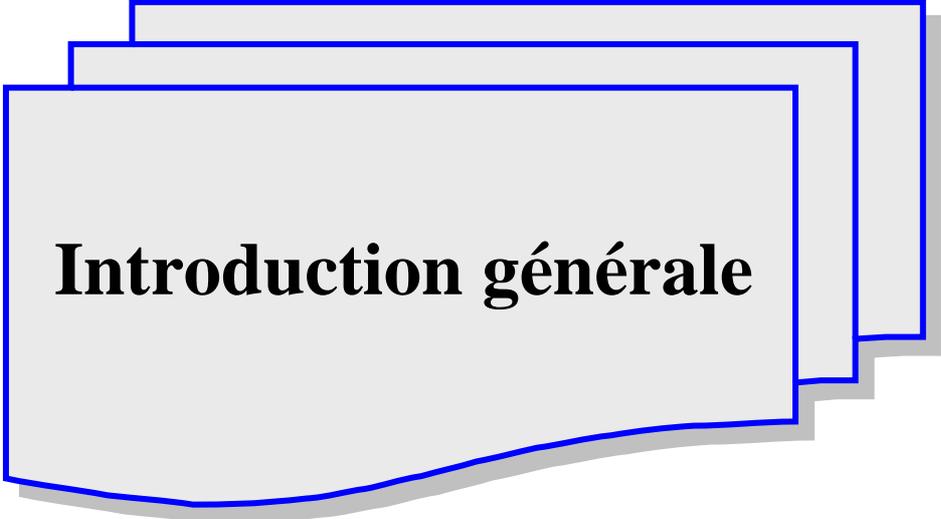
III. 1. Introduction.....	49
III. 2. Modèle en dq de la génératrice asynchrone.....	49
III. 3. Modélisation du redresseur triphasé à MLI.....	52
III. 3. 1. Transformation de Park appliquée au redresseur.....	56
III. 4. Représentation d'état de la génératrice associée au redresseur à MLI.....	58
III. 5. Différentes stratégies de commande pour la génératrice asynchrone.....	60
III. 5. 1. Commande vectorielle.....	60
III. 5. 2. Commande par mode de glissement.....	63
III. 5. 2. 1. Conception de la commande par mode de glissement.....	63
III. 5. 2. 2. Choix de la surface de glissement.....	64
III. 5. 2. 3. Condition de convergence et d'existence.....	65
III. 5. 2. 4. La fonction discrète de commutation.....	65
III. 5. 2. 5. La fonction de LYAPUNOV.....	66
III. 5. 2. 6. Calcul de la commande.....	66
III. 5. 3. Commande par linéarisation entrée/sortie.....	69
III. 6. Conclusion.....	71

CHAPITRE IV

Commande de la génératrice asynchrone auto-excitée

IV. 1. Introduction.....	72
IV. 2. Application de la commande vectorielle.....	72
IV. 2. 1. Découplage vectoriel en courant.....	72
IV. 2. 2. Découplage vectoriel en tension (découplage par compensation).....	74
IV. 2. 3. Calcul des régulateurs.....	76
IV. 2. 3. 1. Régulateur de flux.....	76
IV. 2. 3. 2. Régulateur de la tension du bus continu.....	77
IV. 2. 3. 3. Régulateur de la composante du courant direct.....	78
IV. 3. Application de la commande par mode de glissement.....	79

IV. 3. 1. Surface de régulation du flux rotorique	80
IV. 3. 2. Surface de régulation de la tension du bus continu	81
IV. 3. 3. Surfaces de régulation des courants statoriques	83
IV. 4. Application de la commande par linéarisation entrée/sortie	86
IV. 5. Résultats de simulation numérique	88
IV. 6. Etude comparative	95
IV. 6. 1. Effets de variation de la charge R et de la vitesse	95
IV. 6. 2. Test de variation paramétrique	96
IV. 7. Optimisation de la chaîne de conversion éolienne	98
IV. 7. 1. Résultats de simulation	103
IV. 8. Etude d'une ferme éolienne	107
IV. 8. 1. Résultats de simulation	108
IV. 9. Conclusion	109
Conclusion générale	110
Bibliographie	
Annexes	



Introduction générale

Introduction générale

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires en énergie électrique considérables [1]. Cette augmentation se traduit, en réalité, par une augmentation des prix du pétrole qui représente la source la plus importante de l'énergie. La réserve mondiale du pétrole diminue de plus en plus, et dans les années qui suivent il n'y aura pas assez du pétrole pour couvrir la demande. Le climat de la terre évolue vers le mauvais et les sources naturelles d'eau se raréfient. L'énergie nucléaire n'est pas disponible pour tout le monde pour des raisons politiques ou financières, son installation coûte cher et elle peut être dangereuse au niveau écologique [2]. Dans les pays en voie de développement le problème est posé par les régions rurales vivant en dehors des réseaux de distribution d'électricité et leur alimentation en électricité s'avère difficile voir impossible et ne peuvent se fournir en énergie fossile dont les prix sont trop élevés et les moyens d'accès difficiles.

Face à ces problèmes, le monde est massivement tourné vers de nouvelles formes d'énergie dites "renouvelables". Beaucoup plus accessibles et très adaptées à la production décentralisée, les énergies renouvelables offrent la possibilité de produire de l'électricité proprement et surtout dans une moindre dépendance des ressources, à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires [3].

Parmi celles-ci, l'énergie éolienne apparaît clairement en bonne place, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie nucléaire. En effet l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement représente au niveau mondial un gisement considérable [1].

Le marché de l'électricité algérien se caractérise fondamentalement par un taux d'électrification qui avoisine les 95%. La production est actuellement de plus de 7 000 MW. Relativement à la consommation d'électricité en Algérie, celle ci a augmenté durant ces dernières années de 04%, et la demande en électricité devrait à long terme croître de 7% par année [4].

La distribution de l'électricité, en Algérie, connaît depuis quelques années de fortes perturbations du fait d'une augmentation croissante de la demande intérieure. Parmi les objectifs affichés par les pouvoirs publics, le marché local doit atteindre 500 MW en 2010, amenant la part de l'électricité produite par les énergies renouvelables à 5% de l'électricité totale produite.

Parmi les projets en cours de réalisation, le mégaprojet d'une centrale hybride solaire/gaz de 150 MW que NEAL (New Energy Algeria) va réaliser avec la compagnie espagnole ABENER à Hassi R'mel. Trois autres centrales hybrides solaire/gaz de 4 00 MW chacune sont prévues à l'horizon 2015. Une ferme éolienne d'une puissance de 10 MW implantée à Tindouf. Ce projet constitue le premier projet de son genre en Algérie et fonctionnera sur une technologie hybride éolien/diesel [4].

A l'échelle mondiale, l'énergie éolienne a connue une forte croissance, cela conduit les chercheurs en Génie Electrique à mener des investigations de façon à augmenter l'efficacité de la conversion électromécanique d'une part et à améliorer la qualité de l'énergie fournie d'une autre part [1].

Dans ce cadre, le présent travail décrit une étude sur l'utilisation des convertisseurs électromécaniques et en particulier la machine asynchrone à cage dans un système éolien pour alimenter un site isolé en courant continu. Grâce à ses qualités multiples, cette machine peut être considérée comme la plus prometteuse pour la production décentralisée de l'énergie électrique.

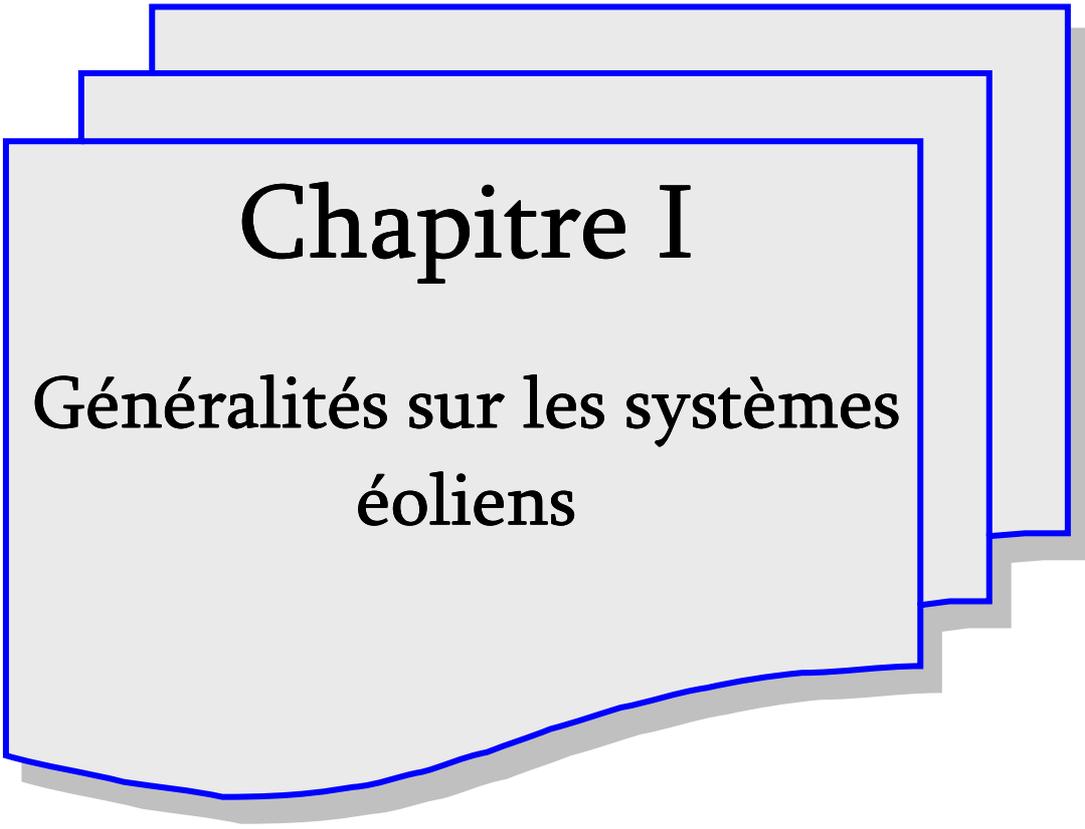
Le premier chapitre de cette thèse est consacré à des rappels sur les systèmes de conversion éoliens à travers les équations et les concepts physiques régissant leur fonctionnement.

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée par un banc de capacités et ainsi que la modélisation du redresseur à MLI associé. Il comporte en outre une étude analytique permettant de déterminer avec précision les points critiques de ce système que ce soit les valeurs des capacités et des vitesses minimales et maximales d'auto-excitation, ainsi que la charge critique et d'autres grandeurs caractérisant le fonctionnement de la génératrice comme la fréquence et l'inductance de magnétisation.

Dans le troisième chapitre, trois approches pour la commande de l'ensemble convertisseur-génératrice sont considérées :

- ✦ la première concerne la commande vectorielle qui est l'approche linéaire la plus utilisée.
- ✦ la deuxième concerne la technique de linéarisation entrée/sortie qui s'appuie sur les outils de la géométrie différentielle.
- ✦ la troisième repose sur la technique du mode de glissement, qui impose une certaine logique de commutation sur la commande.

Le quatrième et le dernier chapitre, est dédié à l'application de ces trois types de commandes au système de production de l'énergie éolienne. Une étude comparative d'un point de vue performance, robustesse et sensibilité aux perturbations est effectuée. Ce chapitre contient également une nouvelle configuration plus intéressante; elle permet d'utiliser la même machine pour l'alimentation d'un site isolé en courant continu et en courant alternatif triphasé directement. Afin d'augmenter la puissance électrique produite, on propose d'étudier une ferme éolienne comprenant plusieurs génératrices à induction connectées à un bus continu commun.



Chapitre I

Généralités sur les systèmes
éoliens

I. Généralités sur les systèmes éoliens

I. 1. Introduction

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables a connu une forte croissance durant ces dernières années. Dans l'avenir, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Naturellement décentralisées, il est intéressant de les exploiter sur le lieu de consommation, en les transformant directement soit en chaleur, soit en électricité selon les besoins. La production décentralisée de l'électricité à partir des sources d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Cependant le caractère aléatoire de ces sources nous impose à établir des règles de dimensionnement et d'utilisation de ces systèmes pour les exploiter dans les meilleures conditions [3].

I. 2. L'énergie renouvelable

Une source d'énergie est dite renouvelable si le fait d'en consommer ne limite pas son utilisation future. Beaucoup plus accessibles et très adaptées à la production décentralisée, les énergies renouvelables offrent la possibilité de produire de l'électricité proprement et surtout dans une moindre dépendance des ressources, à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires. Aujourd'hui, après l'hydraulique, le grand éolien devient compétitif en termes de coûts de production. Plusieurs pays sont déjà résolument tournés vers l'énergie éolienne (utilisant la force du vent pour produire de l'électricité). C'est le cas de l'Allemagne, leader mondial avec une puissance éolienne installée de 23,903 GW, l'Espagne, numéro deux de l'Union Européenne avec 16,740 GW et citons également le Danemark, qui produit près de 20 % de sa consommation d'électricité grâce à ses 3,180 GW installés à la fin de l'année 2008. Dans ce contexte général, notre étude s'intéresse à la filière éolienne qui semble une des plus prometteuses avec un taux de croissance européen et mondial très élevé [3], [5].

I. 3. Energie éolienne

I. 3. 1. Source du vent

Du fait que la terre est ronde, le rayonnement solaire absorbé diffère aux pôles à l'équateur. En effet, l'énergie absorbée à l'équateur est supérieure à celle absorbée aux pôles. Cette variation entraîne une différence de température en deux points qui induit des différences de densité de masse d'air provoquant leur déplacement d'une altitude à une autre [6].

I. 3. 2. Turbines éoliennes

Une turbine éolienne est une turbine entraînée par le vent. Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité [1], [7].

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles: celles à axe vertical et celles à axe horizontal.

I. 3. 2. 1. Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal (Fig. I. 1) sont les plus utilisées actuellement. Les différentes constructions des aérogénérateurs utilisent les voilures à deux, trois pales (les plus courantes) et les multipales profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion. Dans ce cas, la portance n'est pas utilisée pour maintenir un avion en vol mais pour générer un couple moteur entraînant la rotation [1], [8].



Fig. I. 1. Eoliennes à axe horizontal [3].

I. 3. 2. 2. Eoliennes à axe vertical

Une autre famille d'éoliennes est basée sur les voilures à l'axe vertical. Ce type d'éoliennes est très peu répandu et assez mal connu. Il existe principalement trois technologies VAWT (Vertical Axis Wind turbine): la turbine de type Savonius, dont le fonctionnement est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres, les efforts exercés par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est ici renforcé par la circulation d'air entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur (Fig. I. 2. a).

Les turbines Darrieus classique ou à pales droites (H-type), Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles (Fig. I. 2. b) est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif.

Comme montré sur la Figure I. 3. toutes ces voilures sont à deux ou plusieurs pales [1], [8].

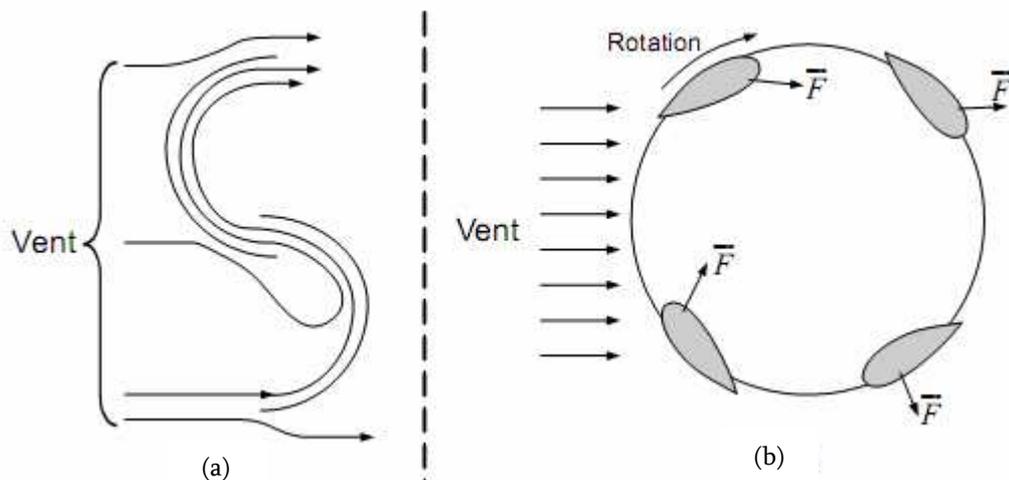


Fig. I. 2. Principe du rotor de Savonius et de l'incidence variable [1].

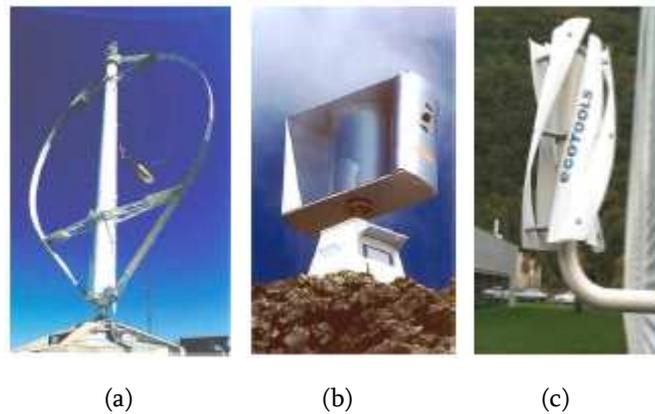


Fig. I. 3. Exemples des constructions VAWT (a) Darrieus, (b) Darrieus de type H, (c) Savonius [3].

I. 4. Modélisation de la chaîne de production éolienne

I. 4. 1. Modèle du vent

Le choix géographique d'un site éolien est primordial dans un projet de production d'énergie. Les caractéristiques du vent vont déterminer la quantité de l'énergie qui pourra être effectivement extraite du gisement éolien. Pour connaître les propriétés d'un site, des mesures de la vitesse du vent ainsi que de sa direction, sur une grande période du temps, sont nécessaires.

La vitesse du vent sera modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques sous la forme [8] :

$$V(t) = 8,2 + 2 \sin(\omega t) - 1,75 \sin(3 \omega t) + 1,5 \sin(5 \omega t) - 1,25 \sin(10 \omega t) + \sin(30 \omega t) + 0,5 \sin(50 \omega t) + 0,25 \sin(100 \omega t) \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{2\pi}{10}.$$

La Figure I. 4. représente le vent simulé avec une vitesse moyenne de 8,2 m/s.

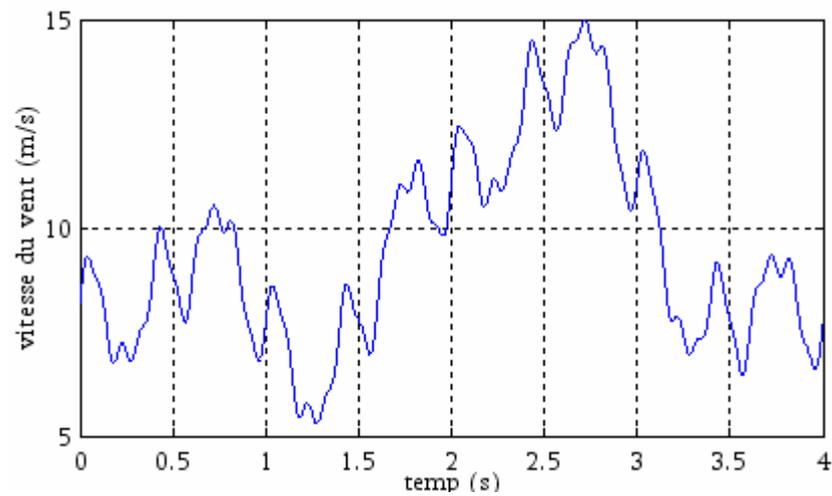


Fig. I. 4. Simulation du profil de la vitesse du vent.

I. 4. 2. Modélisation de la turbine éolienne

I. 4. 2. 1. Théorie du disque actuateur et limite de Betz [1], [8]-[11]:

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure I. 5. sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_0 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

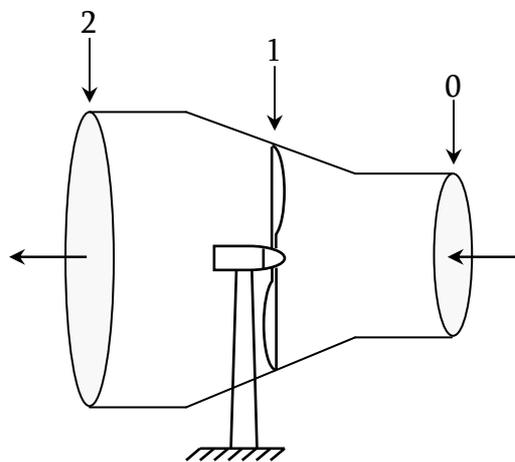


Fig. I. 5. Tube de courant autour d'une éolienne.

En appliquant la conservation de masse au cas de la Figure I. 5. :

$$V_0 S_0 = V_1 S_1 = V_2 S_2 \quad (I.2)$$

Où:

V_i est la vitesse du vent à la position i et S_i est la surface traversée par le vent à la position i . On considère par la suite que $V_1 = V$ et $S_1 = S$.

La force de portance au rotor de la turbine est donnée par :

$$F = \rho S_0 V_0^2 - \rho S_2 V_2^2 \quad (\text{I.3})$$

Telle que ρ est la densité de l'air (1.22 kg/m^3 à la pression atmosphérique à 15°C).

En tenant compte de l'équation (I.2), nous aurons :

$$F = \rho S V (V_0 - V_2) \quad (\text{I.4})$$

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_0 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 soit :

$$V = \frac{V_0 + V_2}{2} \quad (\text{I.5})$$

On définit le facteur fractionnaire de diminution dans la vitesse du vent entre la position 0 et la position 1 comme par $a = \frac{V_0 - V}{V_0}$.

En tenant compte de l'équation (1.5); l'équation (I.4) devient :

$$F = \frac{1}{2} \rho S V_0^2 4a(1-a) \quad (\text{I.6})$$

La puissance extraite du vent par le rotor est le produit de la portance et la vitesse du vent au plan du rotor V :

$$P_u = F V = \frac{1}{2} \rho S V_0^2 4a(1-a) V_0 (1-a) = \frac{1}{2} \rho S V_0^3 4a(1-a)^2 \quad (\text{I.7})$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_0 , la puissance P_{th} théorique correspondante serait alors :

$$P_{th} = \frac{1}{2} \rho S V_0^3 \quad (I.8)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$C_p = \frac{P_{tu}}{P_{th}} = 4a(1-a)^2 \quad (I.9)$$

C_p est appelé coefficient de puissance (Fig. I. 6).

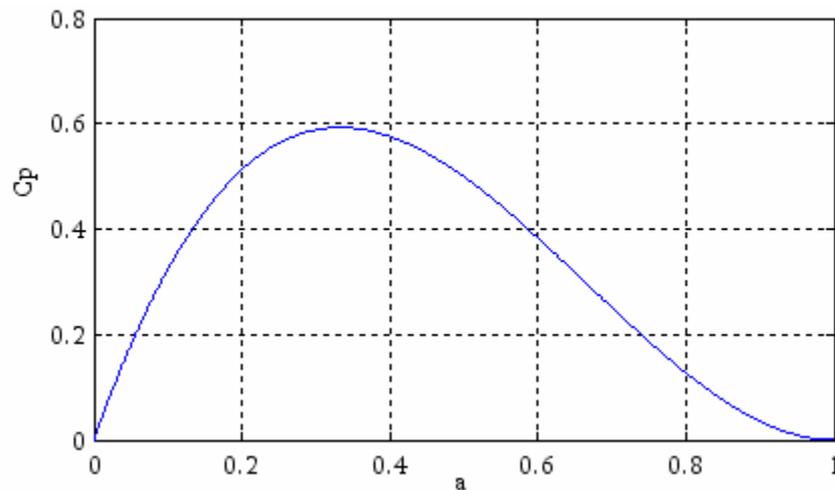


Fig. I. 6. Coefficient aérodynamique de puissance.

La valeur théorique maximale de C_p est donnée par la limite de Betz, elle est obtenue en dérivant l'équation (I.9) par rapport à a :

$$\frac{\partial C_p}{\partial a} = 3a^2 - 4a + 1 = 0 \Rightarrow a = \frac{1}{3}$$

En remplaçant a dans l'équation (I.9), on trouve :

$$C_{p\max} = \frac{16}{27} \approx 0.592592$$

C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent et de l'angle de l'orientation de la pale β ; le ratio de vitesse λ est définie par :

$$\lambda = \frac{\Omega_{tu} R}{V} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

Ω_{tu} est la vitesse de rotation de la turbine avant multiplicateur.

R est le rayon de l'aéroturbine.

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'exprime par :

$$P_{tu} = C_p P_{th} = C_p (\lambda, \beta) \frac{\rho S V_0^3}{2} \quad (\text{I.11})$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique (couple de la turbine éolienne) est donc directement déterminé par :

$$C_{tu} = \frac{P_{tu}}{\Omega_{tu}} = C_p (\lambda, \beta) \frac{\rho S V_0^3}{2} \frac{1}{\Omega_{tu}} \quad (\text{I.12})$$

Un exemple du coefficient de puissance qui est une fonction non linéaire dépend à la fois de l'angle de calage β et de la vitesse relative λ a pour expression [12], [13] :

$$C_p = 0,22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{22,5}{\lambda_i}} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{Tel que : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}$$

La Figure I. 7. représente la variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β .

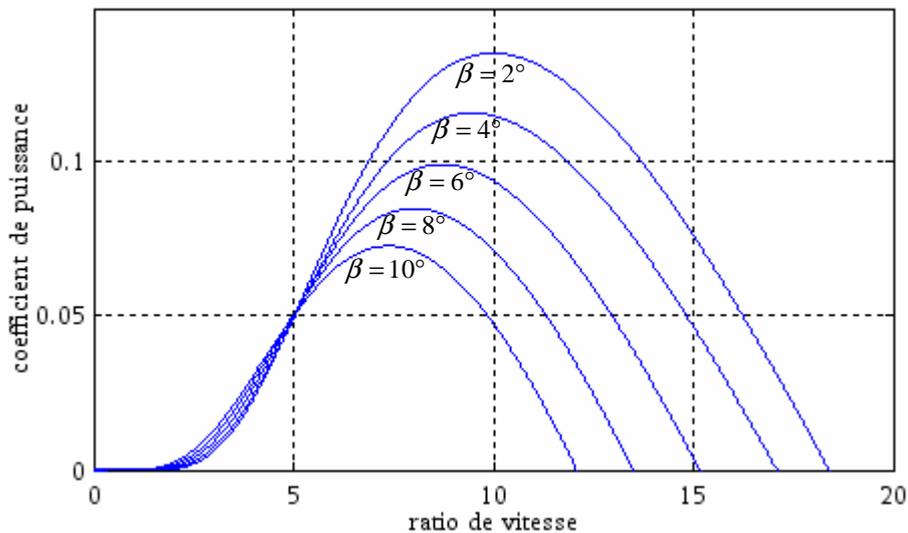


Fig. I. 7. Coefficient aérodynamique C_p en fonction du ratio de vitesse λ .

Il est important de souligner que le coefficient de puissance peut être en fonction de la vitesse relative λ pour les turbines éoliennes utilisant un système à décrochage aérodynamique "stall" ou en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage β pour les turbines éoliennes utilisant un système d'orientation des pales "pitch".

Le modèle de SIMULINK pour le rotor de la turbine éolienne à pas variable est présenté sur la Figure I. 8.

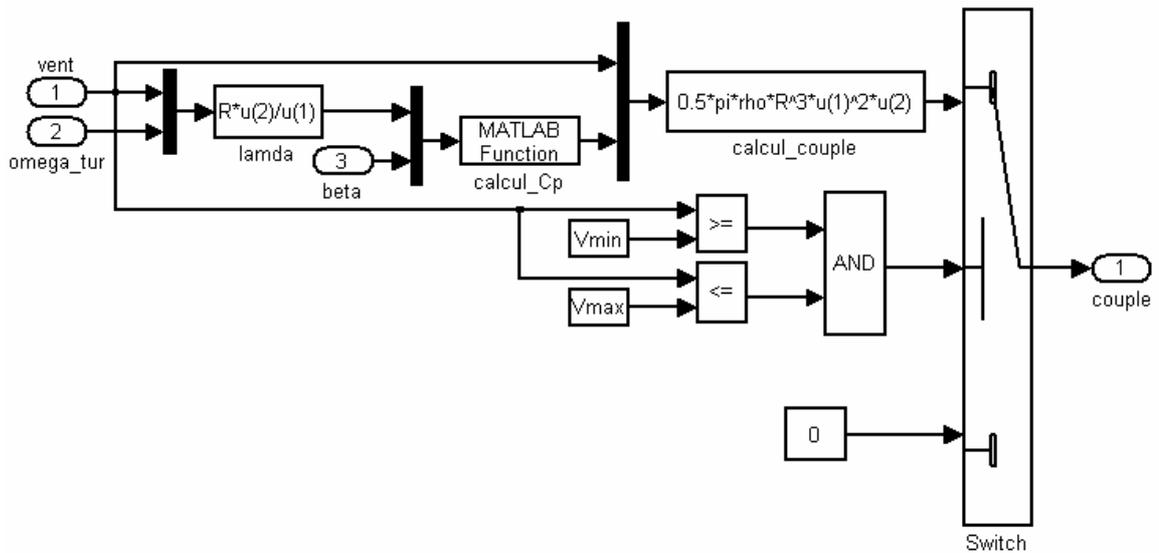


Fig. I. 8. Modèle de SIMULINK du rotor de la turbine éolienne.

I. 4. 2. 2. Modèle mécanique de la turbine éolienne

Dans la littérature, l'éolienne est présentée par la modélisation de la partie mécanique par le modèle à trois masses, à deux masses où à une masse [13]-[27].

Ce qui doit être modélisé c'est la transmission du couple et de la puissance captés par le rotor éolien, c'est-à-dire le comportement du train de puissance. Le train de transmission de puissance est constitué des pales reliées au moyeu, couplées à l'arbre lent, relié à son tour au multiplicateur qui multiplie la vitesse de rotation de l'arbre rapide qui est couplé à son tour à la génératrice [9].

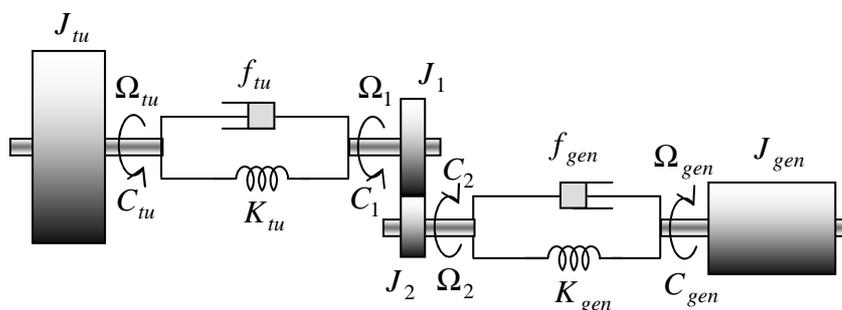


Fig. I. 9. Modèle à trois masses.

Le modèle à trois masses équivalent de la chaîne de conversion éolienne est présenté sur la Figure I. 9. Les masses correspondent à une grande masse du rotor de la turbine éolienne, masse pour le multiplicateur et une masse pour le générateur respectivement.

En tenant compte des coefficients d'élasticité et de frottement pour les deux arbres, les équations dynamiques du mouvement du système sont données par :

$$J_{tu} \frac{d\Omega_{tu}}{dt} = C_{tu} - f_{tu}\Omega_{tu} - K_{tu}(\theta_{tu} - \theta_1) \quad (I.14)$$

$$J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} = C_1 - f_{tu}\Omega_1 - K_{tu}(\theta_1 - \theta_{tu}) \quad (I.15)$$

$$J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} = C_2 - f_{gen}\Omega_2 - K_{gen}(\theta_2 - \theta_{gen}) \quad (I.16)$$

$$J_{gen} \frac{d\Omega_{gen}}{dt} = -C_{gen} - f_{gen}\Omega_{gen} + K_{gen}(\theta_2 - \theta_{gen}) \quad (I.17)$$

Où :

$$\frac{d\theta_{tu}}{dt} = \Omega_{tu}, \quad \frac{d\theta_1}{dt} = \Omega_1, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = \Omega_2 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{gen}}{dt} = \Omega_{gen}.$$

$$C_2 = \frac{1}{G}C_1 \quad \text{et} \quad \Omega_2 = G\Omega_1$$

J_{tu} le moment d'inertie de la turbine éolienne.

Ω_{tu} la vitesse mécanique de la turbine éolienne.

C_{tu} le couple de la turbine éolienne.

f_{tu} le coefficient de frottement de l'arbre lent.

K_{tu} l'élasticité de l'arbre lent.

C_1 le couple qui entre dans le multiplicateur.

Ω_1 la vitesse mécanique qui entre dans le multiplicateur.

C_2 le couple dehors du multiplicateur.

Ω_2 la vitesse mécanique dehors du multiplicateur.

J_1 le moment d'inertie de l'arbre lent.

J_2 le moment d'inertie de l'arbre rapide.

f_{gen} le coefficient de frottement de l'arbre rapide.

K_{gen} l'élasticité de l'arbre rapide.

J_{gen} le moment d'inertie de la génératrice.

Ω_{gen} la vitesse mécanique de la génératrice.

C_{gen} le couple mécanique appliqué à la génératrice.

G représente le gain du multiplicateur.

I. 5. Commande de la turbine éolienne

I. 5. 1. Caractéristique puissance d'une éolienne-vitesse du vent

Dans un système de production d'énergie éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal en exploitant les maxima du réseau de courbes de la Figure I. 7. Ce qui signifie que pour un régime de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe) on souhaite que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de λ donnée appelée λ_{opt} . La vitesse de rotation optimale Ω_{tu_opt} résultante est alors donnée par :

$$\Omega_{tu_opt} = \frac{V \lambda_{opt}}{R} \quad (I.18)$$

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer une puissance nominale P_n à partir d'une vitesse de vent nominale V_n . Pour des vitesses de vents supérieures à V_n , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres aérodynamiques afin d'éviter les surcharges mécaniques, de sorte que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse pas la puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue. Il y a d'autres grandeurs dimensionnantes; V_{min} la vitesse du vent à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie et V_{max} la vitesse maximale de vent au-delà de laquelle l'éolienne doit être arrêtée afin de ne pas subir de dégâts (Fig. I. 10) [1], [3], [8], [9], [11].

Ainsi la caractéristique de puissance en fonction de la vitesse du vent comporte quatre zones :

- ✦ La zone **I**, où aucune puissance n'est délivrée pour des vitesses du vent inférieures à la vitesse du démarrage V_{\min} .
- ✦ La zone **II**, lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué.
- ✦ La zone **III**, où généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et où la puissance P_{tu} fournie reste sensiblement égale à P_n .
- ✦ La zone **IV**, dans laquelle le système de sûreté du fonctionnement arrête la rotation et le transfert de l'énergie.

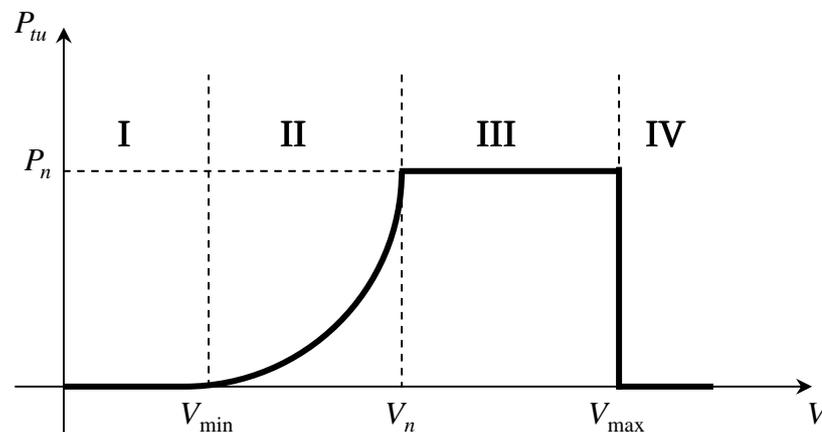


Fig. I. 10. Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable.

I. 5. 2. Technique d'extraction du maximum de la puissance

Une façon de procéder à la recherche du point maximal de puissance en connaissant la courbe caractéristique de la voilure éolienne à piloter permet de se rapprocher rapidement de l'optimum à l'aide des mesures simples et sans utilisation de capteur de la vitesse de vent. Cette façon de procéder exige du constructeur de la voilure des essais de caractérisation extérieur (soufflerie) ou des calculs numériques utilisant la théorie de l'élément de pale [8], [11], [28]-[30].

Les caractéristiques $P_{tu}(\Omega_{tu})$ (Fig. I. 11) pour plusieurs vitesses de vent et pour $\beta = 2^\circ$ nous montrent qu'il existe pour chaque courbe un point de puissance optimale correspondant à une certaine vitesse de rotation.

Considérons maintenant le comportement d'une MPPT pour une chaîne de conversion d'énergie éolienne. La commande MPPT permet de se placer au point de puissance optimale, quelle que soit la vitesse de vent, en imposant une vitesse de rotation optimale au moteur. Nous utilisons pour cela la formule suivante :

$$P_{tu} = \frac{1}{2} \rho S \frac{R^3}{\lambda^3} C_p \Omega_{tu}^3 \quad (\text{I.19})$$

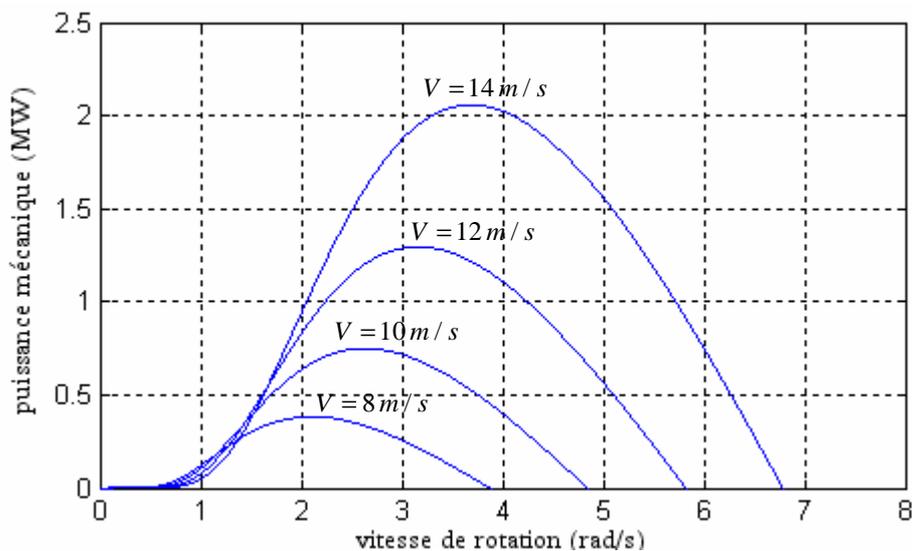


Fig. I. 11. Caractéristiques $P_{tu}(\Omega_{tu})$ à différentes vitesses de vent.

La convergence de la recherche de point maximal de puissance est illustrée selon la Figure I. 12.

En pratique, une mesure précise de la vitesse du vent est difficile à réaliser pour deux raisons :

- ✦ L'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui perturbe la lecture de la vitesse du vent.

- ✦ Le diamètre de la surface balayée par les pales étant important, une variation sensible du vent apparaît selon la hauteur où se trouve l'anémomètre. L'utilisation d'un seul anémomètre conduit donc à n'utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales.

Une mesure erronée de la vitesse du vent conduit donc forcément à une dégradation de la puissance captée selon la technique MPPT utilisant un capteur de la vitesse du vent. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse.

Cette technique repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine :

$$J \frac{d\Omega_{gen}}{dt} = 0 = C_{gen} - C_e - C_f \quad (I.20)$$

En négligeant l'effet du couple des frottements ($C_f \approx 0$), on obtient :

$$C_{gen} = C_e \quad (I.21)$$

Donc on peut mesurer la puissance P_{tu} pour chaque pas de calcul présenté sur la figure (I.12).

$$P_{tu} = C_e \Omega_{gen} \quad (I.22)$$

Le fonctionnement de la MPPT peut être expliqué sur la Figure I. 12. Supposons pour cela que la vitesse du vent est de $10m/s$ et qu'initialement, le système est au point (Ω_{tu1}, P_{tu1}) . La MPPT calcule alors la vitesse Ω_{tu2} à imposer à la génératrice correspondant à P_{tu1} . Le système se place alors au point (Ω_{tu2}, P_{tu1}) .

Une fois la vitesse de référence envoyée, le système va évoluer en P_{tu2} et se retrouver au point (Ω_{tu2}, P_{tu2}) . La MPPT calcule à nouveau la vitesse Ω_{tu3} correspondant à P_{tu2} et le système se place alors au point (Ω_{tu3}, P_{tu2}) . Le système évolue donc vers le point de puissance optimale quelle que soit la vitesse de vent.

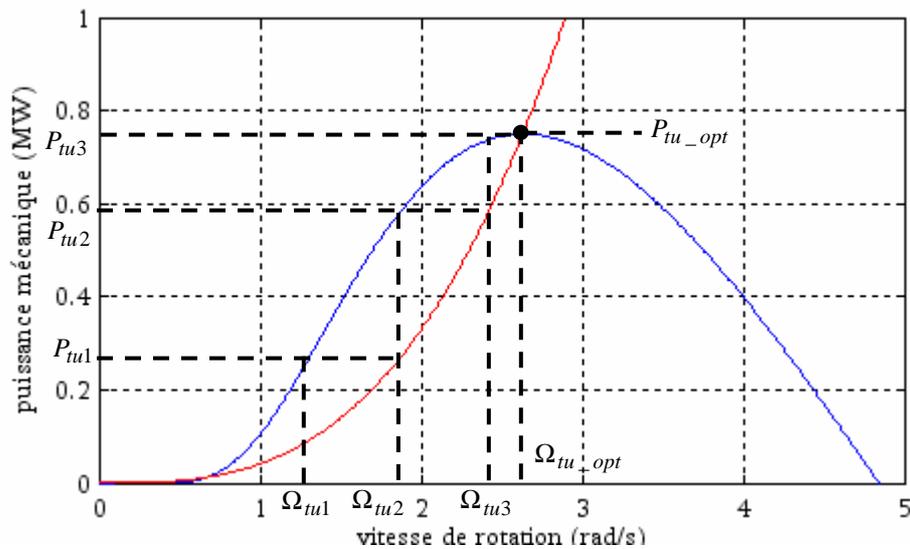


Fig. I. 12. Convergence vers le point optimal.

I. 6. Spécificité des générateurs électriques éoliens

On peut regrouper les générateurs éoliens selon différentes catégories. Ils peuvent être classés selon [31] :

- ✦ La nature du convertisseur électromécanique (machine synchrone, asynchrone, etc...)
- ✦ La nature de l'accouplement mécanique (présence de multiplicateur de vitesse ou attaque directe).
- ✦ Le type de fonctionnement (vitesse fixe ou variable).

I. 6. 1. Générateurs asynchrones

Dans le domaine de la génération d'énergie éolienne, les machines asynchrones à cage dominant encore car elles offrent des performances attractives en terme de coût d'investissement, tout particulièrement dans les solutions de base où elles sont directement

connectées au réseau. Mais lorsqu'il s'agit de réaliser un entraînement à vitesse variable, on leur préfère plutôt des machines à rotor bobiné doublement alimentées qui offrent d'excellents compromis performances/coût [32].

I. 6. 1. 1. Machine asynchrone à cage d'écureuil

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique. Grâce à ses qualités de robustesse et de faible coût ainsi que l'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne. Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales. La machine fonctionne alors en hypersynchronisme. La rotation des pales par des actionneurs, électriques ou hydrauliques, permet l'augmentation de l'angle de calage β . La puissance peut alors être limitée à la puissance nominale de la génératrice.

EN cas d'un fort vent, cette technique permet la mise en drapeau des pales ($\beta = 90^\circ$). Ce type de convertisseurs électromécaniques est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance global du réseau. Celui-ci peut-être toutefois amélioré par l'adjonction de capacités représentées sur la Figure I. 13. qui deviennent la seule source de puissance réactive dans le cas d'un fonctionnement autonome de l'éolienne [1], [11], [31], [33]-[36].

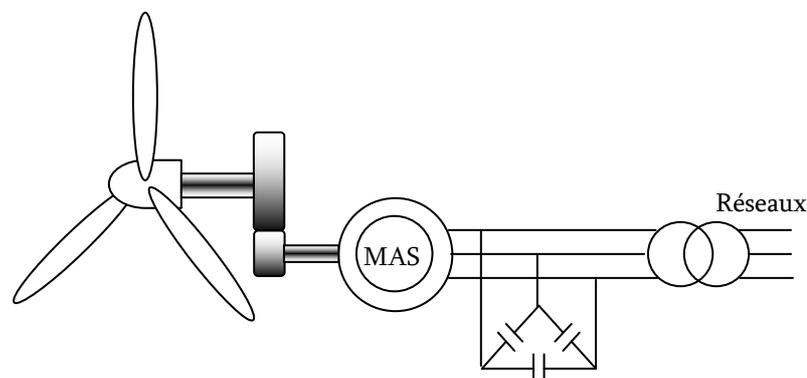


Fig. I. 13. Génératrice asynchrone à cage à vitesse fixe.

La génératrice asynchrone à cage peut fonctionner à vitesse variable grâce à l'emploi des convertisseurs de puissance, et peut générer une production de puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse de vent (Fig. I. 14).

L'emploi de deux convertisseurs de puissance permet de découpler la fréquence du réseau de la fréquence variable des courants de la machine par la création d'un bus continu intermédiaire. Avec une telle structure, les fluctuations rapides de la puissance générée peuvent être filtrées par le condensateur en autorisant une variation de la tension du bus continu sur une plage donnée. Ces convertisseurs sont dimensionnés pour 100 % de la puissance nominale de la génératrice, ceci augmente significativement le coût de l'installation et les pertes.

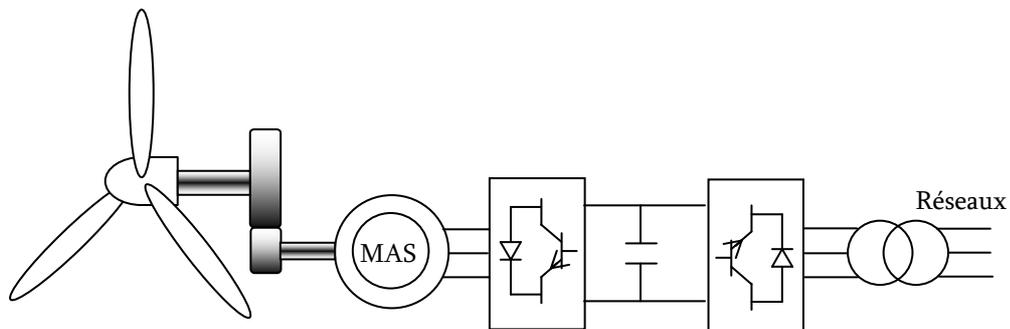


Fig. I. 14. Génératrice asynchrone à cage à vitesse variable.

I. 6. 1. 2. Machine asynchrone à rotor bobiné

Les machines asynchrones à rotor bobiné offrent un potentiel économique très attractif pour la variation de vitesse. Malgré un surcoût (machines non standards et construction plus complexe) par rapport à une machine à cage et la présence d'un système bagues-balais triphasé, elles permettent d'exploiter des variateurs électroniques de puissance réduite. Notons que l'usure des contacts tournants occasionne une maintenance plus importante (environ 1 à 2 ans pour les balais et 10 ans pour les bagues) que celle des machines à cage, ce qui constitue un inconvénient, en particulier pour les systèmes offshore. Actuellement, la majorité des projets éoliens supérieurs à 1 MW reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique.

Un second circuit placé au rotor est également relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance (Fig. I. 15).

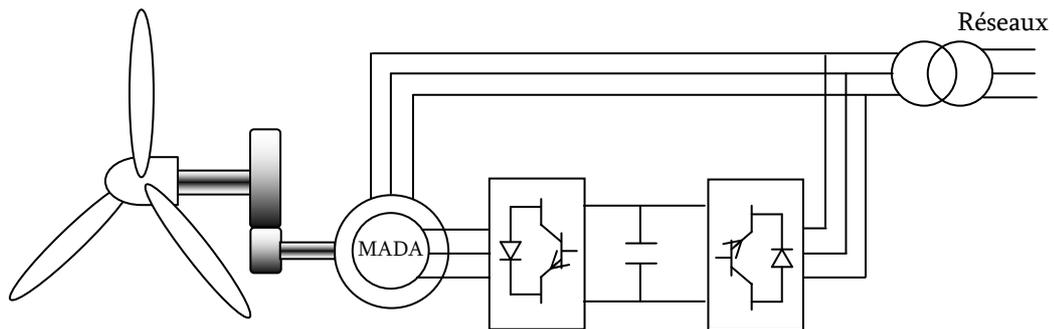


Fig. I. 15. Génératrice asynchrone à double alimentation avec convertisseurs MLI.

I. 6. 2. Générateurs synchrones

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets offshore situés en milieu salin. Pour limiter ces inconvénients, certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur. Si, de plus, la génératrice est équipée d'aimants permanents; le système de bagues et de balais est éliminé. L'inconvénient de cette structure, représentée à la Figure I. 16, est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau, des convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice permet de contrôler la puissance générée par celle-ci en limitant le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent [33], [35].

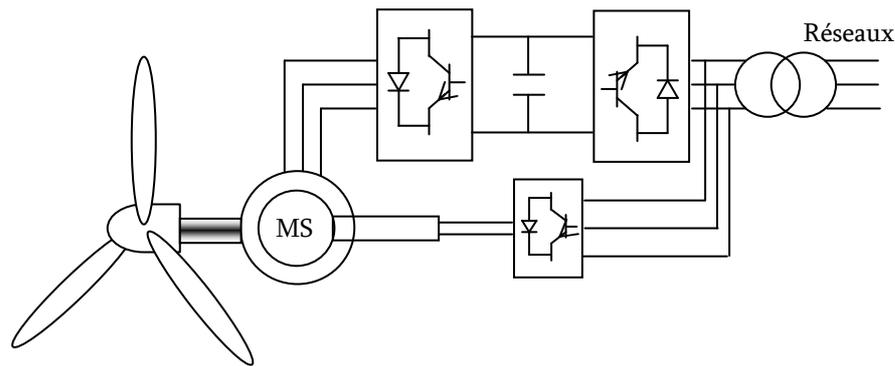


Fig. I. 16. Eolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone à rotor bobiné.

I. 7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une brève description du domaine des énergies renouvelables en basant sur la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Nous avons présenté aussi des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement.

Après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable, nous avons détaillé la zone particulière où la maximisation de l'énergie extraite du vent est effectuée.

La dernière partie de ce chapitre présente les machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien que ce soit les machines asynchrones à cage ou à rotor bobiné et les machines synchrones à rotor bobiné ou à aimants permanents.

Chapitre II

Etude analytique de la
génératrice asynchrone
auto-excitée

II. Etude analytique de la génératrice asynchrone auto-excitée

II. 1. Introduction

La génératrice asynchrone à cage est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans la production d'énergie éolienne à vitesse fixe. Son principal intérêt réside dans l'absence de contacts électriques par balais-collecteurs, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire.

La génératrice asynchrone à cage peut fonctionner à vitesse variable grâce à l'emploi des convertisseurs de puissance, et peut générer une production de puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse de vent [11].

Parmi les problèmes rencontrés dans l'étude de la génératrice asynchrone auto excitée est le choix adéquat des capacités d'auto amorçage. Beaucoup de recherches ont été faites pour déterminer les capacités minimum et maximum d'auto amorçage par l'analyse du circuit équivalent de la génératrice en régime permanent [37]-[42]. D'autre utilise l'analyse avec les valeurs propres [43]. Une analyse de la matrice d'impédance complexe de la génératrice asynchrone a été proposée par [44] et en fin, d'autres utilisent une équation différentielle du 8eme ordre où sa solution est difficile à obtenir [45], [46].

C'est dans ce contexte que s'inscrit le présent chapitre, en s'articulant sur la modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée dans le repère de KU qui présente un intérêt plus important que celui de Park. Cet intérêt réside dans le découplage des composantes f (forward) et b (backward). Il en découle une simplification des calculs que la transformation de Park ne procure pas [47]. Avec ce modèle, une étude analytique a été faite pour établir un bilan des performances de la génératrice asynchrone auto-excitée. Cette étude nous a conduit à une équation différentielle du 3eme ordre où son étude est beaucoup plus simple.

II. 2. Principe de fonctionnement

La génératrice asynchrone n'engendre pas sa propre énergie d'excitation contrairement à l'alternateur. Pour cette raison il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence.

Dans un entraînement à vitesse fixe la génératrice asynchrone est directement couplée au réseau. Sa vitesse mécanique est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paire de pôles de la génératrice. Le couple mécanique entraînant tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Cette dernière fonctionne alors en hypersynchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau (Fig. II. 1). Par ailleurs il lui fournit l'énergie réactive dont elle a besoin pour tous ses régimes de fonctionnement. Cette énergie est nécessaire à la création de son flux magnétique. Pour une génératrice standard à deux paires de pôles, la vitesse mécanique est légèrement supérieure à la vitesse de synchronisme (1500 tr / mn), ce qui nécessite l'adjonction d'un multiplicateur pour adapter la vitesse de la génératrice à celle du rotor de l'éolienne [1], [7], [11], [48].

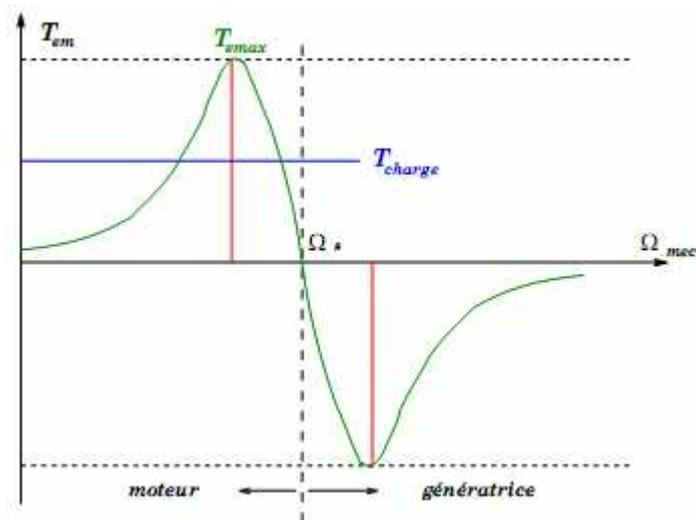


Fig. II. 1. Caractéristique couple-vitesse d'une machine asynchrone [11].

Dans un fonctionnement autonome, on connecte aux bornes du stator un banc de condensateurs correctement dimensionnés et on fait tourner le rotor de la machine à la vitesse nécessaire. La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice [48].

Le condensateur fournit le courant d'excitation requis par la génératrice et la génératrice charge le condensateur pour augmenter la tension de sortie. C'est cette réaction cyclique qui permet à la génératrice d'arriver à un régime permanent situé dans la zone de saturation [1].

La Figure II. 2. représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur ($V_c = \frac{I_s}{C \omega_s}$ où ω_s est la pulsation des grandeurs statoriques et C est la capacité d'auto-amorçage) en fonction du courant statorique I_s , pour un fonctionnement à vide de la machine. L'interaction des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent [1], [7].

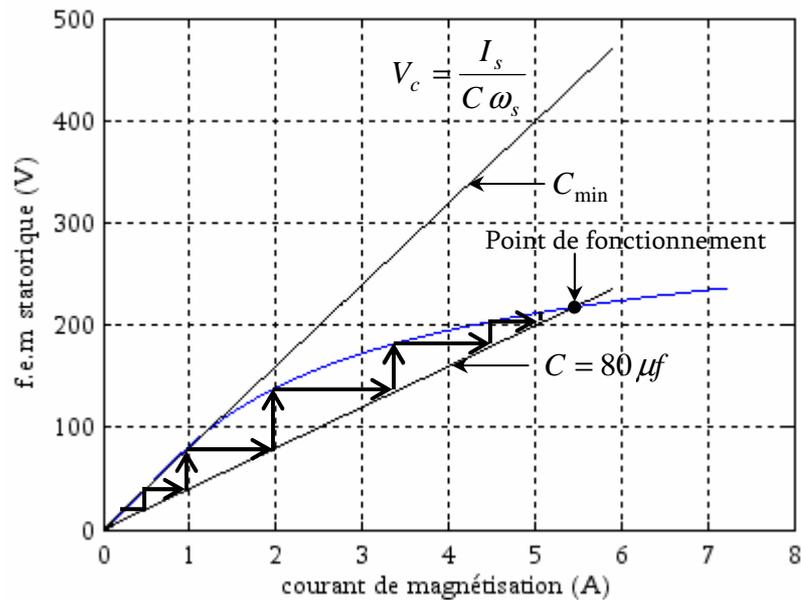


Fig. II. 2. Phénomène d'auto-amorçage.

II. 3. Modélisation de la machine asynchrone

II. 3. 1. Equations générales de la machine asynchrone

Pour mieux simuler le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis mais suffisamment simple pour que les temps de calcul du simulateur ne soient pas prohibitifs.

Pour la mise en équation de la machine, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes [49] :

- ✦ Entrefer constant,
- ✦ Assimilation de la cage à un court-circuit ayant le même nombre de phases que le bobinage statorique,

- ✦ Effet des encoches négligé,
- ✦ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- ✦ Les influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées.

Le modèle diphasé de la machine asynchrone présente un bon compromis entre ces contraintes.

La machine est représentée à la Figure II. 3. par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence \vec{R}_A par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence \vec{S}_A .

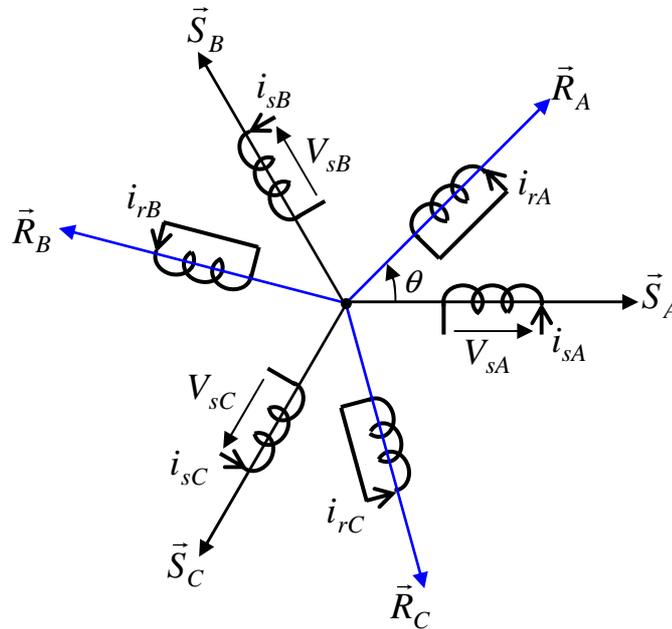


Fig. II. 3. Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique.

En désignant par :

s, r : indices respectifs du stator et du rotor ;

R_s, l_s : résistance et inductance propre d'une phase statorique,

m_s : coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

m : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor,

V_{sABC} : tensions appliquées aux trois phases statoriques,

i_{sABC} : courants qui traversent celles-ci,

ψ_{sABC} : flux totaux à travers ces enroulements,

En adoptant pour le rotor les mêmes notations, au remplacement de l'indice s par l'indice r près.

Les équations générales de la machine asynchrone à cage d'écuréuil dans un repère triphasé s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme matricielle pour les grandeurs statoriques :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + \frac{d}{dt}[\psi_{sABC}] \quad (\text{II.2})$$

Pour les grandeurs rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Soit :

$$[V_{rABC}] = [R_r][i_{rABC}] + \frac{d}{dt}[\psi_{rABC}] = [0] \quad (\text{II.4})$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\psi_{sABC}] = [L_s][i_{sABC}] + [M_{sr}][i_{rABC}] \quad (\text{II.5})$$

$$[\psi_{rABC}] = [M_{rs}][i_{sABC}] + [L_r][i_{rABC}] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En substituant (II.5) et (II.6) dans (II.2) et (II.4), on obtient :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sABC}] + [M_{sr}][i_{rABC}] \} \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{rABC}] = [R_r][i_{rABC}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_{sABC}] + [L_r][i_{rABC}] \} \quad (\text{II.8})$$

Le système formé par les équations (II.7) et (II.8) ainsi obtenu est non linéaire et fortement couplé.

II. 3. 2. Transformation de KU appliquée à la machine

La résolution analytique du système d'équations régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile voir impossible si ces équations à coefficients varient en fonction du temps, ce qui est le cas des machines tournantes [37].

On effectue des changements de variables telles que les relations entre les nouvelles variables soient plus simples que celles existant entre les variables réelles.

En 1929 Y. H. Ku a proposé une matrice de transformation à termes non constants permet de ramener un système différentiel à coefficients périodiques caractérisant le fonctionnement d'une machine à un système différentiel à coefficients constants [37], [49].

La matrice de la transformation $[K(\alpha)]$ liant les grandeurs réelles x_A , x_B et x_C que ce soit des courants, des tensions ou des flux à leurs composantes notées x_o , x_f et x_b est présentée sous la forme :

$$[x_{ABC}] = [K(\alpha)][x_{ofb}] \quad (\text{II.9})$$

Où :

$$[K(\alpha)] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} & e^{-j\alpha} \\ 1 & a^2 e^{j\alpha} & a e^{-j\alpha} \\ 1 & a e^{j\alpha} & a^2 e^{-j\alpha} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Et :

$$[K(\alpha)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-j\alpha} & a e^{-j\alpha} & a^2 e^{-j\alpha} \\ e^{j\alpha} & a^2 e^{j\alpha} & a e^{j\alpha} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Deux transformations de KU sont définies à partir de la matrice (II.10) dans laquelle l'angle α est remplacé par θ_s pour le stator, par θ_r pour le rotor; on les note respectivement $[K(\theta_s)]$ et $[K(\theta_r)]$.

Donc en appliquant ces transformations aux équations (II.5) et (II.6), les relations entre les flux d'axes o, f, b et les flux d'axes A, B, C sont définis comme suit :

Au stator :

$$[\psi_{sofb}] = [K(\theta_s)][L_s][K(\theta_s)]^{-1}[i_{sofb}] + [K(\theta_s)][M_{sr}][K(\theta_r)]^{-1}[i_{rofb}] \quad (\text{II.12})$$

Au rotor :

$$[\psi_{rofb}] = [K(\theta_r)][M_{rs}][K(\theta_s)]^{-1}[i_{sofb}] + [K(\theta_r)][L_r][K(\theta_r)]^{-1}[i_{rofb}] \quad (\text{II.13})$$

Un calcul long et fastidieux aboutit à la relation matricielle suivante entre les vecteurs flux et courants d'axes o, f, b :

$$\begin{bmatrix} \psi_{so} \\ \psi_{sf} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{ro} \\ \psi_{rf} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s + 2m_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}m & 0 \\ 0 & 0 & l_s - m_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}m \\ 0 & 0 & 0 & l_r + 2m_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}m & 0 & 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}m & 0 & 0 & l_r - m_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \\ i_{ro} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

On désigne par :

$L_s = l_s - m_s$: L'inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - m_r$: L'inductance cyclique rotorique,

$M = \frac{3}{2}m$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

$L_{so} = l_s + 2m_s$: L'inductance homopolaire statorique,

$L_{ro} = l_r + 2m_r$: L'inductance homopolaire rotorique.

Alors l'équation (II.14) devient :

$$\begin{bmatrix} \psi_{so} \\ \psi_{sf} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{ro} \\ \psi_{rf} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{so} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & M \\ 0 & 0 & 0 & L_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \\ i_{ro} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

L'application de la transformation de KU donnée par (II.10) à l'équation (II.2) pour l'obtention des équations des tensions statoriques dans le nouveau repère nous donne :

$$[K(\theta_s)]^{-1} [V_{sofb}] = [R_s] [K(\theta_s)]^{-1} [i_{sofb}] + \frac{d}{dt} \{ [K(\theta_s)]^{-1} [\psi_{sofb}] \} \quad (\text{II.16})$$

Soit en multipliant à gauche par $[K(\theta_s)]$:

$$[V_{sofb}] = [R_s] [i_{sofb}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sofb}] + [K(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [K(\theta_s)]^{-1} [\psi_{sofb}] \} \quad (\text{II.17})$$

On démontre que :

$$[K(\theta_s)] \frac{d}{dt} [K(\theta_s)]^{-1} = j \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Les tensions rotoriques peuvent être dérivées de la même façon.

Donc les tensions statoriques et rotoriques dans le repère de KU s'écrivent :

$$V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\psi_{so}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{sf} = R_s i_{sf} + \frac{d\psi_{sf}}{dt} + j \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{sf} \quad (\text{II.20})$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} - j \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{sb} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\psi_{ro}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

$$V_{rf} = R_r i_{rf} + \frac{d\psi_{rf}}{dt} + j \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{rf} \quad (\text{II.23})$$

$$V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} - j \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{rb} \quad (\text{II.24})$$

La particularité intéressante de cette transformation est que les grandeurs en f (forward), sont les conjuguées des grandeurs en b (backward).

II. 4. Equations d'auto-excitation

Puisque le fonctionnement en générateur autonome exige une source d'énergie réactive extérieure (banc de capacités), les équations d'auto excitation sont donc les équations des tensions aux bornes des condensateurs.

Les équations des tensions s'expriment sous la forme matricielle suivante :

$$[i_{sABC}] = C \frac{d}{dt} [V_{sABC}] + \frac{1}{R} [V_{sABC}] \quad (\text{II.25})$$

Telle que C est la valeur de la capacité d'autoamorçage et R la valeur de la charge par phase connectée aux bornes de la génératrice.

L'application de la transformation de KU à l'équation (II.25) nous conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{sf} = \frac{1}{C} i_{sf} - \frac{1}{CR} V_{sf} - j \frac{d\theta_s}{dt} V_{sf} \\ \frac{d}{dt} V_{sb} = \frac{1}{C} i_{sb} - \frac{1}{CR} V_{sb} + j \frac{d\theta_s}{dt} V_{sb} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II. 5. Etude analytique de l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone

Le dispositif de base qu'on va étudier est celui de la Figure II. 4. Ce dispositif est constitué d'une machine asynchrone auto-excitée par un banc de capacités directement connecté sur une charge résistive permet d'obtenir un fonctionnement purement autonome. Afin de déterminer les performances de fonctionnement de ce système, on va reprendre le modèle de la machine établit auparavant dans un repère biphasé lié au stator ainsi que le modèle du banc de condensateurs associé à une charge résistive triphasée.

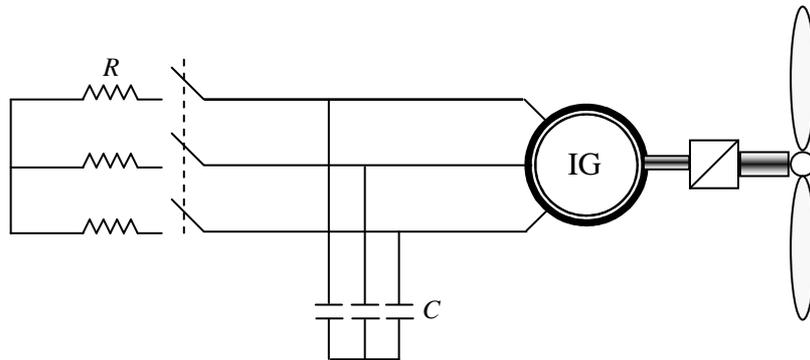


Fig. II. 4. Chaîne de conversion éolienne.

II. 5. 1 Analyse dynamique de la génératrice asynchrone

L'utilisation de la transformation de KU nous a permis d'effectuer l'étude uniquement des grandeurs selon l'axe f (forward). En réécrivant les équations (II.20), (II.23) ainsi que la première équation du système (II.26) en utilisant la notation de LAPLACE, nous aurons :

$$-V_{sf} = R_s i_{sf} + L_s p i_{sf} + M p i_{rf} - M I_{rf0} \quad (\text{II.27})$$

$$0 = R_r i_{rf} + L_r p i_{rf} - L_r I_{rf0} + M p i_{sf} - j\omega (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (\text{II.28})$$

$$V_{sf} + RCpV_{sf} = R i_{sf} \quad (\text{II.29})$$

Telle que I_{rf0} est la condition initiale du courant rotorique due au champ rémanent.

Le signe (-) dans l'équation (II.27) désigne le fonctionnement en génératrice de la machine.

En éliminant les courants i_{rf} de l'équation (II.35) et i_{sf} de l'équation (II.36) et en tenant compte de l'équation (II.34), nous pouvons aboutir à une formulation opérationnelle de la composante V_{sf} de la tension statorique en fonction du courant I_{rf0} uniquement, soit :

$$V_{sf} = \frac{(R_r - j\omega L_r)M I_{rf0}}{q_1 p^3 + q_2 p^2 + q_3 p + q_4} \quad (\text{II.30})$$

L'équation (II.30) recouvre deux types de fonctionnement de la génératrice :

✦ Fonctionnement à vide :

$$q_1 = (L_s L_r - M^2) C$$

$$q_2 = [L_s R_r + R_s L_r - j\omega(L_s L_r - M^2)] C$$

$$q_3 = R_s R_r C + L_r - j\omega L_r R_s C$$

$$q_4 = R_r - j\omega L_r$$

✦ Fonctionnement e charge :

$$q_1 = (L_s L_r - M^2) R C$$

$$q_2 = [L_s R_r + R_s L_r - j\omega(L_s L_r - M^2)] R C + L_s L_r - M^2$$

$$q_3 = (R_s R_r - j\omega L_r R_s) R C + L_s R_r + R_s L_r + L_r R - j\omega(L_s L_r - M^2)$$

$$q_4 = (R_s + R)(R_r - j\omega L_r)$$

La transformation inverse de LAPLACE appliquée à l'équation (II.30) est donnée par la formule de Heaviside [50] :

$$\mathcal{P}^{-1} \left\{ \frac{N(p)}{D(p)} \right\} = \sum_{k=1}^n \frac{N(x_k)}{D(x_k)} e^{x_k t} \quad (\text{II.31})$$

Avec: $N(p) = (R_r - j\omega L_r)M I_{rf0}$ et $D(p) = q_1 p^3 + q_2 p^2 + q_3 p + q_4$.

x_k sont les racines de $D(p)$.

Par conséquent, l'expression temporelle de la tension V_{sf} est exprimée comme suit :

$$V_{sf} = K_1 e^{x_1 t} + K_2 e^{x_2 t} + K_3 e^{x_3 t} \quad (\text{II.32})$$

K_i ; $i = \overline{1, 3}$ sont des constantes qui dépendent uniquement du flux rémanent.

A l'exception de la racine x_1 donnée par l'équation (II.33), les parties réelles de x_2 et x_3 sont toujours négatives ;

$$x_1 = \frac{1}{6q_1} Q_1 - \frac{2(3q_1 q_3 - q_2^2)}{3q_1 Q_1} - \frac{q_2}{3q_1} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$Q_1 = (36q_1 q_2 q_3 - 108q_1^2 q_4 - 8q_2^3 + 12\sqrt{3}q_1 Q_2)^{1/3}$$

$$Q_2 = \sqrt{4q_1 q_3^3 - q_2^2 q_3^2 - 18q_1 q_2 q_3 q_4 + 27q_1^2 q_4^2 + 4q_2^3 q_4}$$

A partir de la partie réelle de x_1 , nous pouvons calculer les valeurs minimale et maximale de capacité C : C_{\min} et C_{\max} ainsi que les valeurs minimale et maximale de la vitesse nécessaires à l'auto amorçage de la génératrice.

Pour une vitesse d'entraînement donnée, nous faisons varier la capacité C jusqu'à ce que la partie réelle de x_1 devient positive, le passage du négatif vers le positif nous donne C_{\min} , et le passage du positif vers le négatif nous donne C_{\max} . De la même manière nous obtenons les vitesses minimale et maximale de l'auto excitation pour une valeur donnée de la capacité.

Pour déterminer la valeur de l'inductance de magnétisation M qui dépend de la saturation du circuit magnétique de la machine, nous fixons la vitesse et la valeur de la charge résistive R qui assurent l'auto amorçage et pour chaque valeur de la capacité C , nous pouvons calculer la valeur de M qui annule la partie réelle de la racine x_1 .

Pour la détermination de la valeur de la charge critique qui garantie l'amorçage, nous fixons la vitesse et nous attribuons à l'inductance de magnétisation sa valeur maximale M_{\max} , et pour chaque valeur de la capacité nous calculons la valeur de R qui annule la partie réelle de x_1 .

A partir de la partie imaginaire de x_1 nous pouvons calculer la fréquence de sortie de la génératrice asynchrone pour tout les cas du fonctionnement.

Pour vérifier l'efficacité de cette procédure, les résultats obtenus seront comparés avec ceux de l'analyse de régime permanent.

II. 5. 2. Analyse du régime permanent

Pour obtenir le régime permanent on va remplacer l'opérateur de LAPLACE p par $j\omega_s$ dans les équations (II.27) à (II.29), soient :

$$-V_{sf} = R_s i_{sf} + j\omega_s L_s i_{sf} + j\omega_s M i_{rf} \quad (\text{II.34})$$

$$0 = R_r i_{rf} + j\omega_s L_r i_{rf} + j\omega_s M i_{sf} - j\omega_s (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (\text{II.35})$$

$$V_{sf} + j\omega_s R C V_{sf} = R i_{sf} \quad (\text{II.36})$$

En éliminant les courants i_{rf} de l'équation (II.35) et le courant i_{sf} de l'équation (II.36) et en tenant compte de l'équation (II.34) nous aurons :

$$Y V_{sf} = 0 \quad (\text{II.37})$$

Telle que Y est l'admittance du circuit équivalent de la génératrice avec la charge (dans l'annexe A, nous détaillons le calcul de Y).

Puisque qu'en régime permanent $V_{sf} \neq 0$, donc l'admittance Y de l'équation (II.37) doit être nulle. Par conséquent, la partie réelle et la partie imaginaire de Y doivent être nulles pour avoir un auto amorçage. Cette condition nous conduit à deux équations non linéaires avec deux variables : la fréquence de la tension de la sortie et la valeur de la capacité C .

L'annulation de la partie réelle de Y nous donne :

$$C = \frac{a_1 \omega_s^2 + a_2 \omega_s + a_3}{a_4 \omega_s^2 + a_5 \omega_s} \quad (\text{II.38})$$

Et L'annulation de la partie imaginaire nous donne :

$$C = \frac{b_1 \omega_s + b_2}{b_3 \omega_s^3 + b_4 \omega_s^2 + b_5 \omega_s} \quad (\text{II.39})$$

Les deux équations (II.38) et (II.39) peuvent être combinées pour obtenir une équation polynomiale en fonction de la fréquence de la tension d'auto amorçage du degré supérieur et à coefficients constants. Cette équation peut être résolue numériquement pour obtenir les racines réelles et complexes. Cependant sauf les racines réelles ont une signification physique.

L'égalité des deux équations précédentes nous conduit à l'équation suivante :

$$\alpha_1 \omega_s^4 + \alpha_2 \omega_s^3 + \alpha_3 \omega_s^2 + \alpha_4 \omega_s + \alpha_5 = 0 \quad (\text{II.40})$$

Le calcul des coefficients a_1 à a_5 , b_1 à b_5 et α_1 à α_5 est détaillé dans l'Annexe A.

Parmi les quatre racines de l'équation (II.40), nous trouvons seulement deux racines réelles. En substituant les valeurs de ces deux racines dans l'une de deux équations (II.38) ou (II.39), nous pouvons directement calculer les valeurs C_{\min} et C_{\max} de la capacité C .

Pour chaque vitesse de rotation, la valeur de la capacité minimale est montrée sur la Figure II. 5. pour les deux méthodes. On remarque qu'il y a une concordance totale entre les résultats obtenus par l'analyse du réel de x_1 et ceux obtenus par l'analyse du régime permanent.

La Figure II. 6. a. nous donne le minimum et le maximum des valeurs de la capacité nécessaire à l'auto amorçage à vide pour une vitesse donnée. Elles sont déterminées lorsque les valeurs de la partie réelle de x_1 sont près de zéro positif.

Pour une capacité donnée, les valeurs minimale et maximale de la vitesse de l'auto excitation sont ainsi localisées lorsque les valeurs de la partie réelle de x_1 sont près de zéro positif (Fig. II. 6. b). Figure II. 7. nous montre les valeurs de la charge critique en fonction de la capacité pour des valeurs différentes de la vitesse.

La Figure II. 8. a. nous donne aussi la vitesse minimale de l'auto amorçage qui correspond aux différentes valeurs de la charge pour une capacité de 100 μF . La Figure II. 8. b. nous donne les valeurs minimale et maximale de la capacité de l'auto amorçage pour différentes valeurs de la charge et pour une vitesse de 1500 tr/min. Sur cette figure, nous remarquons qu'il existe une valeur critique de la charge au-dessous de laquelle, il n'y a pas de génération de tension.

En tenant compte de la saturation, la valeur de l'inductance de magnétisation pour différentes valeurs de la capacité et pour une vitesse de rotation donnée (1500 tr/min) est calculée lorsque la partie réelle de x_1 devient nulle (Fig. II. 9. a).

D'autre part, la figure II. 9. b. montre la variation de l'inductance de magnétisation en fonction des différentes valeurs de la capacité et sous différentes vitesses de rotation. Cette figure nous montre que l'inductance de magnétisation diminue avec l'augmentation de la capacité d'auto amorçage jusqu'à une certaine valeur où l'inductance de magnétisation augmente avec l'augmentation de la capacité.

La Figure II. 10. montre la variation de la fréquence de tension de la génératrice respectivement en fonction de la vitesse (Fig. II. 10. a) et de la charge (Fig. II. 10. b) pour différentes valeurs de la capacité.

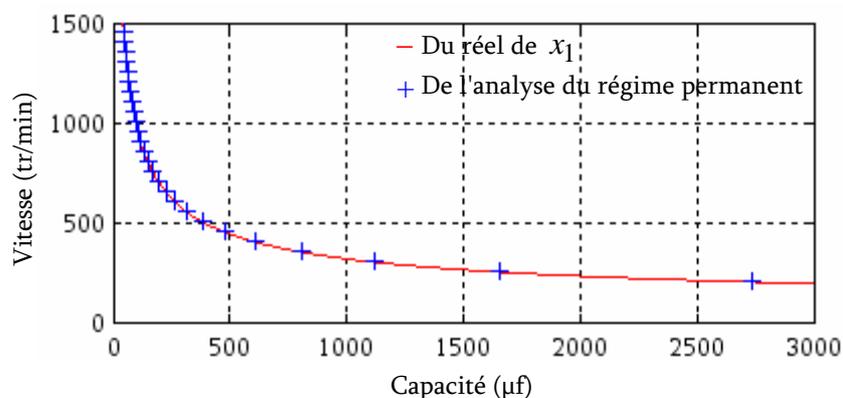


Fig. II. 5. La vitesse en fonction de la capacité.

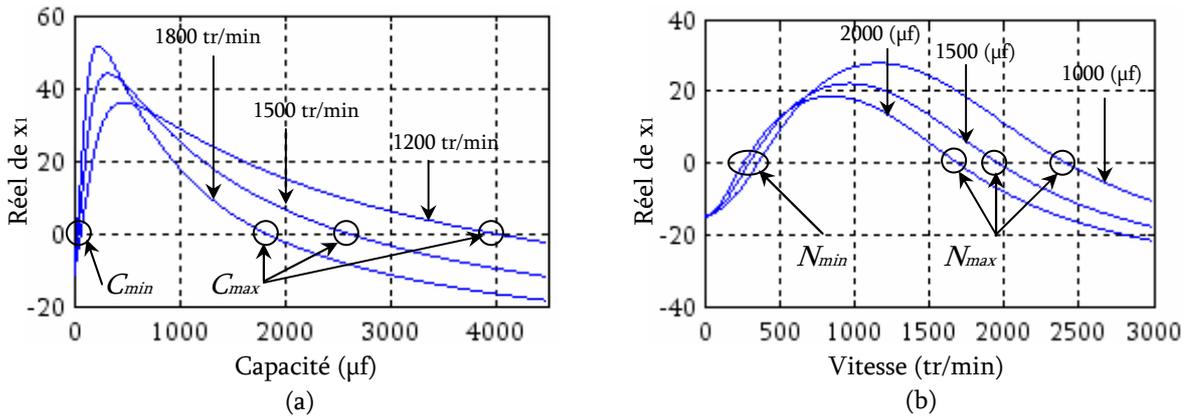


Fig. II. 6. Réel de x_1 en fonction de; (a): la capacité pour différentes vitesses, (b): la vitesse pour différentes capacités.

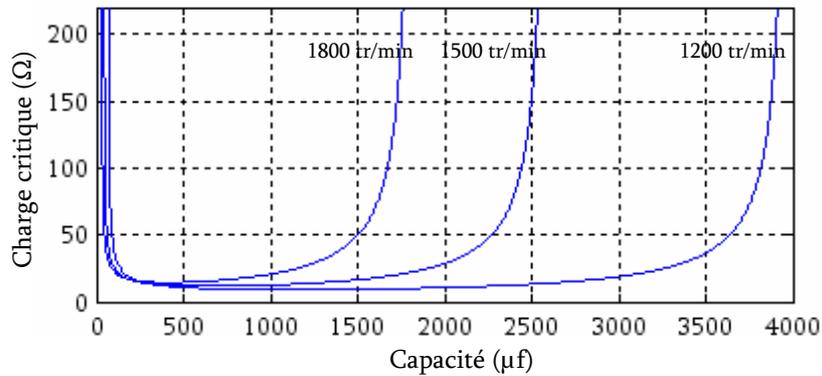


Fig. II. 7. La charge critique en fonction de la capacité pour différentes vitesses.

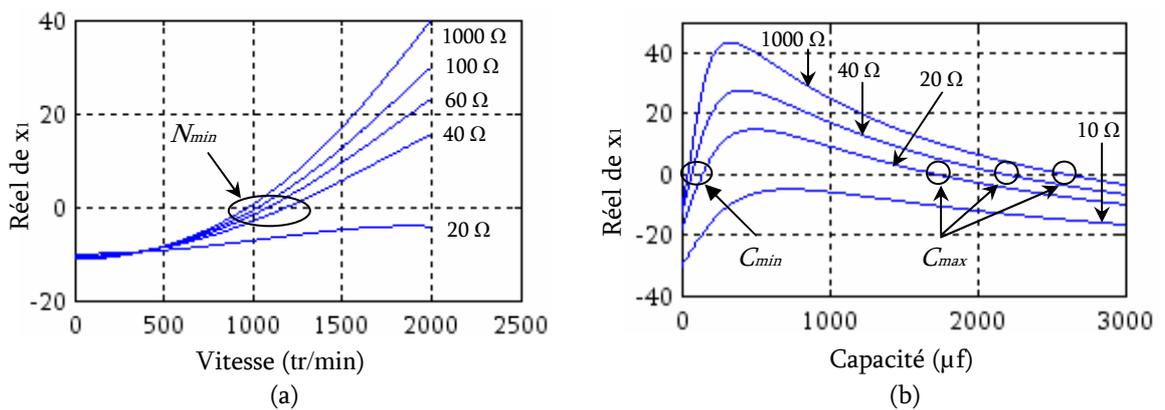


Fig. II. 8. Réel de x_1 en fonction de; (a): la vitesse pour différentes charges, (b): la capacité pour différentes charges.

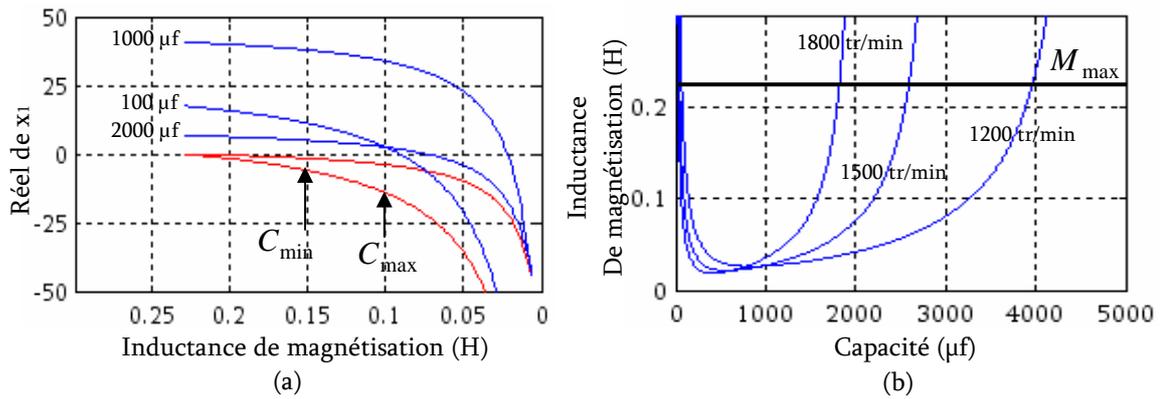


Fig. II. 9. (a): Réel de x_1 en fonction de l'inductance de magnétisation pour différentes capacités, (b): l'inductance de magnétisation en fonction de la capacité pour différentes vitesses.

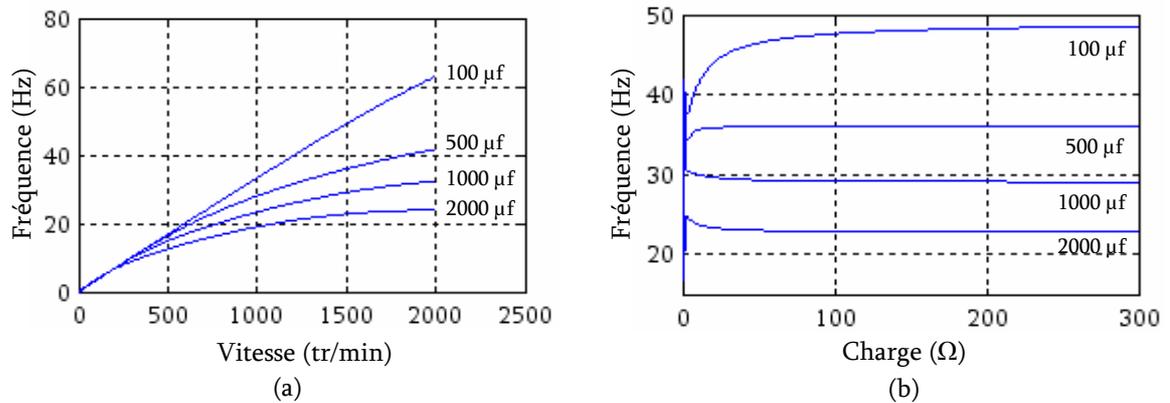


Fig. II. 10. La fréquence en fonction de; (a): la vitesse pour différentes capacités, (b): la charge pour différentes capacités.

II. 6. Fonctionnement en linéaire

Pour simuler l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone, il suffit de résoudre le système d'équations de tension de la génératrice, en tenant compte de la tension aux bornes du condensateur et cela dans un référentiel lié au stator. En fonctionnement linéaire l'inductance de magnétisation est considérée comme constante et égale à sa valeur en régime non-saturé, la caractéristique de magnétisation ne présente alors pas de coude de saturation et il n'y a pas d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur. L'auto-amorçage est alors possible mais la tension statorique augmente alors jusqu'à atteindre une valeur théoriquement infinie (Fig. II. 11. a) ainsi que le courant atteint rapidement des valeurs inadmissibles (Fig. II. 11. b) [48].

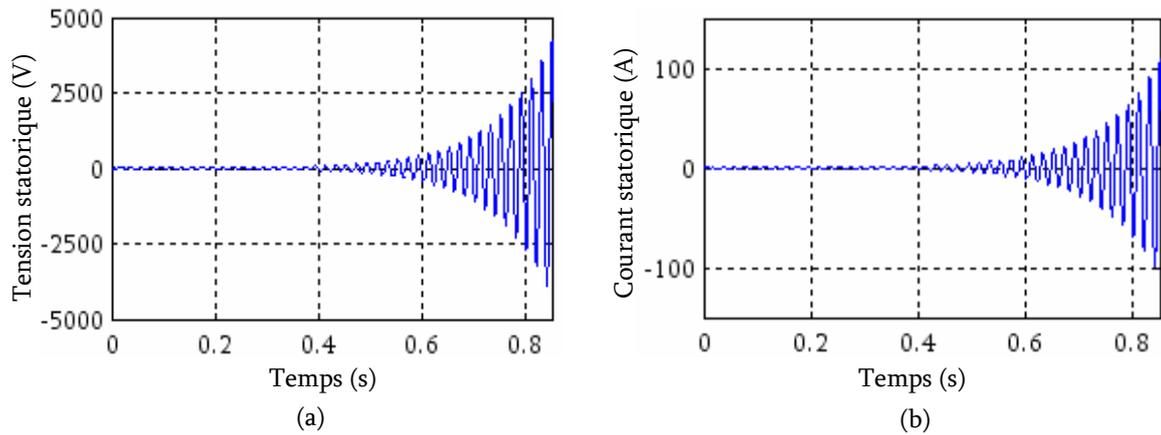


Fig. II. 11. (a): la tension d'auto-amorçage en linéaire, (b): le courant statorique induit en linéaire.

Si la valeur du condensateur est telle que $C < C_{\min}$, la tension (Fig. II. 12. a) et le courant (Fig. II. 12. b) après tentative à l'oscillation décroissent rapidement puis s'annulent, donc il n'y a pas d'amorçage possible.

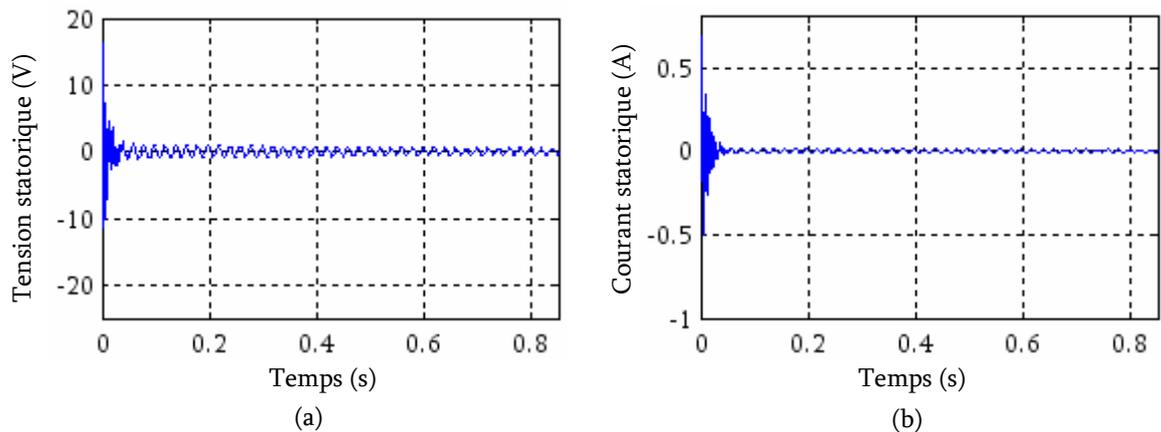


Fig. II. 12. (a): la tension d'auto-amorçage en linéaire, (b): le courant statorique induit en linéaire.

De même, si la valeur du condensateur est telle que $C > C_{\max}$, la tension (Fig. II. 13. a) et le courant (Fig. II. 13. b) après tentative à l'oscillation décroissent avec une constante de temps plus grande et une fréquence plus faible puis s'annulent, donc il n'y a pas d'amorçage possible.

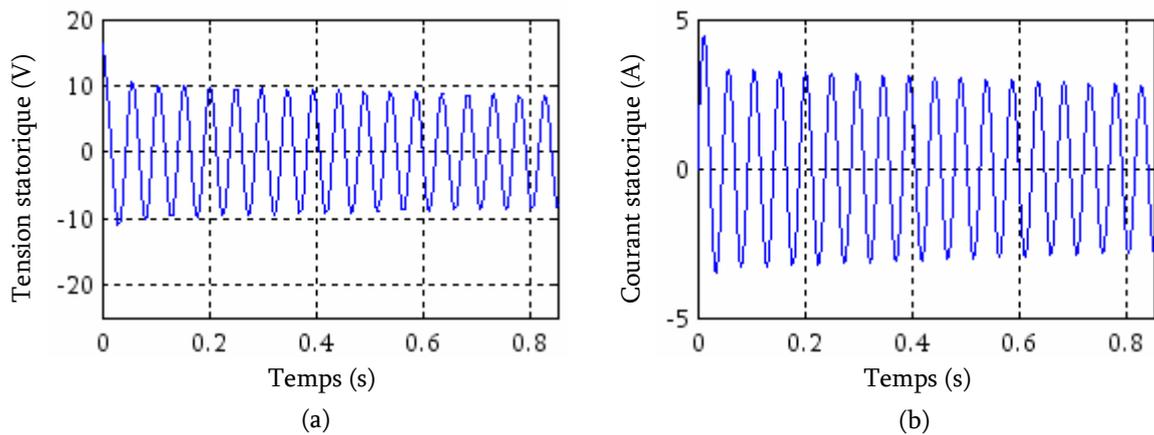


Fig. II. 13. (a): la tension d'auto-amorçage en linéaire, (b): le courant statorique induit en linéaire.

II. 7. Fonctionnement en saturation

Le modèle de la machine asynchrone établi précédemment est, dans la plupart des cas, suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires (démarrage, impact de charge,...). Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante M constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire.

Ce modèle n'est pas donc réel et le fonctionnement correct de la génératrice est redevable à la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine. L'effet de la saturation est pris en compte par l'intermédiaire de l'inductance de magnétisation M . Cette dernière est approximée par un polynôme en fonction de la tension de sortie de la génératrice, soit [51] :

$$M = -1.62 \times 10^{-11} V_{ph}^4 + 2.67 \times 10^{-8} V_{ph}^3 - 1.381 \times 10^{-5} V_{ph}^2 + 1.76 \times 10^{-3} V_{ph} + 0.23.$$

Où : V_{ph} est la tension de phase.

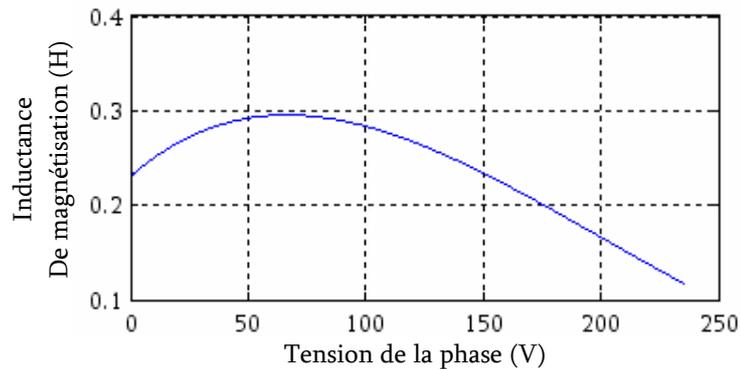


Fig. II. 14. la variation de l'inductance de magnétisation avec la tension de phase.

Au début de l'amorçage la tension croît d'une façon exponentielle comme dans le cas linéaire, puis elle s'incurve pour converger vers une valeur fixée par le choix du condensateur et de la vitesse. La tension dans son évolution suit la courbe d'aimantation (Fig. II. 15. a). Le courant de ligne reste semblable à la tension, la figure (Fig. II. 15. b) montre son évolution dans le temps.

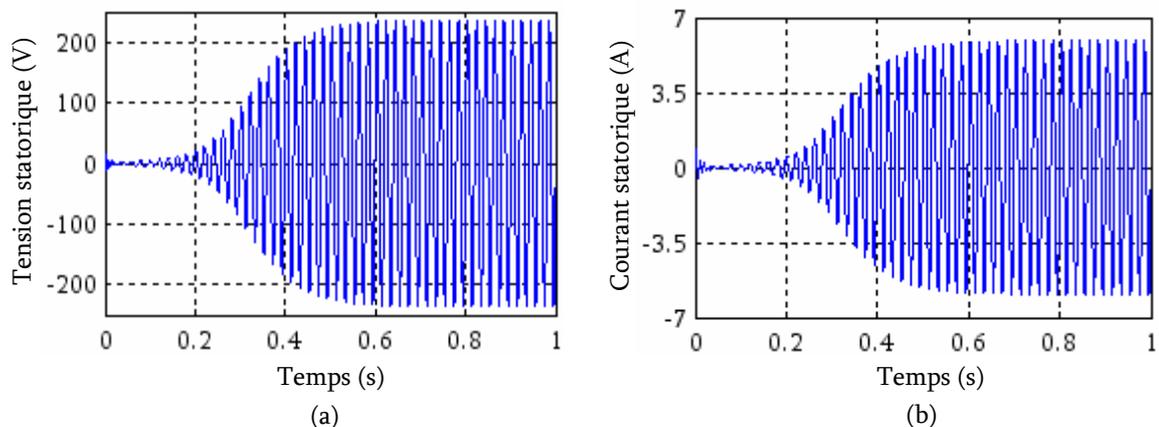


Fig. II. 15. (a): la tension d'auto-amorçage à vide, (b): le courant de ligne statorique.

La valeur maximale du courant statorique est légèrement inférieure à la valeur du courant de magnétisation (Fig. II. 16. a) car le courant rotorique est négligeable à vide (Fig. II. 16. b).

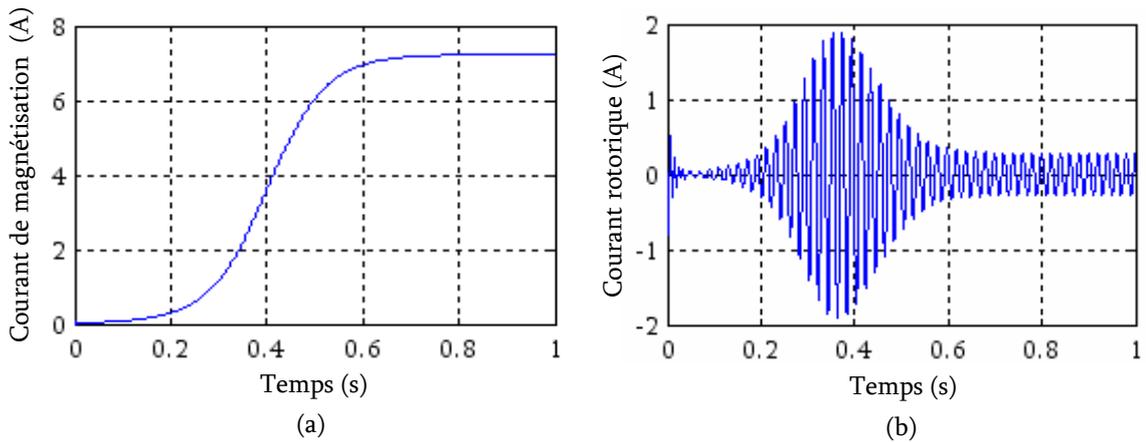


Fig. II. 16. (a): le courant de magnétisation à vide, (b): le courant rotorique à vide.

II. 8. Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage

Pour mieux voir l'influence de la capacité sur la tension pour une vitesse donnée (ici 1500 tr/mn), nous représentons uniquement l'enveloppe de la tension d'auto-amorçage (Fig. II. 17). Sur cette figure on constate que l'augmentation de la valeur de la capacité influe le transitoire de la tension et aussi sa valeur finale dans des rapports différents à cause de la non linéarité de la courbe d'aimantation, comme il existe une valeur de C au-delà de laquelle la tension n'augmente plus en raison de la saturation du circuit magnétique [48].

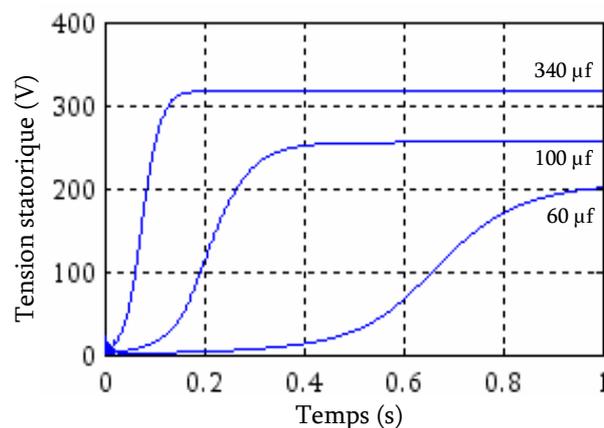


Fig. II. 17. l'influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage.

II. 9. Influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage

La vitesse de rotation a une influence directe sur la tension pour un même courant magnétisant. Lorsque la vitesse de rotation augmente la tension augmente également et elle n'est pas limitée par la forte saturation comme dans le cas du condensateur. Sur la Figure II. 18. on peut voir que si $\omega_1 < \omega < \omega_2$ il en est de même pour la tension c'est-à-dire $E_1 < E < E_2$ [48], [52].

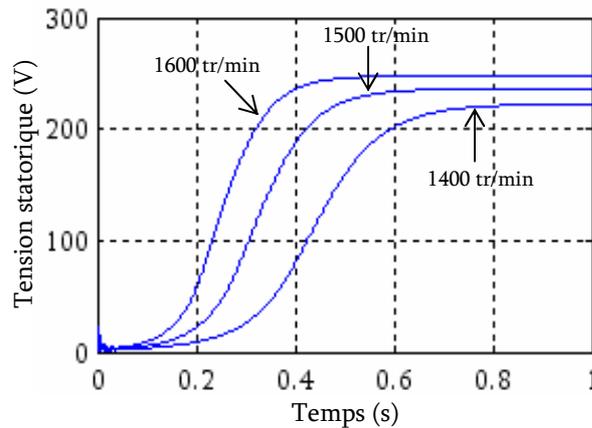


Fig. II. 18. l'influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage.

II. 10. Fonctionnement en charge

A l'instant $t = 1.2s$ on branche brusquement une charge résistive aux bornes de la génératrice auto-excitée. La tension diminue à l'instant d'introduction de la charge (Fig. II. 19. a) tandis que le courant de la ligne (Fig. II. 19. b) augmente pour fournir le courant de charge (Fig. II. 20. b), par contre le courant magnétisant diminue de la même façon que la tension (Fig. II. 20. a).

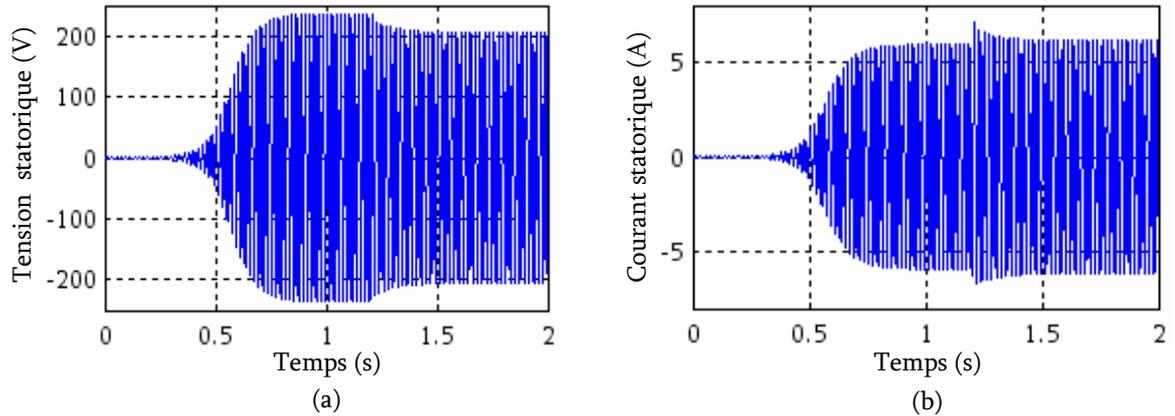


Fig. II. 19. (a): la tension d'auto-amorçage, (b): le courant de ligne statorique.

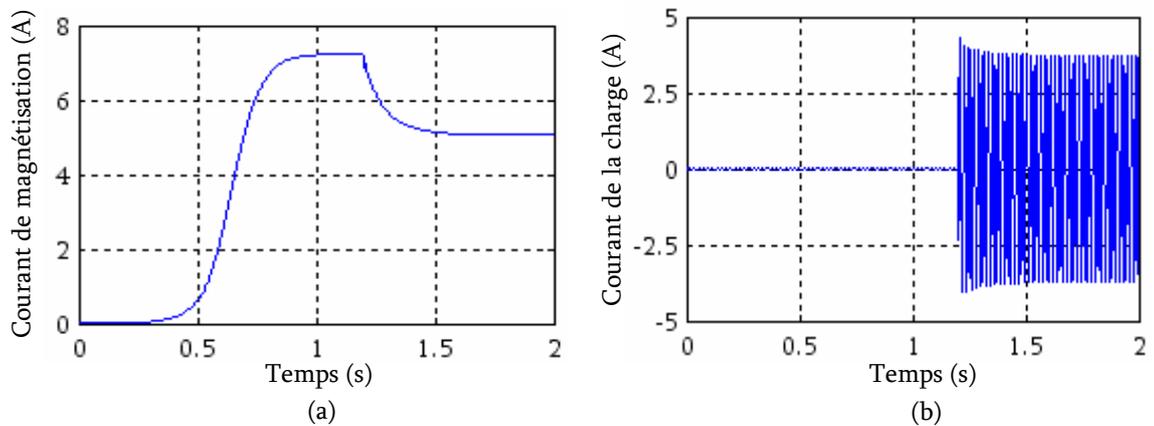


Fig. II. 20. (a): le courant de magnétisation, (b): le courant de la charge.

Le couple électromagnétique transite d'un état stable à vide à un état stable défini par la charge (Fig. II. 21).

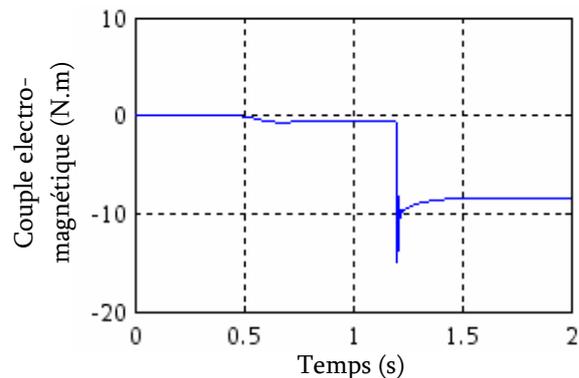


Fig. II. 21. le couple électromagnétique.

II. 11. Conclusion

Une étude analytique pour une génératrice asynchrone auto excitée est présentée pour obtenir tous les paramètres nécessaires à son fonctionnement. La solution analytique de V_{sf} nous a permis de déterminer les valeurs minimale et maximale de la capacité, les valeurs minimale et maximale de vitesse ainsi que la charge critique nécessaires à l'auto amorçage de la génératrice. Grâce à cette étude, nous pouvons également déterminer l'inductance de magnétisation (en tenant compte des phénomènes de la saturation) et la fréquence de la tension de sortie de la génératrice.

La comparaison entre l'analyse du régime permanent et l'étude proposée nous montre qu'il y a une grande concordance entre ces deux méthodes.

De plus, cette méthode nous donne l'amplitude de la partie réelle de x_1 qui influe sur le temps de réponse de la génératrice.

Chapitre III

Méthodes de Commande de
la génératrice asynchrone
auto-excitée

III. Méthodes de Commande de la génératrice asynchrone auto excitée

III. 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons trois types d'approches utilisées pour la commande de la génératrice asynchrone auto excitée à savoir :

- ✦ La commande vectorielle,
- ✦ La commande par mode de glissement,
- ✦ La commande par linéarisation entrée/sortie.

L'objectif ici est d'aborder l'aspect théorique de chacune de ces trois commandes. La synthèse des différentes lois de commande pour la structure du convertisseur éolien sera traitée dans le chapitre suivant.

III. 2. Modèle en dq de la génératrice asynchrone

Avant de penser à la commande d'un système physique donné, il faut tout d'abord avoir un modèle assez fidèle de son comportement réel. Pour le cas de la machine asynchrone, le modèle de PARK apporte une solution satisfaisante. Cette transformation permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine. Le système de coordonnées a, b, c est transformé en un système de coordonnées orthogonales d, q, o (Fig. III. 1). Cette transformation est réalisée grâce à la matrice de transformation $[P(\alpha)]$; [47], [53], [54] :

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 1})$$

Grâce à l'orthogonalité de la matrice $[P(\alpha)]$, son inverse est donnée par $[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^T$.

L'angle α est remplacé par θ_s pour les grandeurs statoriques et par θ_r pour les grandeurs rotoriques.

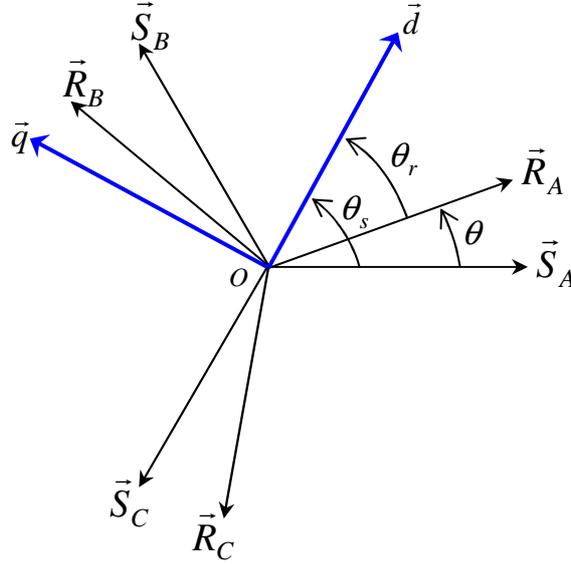


Fig. III. 1. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Dans le repère d, q, o , le modèle mathématique de la machine asynchrone s'écrit :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{sq} \quad (\text{III.2})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{sd} \quad (\text{III.3})$$

$$V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\psi_{so}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{rq} \quad (\text{III.5})$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{rd} \quad (\text{III.6})$$

$$V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\psi_{ro}}{dt} \quad (\text{III.7})$$

Les relations entre les flux et les courants sont :

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\psi_{so} = L_{so} i_{so}$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

$$\psi_{ro} = L_{ro} i_{ro}$$

Les relations (III.2)-(III.7) traduisent le comportement de deux circuits représentés par le schéma équivalent de la Figure III. 2.

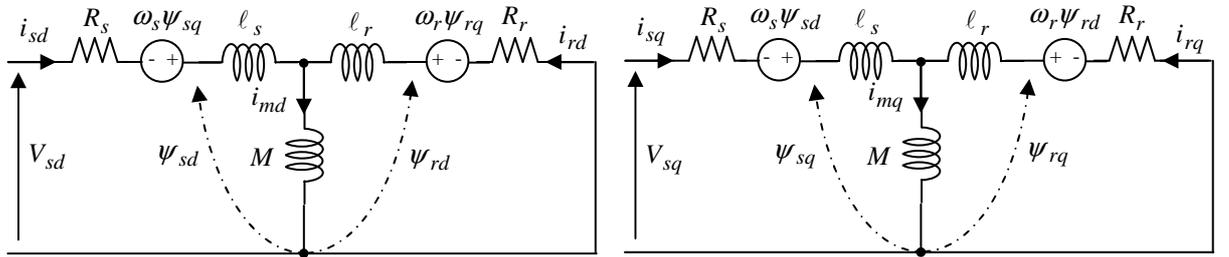


Fig. III. 2. Schéma équivalent du modèle de la machine asynchrone en dq.

Le couple électromagnétique C_e développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel du flux $\vec{\psi}$ et du courant \vec{i} et s'exprime par la relation suivante :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\vec{\psi}_r \wedge \vec{i}_s)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{III.8})$$

D'autres formulations du couple sont possibles, cependant, elles restent toujours des expressions non linéaires. La façon d'exprimer le couple dépend de la stratégie de commande adoptée.

III. 3. Modélisation du redresseur triphasé à MLI

La Figure III.3. donne le schéma de principe du redresseur de tension triphasé 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 asynchrone [47], [55], [56].

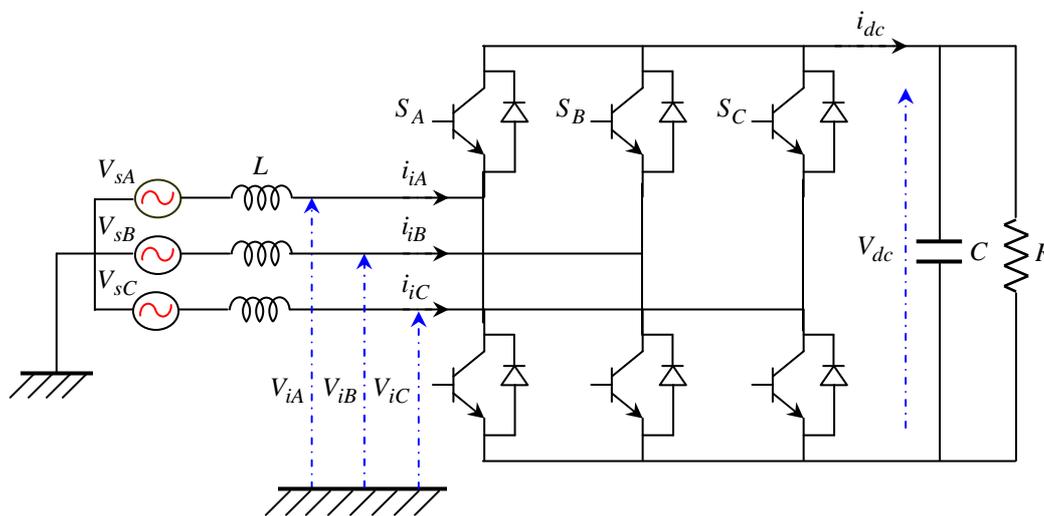


Fig. III. 3. Structure du redresseur triphasé.

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

Les équations décrivant le coté alternatif sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{iA} \\ i_{iB} \\ i_{iC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{iA} \\ V_{iB} \\ V_{iC} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Sous forme condensée :

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + [V_{iABC}] \quad (\text{III.10})$$

Où :

V_{sABC} : tensions simples coté alternatif,

V_{iABC} : tensions par rapport au point neutre de la figure (III.3),

L : inductance du filtre coté alternatif,

C : capacité de filtrage coté continu

R : résistance de charge ramenée du côté continu,

V_{dc} : tension du bus continu,

i_{dc} : courant de sortie du redresseur.

A l'entrée du redresseur, les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{iA} - V_{iB} \\ U_{iBC} = V_{iB} - V_{iC} \\ U_{iCA} = V_{iC} - V_{iA} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

On va établir ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu à travers les interrupteurs. Les états des interrupteurs formant chaque bras sont complémentaires, la fonction de connexion de chaque bras est définie par la fonction suivante :

$$S_k = \begin{cases} +1, & \bar{S}_k = -1 \\ -1, & \bar{S}_k = +1 \end{cases} \quad \text{pour } k = A, B, C \quad (\text{III.12})$$

Maintenant on peut établir les relations entre V_{dc} et les tensions composées U_{iABC} , par exemple :

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{dc} & \text{si } S_A = +1 \text{ et } S_B = -1 \\ U_{iAB} = -V_{dc} & \text{si } S_A = -1 \text{ et } S_B = +1 \\ U_{iAB} = 0 & \text{si } S_A = S_B \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le système d'équations (III.13) peut être mis sous la forme compacte suivante :

$$U_{iAB} = \frac{1}{2} V_{dc} (S_A - S_B) \quad (\text{III.14})$$

En suivant la même procédure pour le reste des tensions composées, on aboutit à l'équation matricielle suivante :

$$[U_{iABC}] = \frac{1}{2} V_{dc} \widehat{K} S_k \quad (\text{III.15})$$

Où :

$S_k = [S_A \ S_B \ S_C]^T$ et \widehat{K} est donnée par :

$$\widehat{K} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

De même, le système d'équations (III.11) peut être mis sous la forme matricielle suivante :

$$[U_{iABC}] = \widehat{K} [V_{iABC}] \quad (\text{III.17})$$

On ne peut pas obtenir les tensions $[V_{iABC}]$ on fonction des états des interrupteurs à cause de la singularité de \widehat{K} . Le fait que la somme des courants i_{iA}, i_{iB}, i_{iC} est nulle et que le système est équilibré, ceci entraîne :

$$V_{iA} + V_{iB} + V_{iC} = 0 \quad (\text{III.18})$$

En ajoutant cette équation au système (III.17), on obtient le système suivant :

$$[U_{iABC}] = \widetilde{K} [V_{iABC}] \quad (\text{III.19})$$

Où \tilde{K} est donnée par :

$$\tilde{K} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Maintenant la matrice \tilde{K} devient non singulière, et la résolution des équations (III.15) et (III.19) pour le vecteur de tension $[V_{iABC}]$ est possible :

$$\begin{aligned} [V_{iABC}] &= \frac{1}{2} V_{dc} \tilde{K}^{-1} \hat{K} S_k \\ &= \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

Telle que la matrice K' est donnée par :

$$K' = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Notons que dans le cas où $S_k = +1$ pour l'interrupteur k fermé et $S_k = 0$ pour l'interrupteur k ouvert, l'équation (III.21) devient :

$$[V_{iABC}] = \frac{1}{3} V_{dc} K' S_k \quad (\text{III.23})$$

Finalement l'équation de couplage des côtés alternatif et continu sera :

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \quad (\text{III.24})$$

Pour compléter le modèle, on ajoute la dynamique du côté continu :

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (\text{III.25})$$

Le courant côté continu i_{dc} s'exprime encore par :

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{1}{2} (S_A i_{iA} + S_B i_{iB} + S_C i_{iC}) \\ &= \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

Finalement, On aboutit au modèle du redresseur triphasé dans le repère ABC :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] = [V_{sABC}] - \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III. 3. 1. Transformation de Park appliquée au redresseur

La transformation linéaire $[P(\alpha)]$ donnée par l'équation (III.1) peut être facilement appliquée au système d'équations (III.27) où l'angle α est remplacé par θ_s :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_s)]^{-1} [i_{idqo}] \} = [P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdqo}] - \frac{1}{6} V_{dc} K' [P(\theta_s)]^{-1} S_P \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} [[P(\theta_s)]^{-1} S_P]^T [P(\theta_s)]^{-1} [i_{idqo}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Avec : $S_P = [S_d \quad S_q \quad S_o]^T$

En multipliant à gauche la première équation du système (III.28) par $[P(\theta_s)]$, et sachant que :

$$[[P(\theta_s)]^{-1} S_P]^T = S_P^T [[P(\theta_s)]^{-1}]^T = S_P^T [P(\theta_s)]$$

Le système (III.28) devient :

$$\begin{cases} L[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_s)]^{-1} [i_{idqo}] \} = [V_{sdqo}] - \frac{1}{6} V_{dc} [P(\theta_s)] K' [P(\theta_s)]^{-1} S_P \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} S_P^T [i_{idqo}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Soit :

$$\begin{cases} L \left\{ [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} [i_{idqo}] + \frac{d}{dt} [i_{idqo}] \right\} = [V_{sdqo}] - \frac{1}{6} V_{dc} [P(\theta_s)] K' [P(\theta_s)]^{-1} S_P \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} S_P^T [i_{idqo}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Comme :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$[P(\theta_s)] K' [P(\theta_s)]^{-1} = 3 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - 3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le modèle dynamique du redresseur triphasé dans le repère dq prend la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_{id}}{dt} = V_{sd} + L \frac{d\theta_s}{dt} i_{iq} - \frac{1}{2} V_{dc} S_d \\ L \frac{di_{iq}}{dt} = V_{sq} - L \frac{d\theta_s}{dt} i_{id} - \frac{1}{2} V_{dc} S_q \\ L \frac{di_{io}}{dt} = V_{so} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} (S_d i_{id} + S_q i_{iq} + S_o i_{io}) - \frac{V_{dc}}{R} \end{array} \right. \quad (\text{III.31})$$

L'équilibre de l'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques impliquent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, les composantes d'indice (o) sont donc nulles [49].

III. 4. Représentation d'état de la génératrice associée au redresseur à MLI

La modélisation en représentation d'état en vue de la commande est une approche appréciée par tout automaticien, surtout pour l'étude d'un système multivariable. Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation. Dans notre cas, le choix du vecteur d'état est le suivant [57] :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq} \quad V_{dc}]^T$$

Le choix des courants statoriques est justifié par le fait qu'ils sont accessibles par mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composantes de la tension statorique et la vitesse mécanique.

Le modèle d'état de la machine asynchrone associée à son convertisseur est celui d'un système multivariable non linéaire de la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g u \\ y = h(x) \end{array} \right. \quad (\text{III.32})$$

$$\text{où } x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq} \quad V_{dc}]^T$$

$$u = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T.$$

x est le vecteur d'état, u est l'entrée en commande du système, y est le vecteur de sortie du système.

En négligeant les pertes joule et les pertes par commutation du convertisseur, la conservation de la puissance entre le coté alternatif et le coté continu donne :

$$\frac{3}{2}(V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}) = V_{dc} \left(C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \right) \quad (\text{III.33})$$

En tenant compte des équations (III.31), (III.33), le modèle d'état donné par (III.32) peut prendre la forme suivante :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_{rd} + \omega \gamma_3 \psi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_{rd} + \gamma_2 \psi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \\ -\frac{V_{dc}}{CR} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & \frac{3i_{sd}}{2CV_{dc}} \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & \frac{3i_{sq}}{2CV_{dc}} \end{bmatrix}^T$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma_1 = \frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}, \quad \gamma_2 = \frac{1-\sigma}{M \sigma \tau_r} \quad \text{et} \quad \gamma_3 = \frac{1-\sigma}{M \sigma}.$$

Avec : $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ constante de temps statorique et $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ constante de temps rotorique.

Puisque on a deux entrées de commande, Notre vecteur de sortie est choisi comme suit :

$$y = [\psi_r \quad V_{dc}]^T.$$

Donc, ces deux grandeurs de sortie qui seront contrôlées par l'algorithme de commande adopté.

III. 5. Différentes stratégies de commande pour la génératrice asynchrone

Dans ce qui suit, trois approches de commande seront exploitées pour contrôler le vecteur de sortie y : la commande par orientation de flux, commande par mode de glissement et commande par linéarisation entrée/sortie.

Le système global étudié est constitué d'une turbine éolienne qui entraîne une génératrice asynchrone et d'un onduleur/redresseur (Fig. III. 4) :

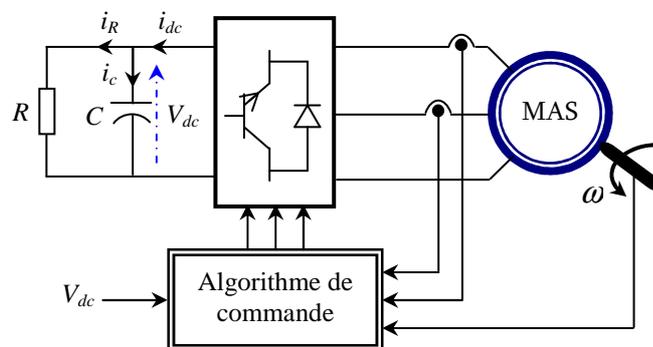


Fig. III. 4. Système commandé.

III. 5. 1. Commande vectorielle

La commande par orientation de flux (FOC), proposée par Blaschke en 1972, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux.

Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante i_{sd} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante i_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique (la tension du bus continu) correspondant au courant induit de la machine à courant continu [57].

Dans ce paragraphe on va décrire la commande vectorielle de la génératrice asynchrone, qui se décompose en trois parties [11], [54], [58], [59], [60] :

- ✦ Le contrôle du flux.
- ✦ Le contrôle de la tension du bus continu.
- ✦ Le découplage ou compensation.

Le principe de la commande vectorielle ou la commande par flux orienté appliqué au cas de la machine asynchrone fonctionnant en génératrice consiste à réaliser un découplage "efficace" entre les deux variables principales : la tension du bus continu (ou le couple) et le flux dont l'interdépendance est montrée dans l'équation du couple (III.8).

Autrement dit, cette transformation permet d'orienter l'axe d sur la résultante du flux rotorique :

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_{rd} + j\vec{\psi}_{rq} \quad (\text{III.34})$$

Si le repère est parfaitement orienté, la composante ψ_{rq} est nulle. En outre, l'annulation de ψ_{rq} entraîne l'annulation de $\frac{d\psi_{rq}}{dt}$ et $\psi_r = \psi_{rd}$.

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc les estimer à partir des grandeurs statoriques.

Le flux ψ_r peut être estimé à partir du courant i_{sd} , grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques comme suit :

$$\psi_r = \frac{M}{\tau_r p + 1} i_{sd} \quad (\text{III.35})$$

A partir de la valeur désirée de la tension continue, il est possible d'exprimer celle de la puissance de référence par [60] :

$$V_{dc} i_{dc} = P^* \quad (\text{III.36})$$

En négligeant les différentes pertes, l'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{P^*}{\Omega} \quad (\text{III.37})$$

En outre, l'expression du couple électromagnétique peut être écrite en fonction de la composante en quadrature du courant statorique :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sq} \quad (\text{III.38})$$

Qui se traduit par :

$$i_{sq} = \frac{L_r}{p M \psi_r} C_e \quad (\text{III.39})$$

L'objectif de la commande est de contrôler la tension du bus continu à la sortie du redresseur V_{dc} . La mise en œuvre de la commande nécessite d'estimer le flux rotorique la mesure du couple électromagnétique et le calcul de la pulsation statorique.

Le courant i_{sq}^* est calculé à partir de la valeur du couple électromagnétique de référence. Selon l'équation (III.37), le couple de référence est obtenu à partir de la valeur de la puissance de active référence à injecter dans le bus continu. Cette puissance est délivrée par le régulateur de la tension du bus continu V_{dc} .

Le contrôle de la tension V_{dc} peut donc s'effectuer par l'intermédiaire du réglage du couple électromagnétique, ce qui revient à la même démarche que celle utilisée dans le cas d'une commande classique en fonctionnement moteur.

Le système global de la commande vectorielle à base d'un contrôleur à hystérésis est illustré sur la Figure III. 5.

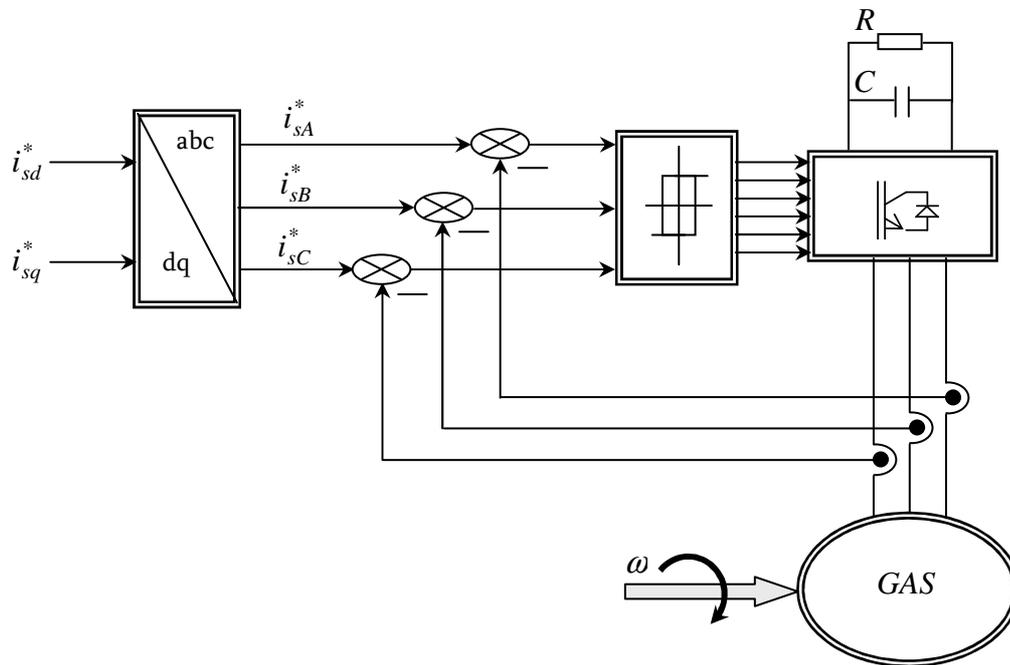


Fig. III. 5. Système global de la commande vectorielle à hystérésis.

III. 5. 2. Commande par mode de glissement

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés, est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

III. 5. 2. 1. Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [61].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle [62].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [63] :

- ✦ Le choix de la surface.
- ✦ L'établissement des conditions d'existence.
- ✦ Détermination de la loi de commande.

III. 5. 2. 2. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme de fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

- ✦ Pour un système défini par l'équation (III.40), le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = f(x) + g u \quad (\text{III.40})$$

- ✦ La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi la surface représente le comportement dynamique désiré du système. Nous trouvons dans la littérature des différentes formes de la surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée [64].

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par [65] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{III.41})$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence ; $e(x) = x^* - x$.

λ_x : est une constante positive.

r : est le degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [65], [66].

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre λ_x . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

III. 5. 2. 3. Condition de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

III. 5. 2. 4. La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

Cette condition peut être formulée autrement par :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.43})$$

III. 5. 2. 5. La fonction de LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [67].

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (\text{III.44})$$

la dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.45})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.43) est vérifiée.

L'équation (III.44) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [68].

III. 5. 2. 6. Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande.

Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.46})$$

u_{eq} correspond donc à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander [69].

Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{\min} et u_{\max} [70].

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence (III.47) en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [61], [63].

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.40). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.47})$$

En remplaçant (III.40) et (III.46) dans (III.47), nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (f(x,t) + g(x,t) \cdot u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x,t) \cdot u_n \quad (\text{III.48})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x,t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \quad (\text{III.49})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \neq 0$.

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.48), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) u_n \quad (\text{III.50})$$

et la condition d'attractivité exprimée par (III.43) devient :

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) u_{eq} \quad (\text{III.51})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais.

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{III.52})$$

Le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$.

III. 5. 3. Commande par linéarisation entrée/sortie

Dans ce paragraphe, on va présenter brièvement les concepts de la théorie de la commande non linéaire (linéarisation entrée/sortie) en se basant sur la géométrie différentielle.

Le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées/sorties consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire [58], [71].

On considère le système non linéaire de k entrées et k sorties a pour forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^k g_i(x)u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (\text{III.53})$$

Où :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in R^n$ est le vecteur des états,

$u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_k]^T \in R^k$ est le vecteur des commandes,

$y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_k]^T \in R^k$ représente le vecteur des sorties,

f et g_i sont des champs de vecteurs lisses,

$h_i, i = \overline{1, k}$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^k L_{g_i} \left(L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) u_i \quad j = \overline{1, k} \quad (\text{III.54})$$

Où $L_f^i h_j$ et $L_g^i h_j$ sont les i^{eme} dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g .

r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées de commande apparaisse dans l'expression (III.54) et est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus

à l'aide de (III.54) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^k r_j \leq n$

On dit que le système (III.54) a pour degré relatif (r) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^z h_j = 0 \quad 0 < z < r_j - 1, 1 \leq j \leq k, 1 \leq i \leq k$$

$$L_{g_i} L_f^z h_j \neq 0 \quad z = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées/états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées/sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre linéaire la relation entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (III.54) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_k^{r_k} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x)u \quad (III.55)$$

Avec :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_k} h_k(x) \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_k-1} h_k(x) & L_{g_2} L_f^{r_k-1} h_k(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{r_k-1} h_k(x) \end{bmatrix}$$

Où $D(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme :

$$u = D(x)^{-1}(v - \zeta(x)) \quad (\text{III.56})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la Figure III. 6.

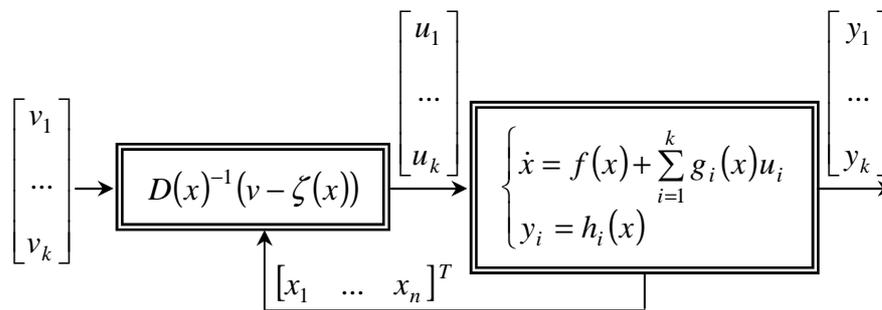


Fig. III. 6. Schéma bloc du système linéarisé.

En remplaçant (III.56) dans (III.55), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_k^{r_k} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_k \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.57})$$

III. 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord mis le modèle mathématique du système (machine asynchrone – redresseur – bus continu) sous une forme d'état appropriée et directement exploitable pour des fins de contrôle. Ensuite nous avons rappelé certains outils mathématiques de synthèse des lois de commande : la commande vectorielle (à flux orienté), la commande par mode de glissement et la commande par linéarisation entrée/sortie. La synthèse de ces lois de commande appliquées au convertisseur éolien sera détaillée dans le prochain chapitre.

Chapitre IV

Commande de la
génératrice asynchrone
auto-excitée

IV. Commande de la génératrice asynchrone auto-excitée

IV. 1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'élaboration des commandes, par les trois approches présentées dans le chapitre précédent. On montre que ces trois formes de commandes permettent de réaliser un bon suivi de trajectoire en boucle fermée. La première technique appliquée au système de conversion éolienne est la commande vectorielle à flux orienté; les résultats de cette méthode populaire vont nous servir par la suite pour comparer les résultats obtenus par les deux autres algorithmes de commande non linéaires.

On y présente aussi dans ce chapitre une autre structure de production éolienne pour des raisons d'optimisation économique en vue de la minimisation du coût total du système et cela pour alimenter une charge à courant alternatif.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude d'une ferme éolienne afin d'augmenter la puissance générée par l'éolienne étudiée précédemment.

IV. 2. Application de la commande vectorielle

IV. 2. 1. Découplage vectoriel en courant

Les équations d'états du modèle (III.32) s'écrivent dans le repère à flux orienté comme suit [58], [59] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \\ \omega_s = \omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r} \end{array} \right. \quad (\text{IV.1})$$

L'expression du couple électromagnétique (III.8) sera simplifiée (rendue analogue à celle délivrée par une machine à courant continu) et devient :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sq} \quad (\text{IV.2})$$

Les composantes de la commande i_{sd}^* et i_{sq}^* peuvent être déterminées par une structure de contrôleur de courant à base d'hystérésis (Fig. IV. 1).

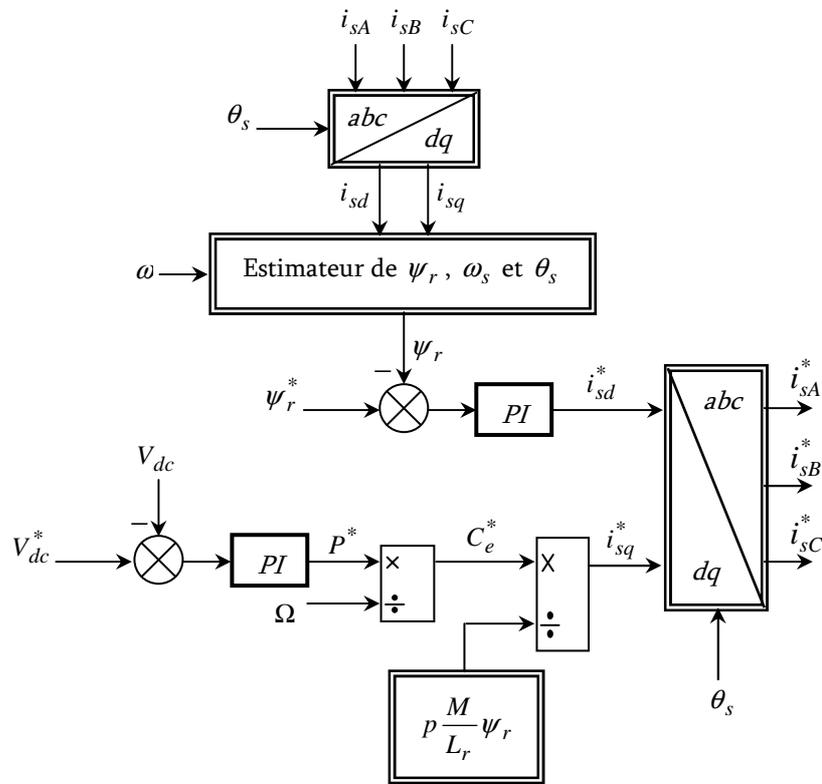


Fig. IV. 1. Découpleur vectoriel type I

Pour une alimentation par un onduleur de tension, les composantes de la tension statorique peuvent être déterminées à partir de :

$$[V_{sdq}] = \frac{1}{2} V_{dc} [S_d \quad S_q]^T \quad (\text{IV.3})$$

IV. 2. 2. Découplage vectoriel en tension (découplage par compensation)

La commande en tension par orientation de flux consiste à commander le moteur par deux tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* complètement découplées (Fig. IV. 2) et (Fig. IV. 3). Or selon le système d'équations (IV.1), bien que le flux soit constant, il y a un grand couplage entre le courant i_{sq} et la tension V_{sd} d'une part et le courant i_{sd} et la tension V_{sq} d'autre part [58], [59].

Pour compenser ces non linéarités, on élimine les termes causant le couplage en choisissant :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq}^* = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Les tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} .

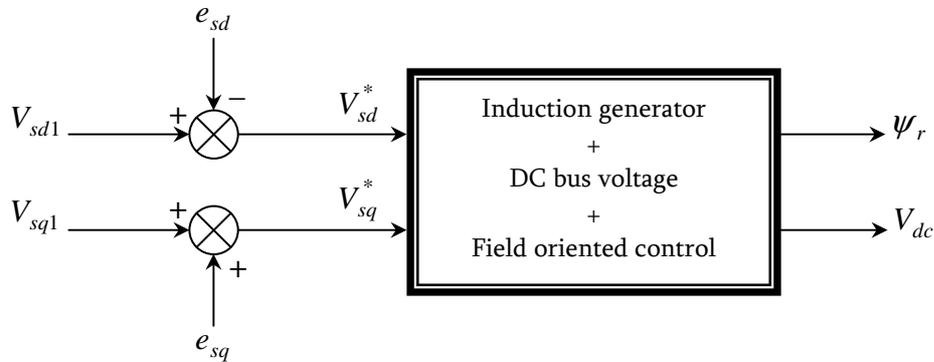
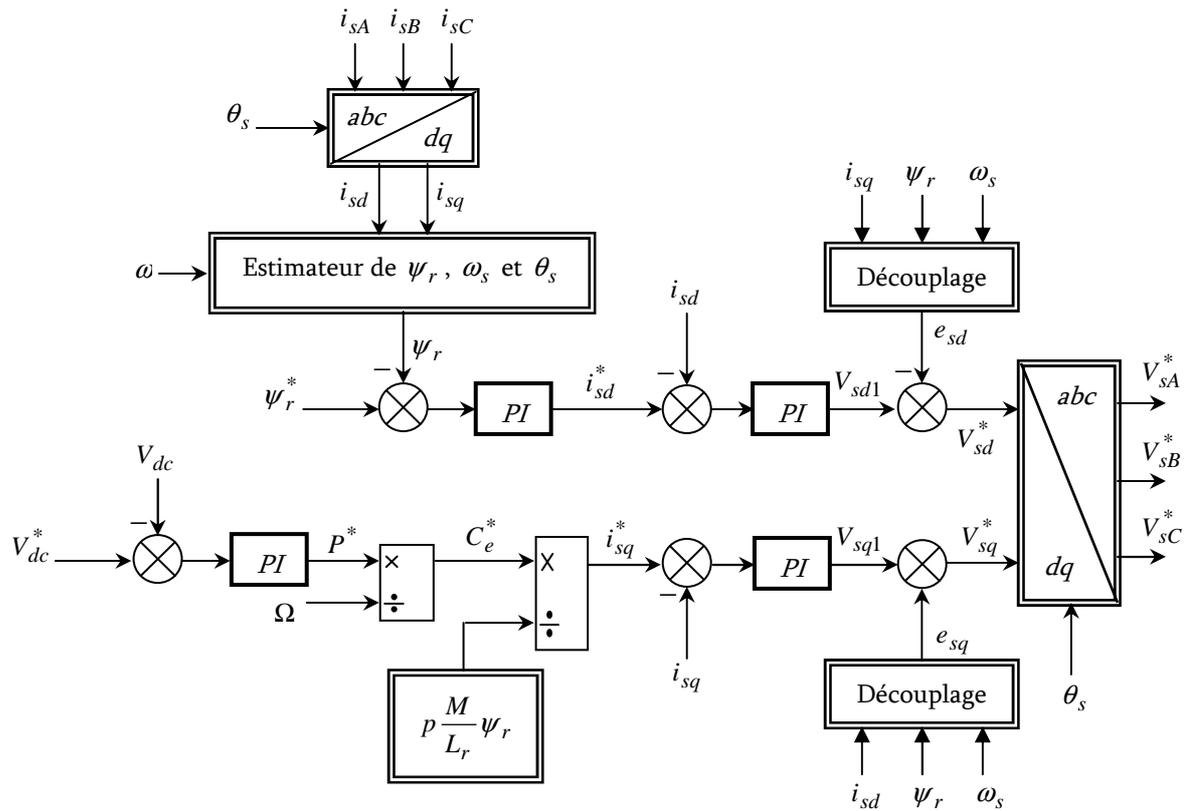


Fig. IV. 2. Reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^*

Combinant les systèmes d'équation (IV.1) et (IV.4), nous aurons un nouveau système pour lequel les actions sur les axes d et q sont découplées.

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \sigma L_s \gamma_1 i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \gamma_1 i_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Fig. IV. 3. Découpleur vectoriel type V

Le flux rotorique est, quant à lui, fonction du courant i_{sd} et la constante de temps rotorique τ_r [60] :

$$\psi_r = \frac{M}{\tau_r p + 1} i_{sd} \quad (\text{IV.6})$$

La connaissance de ω_s permet d'assurer la validité des équations car le référentiel dq doit suivre constamment le champ tournant. Pour cela, on se sert de la relation angulaire interne $\omega_s = \omega + \omega_r$. La vitesse de rotation de la machine est mesurée et celle du champ rotorique est estimée.

On obtient alors pour ω_s :

$$\omega_s = \omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sd}}{\psi_r} \quad (\text{IV.7})$$

Le flux est donc réglable par l'intermédiaire du courant i_{sd} et la tension du bus continu par l'intermédiaire de i_{sq} .

IV. 2. 3. Calcul des régulateurs

IV. 2. 3. 1. Régulateur de flux

On considère un correcteur proportionnel intégral (PI) suivant :

$$i_{sd}^* = \left(k_{p\varphi} + \frac{k_{i\varphi}}{p} \right) (\psi_r^* - \psi_r) \quad (\text{IV.8})$$

$k_{p\varphi}$: gain proportionnel et $k_{i\varphi}$: gain intégral, sont les paramètres du correcteur à déterminer et p est l'opérateur de LAPLACE.

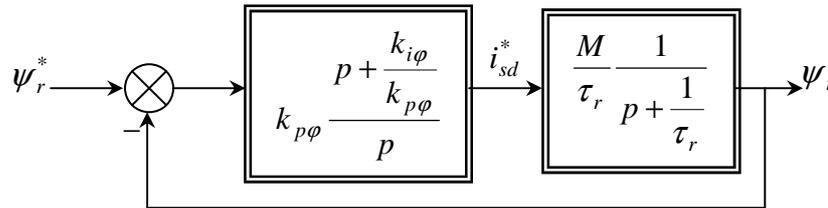


Fig. IV. 4. Schéma de régulation du flux ψ_r .

La compensation du pôle de la fonction de transfert par le zéro du régulateur conduit à imposer :

$$\frac{k_{i\varphi}}{k_{p\varphi}} = \frac{1}{\tau_r} \quad (\text{IV.9})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert devient :

$$FTBO = \frac{M k_{p\varphi}}{\tau_r p} \quad (\text{IV.10})$$

Et la fonction de transfert du système en boucle fermée est alors :

$$FTBF = \frac{1}{\frac{\tau_r}{M k_{p\varphi}} p + 1} \quad (\text{IV.11})$$

Donc nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps égale à $\frac{\tau_r}{M k_{p\varphi}}$.

Pour un temps de réponse imposé $t_{repl(5\%)}$, nous obtenons la deuxième équation nécessaire à la détermination des coefficients du régulateur, soit :

$$3 \frac{\tau_r}{M k_{p\varphi}} = t_{repl(5\%)} \quad (\text{IV.12})$$

A partir des équations (IV.9) et (IV.12), les paramètres du régulateur sont :

$$k_{p\varphi} = \frac{3\tau_r}{M t_{repl(5\%)}} \quad \text{et} \quad k_{i\varphi} = \frac{3}{M t_{repl(5\%)}}.$$

IV. 2. 3. 2. Régulateur de la tension du bus continu

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, le régulateur de la tension du bus continu fournit la valeur de référence de la puissance active délivrée par la génératrice asynchrone. Pour des raisons de simplicité, il est plus commode de contrôler le carré de la tension V_{dc}^2 au lieu de la tension V_{dc} , Le correcteur PI prévu à cet effet considéré a pour expression :

$$P^* = \left(k_{pdc} + \frac{k_{idc}}{p} \right) (V_{dc}^{*2} - V_{dc}^2) \quad (\text{IV.13})$$

Le schéma de régulation de V_{dc}^2 est représenté sur la Figure IV. 5.

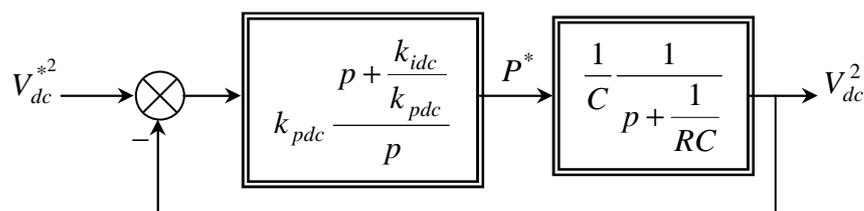


Fig. IV. 5. Schéma de régulation de V_{dc}^2 .

Comme nous l'avons fait pour la détermination des paramètres du régulateur PI du flux rotorique, la compensation du pôle de fonction de transfert $p + \frac{1}{RC}$ par le zéro du régulateur $p + \frac{k_{idc}}{k_{pdc}}$ conduit à :

$$k_{pdc} = \frac{3C}{t_{rep2(5\%)}} \quad \text{et} \quad k_{idc} = \frac{3}{R t_{rep2(5\%)}}.$$

IV. 2. 3. 3. Régulateur de la composante des courants i_{sd} et i_{sq}

La régulation des courants i_{sd} et i_{sq} s'effectue de la même façon selon schéma de la Figure IV. 6 :

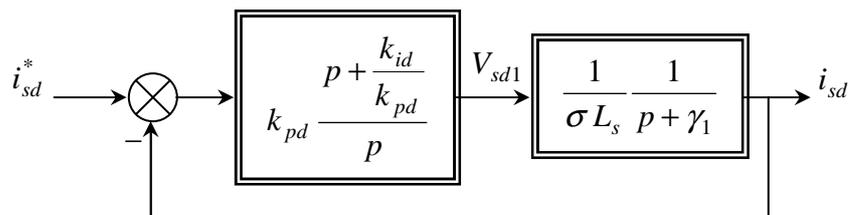


Fig. IV. 6. Schéma de régulation du courant i_{sd} .

Les coefficients du régulateur PI ont pour formules les expressions suivantes :

$$k_{pd} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep3(5\%)}} \quad \text{et} \quad k_{id} = \frac{3\sigma L_s \gamma_1}{t_{rep3(5\%)}}.$$

IV. 3. Application de la commande par mode de glissement

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement dans le chapitre précédent, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode de glissement [72]-[78].

On reprend le modèle de la génératrice asynchrone auto excitée (IV.1) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \\ \omega_s = \omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sd}}{\psi_r} \end{array} \right. \quad (IV.14)$$

Les sorties à régler sont :

$$y = [\psi_r \quad V_{dc}]^T \quad (IV.15)$$

Pour cela, On construit quatre surfaces de glissement: la première concerne le flux rotorique, la deuxième est relative à la tension du bus continu tandis que la troisième et la quatrième sont réservées aux courants statoriques i_{sd} et i_{sq} , soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(\psi_r) = \psi_r - \psi_r^* \\ S_2(V_{dc}) = V_{dc} - V_{dc}^* \\ S_3(i_{sd}) = i_{sd} - i_{sd}^* \\ S_4(i_{sq}) = i_{sq} - i_{sq}^* \end{array} \right. \quad (IV.16)$$

IV. 3. 1. Surface de régulation du flux rotorique

La surface de régulation du flux rotorique est donnée par :

$$S_1(\psi_r) = \psi_r - \psi_r^* \quad (\text{IV.17})$$

La dérivation de la surface $S_1(\psi_r)$ donne :

$$\dot{S}_1(\psi_r) = \dot{\psi}_r - \dot{\psi}_r^* \quad (\text{IV.18})$$

Avec :

$$\dot{\psi}_r = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \quad (\text{IV.19})$$

La substitution de (IV.19) dans (IV.18) fournit :

$$\dot{S}_1(\psi_r) = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r - \dot{\psi}_r^* \quad (\text{IV.20})$$

En remplaçant le courant i_{sd} par le courant de commande $i_{sd}^* = i_{sdeq} + i_{sdn}$ dans l'équation (IV.20), nous aurons :

$$\dot{S}_1(\psi_r) = \frac{M}{\tau_r} i_{sdeq} + \frac{M}{\tau_r} i_{sdn} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r - \dot{\psi}_r^* \quad (\text{IV.21})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$i_{sdeq} = \frac{\tau_r}{M} \left(\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \dot{\psi}_r^* \right) \quad (\text{IV.22})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.21), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}_1(\psi_r) = \frac{M}{\tau_r} i_{sdn} \quad (\text{IV.23})$$

La condition d'attractivité exprimée par $\dot{S}_1(\psi_r).S_1(\psi_r) < 0$ (condition de Lyapunov) nous impose à mettre :

$$S_1(\psi_r) \cdot \frac{M}{\tau_r} i_{sdn} < 0 \quad (\text{IV.24})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de i_{sdn} doit être opposé à celui de $S_1(\psi_r)$. Donc on peut adopter la commande d'un relais qui a la forme suivante :

$$i_{sdn} = -k_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{IV.25})$$

La commande globale est donnée finalement par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} i_{sd}^* &= i_{sdeq} + i_{sdn} \\ &= \frac{\tau_r}{M} \left(\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \dot{\psi}_r^* \right) - k_1 \text{sign}(S_1) \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

IV. 3. 2. Surface de régulation de la tension du bus continu

La surface de régulation de la tension du bus continu est donnée par :

$$S_2(V_{dc}) = V_{dc} - V_{dc}^* \quad (\text{IV.27})$$

A partir de l'équation (III.34) traduisant la relation entre la puissance active aux bornes de la capacité et le courant ainsi que la tension aux bornes de ce dernier, nous pouvons écrire :

$$P^* = V_{dc} i_{dc} = V_{dc} \left(C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \right) \quad (\text{IV.28})$$

Par conséquent :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{CV_{dc}} \left(P^* - \frac{V_{dc}^2}{R} \right) \quad (\text{IV.29})$$

En combinant l'équation (IV.2) avec (III.35), nous aurons :

$$P^* = \omega \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sq} \quad (\text{IV.30})$$

La dérivée de la surface $S_2(V_{dc})$ vaut :

$$\dot{S}_2(V_{dc}) = \dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dc}^* \quad (\text{IV.31})$$

En tenant compte des équations (III.29) et (III.30), l'équation (III.31) devient :

$$\dot{S}_2(V_{dc}) = \frac{1}{CV_{dc}} \left(\omega \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sq} - \frac{V_{dc}^2}{R} \right) - \dot{V}_{dc}^* \quad (\text{IV.32})$$

En remplaçant le courant i_{sq} par le courant de commande $i_{sq}^* = i_{sreq} + i_{sqn}$ nous aurons :

$$\dot{S}_2(V_{dc}) = \frac{\omega}{CV_{dc}} \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sreq} + \frac{\omega}{CV_{dc}} \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sqn} - \frac{V_{dc}}{CR} - \dot{V}_{dc}^* \quad (\text{IV.33})$$

De la même façon, durant le mode de glissement et le régime permanent, $S_2(V_{dc}) = 0$, et par conséquent, $\dot{S}_2(V_{dc}) = 0$ et $i_{sqn} = 0$. D'où on tire i_{sreq} de la relation (IV.33) :

$$i_{sreq} = \frac{CV_{dc}}{\omega \psi_r} \frac{L_r}{M} \left(\frac{V_{dc}}{CR} + \dot{V}_{dc}^* \right) \quad (\text{IV.34})$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}_2(V_{dc}).S_2(V_{dc}) < 0$ doit être vérifiée. En substituant (IV.34) dans (IV.33), nous obtenons :

$$\dot{S}_2(V_{dc}) = \frac{\omega}{CV_{dc}} \frac{M}{L_r} \psi_r i_{sqn} \quad (\text{IV.35})$$

Donc le signe de i_{sqn} doit être opposé à celui de $S_2(V_{dc})$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais :

$$i_{sqn} = -k_2 \text{sign}(S_2) \quad (\text{IV.36})$$

La commande globale est donnée finalement par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} i_{sq}^* &= i_{sqeq} + i_{sqn} \\ &= \frac{CV_{dc}}{\omega \psi_r} \frac{L_r}{M} \left(\frac{V_{dc}}{CR} + \dot{V}_{dc}^* \right) - k_2 \text{sign}(S_2) \end{aligned} \quad (\text{IV.37})$$

IV. 3. 3. Surfaces de régulation des courants statoriques

Il nous reste deux surfaces à calculer, $S_3(i_{sd})$ et $S_4(i_{sq})$ qui sont données par :

$$S_3(i_{sd}) = i_{sd} - i_{sd}^* \quad (\text{IV.38})$$

$$S_4(i_{sq}) = i_{sq} - i_{sq}^* \quad (\text{IV.39})$$

En dérivant les deux surfaces $S_3(i_{sd})$ et $S_4(i_{sq})$, nous aurons :

$$\dot{S}_3(i_{sd}) = \dot{i}_{sd} - \dot{i}_{sd}^* \quad (\text{IV.40})$$

$$\dot{S}_4(i_{sq}) = \dot{i}_{sq} - \dot{i}_{sq}^* \quad (\text{IV.41})$$

En substituant les expressions des courants i_{sd} et i_{sq} données par le système d'équations (IV.14) dans les équations précédentes, nous obtenons :

$$\dot{S}_3(i_{sd}) = -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - i_{sd}^* \quad (\text{IV.42})$$

$$\dot{S}_4(i_{sq}) = -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - i_{sq}^* \quad (\text{IV.43})$$

En remplaçant les tensions V_{sd} et V_{sq} par les tensions de commande $V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdn}$ et $V_{sq}^* = V_{sreq} + V_{sqn}$ dans les équations (IV.42) et (IV.43) respectivement, on aura :

$$\dot{S}_3(i_{sd}) = -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sdeq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} - i_{sd}^* \quad (\text{IV.44})$$

$$\dot{S}_4(i_{sq}) = -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sreq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} - i_{sq}^* \quad (\text{IV.45})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S_3(i_{sd}) = 0$ et $S_4(i_{sq}) = 0$, et par conséquent, $\dot{S}_3(i_{sd}) = 0$ et $\dot{S}_4(i_{sq}) = 0$ et $V_{sdn} = 0$ et $V_{sqn} = 0$. D'où nous tirons les composantes V_{sdeq} et V_{sreq} des relations (IV.44) et (IV.45) :

$$V_{sdeq} = \sigma L_s (\gamma_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \gamma_2 \psi_r + i_{sd}^*) \quad (\text{IV.46})$$

$$V_{sreq} = \sigma L_s (\omega_s i_{sd} + \gamma_1 i_{sq} + \omega \gamma_3 \psi_r + i_{sq}^*) \quad (\text{IV.47})$$

Durant le mode de convergence, les conditions $\dot{S}_3(i_{sd}) \cdot S_3(i_{sd}) < 0$ et $\dot{S}_4(i_{sq}) \cdot S_4(i_{sq}) < 0$ doivent être vérifiées. En substituant (IV.46) et (IV.47) dans (IV.44) et (IV.45), on obtient :

$$\dot{S}_3(i_{sd}) = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \quad (\text{IV.48})$$

$$\dot{S}_4(i_{sq}) = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \quad (\text{IV.49})$$

Donc les signes de V_{sdn} et V_{sqn} doivent être opposés à ceux de $S_3(i_{sd})$ et $S_4(i_{sq})$ respectivement.

$$V_{sdn} = -k_3 \text{sign}(S_3) \quad (\text{IV.50})$$

$$V_{sqn} = -k_4 \text{sign}(S_4) \quad (\text{IV.51})$$

Les commandes globales sont données finalement par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= V_{sdeq} + V_{sdn} \\ &= \sigma L_s (\gamma_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \gamma_2 \psi_r + i_{sd}^*) - k_3 \text{sign}(S_3) \end{aligned} \quad (\text{IV.52})$$

Et

$$\begin{aligned} V_{sq}^* &= V_{sqeq} + V_{sqn} \\ &= \sigma L_s (\omega_s i_{sd} + \gamma_1 i_{sq} + \omega \gamma_3 \psi_r + i_{sq}^*) - k_4 \text{sign}(S_4) \end{aligned} \quad (\text{IV.53})$$

La Figure IV. 7. présente le schéma de commande par mode de glissement.

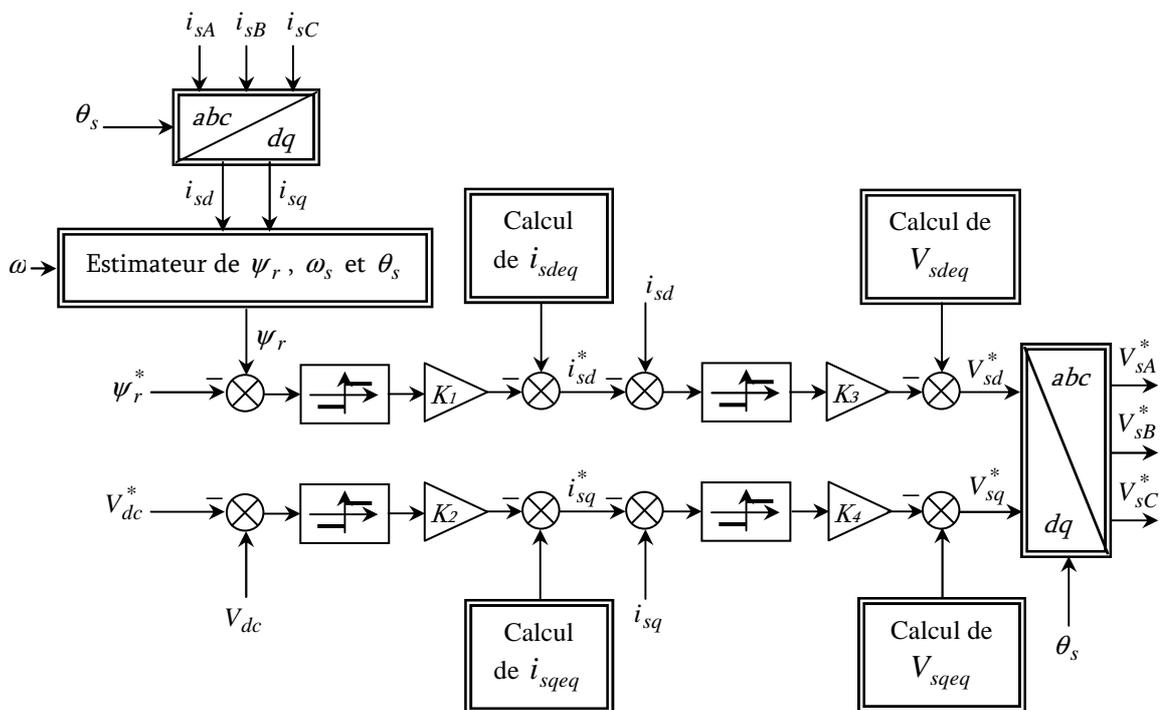


Fig. IV. 7. Schéma de commande par mode de glissement.

IV. 4. Application de la commande par linéarisation entrée/sortie

Considérons le modèle de la génératrice asynchrone (III.32) dans le nouveau référentiel [74], [79]-[83] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

où $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_r \quad V_{dc}]^T$, $u = [u_1 \quad u_2]^T = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$.

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \gamma_2 \psi_r \\ -\omega_s i_{sd} - \gamma_1 i_{sq} - \omega \gamma_3 \psi_r \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_r \\ -\frac{V_{dc}}{CR} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & \frac{3i_{sd}}{2CV_{dc}} \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{3i_{sq}}{2CV_{dc}} \end{bmatrix}^T$$

Les sorties à régler sont le flux rotorique et la tension du bus continu V_{dc} :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_r \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.55})$$

Dérivant le vecteur de sortie y donné par (IV.55) un certain nombre de fois jusqu'à l'apparition des entrées de commande V_{sd} et V_{sq} :

$$\ddot{y}_1 = -\frac{M}{\tau_r} \left(\gamma_1 + \frac{1}{\tau_r} \right) x_1 + \omega_s \frac{M}{\tau_r} x_2 + \frac{1}{\tau_r} \left(M \gamma_2 + \frac{1}{\tau_r} \right) x_3 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{\tau_r} u_1 \quad (\text{IV.56})$$

$$\dot{y}_2 = -\frac{x_4}{CR} - \frac{3x_1}{2Cx_4}u_1 - \frac{3x_2}{2Cx_4}u_2 \quad (\text{IV.57})$$

Les équations (IV.56) et (IV.57) peuvent être mises sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.58})$$

Le retour d'état suivant permet de linéariser le comportement entrée/sortie en boucle fermée du système :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E(x)^{-1} \left[\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - A(x) \right] \quad (\text{IV.59})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix};$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{M}{\tau_r} \left(\gamma_1 + \frac{1}{\tau_r} \right) x_1 + \omega_s \frac{M}{\tau_r} x_2 + \frac{1}{\tau_r} \left(M\gamma_2 + \frac{1}{\tau_r} \right) x_3 \\ -\frac{x_4}{CR} \end{bmatrix} \text{ et } E(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{\tau_r} & 0 \\ -\frac{3x_1}{2Cx_4} & -\frac{3x_2}{2Cx_4} \end{bmatrix}.$$

L'erreur de régulation est donnée par :

$$e = y_{ref} - y \quad (\text{IV.60})$$

Les entrées externes v_1 et v_2 peuvent être calculées de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1ref} - k_{11}\dot{e}_1 - k_{12}e_1 - k_{13} \int e_1 dt \\ \dot{y}_{2ref} - k_{21}e_2 - k_{22} \int e_2 dt \end{bmatrix} \quad (\text{IV.61})$$

Nous obtenons les équations d'erreurs suivantes :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{11} \ddot{e}_1 + k_{12} \dot{e}_1 + k_{13} e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{21} \dot{e}_2 + k_{22} e_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.62})$$

Un choix approprié des gains k_{11} , k_{12} , k_{13} , k_{21} et k_{22} permet d'assurer une convergence asymptotique des erreurs de poursuite. Dans notre travail, nous avons utilisé la méthode de placement de pôles pour déterminer les coefficients k_{ij} .

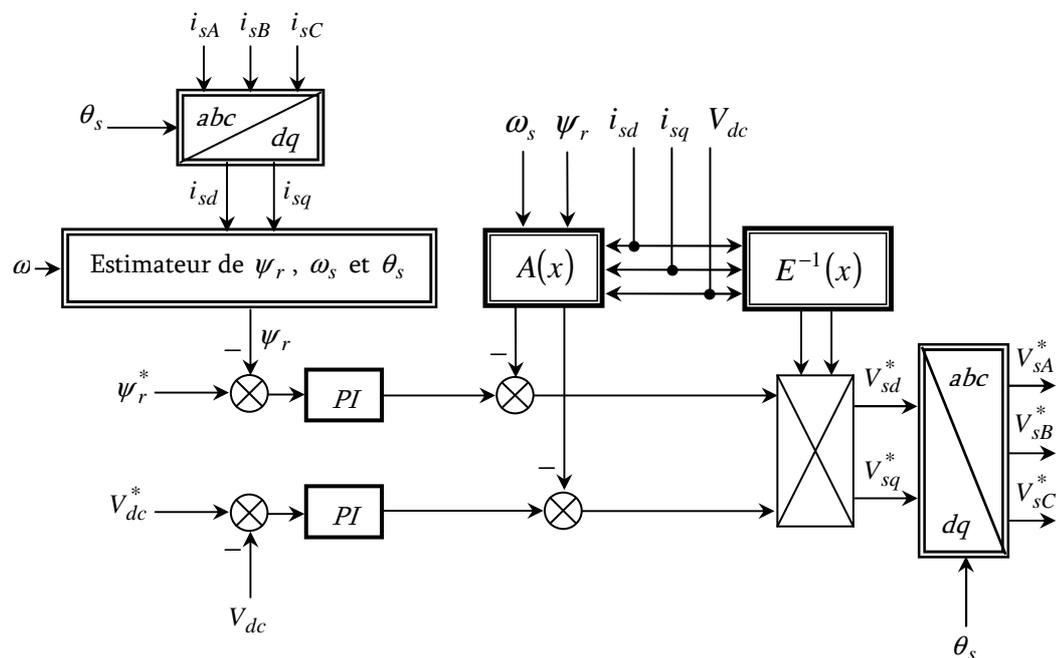


Fig. IV. 8. Schéma de commande par linéarisation entrée/sortie.

IV. 5. Résultats de simulation numérique

Le fonctionnement du convertisseur éolien complet a été simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les quatre stratégies introduites précédemment ont alors été testées en considérant que la turbine éolienne impose à la génératrice asynchrone un profil de variation de la vitesse rotorique selon la Figure IV. 10.

Au cours de simulation des quatre stratégies, la valeur de référence de la tension du bus continu à la sortie du redresseur est fixée à $V_{dc} = 600V$.

La valeur de référence du flux rotorique nécessaire à n'importe quelle vitesse est calculée à la base du maximum de ce flux qui correspond à la vitesse minimum du rotor. Donc pour n'importe qu'elle vitesse du rotor, la référence du flux rotorique est donnée par l'équation (IV.63). La variation graphique du flux de référence en fonction de la vitesse du rotor est montrée sur la Figure IV. 9 [46].

$$\psi_r^* = \frac{\omega_{\min} \psi_{r \max}}{\omega} \quad (\text{IV.63})$$

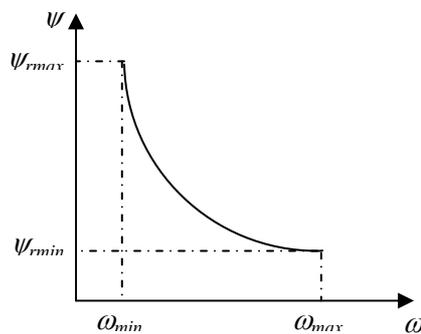


Fig. IV. 9. Relation entre la vitesse du rotor et le flux rotorique.

L'allure de la tension continue à la sortie du redresseur est donnée par les Figures (IV.11, IV.15, IV.19 et IV.23) et celle du flux rotorique par les Figures (IV.12, IV.16, IV.20 et IV.24). Nous pouvons constater que les deux grandeurs sont bien régulées et que le flux suit sa référence qui est obtenu par un défluxage par rapport à l'augmentation de la vitesse.

Afin d'évaluer les performances dynamique du convertisseur éolien, nous avons simulé un fonctionnement à vide suivi de l'application brusque d'une charge $R = 50 \Omega$ à $t = 0.7 s$, sous le profil de vitesse de la Figure IV.10.

Les Figures (IV.13, IV.17, IV.21 et IV.25) montrent les évolutions des courants directs (i_{sd}) et en quadrature (i_{sq}), suite à l'allure du premier et similaire à celle du flux rotorique et le deuxième, qui est le courant actif, varie avec la charge et la vitesse pour adapter le couple pour que la tension du bus continu demeure constante égale à la valeur de référence.

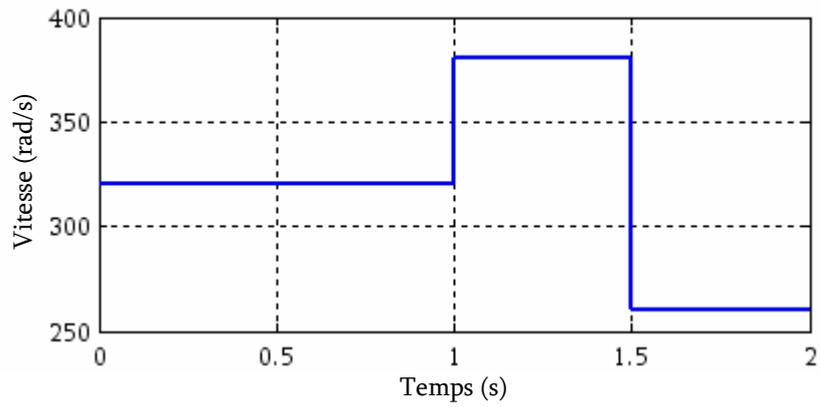


Fig. IV. 10. Profil de la vitesse en rad/s.

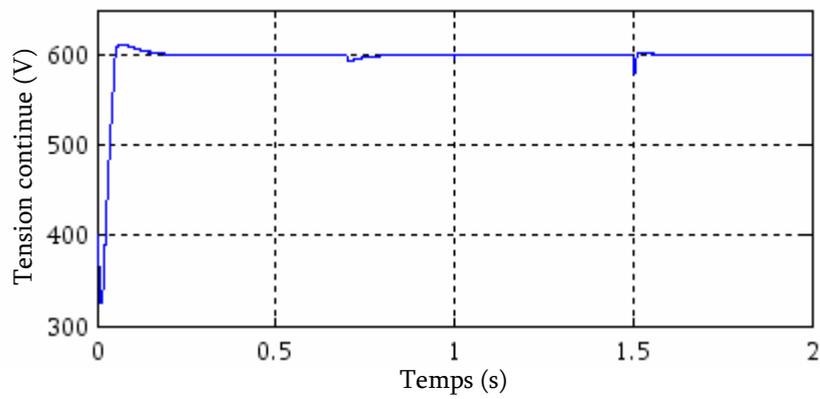


Fig. IV. 11. La tension du bus continu (commande vectorielle à hystérésis).

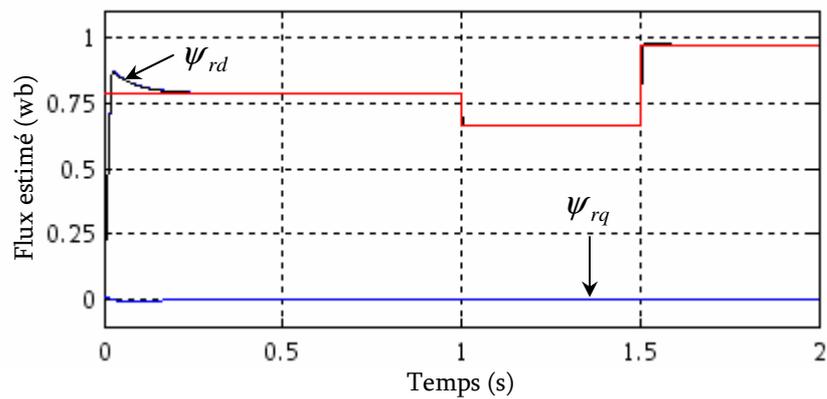


Fig. IV. 12. Le flux estimé avec sa référence (commande vectorielle avec contrôleurs à hystérésis).

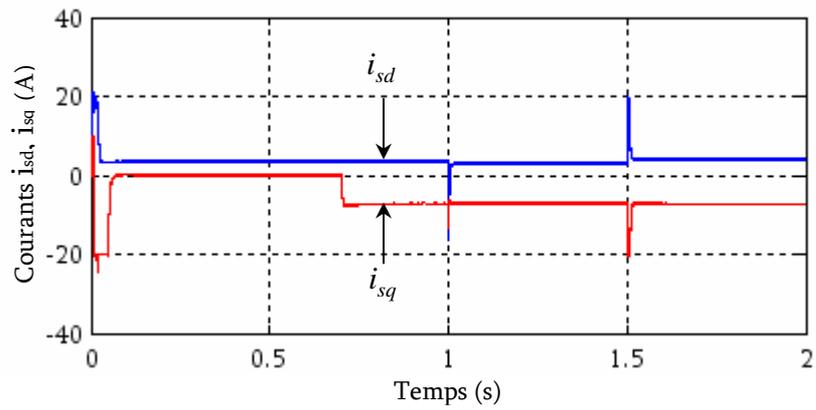


Fig. IV. 13. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} (commande vectorielle avec contrôleurs à hystérésis).

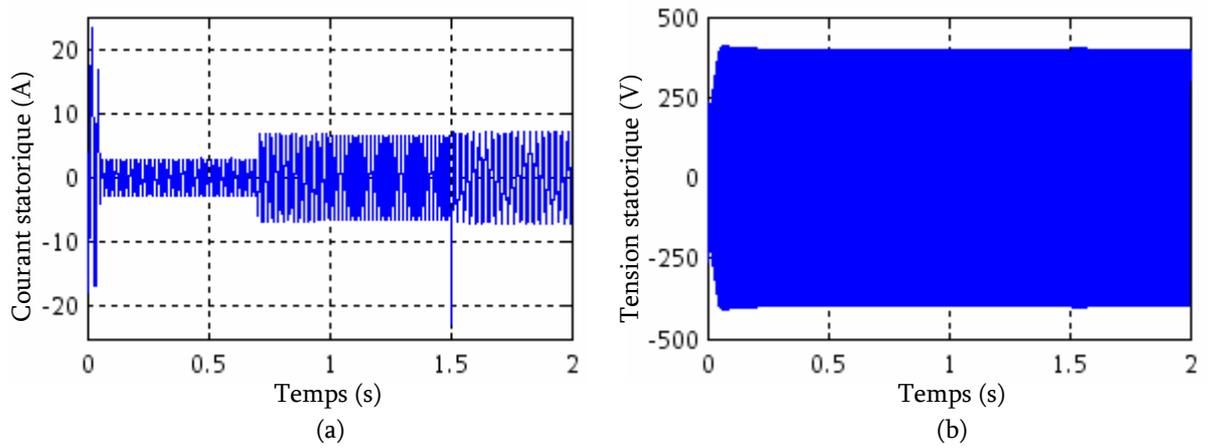


Fig. IV. 14. Le courant statorique (commande vectorielle avec contrôleurs à hystérésis).

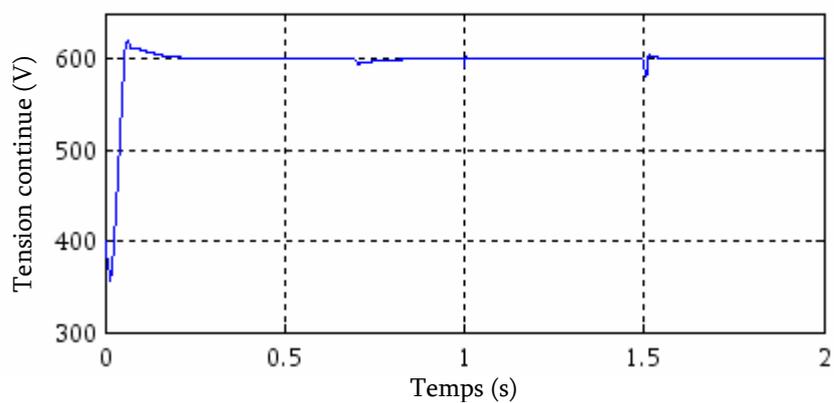


Fig. IV. 15. La tension du bus continu (commande vectorielle avec onduleur à MLI).

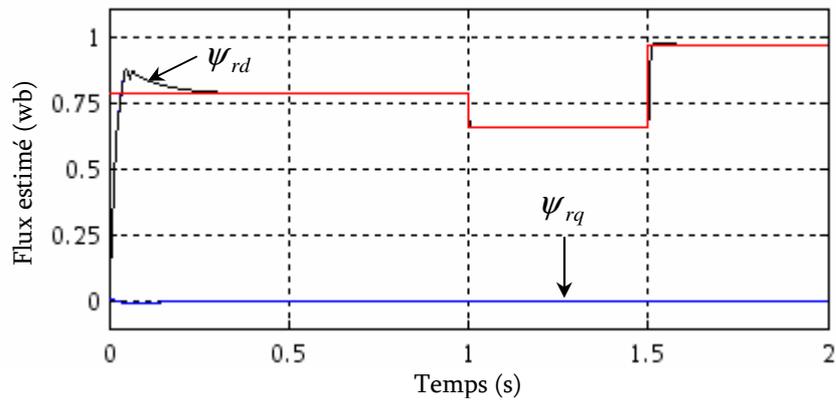


Fig. IV. 16. Le flux estimé avec sa référence (commande vectorielle avec onduleur à MLI).

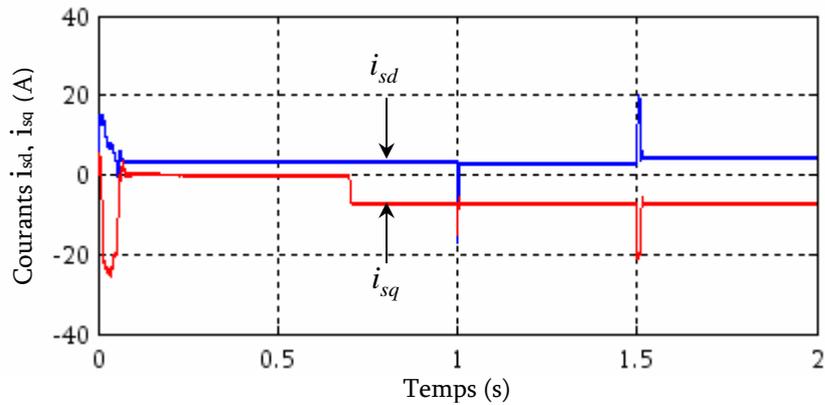


Fig. IV. 17. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} (commande vectorielle avec onduleur à MLI).

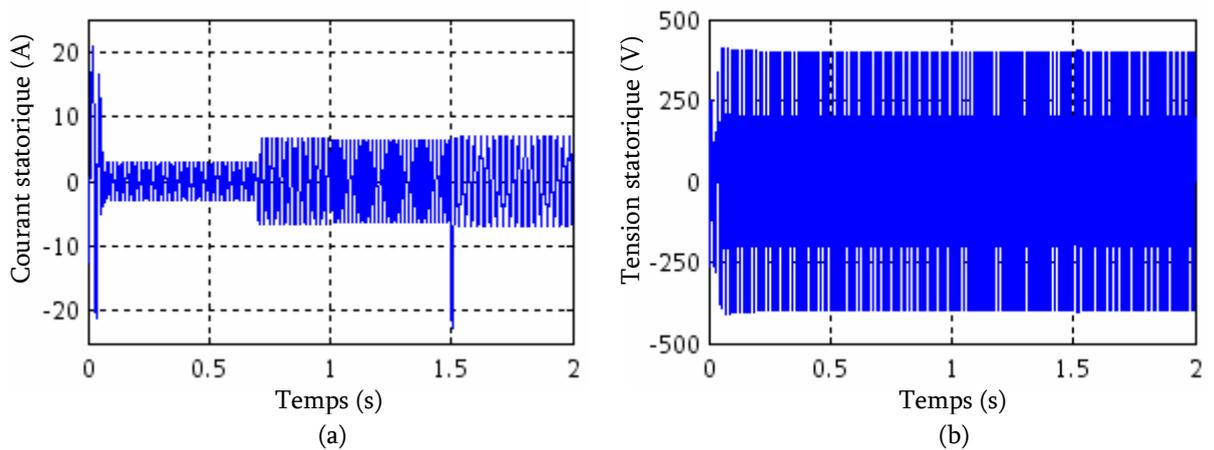


Fig. IV. 18. Le courant statorique (commande vectorielle avec onduleur à MLI).

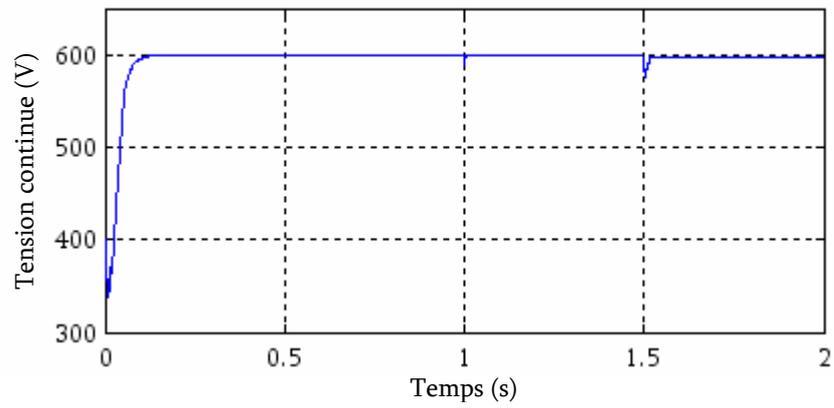


Fig. IV. 19. La tension du bus continu (commande par mode de glissement).

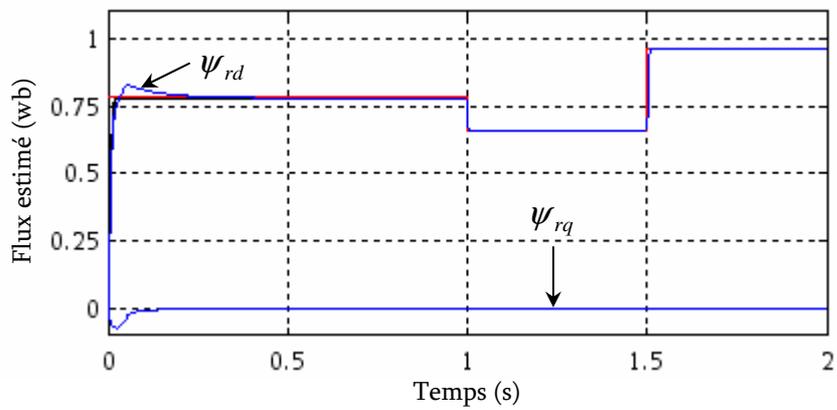


Fig. IV. 20. Le flux estimé avec sa référence (commande par mode de glissement).

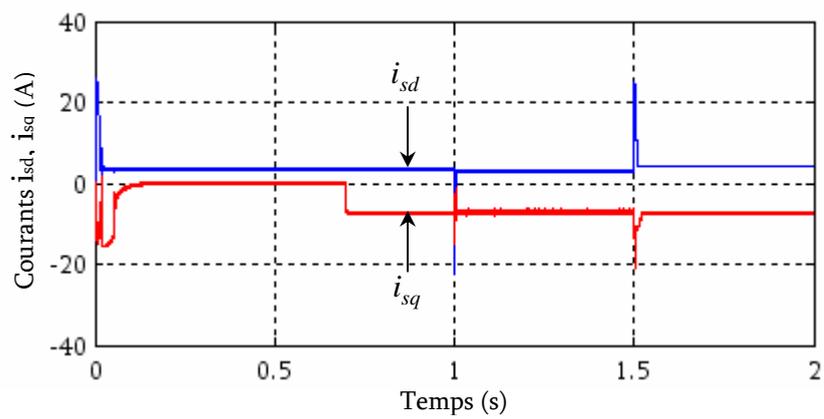


Fig. IV. 21. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} (commande par mode de glissement).

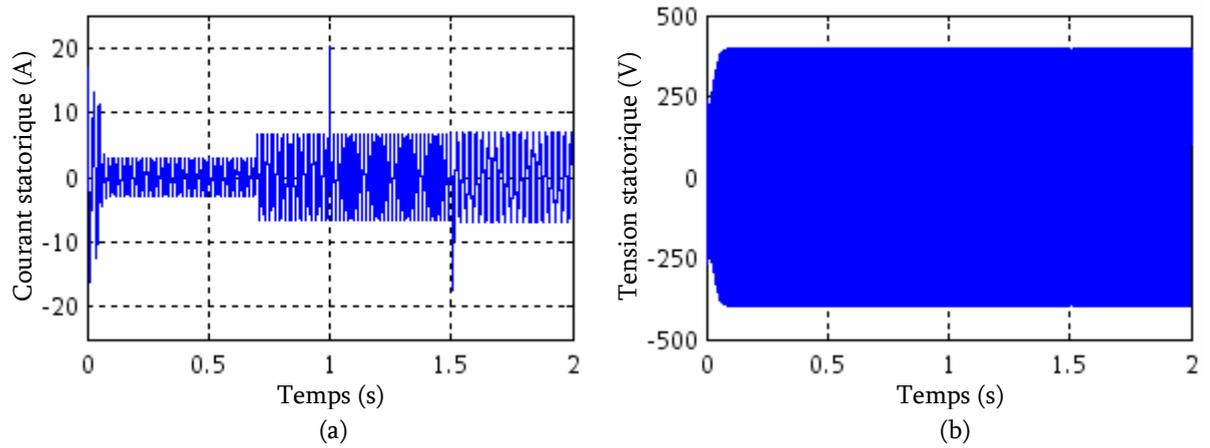


Fig. IV. 22. Le courant statorique (commande par mode de glissement).

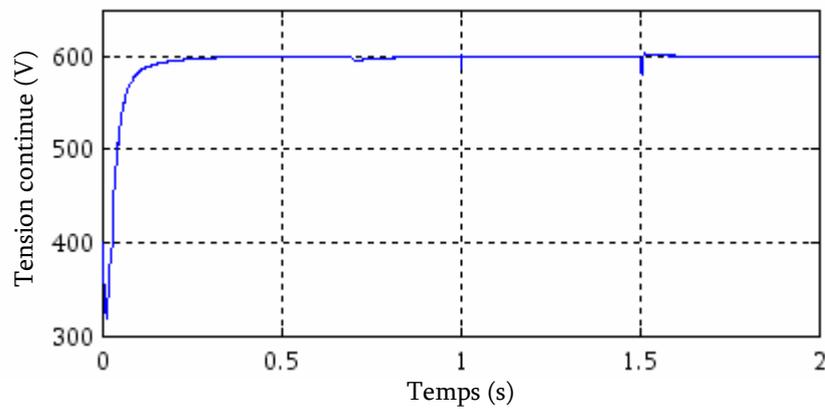


Fig. IV. 23. La tension du bus continu (commande par linéarisation entrée/sortie).

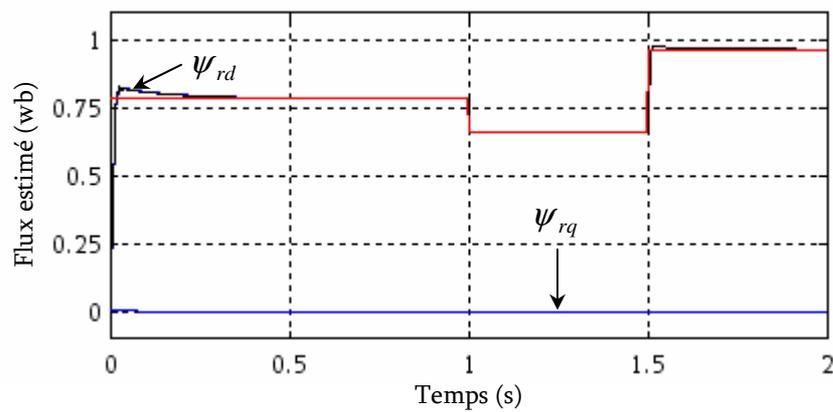


Fig. IV. 24. Le flux estimé avec sa référence (commande par linéarisation entrée/sortie).

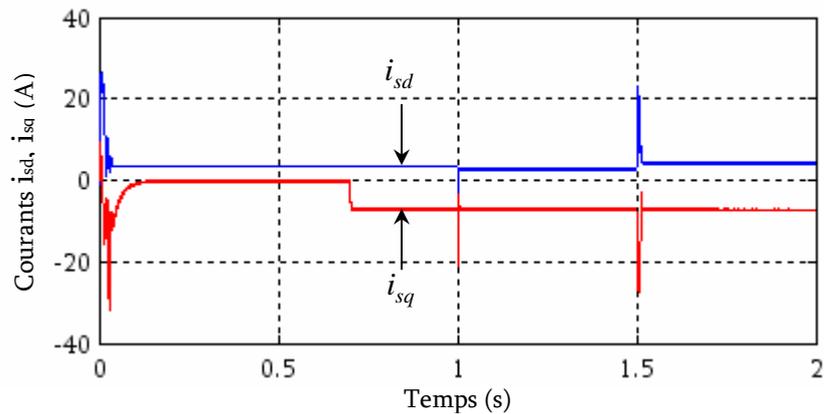


Fig. IV. 25. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} (commande par linéarisation entrée/sortie).

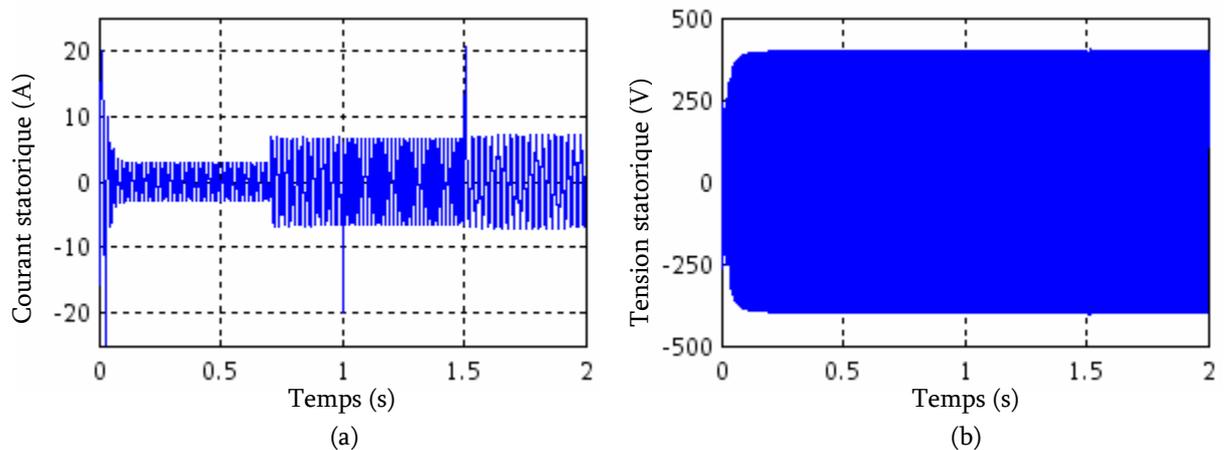


Fig. IV. 26. Le courant statorique (commande par linéarisation entrée/sortie).

IV. 6. Etude comparative

IV. 6. 1. Effets de variation de la charge R et de la vitesse

La Figure IV. 27. représente la régulation de la tension du bus continu avec les trois techniques de commandes ainsi que son ZOOM sur la Figure IV. 28. Nous constatons un léger dépassement de la tension V_{dc} lors de l'amorçage de la génératrice pour la commande vectorielle. Pour les deux autres techniques (linéarisation entrée/sortie et mode de glissement) la régulation de V_{dc} s'effectue sans aucun dépassement.

Lors de l'application de la charge résistive R , l'effet de cette perturbation est plus important sur la régulation de la tension V_{dc} avec la technique de la commande vectorielle (FOC), tandis la technique de linéarisation entrée/sortie (IOL) a un temps de rejet de cette perturbation plus important; reste à signaler malgré les bonnes performances de la technique de commande par mode de glissement (SMC) par rapport aux deux autres, elle a comme inconvénient la présence d'une légère erreur statique.

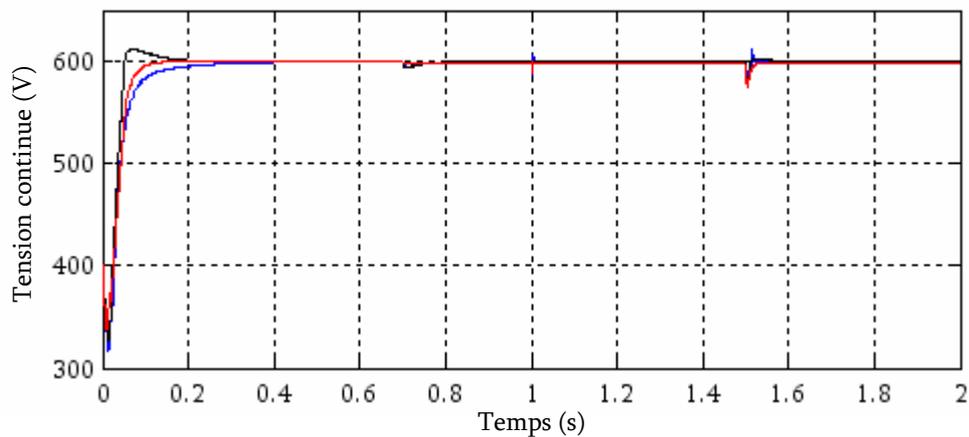


Fig. IV. 27. La tension du bus continu (pour les trois commandes).

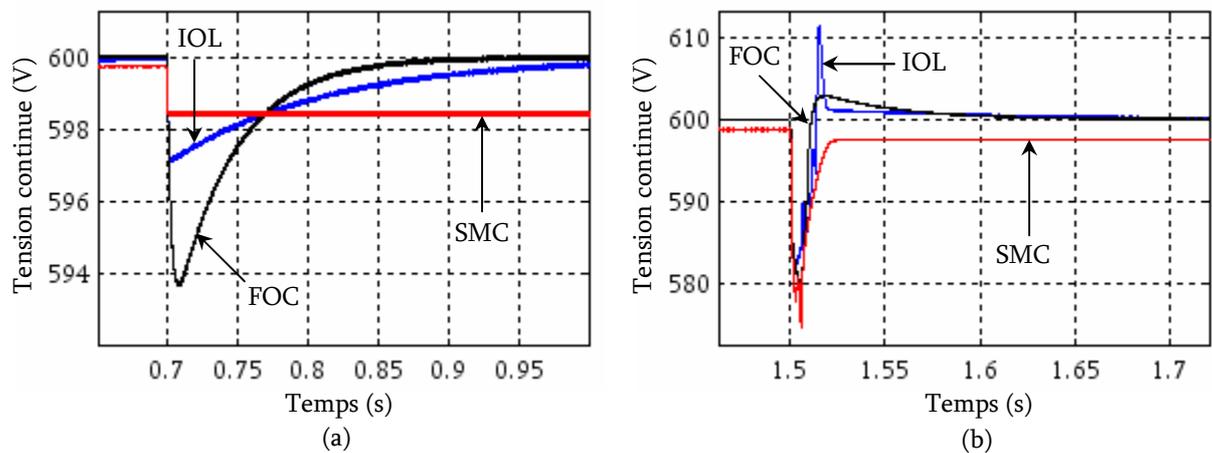


Fig. IV. 28. ZOOM au moment de: (a) application de la charge, (b) variation de la vitesse.

IV. 6. 2. Test de variation paramétrique

Pour faire une comparaison plus rigoureuse entre les trois lois de commande proposées, un deuxième test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques sera considéré.

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la génératrice utilisé. En effet les paramètres utilisés dans la commande sont supposés fixes. Toutefois, dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances...). Ajoutons à cela que l'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure. Les résistances rotorique et statorique seront augmentées 100% par rapport aux valeurs nominales de celles-ci.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites du flux rotorique et de la tension du bus continu restent intactes.

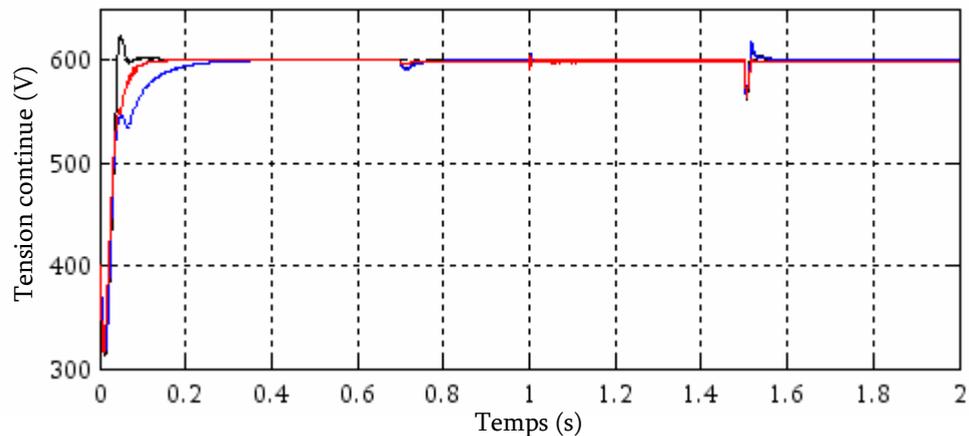


Fig. IV. 29. La tension du bus continu (pour les trois commandes).

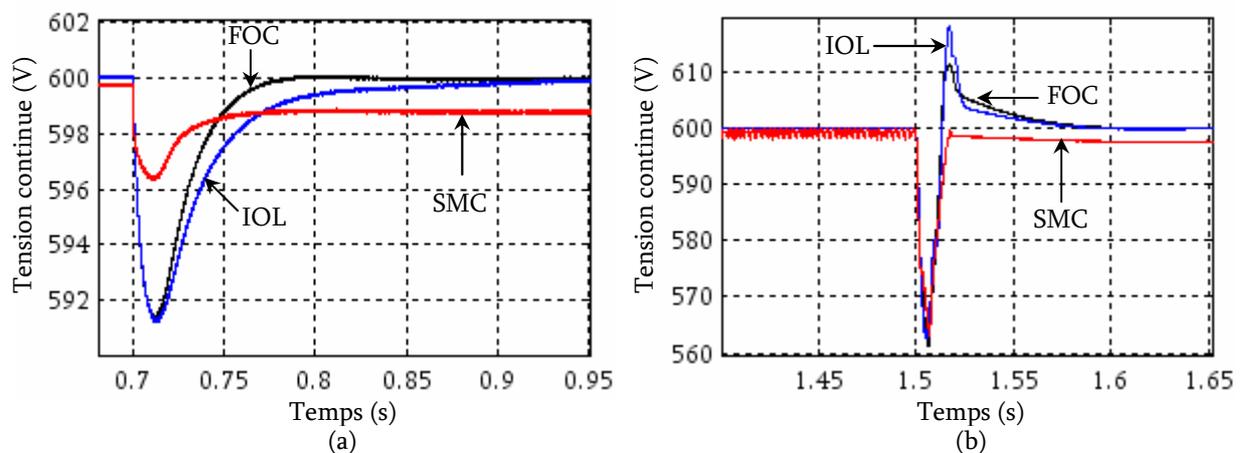


Fig. IV. 30. ZOOM au moment de: (a) application de la charge, (b) variation de la vitesse.

IV. 7. Optimisation de la chaîne de conversion éolienne

Dans ce paragraphe une autre configuration d'un système de production de l'énergie électrique sera traitée. La Figure IV. 31. montre une structure semblable à la précédente sauf qu'elle permet directement une alimentation des charges triphasées tout en assurant un alimentation en courant continu aux bornes du condensateur. L'objectif de la commande de cette nouvelle structure est d'assurer une régulation simultanée de l'amplitude des tensions statoriques de la génératrice et la tension du bus continu V_{dc} [84]-[86].

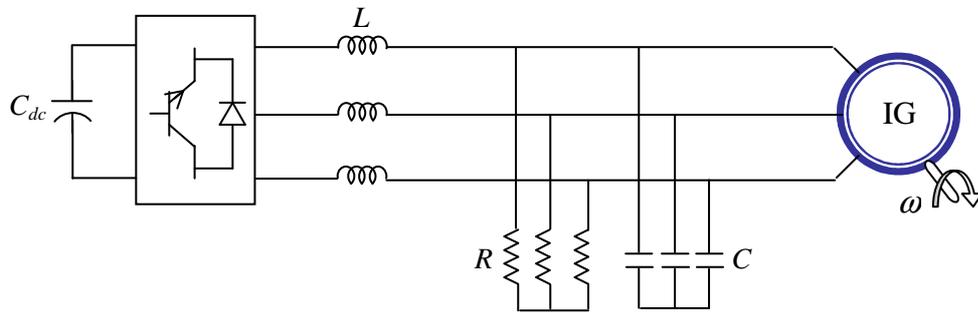


Fig. IV. 31. La structure du système global.

Le modèle de la génératrice asynchrone reste le même que celui traité auparavant sauf qu'on va orienter ici le flux magnétisant de la machine. Rappelons le modèle de la génératrice asynchrone auto-excitée dans un référentiel lié au champ tournant :

$$\begin{cases} -V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \\ -V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \omega_r \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{IV.64})$$

Avec:

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\psi_{sd} = \ell_s i_{sd} + \psi_{md}, \quad \psi_{sq} = \ell_s i_{sq} + \psi_{mq}$$

$$\psi_{rd} = \ell_r i_{rd} + \psi_{md}, \quad \psi_{rq} = \ell_r i_{rq} + \psi_{mq}$$

$$\psi_{md} = M i_{md}, \quad \psi_{mq} = M i_{mq},$$

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd}, \quad i_{mq} = i_{sq} + i_{rq},$$

Tels que ψ_{md} et ψ_{mq} sont les composantes du flux magnétisant.

Le modèle biphasé des inductances insérées entre la machine et le redresseur ainsi que le modèle biphasé des capacités shunt et de la charge résistive triphasé dans un référentiel lié au champ tournant sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{id} + L \frac{di_{id}}{dt} - L \omega_s i_{iq} \\ V_{sq} = V_{iq} + L \frac{di_{iq}}{dt} + L \omega_s i_{id} \end{cases} \quad (IV.65)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{id} + C \frac{dV_{sd}}{dt} - C \omega_s V_{sq} + \frac{V_{sd}}{R} \\ i_{sq} = i_{iq} + C \frac{dV_{sq}}{dt} + C \omega_s V_{sd} + \frac{V_{sq}}{R} \end{cases} \quad (IV.66)$$

Le schéma équivalent de ce système est représenté à la Figure IV. 32.

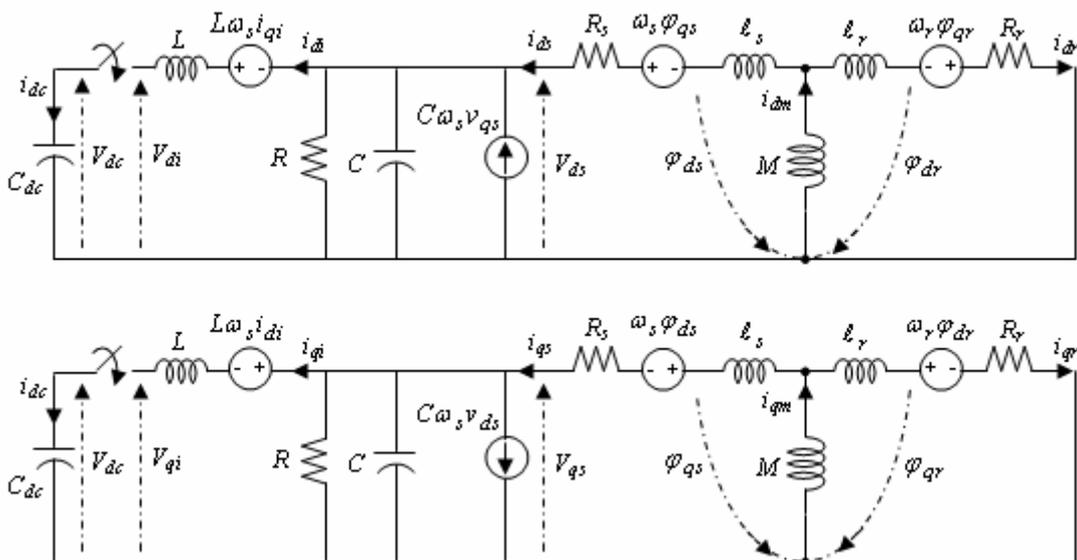


Fig. IV. 32. Le schéma équivalent du système étudié.

Quand la génératrice asynchrone opère sous des conditions où le flux de magnétisation est orienté selon l'axe d , nous aurons :

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (i_{sd} - i_{md}) \quad (\text{IV.67})$$

Et

$$\omega_s = \omega + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{md}} \quad (\text{IV.68})$$

L'application de la méthode de linéarisation entrée/sortie sur ce modèle nous permet d'écrire:

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ V_{sd} \ V_{sq} \ i_{id} \ i_{iq} \ V_{dc}]^T$$

$$u = [u_1 \ u_2]^T = [V_{di} \ V_{qi}]^T$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{sd} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \frac{M^2}{L_r^2} R_r i_{md} \right] + \omega_s i_{sq} = f_1(x)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{sq} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} - \omega \frac{M^2}{L_r^2} i_{md} \right] - \omega_s i_{sd} = f_2(x)$$

$$\frac{dV_{sd}}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{sd} - \frac{V_{sd}}{R} - i_{id} \right) + \omega_s V_{sq} = f_3(x)$$

$$\frac{dV_{sq}}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{sq} - \frac{V_{sq}}{R} - i_{iq} \right) - \omega_s V_{sd} = f_4(x)$$

$$\frac{di_{id}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{sd} - V_{id}) + \omega_s i_{iq} = f_5(x) - \frac{1}{L} u_1$$

$$\frac{di_{iq}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{sq} - V_{iq}) - \omega_s i_{id} = f_6(x) - \frac{1}{L} u_2$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C_{dc} V_{dc}} (V_{id} i_{id} + V_{iq} i_{iq})$$

$$g = [g_1 \ g_2]$$

$$g_1 = \left[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -\frac{1}{L} \ 0 \ \frac{3i_{id}}{2C_{dc}V_{dc}} \right]^T \quad \text{et} \quad g_2 = \left[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -\frac{1}{L} \ \frac{3i_{iq}}{2C_{dc}V_{dc}} \right]^T$$

Puisque il y a deux entrées de commande pour le système à contrôler, nous devrions avoir deux sorties pour le découplage entrée/sortie. Les deux sorties sont choisies comme suit :

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc} \\ |V_s|^2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.69})$$

Dérivant le vecteur de sortie y donné par (IV.69) un certain nombre de fois jusqu'à l'apparition des entrées de commande V_{di} et V_{qi} :

$$\dot{y}_1 = \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C_{dc}x_7} (x_5 u_1 + x_6 u_2) \quad (\text{IV.70})$$

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 = \frac{d^2|V_s|^2}{dt^2} &= \frac{2}{C} \left[f_3 \left(x_1 - \frac{x_3}{R} - x_5 \right) + x_3 \left(f_1 - \frac{f_3}{R} - f_5 \right) + f_4 \left(x_2 - \frac{x_4}{R} - x_6 \right) + x_4 \left(f_2 - \frac{f_4}{R} - f_6 \right) \right] \\ &+ \frac{2}{LC} (x_3 u_1 + x_4 u_2) \end{aligned} \quad (\text{IV.71})$$

Les équations (IV.70) et (IV.71) peuvent écrire sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.72})$$

Maintenant si u est choisi comme :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E(x)^{-1} \left[\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - A(x) \right] \quad (\text{IV.73})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} \text{ et } A(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ Q \end{bmatrix};$$

$$Q = \frac{2}{C} \left[f_3 \left(x_1 - \frac{x_3}{R} - x_5 \right) + x_3 \left(f_1 - \frac{f_3}{R} - f_5 \right) + f_4 \left(x_2 - \frac{x_4}{R} - x_6 \right) + x_4 \left(f_2 - \frac{f_4}{R} - f_6 \right) \right]$$

$$E(x) = \begin{bmatrix} \frac{3x_5}{2C_{dc}x_7} & \frac{3x_6}{2C_{dc}x_7} \\ \frac{2x_3}{LC} & \frac{2x_4}{LC} \end{bmatrix}$$

La structure globale de conversion éolienne avec sa commande est représentée sur la Figure IV. 33.

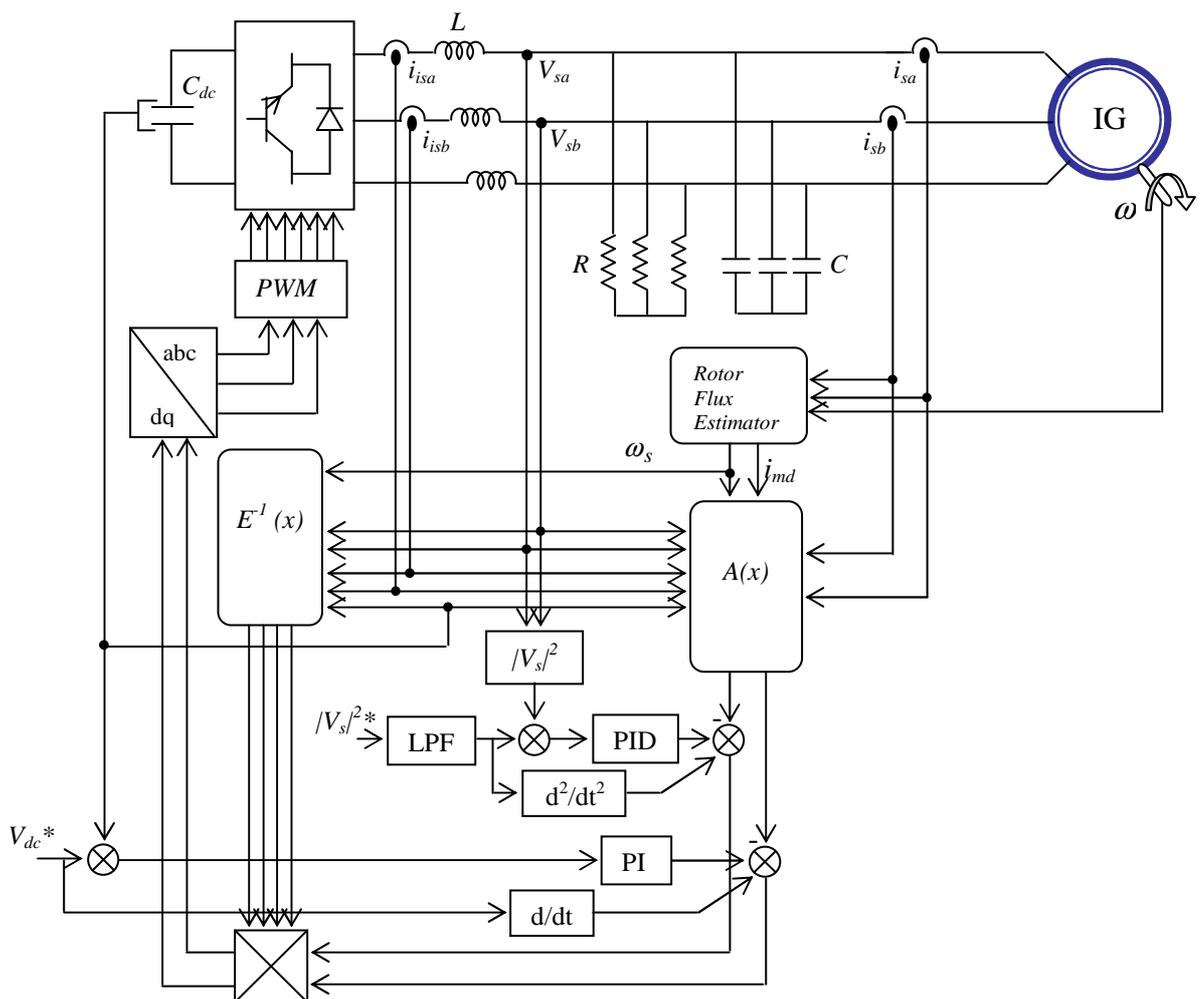


Fig. IV. 33. Le schéma de commande avec le convertisseur AC/DC à MLI.

IV. 7. 1. Résultats de simulation

Le premier test consiste à faire amorcer la génératrice à vide sous une vitesse constante, ensuite lui appliquer une charge triphasée résistive de (50Ω) à $t = 0.7\text{ s}$, la valeur de référence de l'amplitude des tensions statoriques étant fixée à 400V . Les réponses de la tension du bus continu V_{dc} et le module des tensions statoriques V_s sont représentées sur les Figures (IV. 34. et IV. 35) respectivement. Les Figures (IV. 36. et IV. 37) donnent les allures en des courants et des tensions statoriques réels respectivement. Nous remarquons que ce réglage donne de très bonnes performances de poursuite et sans dépassement, ainsi qu'un rejet immédiat de la perturbation.

Le deuxième test concerne le fonctionnement avec le profil de la vitesse de la Figure IV. 38, la génératrice sera amorcée en charge. La tension du bus continu et le module de la tension statorique sont représentés sur les Figures (IV. 39. et IV. 40) respectivement. Les courants et les tensions statoriques sont représentés sur les Figures (IV. 41. et IV. 42).

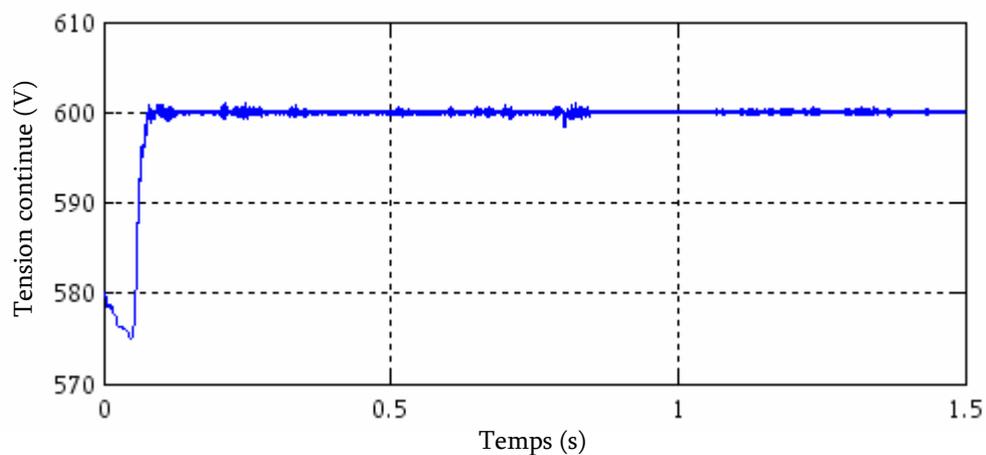


Fig. IV. 34. La tension du bus continu.

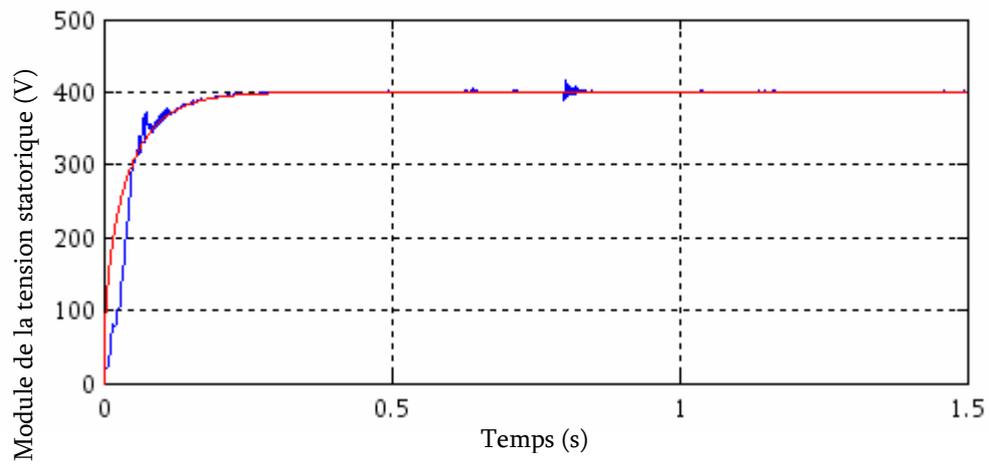


Fig. IV. 35. Le module de la tension statorique.

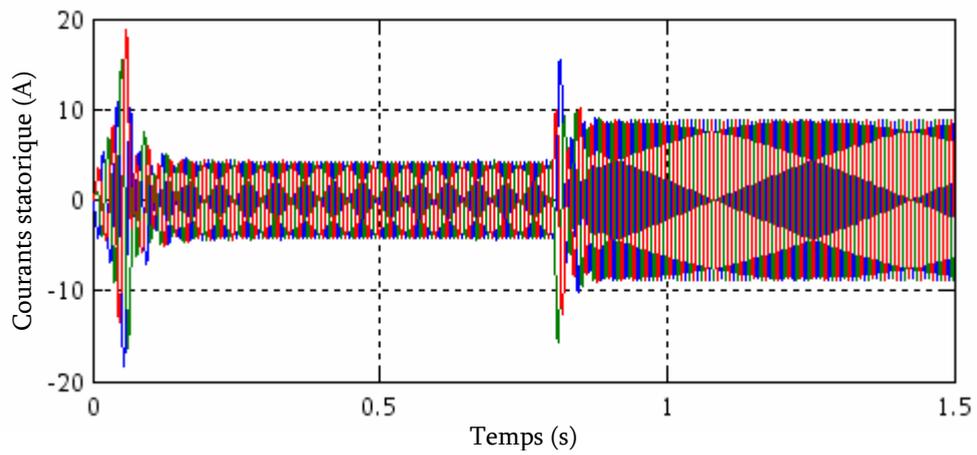


Fig. IV. 36. Les courants statorique.

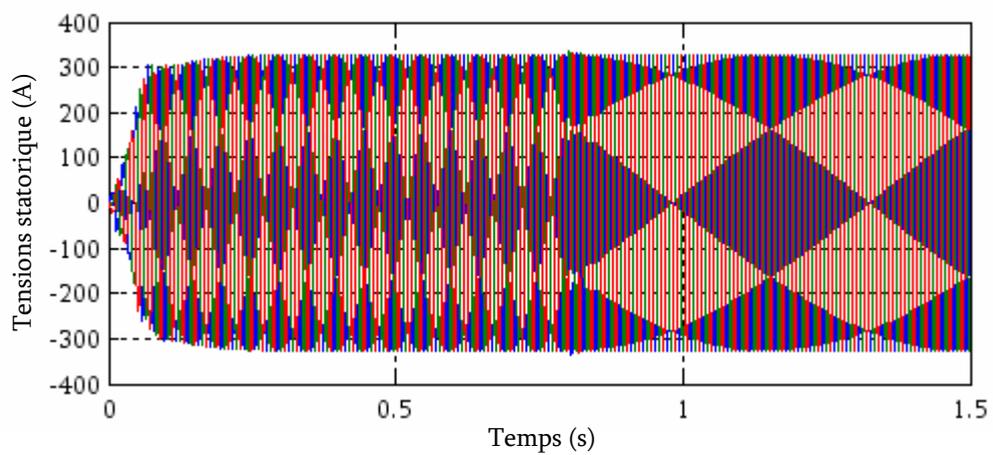


Fig. IV. 37. Les tensions statorique.

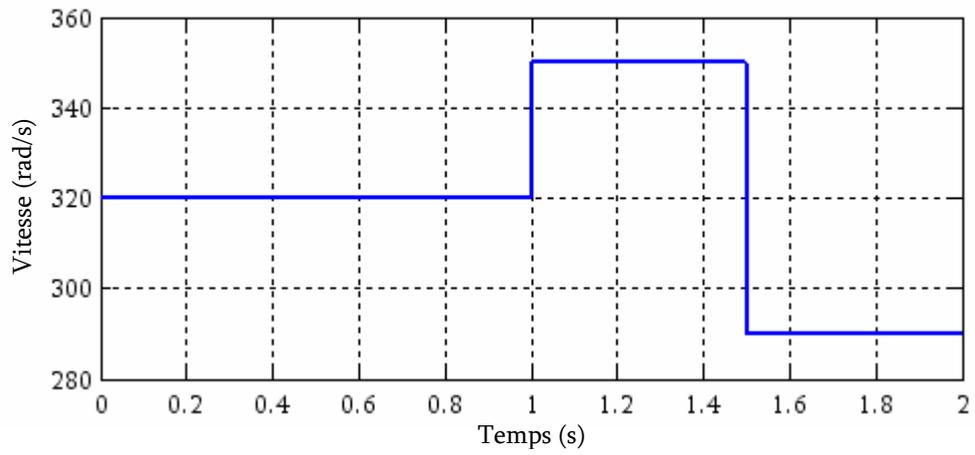


Fig. IV. 38. Le profil de la vitesse.

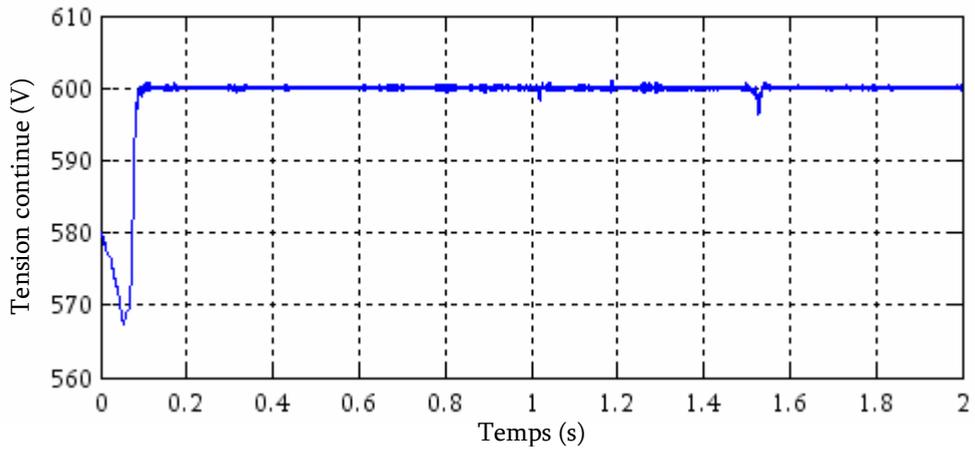


Fig. IV. 39. La tension du bus continu.

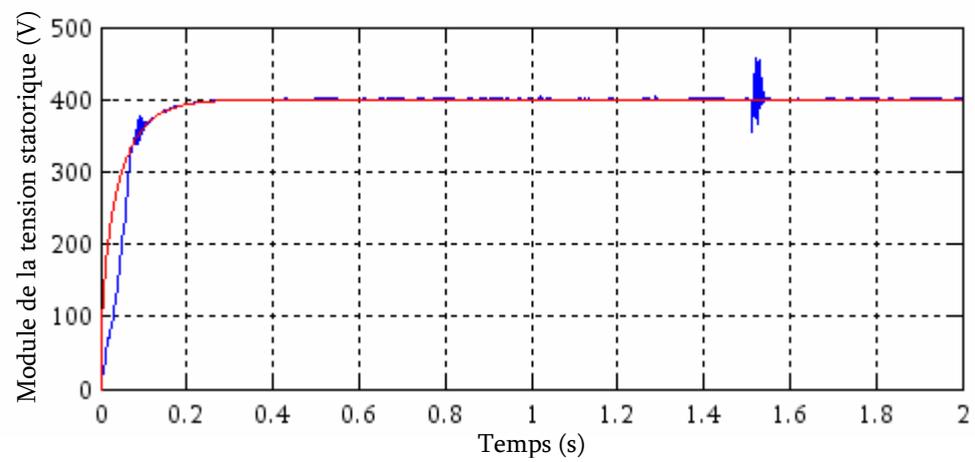


Fig. IV. 40. Le module de la tension statorique.

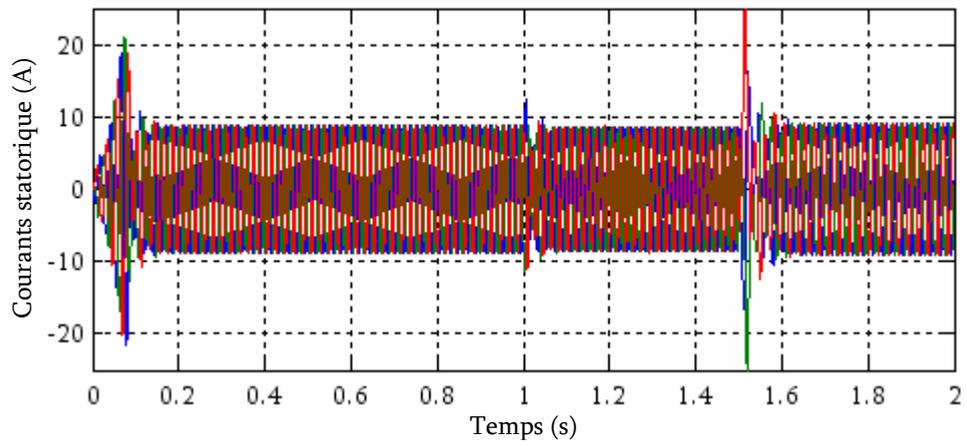


Fig. IV. 41. Les courants statorique.

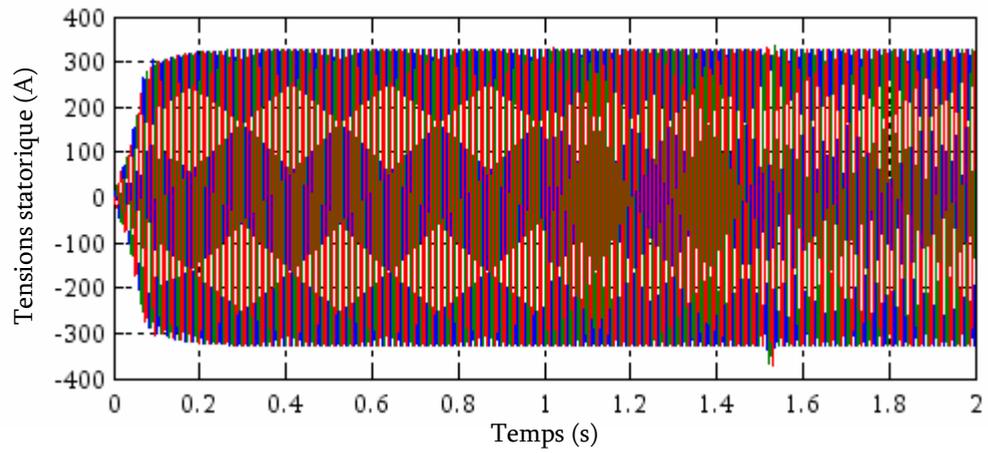


Fig. IV. 42. Les tensions statorique.

IV. 8. Etude d'une ferme éolienne

Afin d'augmenter la puissance générée par l'éolienne étudiée au chapitre précédent, nous avons considéré l'exemple d'une ferme éolienne représentée à la Figure IV. 43. Elle est constituée de deux éoliennes de 3,6 kW basées sur une génératrice asynchrone à vitesse variable. Les deux génératrices sont reliées à un bus continu commun par deux convertisseurs à MLI [11], [87], [88].

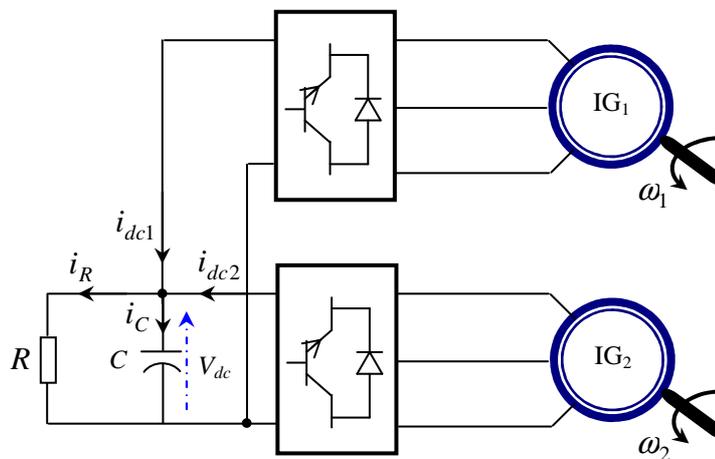


Fig. IV. 43. Centrale à deux éoliennes.

La modélisation de ces éoliennes est similaire à l'étude de l'éolienne du chapitre précédent, la différence réside dans le modèle du bus continu qui devient :

$$i_{dc1} + i_{dc2} = i_C + i_R \quad (\text{IV.74})$$

En tenant compte des équations des deux convertisseurs ainsi de l'équation de la charge, l'équation (IV.74) devient :

$$\frac{1}{2} (S_{d1} i_{sd1} + S_{q1} i_{sq1} + S_{d2} i_{sd2} + S_{q2} i_{sq2}) = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (\text{IV.75})$$

IV. 8. 1. Résultats de simulation

En supposant que les deux génératrices sont exposées au même profil de vitesse, et que la tension du bus continu est fixée à 600V. Nous constatons que la régulation de la tension du bus continu est réalisée avec succès (Fig. IV. 44). La Figure IV. 46. montre que la puissance totale générée par la ferme éolienne est égale au double de celle générée par une seule génératrice.

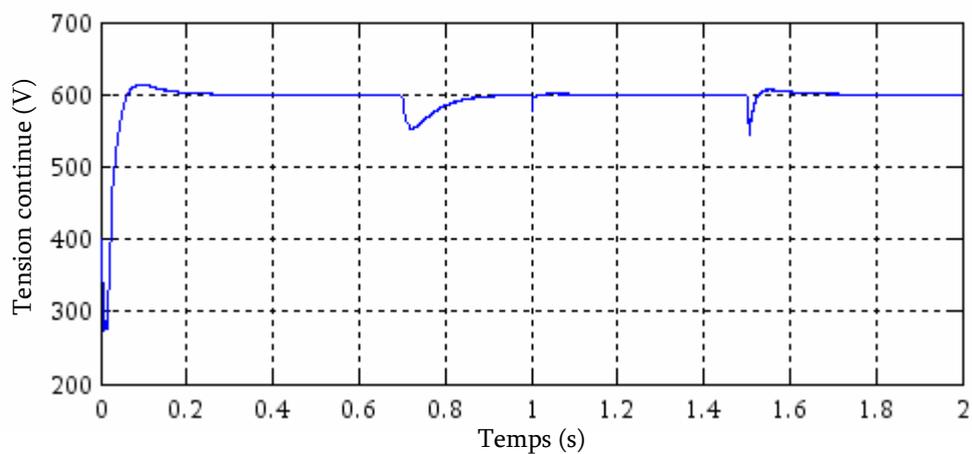


Fig. IV. 44. La tension du bus continu pour deux éoliennes.

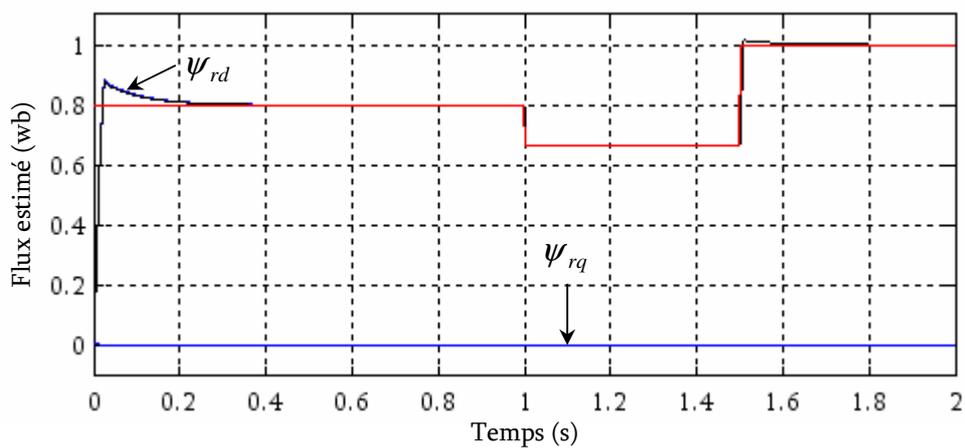


Fig. IV. 45. Le flux estimé avec sa référence d'une éolienne.

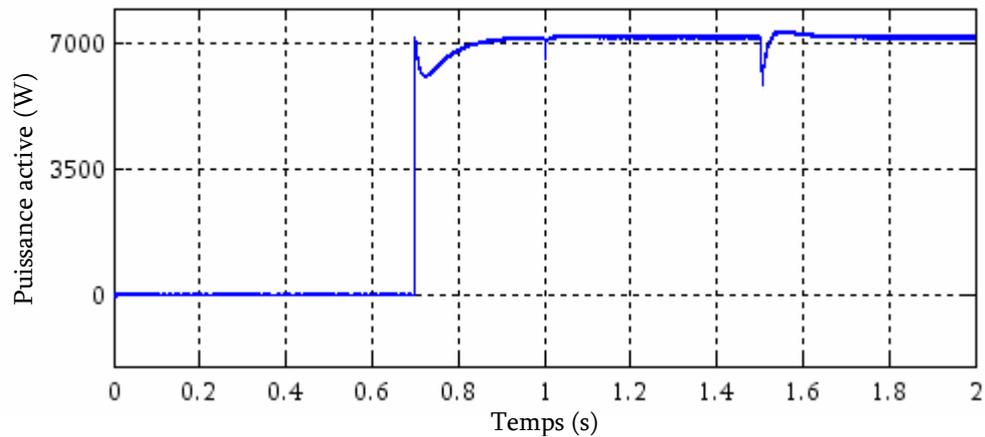


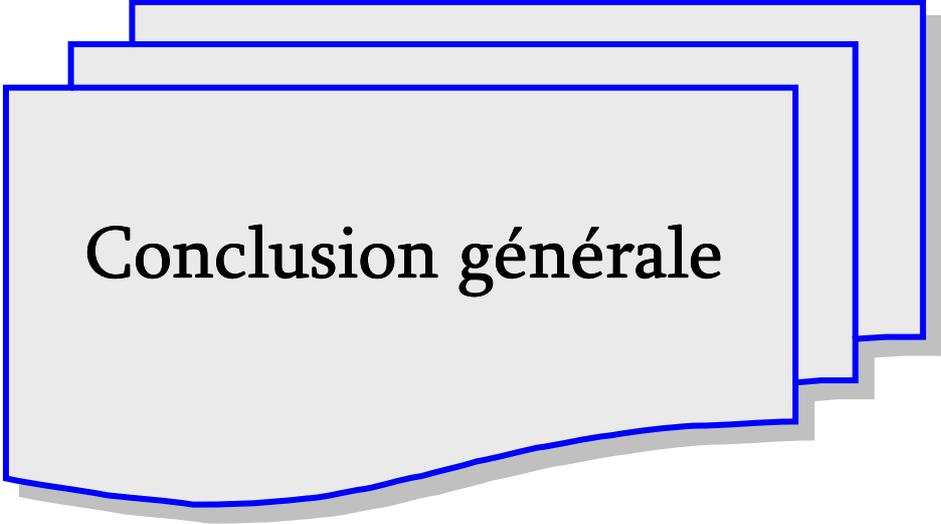
Fig. IV. 46. La puissance active fournie par les deux éoliennes.

IV. 9. Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence l'efficacité de trois approches de commande l'une par rapport à l'autre dont l'objectif est de contrôler indépendamment les puissances active (par le biais du courant actif i_{sq}) et réactive (par le biais du courant réactif i_{sd}) d'une génératrice asynchrone auto-excitée. Nous avons constaté que la régulation de la tension du bus continu et du module du flux rotorique est réalisée avec de très bonnes performances dynamiques avec les trois techniques proposées. Cependant, la stratégie de commande par flux orienté reste la plus efficace et la plus adaptée puisque elle offre la simplicité, la rapidité et la facilité de la mise en œuvre.

Ensuite nous avons développé une autre structure semblable à la première sauf qu'elle permet directement une alimentation des charges triphasées tout en assurant une alimentation en courant continu aux bornes du condensateur.

Finalement, nous avons essayé de simuler le fonctionnement d'une ferme éolienne à base de génératrices asynchrone connectées toutes au même bus continu. L'objectif principal visé était d'augmenter la puissance active produite.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse concerne un système de production décentralisé de l'énergie électrique capable d'un fonctionnement autonome dédié à un site isolé, comme le milieu urbain, qui est la génératrice asynchrone auto-excitée. Beaucoup d'aspects importants et intéressants sur cette génératrice ont été discuté et présenté.

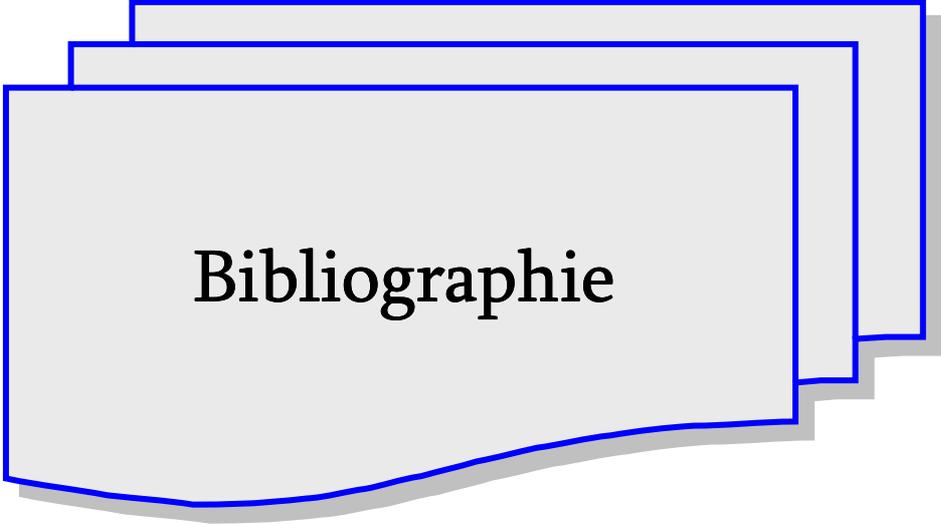
Le premier chapitre rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique.

Nous avons développé dans le deuxième chapitre une étude analytique consistant à établir un bilan des performances de la génératrice asynchrone auto-excitée. Cette étude nous a permis de trouver les points critiques de l'auto-amorçage de la génératrice que ce soit les capacités d'excitation, la vitesse et la charge connectée à la machine, ensuite une simulation numérique de son fonctionnement linéaire et saturé a été présenté. L'inconvénient majeur de l'utilisation de la machine asynchrone auto-excitée dans un système éolien est que ces grandeurs statoriques sont directement influencées par la charge, la vitesse et les capacités d'excitation. Afin de résoudre ce problème, trois approches de commande ont été discutées dans le troisième chapitre (commande vectorielle, commande par mode de glissement et commande par linéarisation entrée/sortie).

Le quatrième chapitre a été consacré à l'application de ces techniques à la génératrice asynchrone connectée au redresseur à MLI et débitant sur une charge équivalente. L'objectif du système de contrôle est de maintenir la tension du bus continu constante. Les trois stratégies ont été étudiées et comparées à l'aide de simulations effectuées sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Il est assez aisé d'ajouter dans ce modèle des éléments complémentaires reliés à ce bus continu tels que d'autres sources d'énergie (systèmes photovoltaïques, batteries, etc.).

Pour des raisons économiques, nous avons introduit également une nouvelle configuration basée sur l'interconnexion des condensateurs supplémentaires sur le coté alternatif.

Enfin, dans l'objectif d'augmenter la puissance électrique, une association de deux éoliennes de 3,6 kW connectées à un bus continu commun est discutée.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne :
-Machine asynchrone à cage autonome
-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France 2003.
- [2] N. Abu-Tabak, "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France 2008.
- [3] O. Gergaud, "Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur", Thèse de doctorat de l'école normale supérieure de CACHAN, Décembre 2002.
- [4] www.missioneco.org/algerie.
- [5] Sechilienne Sidec, Société Industrielle pour le Développement de l'Energie et de la Cogénération, Document de référence 2009.
- [6] N. K. Merzouk, "Evaluation du gisement énergétique éolien contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie", Thèse de Doctorat de l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, département de physique, Algérie 2006.
- [7] D. Seyoum, "The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind turbine", Thèse de Doctorat de l'Université de New South Wales, 2003.
- [8] A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France 2005.
- [9] H. Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Bordeaux, France 2003.
- [10] J.M. Jonkman, "Modeling of the UAE Wind Turbine for Refinement of FAST_AD", Technical Report, National Renewable Energy Laboratory, USA 2003.
- [11] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de Doctorat de L'Université des Sciences et Technologies de Lille1 (USTL).

-
- [12] J. Soens, V. V. Thong, J. Driesen and R. Belmans, "Modeling wind turbine generators for power system simulations", European Wind Energy Conference EWEC, Madrid 2003.
- [13] F. Iov, A. D. Hansen, P. Sorensen and F. Blaabjerg, "Wind Turbine Blockset in Matlab/Simulink : General Overview and Description of the Models", Research report, Aalborg University, Denmark, March 2004.
- [14] Z. Mahi, C. Serban and H. Siguerdidjane, "Direct torque control of a doubly-fed induction generator of a variable speed wind turbine power regulation", ewec2007, Milan, May 2007.
- [15] T. Petruand and T. Thiringer, "Modeling of Wind Turbines for Power System Studies", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 17, No. 4, pp. 1132-1139, Nov. 2002.
- [16] D. J. Trudnowski, A. Gentile, J. M. Khan and E. M. Petritz, "Fixed-Speed Wind-Generator and Wind-Park Modeling for Transient Stability Studies", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, No. 4, pp. 1911-1917, Nov. 2004.
- [17] S. M. Barakati, M. Kazerani and X. Chen, "A New Wind Turbine Generation System Based on Matrix Converter", IEEE, Power Engineering Society, General Meeting, pp. 2083-2089, June 2005.
- [18] H. Li and Z. Chen, "Transient Stability Analysis of Wind Turbines with Induction Generators Considering Blades and Shaft Flexibility", The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1604-1609, Nov. 2007, Taiwan.
- [19] E. B. Muhando, T. Senjyu, A. Yona, H. Kinjo and T. Funabashi, "Regulation of WTG Dynamic Response to Parameter Variations of Analytic Wind Stochasticity", Wind Energy, Wiley Interscience, pp. 133-150, June 2007.
- [20] L. Tamas and Z. Szekely, "Modeling and Simulation of an Induction Drive with Application to a Small Wind Turbine Generator", AQTR 2008, International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, on Automation, Quality and Testing, Robotics, pp. 429-433. May 2008
- [21] B. Beltran, "Maximisation de la puissance produite par une génératrice asynchrone double alimentation d'une éolienne par mode glissant d'ordre supérieur", JCGE'08 Lyon, Déc. 2008.
- [22] B. Boukhezzer and H. Siguerdidjane, "Nonlinear control with wind estimation of a DFIG variable speed wind turbine for power capture optimization", International Journal on Energy Conversion and Management, ELSEVIER, 50 (2009), pp. 885-892, Feb. 2009.

-
- [23] F. Lescher, J. Y. Zhao, A. Martinez and P. Borne, "Control of a Variable Speed Wind Turbine for Load Reduction : Design of an Optimal Linear Quadratic Controller", Third International Conference on Systems, Signals & Devices, March 2005, Sousse, Tunisia.
- [24] S. Seman, "Transient Performance Analysis of Wind Power Induction Generators", Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology, Finland 2006.
- [25] A. Mullane, G. Lightbody and R. Yacamini, "Adaptive Control of Variable Speed Wind Turbines", *Rev. Energ. Ren.: Power Engineering* (2001), pp. 101-110, 2001.
- [26] T. Senjyu, N. Urasaki, E. B. Muhando, H. Kinjo, A. Yona and T. Funabashi, "Maximum Wind Power Capture by Sensorless Rotor Position and Wind Velocity Estimation from Flux Linkage and Sliding Observer", *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 08, Issue 2, 2007.
- [27] A. Kebairi, J. Bosche et A. EL Hajjaji, "Commande non linéaire d'une grande éolienne", *International Renewable Energy Congress*, pp. 160-165, Nov. 2009, Sousse, Tunisia.
- [28] C. Alonso, "Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie", Mémoire pour l'Habilitation à Diriger les Recherches, Université Paul Sabatier-Toulouse III, France 2003.
- [29] V. Rogez, "Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique de réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire", Thèse de Doctorat de l'Université d'Artois, Lille, France 2004.
- [30] I. Vechiu, "Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome", Thèse de Doctorat de l'Université du Havre, France 2005.
- [31] L. Leclercq, "Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France 2004.
- [32] H. Ben Ahmed, B. Multon, C. Nichita, X. Roboam, O. Gergaud et B. Dakyo, "Aérogénérateurs électriques", *Techniques de l'Ingénieur*, D3960, Nov. 2004.
- [33] A. Davigny, "Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France 2007.

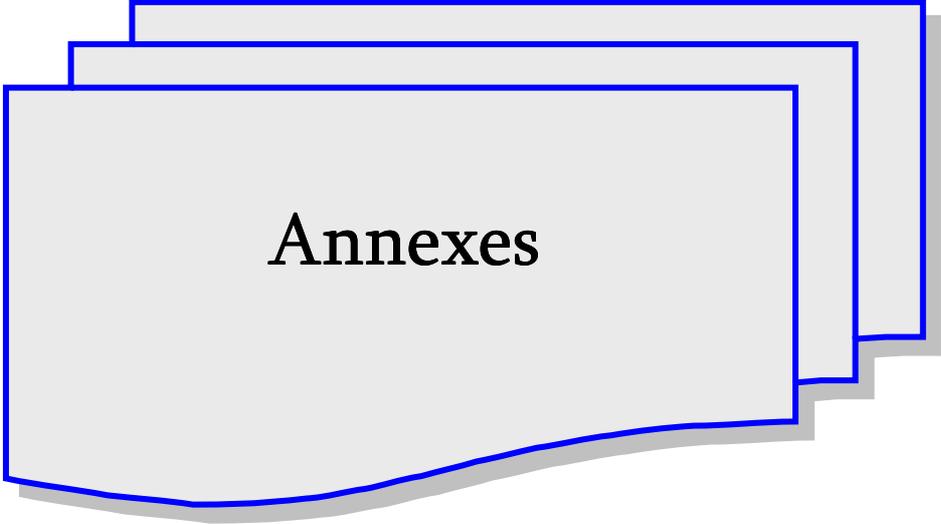
-
- [34] N. Laverdure, "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2005.
- [35] V. Courtecuisse, "Supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, France 2008.
- [36] J. Marques, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro and H. L. Hey, "A survey on variable speed wind turbine system", Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2003, Fortaleza – CE.
- [37] C. Grantham, D. Sutanto and B. Mismail, "Steady-state and transient analysis of self-excited induction generators", IEE Proc. Vol. 136, Pt. B, No. 2, pp. 61-68, March 1989.
- [38] A. M. Eltamaly, "New formula to determine the minimum capacitance required for self-excited induction generator", PESC'02 Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 106-110, June 2002.
- [39] M. H. Salama and P.G. Holmes, "Transient and steady-state load performance of a stand-alone self-excited induction generator", IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 143, No 1, pp. 50-58, Jan. 1996.
- [40] T. F. Chan, "Capacitance requirements of self-excited induction generators", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, No. 2, pp. 304-311, June 1993,.
- [41] A. K. Al Jabri and A. I. Alolah, "Capacitance requirement for isolated self-excited induction generator", IEE Proc., B, Vol. 137, No 3, pp. 154-159, May 1990.
- [42] T. Ahmed, O. Noro, K. Matsuo, Y. Shindo and M. Nakaoka, "Minimum excitation capacitance requirements for wind turbine coupled stand-alone self-excited induction generator with voltage regulation based on SVC", INTELEC'03 The 25th International Telecommunications Energy Conference, pp. 396-403, Oct. 2003.
- [43] L. Wang and C. H. Lee, "A novel analysis on the performance of an isolated self excited induction generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, No. 2, pp. 109-117, June 1997.
- [44] R. J. Harrington and F. M. M. Bassiouny, "New approach to determine the critical capacitance for self excited induction generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No. 3, pp. 244-249, September 1998.

-
- [45] D. Sutanto, C. Grantham and F. Rahman, "A regulated self-excited induction generator for use in a remote area power supply", 6th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 234-239, Sep. 1993.
- [46] D. Seyoum, C. Grantham and F. Rahman, "The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 39, No. 4, pp. 936-944, July/August 2003.
- [47] J. Lesenne, F. Notelet et G. Segulier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation, Paris 1981.
- [48] R. Abdessemed et M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, Algérie 1997.
- [49] J. P. Caron et J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [50] M. R. Spiegel, "Transformées de Laplace", Série Schaum, McGraw-Hill, Paris 1980.
- [51] D. Seyoum, C. Grantham and M. F. Rahman, The Dynamic Characteristics of an Isolated Self-Excited Induction Generator Driven by a Wind Turbine, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 39, N°. 4, pp. 936-944, July/August 2003.
- [52] N. Mekkaoui, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une mini-centrale éolienne à base de machines à induction simple et double alimentée", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie 2004.
- [53] J. Chatelain, "Machines électriques", Presses polytechniques romandes, 1983.
- [54] R. A. Salas, "Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2002.
- [55] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, France 2006.
- [56] A. S. Toledo, "Commande direct et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2000.
- [57] A. Merabet, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse de Doctorat en Ingénierie, Université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.

-
- [58] M. Tarbouchi, "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé", Ph. D. de l'Université Laval, Québec 1997.
- [59] G. Buche, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink", Mémoire d'Ingénieur, Centre Régional Associé de Grenoble, France 2001.
- [60] K. Idjdarene, "Contrôle d'une génératrice asynchrone à cage dédiée à la conversion de l'énergie éolienne", JCGE'08 Lyon, Décembre 2008.
- [61] J. J. Slotine, "Applied nonlinear control", Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [62] W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control system", IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. 40, No. 1, pp. 45-55, 1993.
- [63] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control : A survey", IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. 40, No. 1, pp. 2-22, 1993.
- [64] J. J. Slotine, "Sliding controller design for nonlinear systems", I. J. C. Vol. 04, N°. 02, pp. 421-434, 1984.
- [65] A. Kerboua, "Commandes et observateur par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Algérie 1999.
- [66] O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris and F. Boudjema, "Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive", The European Physical Journal, April 1999.
- [67] A. Isidori, "Nonlinear control systems", 3rd Edition. Springer Verlag. Comm. & Contr. Eng. Series, 1995.
- [68] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. Auto. Control, Vol. AC-22, No. 01, pp. 212-222, April 1977.
- [69] A. J. Fossard, "Commande à structure variable, Systèmes de régulation", Collaboration automatique, Editions Masson, 1996.
- [70] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [71] A. Kaddouri, "Etude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph. D. de l'Université Laval, Québec 2000.

-
- [72] H. Amimeur, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement", mémoire de magister, université de Batna, Algérie 2008.
- [73] A. L. Nemmour, "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation", mémoire de magister, université de Batna, Algérie 2002.
- [74] A. Massoum, M. K. Fellah, A. Meroufel and A. Bendaoud, "Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter", *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 57, No. 4, pp. 205-210, 2006.
- [75] R. Abdessemed, A. L. Nemmour and V. F. Tomachevitch, "Cascade sliding mode control of a stator field oriented double fed induction motor drive", *Archives of Electrical Engineering*, Vol. LI, No. 4, pp. 371-387, 2002.
- [76] M. R. Fbarzadeh, G. Faezian, H. Tabatabaei and N.Sargolzael, "A New Variable Structure Control Methodology for Electrical/Mechanical Parameter Estimation of Induction Motor", *Proceedings of the American Control Conference*, Denver, Colorado 2003.
- [77] B. Boukezzar and M. M'Saad, "Robust sliding mode control of a DFIG variable speed wind turbine for power production optimization", *16th Mediterranean Conference on Control and Automation Congress Centre*, Ajaccio, France, pp. 795-800, June 2008.
- [78] D. T. H. Tham and D. H. Nghia, "Sliding mode control of induction motor", *International Symposium on Electrical & Electronics Engineering 2007*, HCM City, Vietnam, pp. 42-47, October 2007.
- [79] D. Lee, G. M. Lee and K. D. Lee, "DC-Bus Voltage Control of Three Phase AC/DC PWM Converters using feedback linearization", *IEEE/IAS Trans. On industry applications*, Vol. 36, No. 03, May/June, 2000.
- [80] A. Bellini, G. Figalli and F. Tosti, "Linearized model of induction motor drives via nonlinear state feedback decoupling", *EPE, Firenze*, Vol. 03, pp. 36-41, 1991.
- [81] A. Mullane, G. Lightbody and R. Yacamini, "Comparison of a Cascade and Feedback Linearisation Scheme for DC Link Voltage Control in a Grid Connected Wind Turbine", *Rev. Energ. Ren. Power Engineering*, pp. 29-38, 2001.
- [82] A. F. Payam, B. M. Dehkordi and M. Moallem, "Adaptive Input-Output Feedback Linearization Controller for Doubly-Fed Induction Machine Drive", *ACEMP'07 Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, Turkey, pp. 830-835, Sep. 2007.

- [83] I. Hassanzadeh, S. Mobayen and A. Harifi, "Input-Output Feedback Linearization Cascade Controller Using Genetic Algorithm for Rotary Inverted Pendulum System", *American Journal of Applied Sciences* 5 (10), pp. 1322-1328, 2008.
- [84] R. Leidhold and G. Garcia, "Variable Speed Field-Oriented Controlled Induction Generator", *Industry Applications Conference, 33rd IAS Annual Meeting*, Vol. 01, pp. 540-546, Oct. 1998.
- [85] R. Leidhold, G. Garcia and M. I. Valla, "Field-Oriented Controlled Induction Generator With Loss Minimization", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 01, pp. 147-156, Feb. 2002.
- [86] T. Ahmed, K. Nishida and M. Nakaoka, "Advanced Control of PWM Converter With Variable-Speed Induction Generator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 4, pp. 934-945, July/August 2006.
- [87] M. P. Jankow, "Model of a Wind Turbine with PMSG and Wind Park Configuration", *8th IEEEIC, International Conference on Environment and Electrical Engineering*, Karpacz, Poland, May 2009.
- [88] M. Shahabi, M. R. Haghifam, M. Mohamadian and S. A. Nabavi-Niaki, "Microgrid Dynamic Performance Improvement Using a Doubly Fed Induction Wind Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 24, No. 1, pp. 137-145, March 2009.



Annexes

Annexe A

Cette annexe présente le développement et les coefficients utilisés dans l'étude du régime permanent de la génératrice asynchrone au deuxième chapitre :

Les équations utilisées pour l'étude de la tension V_{sf} sont les suivantes :

$$-V_{sf} = R_s i_{sf} + j\omega_s L_s i_{sf} + j\omega_s M i_{rf} \quad (\text{A.1})$$

$$0 = R_r i_{rf} + j\omega_s L_r i_{rf} + j\omega_s M i_{sf} - j\omega (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (\text{A.2})$$

$$V_{sf} + j\omega_s R C V_{sf} = R i_{sf} \quad (\text{A.3})$$

De l'équation (A.3) on tire i_{sf} et de l'équation (A.2) on tire i_{rf} en les remplaçant dans l'équation (A.1), on trouve :

$$Y V_{sf} = 0 \quad (\text{A.4})$$

Telle que Y est l'admittance du circuit équivalent de l'ensemble génératrice et charge.

$$\begin{aligned} Y = & \left(M^2 - R R_s L_r C - L_s R R_r C - L_s L_r \right) \omega_s^2 + \left(R R_s L_r C \omega + L_s L_r \omega - M^2 \omega \right) \omega_s + R_s R_r + R R_r \\ & + j \left[R C \left(M^2 - L_s L_r \right) \omega_s^3 + R C \omega \left(L_s L_r - M^2 \right) \omega_s^2 + \left(R L_r + R_s R_r R C + R_s L_r + L_s R_r \right) \omega_s \right. \\ & \left. - L_r \omega \left(R + R_s \right) \right]. \end{aligned}$$

Les coefficients utilisés aux équations (II.38) et (II.39) sont les suivants:

$$a_1 = L_s L_r - M^2$$

$$a_2 = \omega \left(M^2 - L_s L_r \right)$$

$$a_3 = -R_r \left(R + R_s \right)$$

$$a_4 = -R \left(R_s L_r + L_s R_r \right)$$

$$a_5 = \omega R_s R L_r$$

$$b_1 = -(R_s L_r + L_s R_r + L_r R)$$

$$b_2 = \omega L_r (R_s + R)$$

$$b_3 = R (M^2 - L_s L_r)$$

$$b_4 = \omega R (L_s L_r - M^2)$$

$$b_5 = R R_s R_r$$

$$\alpha_1 = a_1 b_3$$

$$\alpha_2 = a_2 b_3 + a_1 b_4$$

$$\alpha_3 = a_3 b_3 + a_2 b_4 + a_1 b_5 - a_4 b_1$$

$$\alpha_4 = a_3 b_3 + a_2 b_5 - a_5 b_1 - a_4 b_2$$

$$\alpha_5 = a_3 b_5 - a_5 b_2$$

Annexe B

Dans cette annexe, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

II. 1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $n \times n$ éléments) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$$

II. 2. Dérivée de Lie

Soient $f : R^n \rightarrow R^n$ un champ de vecteurs et $h : R^n \rightarrow R$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que :

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Pour un ordre quelconque, on a :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots$$

Et :

$$L_f^0 h = h$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h)g$$

II. 3. Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs dans R^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par :

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}$, $\frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne :

$$ad_f^0 g(x) = g(x)$$

$$ad_f^1 g(x) = [f, g](x)$$

.....

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$$

II. 4. Difféomorphisme

Etant donné une fonction $\phi : R^n \rightarrow R^n$ différentielle, définie dans une région Ω , on dit que ϕ est un difféomorphisme si ϕ est inversible et si la fonction réciproque ϕ^{-1} l'est aussi.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système non linéaire en effectuant un changement de variables de la forme :

$$z = \phi(x)$$

Où $\phi(x)$ représente n variables :

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \dots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

A noter que si $\phi^{-1}(z)$ existe pour tout $z \in R^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset R^n$.

Annexe C

Les paramètres de la génératrice asynchrone de 3.6 kW, 415 V, 7.8 A, 50 Hz et 4 pôles utilisée dans cette thèse sont illustrés dans le tableau suivant :

Valeur numérique du paramètre	Signification
$R_s = 1.7$	Résistance statorique (Ω)
$R_r = 2.7$	Résistance rotorique (Ω)
$L_s = 241.4$	Inductance cyclique statorique (mH)
$L_r = 241.4$	Inductance cyclique rotorique (mH)
$M = 230$	Inductance mutuelle cyclique (mH)

**Production décentralisée de l'énergie électrique:
Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto-excitée**

Résumé

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires en énergie électrique considérables. Pour les régions isolées ou éloignées, le prix d'extension du réseau électrique s'avère prohibitif et le surcoût de l'approvisionnement en combustible augmente radicalement avec l'isolement. Face à ces problèmes le monde a massivement tourné vers de nouvelles formes d'énergie dites "renouvelables". Parmi celles-ci, l'éolien apparaît clairement en bonne place, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie nucléaire.

Cette thèse a pour objectif la production décentralisée de l'énergie électrique à base d'une génératrice asynchrone auto-excitée. Une approche analytique à base du modèle de KU de la machine asynchrone a été proposée afin d'en déduire les points critiques de ce système que ce soit les capacités et la vitesse minimales et maximales d'auto-excitation et la charge critique et d'autres grandeurs caractérisant la génératrice comme la fréquence et l'inductance de magnétisation. Ensuite des commandes appropriées sont appliquées à la génératrice pour contrôler ces puissances active et réactive débitant sur une charge équivalente, ses trois techniques de commandes, commande vectorielle, commande par mode de glissement et commande par linéarisation entrée/sortie sont testées et comparées. Ainsi dans ce travail, nous avons étudié un modèle plus optimisé pour la production autonome de l'énergie électrique, puis pour augmenter la puissance produite par l'éolienne, on a adopté une association de deux éoliennes connectées à un bus continu commun.

Mots-clés:

Energie renouvelable.

Génératrice asynchrone auto-excitée.

Capacités minimale et maximale.

Commande vectorielle.

Commande par mode de glissement.

Commande par linéarisation entrée/sortie.

Decentralized production of the electrical energy: Modeling and control of self-excited induction generator

Abstract

The intense industrialization of the last decades and the electric domestic device multiplication drove to the global needs in considerable electric energy. For the remote area, the price of extension of the electric network proves out to be prohibitive and the over cost of provision in fuel increases radically with the isolation. Facing these problems the world turned massively toward of news shapes of energy said "renewable".

This thesis has for objective the decentralized production of the electric energy to basis of a self-excited induction generator. An analytic approach based on the KU model of induction motor has been proposed in order to deduce the critical points of this system that minimal and maximal capacitances and speed of self-excitation and the critical load and of other sizes characterizing the generating as the frequency and the magnetizing inductance. Then three applied controls on the SEIG, field oriented control, sliding mode control and input/output feedback linearization to control these active and reactive powers.

Key-words:

Renewable energy.

Self-excited induction generator.

Minimal and maximal capacitances.

Field oriented control.

Sliding mode control.

Input-output feedback linearization.