

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE CONSTANTINE 1  
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



N° d'ordre : .....

Série : .....

### **Mémoire**

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

**Option** : Modélisation et contrôle des procédés de conversion de l'énergie électrique

Par

**SAADI Fatima**

## ***Commande d'un Convertisseur Électromécanique : Application à un Système Éolien***

**Soutenu le : 02/12/2013**

Devant le jury composé de:

Président :	<b>BOUZID AISSA</b>	<b>Professeur</b>	Univ. Constantine 1
Rapporteur :	<b>KERDOUN Djallel</b>	<b>MCA</b>	Univ. Constantine 1
Examineurs :	<b>LABED Djamel</b>	<b>MCA</b>	Univ. Constantine 1
	<b>MEHASNI Rabia</b>	<b>MCA</b>	Univ. Constantine 1

Promotion 2013-2014

# *Dédicaces*

*À mes très chers parents;*

*À mes frères et mes sœurs;*

*À toute ma famille ;*

*À tous mes amis;*

*À tous mes collègues;*

*À tous ceux que j'ai connus durant toute la période d'études;*

*À tous ceux qui je compte sur eux et qui comptent sur moi;*

*Je dédie ce travail.*

# Remerciement

*Avant tous, Nous remercions en premier lieu notre Dieu de nous donner la santé et la patience pour avoir terminé ce travail.*

*Je remercie très vivement monsieur Kerdoun Djallel, Maître de conférences à l'Université Constantine 1, de m'avoir confié le sujet, et de l'aide précieuse qu'il a toujours bien voulu m'apporter. Qu'il trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance.*

*Mes vifs remerciements vont également à monsieur Madaci Mansour, Doctorant en électrotechnique et monsieur Boumassata Abderraouf, Doctorant en électrotechnique et monsieur Cherfia Naim, doctorant en électrotechnique.*

*J'adresse mes chaleureux remerciements également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire.*

*Mes vifs remerciements vont également à l'ensemble des enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université Constantine 1 pour la formation qu'ils nous ont assurée au long de notre cursus universitaire.*

*Mes vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

*Je tiens à remercier mes parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux je ne pouvais traverser ces longues années d'études et de travail.*

*Je ne serais terminer sans remercier mes frères et mes sœurs ainsi que toute la famille pour leurs encouragements soutenus et surtout pour leur soutien moral.*

# *Notation*

$E$  : Energie cinétique de l'air

$m$  : Masse volumique

$v$  : Vitesse du vent

$P_{mi}$  : Puissance de l'air

$P_m$  : Puissance mécanique du convertisseur

$\dot{m}$  : Taux d'écoulement de la masse

$\rho$  : Densité de l'air (approximativement  $1,225 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique et à  $15^\circ\text{C}$ )

$A1, A2$  : Sections transversales avant et après le convertisseur

$v_1, v_2$  : Vitesses du vent avant et après le convertisseur

$F$  : Force exercée par le vent

$C_p$  : Coefficient de puissance

$P_t$  : Puissance mécanique sur l'arbre de la turbine

$\lambda$  : Vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent

$\beta$  : L'angle d'attaque

$S$  : Surface circulaire balayée par la turbine

$u$  : Vitesse tangentielle du lancement de lame

$\Omega_t$  : Vitesse de rotation de la turbine

$R$  : Rayon du rotor en mètres

$C_t$  : Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine

$G$  : Gain de multiplicateur

$J_t$  : Moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne

$J_m$  : Moment d'inertie de la GAS

$f_v$  : Coefficient du frottement visqueux de la GAS

$C_m$  : Couple mécanique sur l'arbre de la GAS

$\Omega_m$  : Vitesse de rotation de la GAS

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la GAS

$v_n$  : Vitesse nominale du vent  
 $P_n$  : Puissance nominale de l'éolienne  
 $v_d$  : Vitesse de démarrage  
 $v_m$  : Vitesse maximale du vent  
 $\vec{V}$  : Vecteur vitesse du vent  
 $\beta$  : Angle de calage des pales d'une éolienne à axe horizontal  
 $\alpha$  : Angle d'incidence des pales d'une éolienne à axe horizontal  
 $\vec{v}_{rot}$  : Composante de la vitesse du vent due à la rotation de la turbine  
 $\vec{V}_{res}$  : Résultante des vecteurs  $\vec{V}$  et  $\vec{v}_{rot}$   
 $v_f$  : Vitesse pour la quelle le générateur commence à fournir de la puissance  
 $v_{hs}$  : Valeur de la vitesse pour laquelle la machine doit être arrêtée  
 $v_0$  : Valeur de vitesse pour laquelle le rotor de la turbine commence à tourner  
 $V_{ref\ max}$  : Amplitude de la tension de référence  
 $f_m$  : Fréquence des modulatrices  
 $U_{red}$  : Tension de sortie du redresseur  
 $I_{red}$  : Courant de redresseur  
 $U_{dc}$  : Tension instantané du bus continu  
 $C$  : Condensateur du bus continu  
 $H$  : Représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis  
 $\vec{e}$  : Vecteur de la tension de ligne  
 $\bar{v}$  : Tension d'entrées de redresseur  
 $R$  : Résistance du filtre de raccordement  
 $L$  : Inductance du filtre de raccordement  
 $i_a, i_b \text{ et } i_c$  : Courants instantanés des phases  
 $i_{ref}$  : Courant de référence du redresseur  
 $i_{ch}$  : Courant de la charge non-linéaire  
 $i_c$  : Courant de capacité

$i_{dc}$  : Courant actif nécessaire pour charger le bus continu

$e_a, e_b$  et  $e_c$  : Tensions de réseau

$v_{as}, v_{bs}$  et  $v_{cs}$  : Tensions statoriques dans le repère  $abc$

$v_{ar}, v_{br}$  et  $v_{cr}$  : Tensions rotoriques dans le repère  $abc$

$i_{as}, i_{bs}$  et  $i_{cs}$  : Courants statoriques dans le repère  $abc$

$i_{ar}, i_{br}$  et  $i_{cr}$  : Courants rotoriques dans le repère  $abc$

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}$  et  $\Phi_{cs}$  : Flux statoriques dans le repère  $abc$

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}$  et  $\Phi_{cr}$  : Flux rotoriques dans le repère  $abc$

$R_s$  et  $R_r$  : Résistances respectives des bobinages statorique et rotorique

$L_s$  et  $L_r$  : Inductances cycliques respectives des bobinages statorique et rotorique

$\theta$  : L'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé ( $\theta_s$  pour les grandeurs statorique et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotorique)

$\theta_{sr}$  : L'angle donne la position du rotor par rapport au stator

$V_a, V_b, V_c$  : Valeurs instantanées des grandeurs triphasées

$V_d, V_q$  : Valeurs instantanées des grandeurs biphasées,  $V_0$  : Composante homopolaire

$P_s, P_r$  : Puissances active statorique et rotorique

$Q_s, Q_r$  : Puissances réactive statorique et rotorique

$T_e$  : Couple électromagnétique développé par la machine

$L_s, L_r$  : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique

$l_s, l_r$  : Inductances cyclique des fuits

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor sur l'axe  $d$

$L_f$  : Inductance de fuites totales

$R_r'$  : Résistance rotorique ramenée au stator

$g$  : Glissement.

# *Sommaire*



# **SOMMAIRE**

<b>Introduction générale.....</b>	<b>8</b>
<b>Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes éoliens.....</b>	<b>10</b>
<b>Introduction.....</b>	<b>10</b>
1.1 Descriptif et qualités de l'énergie éolienne.....	10
1.1.1 Définition de l'énergie éolienne.....	10
1.1.2 Principe de fonctionnement.....	11
1.1.3 Principaux composants d'une éolienne.....	11
1.1.3.1 Les pales.....	11
1.1.3.2 Moyeu du rotor.....	11
1.1.3.3 Un rotor.....	12
1.1.3.4 Arbre de transmission.....	12
1.1.3.5 Un mât.....	12
1.1.3.6 Une nacelle.....	12
1.1.3.7 Le générateur.....	12
1.1.3.8 Multiplicateur (Transmission).....	13
1.1.3.9 Frein à disque.....	13
1.1.3.10 Système de contrôle commande.....	13
1.2. Les différents types d'éoliennes.....	13
1.2.1 Eoliennes à axe vertical.....	13
1.2.2 Eoliennes à axe horizontal.....	14
1.3 Conversion de l'énergie éolienne.....	14
1.3.1 Loi de BETZ.....	14
1.3.2 Modèle de la turbine éolienne.....	18
1.3.2.1 Modèle aérodynamique.....	18

1.3.2.2	Modèle de la partie mécanique.....	20
1.4	Stratégies de fonctionnement d'une éolienne.....	22
1.4.1	Modélisation des pales (Bilan des forces) .....	22
1.4.2	Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne.....	22
1.4.3	Principes de contrôle de la puissance.....	23
1.4.3.1	Système à décrochage aérodynamique "stall".....	24
1.4.3.2	Système d'orientation des pales "pitch" .....	25
	<b>Chapitre II : Modélisation de la génératrice asynchrone.....</b>	<b>28</b>
	<b>Introduction.....</b>	<b>28</b>
2.1	Modèle du redresseur.....	28
2.2	La commande MLI.....	29
2.3	Redresseur à commande MLI.....	30
2.3.1	Structure d'un redresseur à commande MLI.....	30
2.3.1.1	Redresseur MLI de courant.....	31
2.3.1.2	Redresseur MLI de tension.....	31
2.3.2	Le principe de fonctionnement de redresseur MLI.....	32
2.3.3	Les techniques de commande MLI.....	33
2.3.3.1	MLI à Bande d'hystérésis.....	33
2.3.3.2	MLI à échantillonnage périodique.....	34
2.3.3.3	MLI à porteuse triangulaire.....	35
2.3.3.4	MLI vectorielle.....	35
2.3.4	Modélisation du redresseur MLI.....	35
2.3.4.1	Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé.....	38
2.3.4.2	Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel fixe $\alpha\beta$ .....	40
2.3.4.3	Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel tournant $dq$ .....	41

2.3.5	Contrôle en courant du redresseur MLI.....	42
2.3.5.1	Configuration des circuits de contrôle.....	42
<b>Chapitre III : Généralité sur les redresseur MLI.....</b>		<b>44</b>
<b>Introduction.....</b>		<b>44</b>
3.1	Configurations de l'éolienne à vitesse variable.....	45
3.1.1.	Eolienne à machine asynchrone à cage.....	45
3.1.2	Eolienne à machine asynchrone à double alimentation.....	46
3.1.3	Génératrices synchrones.....	47
3.2	Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	50
3.2.1	Principe de fonctionnement.....	50
3.3	Modélisation mathématique de la génératrice asynchrone.....	52
3.3.1	Hypothèses simplificatrices.....	52
3.3.2	Modèle de la génératrice asynchrone dans le Repère $(abc)$ .....	52
3.3.3	Modèle de la génératrice asynchrone dans le repère de Park $(dq)$ .....	53
3.3.3.1	Transformation de Park.....	53
3.3.3.2	Équations de flux en coordonnées de Park.....	56
3.3.3.3	Équation de tension dans le référentiel de Park.....	56
3.3.3.4	Équations des puissances dans le référentiel de Park.....	56
3.3.3.5	Équation du couple électromagnétique dans le référentiel de Park.....	57
3.4	Choix du référentiel $dq$ .....	57
3.4.1	Référentiel lié au stator.....	57
3.4.2	Référentiel lié au rotor.....	57
3.4.3	Référentiel lié au champ tournant.....	57
3.5	Fonctionnement de la génératrice asynchrone à vide.....	58

3.5.1 Présentation de la génératrice asynchrone à vide.....	58
3.6 Fonctionnement en linéaire.....	60
3.7 Fonctionnement en saturation.....	62
3.7.1 Influence de la capacité.....	64
3.7.2 Capacité minimum d'auto amorçage.....	64
3.7.3 Influence du champ rémanent.....	65
3.7.4 Influence de la vitesse.....	66
3.7.4.1 Variation soudaine de la vitesse.....	66
3.7.4.2 Vitesse minimale d'auto amorçage.....	67
3.7.4.3 Influence de la vitesse.....	68
3.8 Détermination de la valeur des capacités d'auto-amorçage.....	68
<b>Chapitre IV : Modélisation et simulation de la chaîne éolienne.....</b>	<b>72</b>
<b>Introduction.....</b>	<b>72</b>
4.1 Tension triphasée source de PWM (modèle redresseur) .....	73
4.1.1 Conception de boucle de courant.....	74
4.1.2 Conception de boucle de tension.....	75
4.2 Les résultats de simulation.....	76
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>81</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>83</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>87</b>

# *Introduction générale*

# Introduction générale

Le projet de recherche proposé s'inscrit dans le cadre de la production des énergies renouvelables et plus spécifiquement, celui de l'énergie électrique à partir des éoliennes. Dans les dernières années, la population mondiale a commencé à se sensibiliser aux énergies alternatives ou « propres », à cause des changements climatiques du globe. Grâce à cette prise de conscience de masse, la politique concernant la production de l'énergie en général, commence à changer. Le développement récent de l'énergie éolienne en est la preuve. À ceci, vient se rajouter le problème de la demande énergétique mondiale qui ne cesse d'augmenter, et la fin prévisible de l'ère du pétrole bon marché, avec toutes les conséquences qui s'y relient : transport, production d'énergie, etc.

Tout ceci implique l'organisation de la décroissance de la consommation pétrolière, tout en sauvegardant la démocratie et la paix dans le monde. Le développement rapide des connaissances et des technologies nécessaires à la mise en œuvre à bas prix des systèmes d'énergies renouvelables constitue une des pistes de solution.

Rappelons qu'Hydro-Québec vient de lancer un appel d'offre pour 2000 MW d'énergie éolienne au Québec. On s'attend à recevoir cette puissance éolienne échelonnée sur cinq ans (2009-2013). Au moins 60% des coûts de chaque parc éolien devront être engagés au Québec, ce qui représente un investissement important pour la province si l'on pense que 1MW éolien coûte, très approximativement, deux millions de dollars (selon le directeur général du CRCQ).

## **Le document a été organisé en quatre chapitres :**

Dans le **premier chapitre** nous allons présenter une généralité sur les systèmes éoliens à travers les équations et les concepts physiques régissant leur fonctionnement.

Le **second chapitre** sera consacré d'une part à des définitions et des généralités sur les redresseurs à commande MLI. D'autre part nous allons présenter la modélisation de ces redresseurs nécessaire pour la suite de l'étude.

Le **troisième chapitre** de ce mémoire sera concerné à la modélisation de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil auto-excitée par une batterie de capacités. Cela nous amène, à

l'aide d'un modèle, à procéder aux calculs des capacités et des vitesses minimales et maximales.

Ensuite, **le quatrième chapitre** sera consacré à la modélisation et la simulation de la chaîne éolienne, une amélioration importante sera obtenue pour la modélisation du redresseur. Cette amélioration rend la conception du dispositif de commande simple. Le contrôleur peut être conçu analytiquement et de façon indépendante avec le point de fonctionnement. La solution proposée dans ce chapitre nécessite la détection de tension d'entrée, le courant de ligne et la tension de sortie.

# *Chapitre I*

## *Généralités sur les systèmes éoliens*



## Introduction

L'énergie éolienne est connue et exploitée depuis longtemps, elle fut l'une des premières sources exploitées par l'homme après l'énergie du bois, elle fut utilisée pour la propulsion des navires et pour les moulins de blé entre autres. Elle fut cependant négligée pendant le XX<sup>ème</sup> siècle au profit des énergies fossiles exception faite de l'hydroélectricité. Dans les années 70 après le choc pétrolier et les premières alertes dues au réchauffement de la planète, un nouvel intérêt est porté à l'énergie éolienne, aussi le développement des nouvelles technologies rend la conversion de cette énergie de plus en plus rentable et économiquement compétitive, dans l'échelle mondiale, l'énergie éolienne maintient une croissance de 30% par an pendant la dernière décennie [1].

### 1.1 Descriptif et qualités de l'énergie éolienne

#### 1.1.1 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure 1.1).

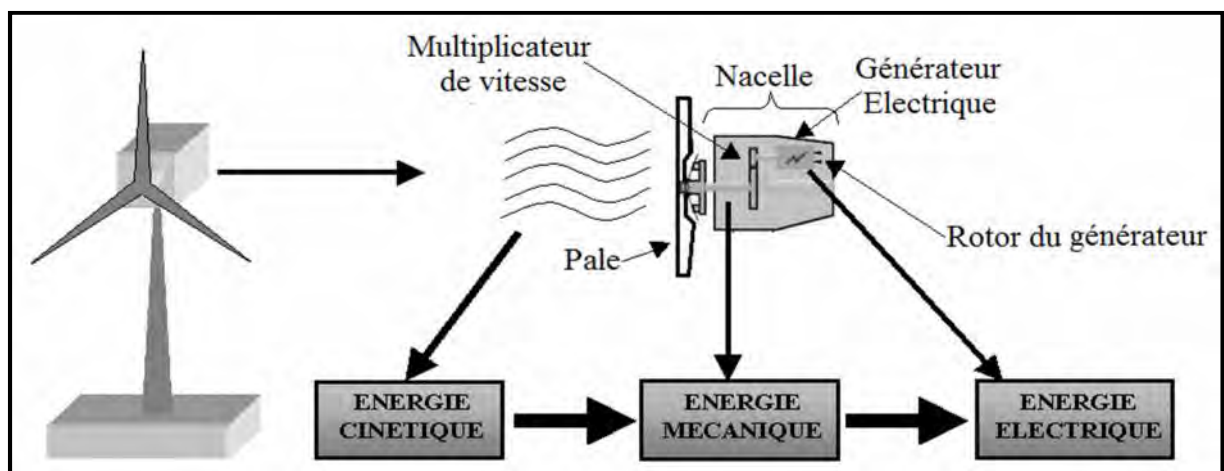


Figure 1.1 Conversion de l'énergie cinétique du vent [2]

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffusée, de plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [3].

### 1.1.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de l'installation éolienne est relativement simple: le vent fait tourner les pales qui à leur tour font tourner le générateur. Le générateur transforme l'énergie mécanique du vent en énergie électrique. L'électricité est dirigée vers une charge soit un réseau électrique ou des batteries de stockage [4].

### 1.1.3 Principaux composants d'une éolienne

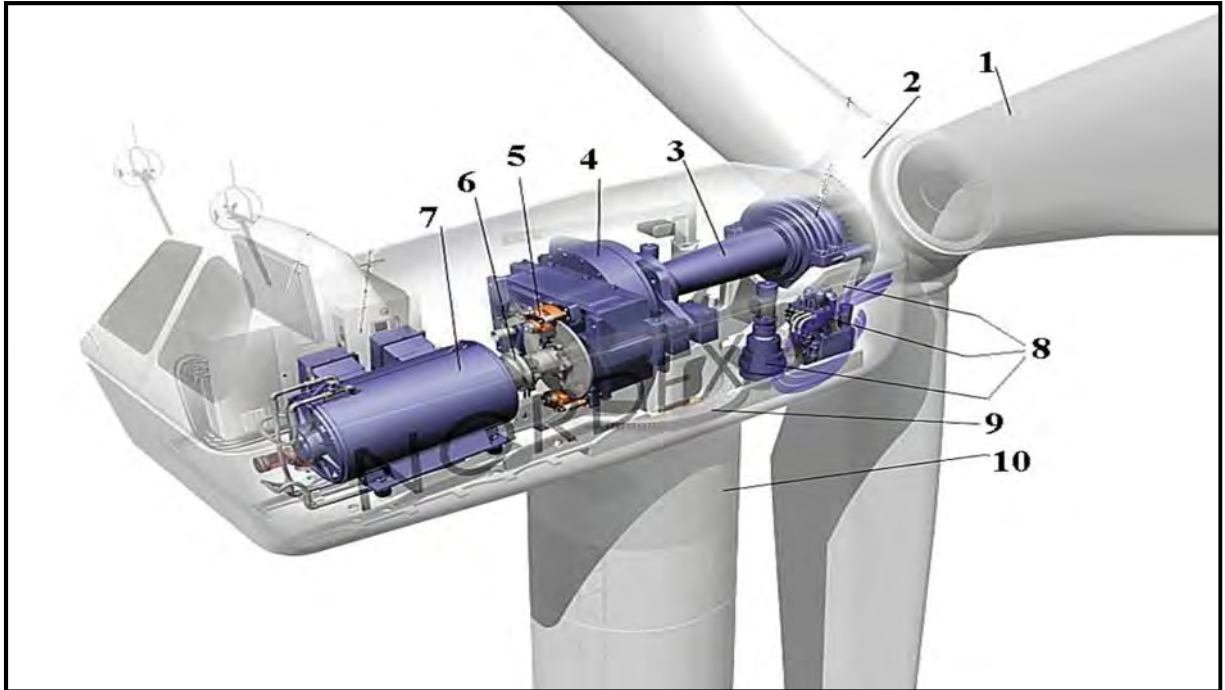


Figure 1.2 Schéma d'une nacelle (moteur NORDEX 1000) [5]

#### 1.1.3.1 Les pales

Elles transfèrent la puissance du vent au moyeu du rotor.

Dimensions et tailles: jusqu'à 40m de longs et plus de 2,5 mètres de large.

Matériaux: fibre de verre [5].

#### 1.1.3.2 Moyeu du rotor

Il transmet le mouvement de rotation à l'arbre de transmission qui lui est solidaire. Le moyeu est une pièce en acier moulé. Il supporte les pales et relie le rotor à la nacelle. Il fait varier l'angle d'attaque des pales simultanément [6].

#### 1.1.3.3 Un rotor

Composé de plusieurs pales (en général trois) et du nez de l'éolienne. Le rotor est entraîné par l'énergie du vent, il peut être couplé directement ou indirectement à une pompe (cas des éoliennes de pompage) ou plus généralement à un générateur électrique. Le rotor est relié à la nacelle par le moyeu [7].

#### **1.1.3.4 Arbre de transmission**

Il peut avoir 1 ou 2 arbres dans une nacelle.

- **1er arbre:** il transmet l'effort fourni par le rotor au multiplicateur et tourne à environ 20 tours/minute.
- **2ème arbre:** il entraîne la génératrice à 2000 tours/minute et est muni d'un frein à disque actionné en cas d'urgence.

Il reçoit le mouvement de rotation du moyeu afin d'entraîner la génératrice électrique [5].

#### **1.1.3.5 Un mât**

Permet de placer le rotor à une hauteur suffisante pour permettre son mouvement (nécessaire pour les éoliennes à axe horizontal) et/ou placer ce rotor à une hauteur lui permettant d'être entraîné par un vent plus fort et régulier qu'au niveau du sol. Le mât abrite généralement une partie des composants électriques et électroniques (modulateur, commande, multiplicateur, générateur, etc.) [8].

#### **1.1.3.6 Une nacelle**

Montée au sommet du mât, abritant les composants mécaniques, pneumatiques, certains composants électriques et électroniques, nécessaires au fonctionnement de la machine [8].

#### **1.1.3.7 Le générateur**

Le générateur utilise l'énergie cinétique du vent pour entraîner l'arbre de son rotor : celle-ci est alors convertie en énergie mécanique elle-même transformée en énergie électrique par une génératrice électromagnétique accouplée à la turbine éolienne. Ce couplage mécanique peut être soit direct : si la turbine et la génératrice ont des vitesses du même ordre de grandeur; soit réalisé par l'intermédiaire d'un multiplicateur dans le cas contraire [8].

#### **1.1.3.8 Transmission mécanique**

Appelée aussi multiplicateur, elle adapte la vitesse de rotation au fonctionnement de la génératrice. (Elle n'est pas nécessaire dans les petites éoliennes) [5].

#### **1.1.3.9 Frein à disque**

Il sert à arrêter l'éolienne en cas d'urgence, ou pour effectuer la maintenance [5].

#### **1.1.3.10 Système de contrôle commande**

Dispositif d'orientation. En cas de défaillance, le système stoppe l'éolienne et transmet le signal à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique [5].

## 1.2 Les différents types d'éoliennes

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

### 1.2.1 Eoliennes à axe vertical

Ce type d'éolienne a fait l'objet de nombreuses recherches. Il présente l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et de posséder une partie mécanique (multiplicateur et génératrice) au niveau du sol, facilitant ainsi les interventions de maintenance [9]. En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être entraînées au démarrage à cause des gabarits de leur mat qui subit de fortes contraintes mécaniques poussant ainsi les constructeurs à pratiquement abandonner ces aérogénérateurs (sauf pour les très faibles puissances) au profit d'éoliennes à axe horizontal [3].

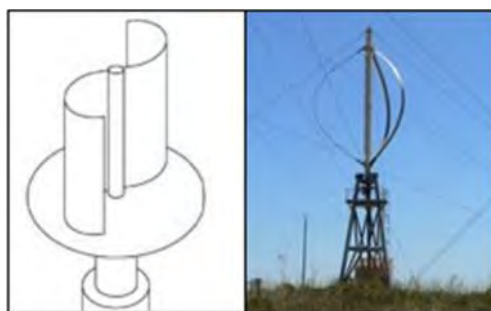


Figure 1.3 Eolienne à axe vertical [10]

### 1.2.2 Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal, plus largement employées, nécessitent souvent un mécanisme d'orientation des pales, présentant un rendement aérodynamique plus élevé. Elles démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol [11]. Dans ces types d'éolienne, l'arbre est parallèle au sol. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie entre 1 et 3. Le rotor tripale est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien [9]. Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important [11].



Figure 1.4 Eolienne à axe horizontal [10]

### 1.3 Conversion de l'énergie éolienne

#### 1.3.1. Loi de BETZ

Les pales d'une éolienne extraient l'écoulement d'énergie à partir de l'air mobile, qui alors convertit cette énergie en énergie de rotation et fournit par l'intermédiaire d'une unité mécanique d'entraînement au rotor d'un générateur électrique. L'énergie cinétique en air d'un objet de la masse  $m$  se déplaçant avec la vitesse  $v$  est égale à :

$$E = \frac{1}{2}mv^2 \quad (Nm) \quad (1.1)$$

La puissance de l'air en mouvement, si nous supposons la vitesse constante du vent, est la suivante :

$$P_{mt} = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2}\dot{m}v^2 \quad (1.2)$$

là où  $\dot{m}$  est le taux d'écoulement (débit) de la masse par seconde. Lorsque l'air passe à travers une zone A, telle que la surface balayée par les pales du rotor, la puissance dans l'air peut être estimée :

$$P_{mt} = \frac{1}{2}\rho Av^3 \quad (W) \quad (1.3)$$

où  $\rho$  est la densité de l'air. La densité de l'air varie avec la pression de l'air et la température, donc  $\rho = 1,225 \text{ kg/m}^3$ .

L'équation ci-dessus estime combien de puissance il y a dans le vent, mais quelle quantité de cette puissance peut être extraite à partir du courant d'air avec un convertisseur d'énergie? Comme l'a montré dans [12], l'énergie mécanique qui est extraite du flux d'air sera égale à la différence de puissance du flux d'air avant et après le convertisseur :

$$P_m = \frac{1}{2}\rho A_1 v_1^3 - \frac{1}{2}\rho A_2 v_2^3 = \frac{1}{2}\rho(A_1 v_1^3 - A_2 v_2^3) \quad (W) \quad (1.4)$$

Où :  $A_1$  et  $A_2$  sont les sections transversales avant et après le convertisseur ;

ont la vitesse du vent avant et après le convertisseur.

Comme le flux d'air passe par le convertisseur de la vitesse du vent derrière le convertisseur d'énergie éolienne doit diminuer et que l'écoulement de la masse reste inchangée. Par conséquent,

$$\rho v_1 A_1 = \rho v_2 A_2 \left(\frac{kg}{s}\right) \quad (1.5)$$

ainsi,

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A_1 v_1 (v_1^2 - v_2^2) (w) \quad (1.6)$$

De l'équation (1.6), nous pouvons voir que la puissance mécanique maximale se produit lorsque  $v_2$  est nulle. Si  $v_2$  est égale à zéro, l'air a été porté à un arrêt complet par le convertisseur, qui n'est pas physiquement possible. Si la vitesse de sortie derrière le convertisseur est zéro, alors la vitesse d'apport doit être zéro, qui implique qu'il y a de débit nul par le convertisseur. Par conséquent, la puissance mécanique extraite du flux d'air doit être exprimé d'une autre équation. En utilisant la loi de la conservation des impulsions, la force exercée par le vent sur le convertisseur est:

$$F = \dot{m}(v_1 - v_2) \quad (N) \quad (1.7)$$

La transmission mécanique extraite est:

$$P_m = F v' = \dot{m}(v_1 - v_2) v' (w) \quad (1.8)$$

En comparant l'équation (1.4) et (1.8) nous pourrions obtenir la relation pour la vitesse  $v'$  flux:

$$v' = \frac{1}{2} (v_1 + v_2) \quad \left(\frac{m}{s}\right) \quad (1.9)$$

Ainsi la vitesse du flux d'air par le convertisseur est égale à la moyenne de  $v_1$  et de  $v_2$ .

La puissance mécanique du convertisseur peut alors être exprimé en tant que:

$$P_m = \frac{1}{4} \rho A (v_1^2 - v_2^2) (v_1 + v_2) \quad (w) \quad (1.10)$$

Si l'on compare cette production de puissance mécanique avec la puissance dans le courant d'air qui circule à travers la croix même surface de la section A, le rapport entre la puissance mécanique extraite par le convertisseur et la puissance contenue dans le flux d'air qui traverse la même zone est appelée le pouvoir "coefficient de puissance"  $c_p$  et peut être représentée comme suit:

$$C_p = \frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\frac{1}{4} \dots A(v_1^2 - v_2^2)(v_1 + v_2)}{\frac{1}{2} \dots Av^3} \quad (1.11)$$

Le coefficient de puissance peut également être exprimé en termes de rapport de vitesse  $\frac{v_1}{v_2}$  :

$$C_p = \frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{1}{2} \left| 1 - \left( \frac{v_2}{v_1} \right)^2 \right| \left| 1 - \frac{v_2}{v_1} \right| \quad (1.12)$$

Si nous traçons l'équation (1.12) nous verrons que le coefficient idéal maximum  $C_p$  de

puissance se produit quand  $\frac{v_1}{v_2} = \frac{1}{3}$  (voir la figure. 1.5), donc le  $C_p$  devient :

$$C_p = \frac{16}{27} = 0.593$$

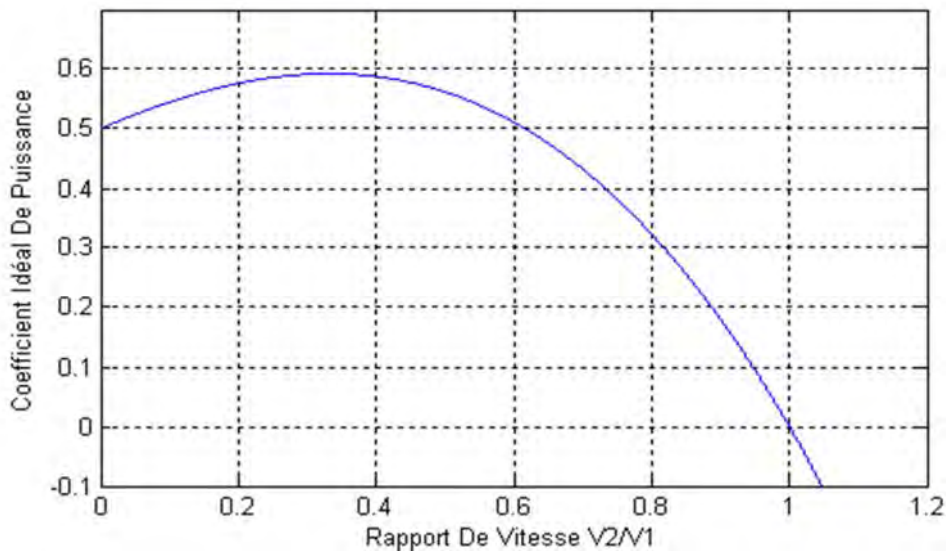


Figure 1.5 Coefficient de puissance en fonction du rapport de vitesse du vent

Ceci a été dérivé la première fois par A. Betz, et ce s'appelle le " facteur de Betz " ou " limite de Betz " [12], [13], [14]. Cette valeur est la valeur théorique maximum du coefficient de puissance, donc, l'efficacité théorique maximum qu'un convertisseur d'énergie éolienne peut avoir est 59,3%. Il est bon de mentionner que cette valeur du coefficient de puissance a été obtenue pour un idéal, un convertisseur de flux de frottement.

Dans de cas réels, l'éolienne aura toujours un plus petit coefficient maximum de puissance que le facteur de Betz; c'est dû à beaucoup de pertes aérodynamiques qui dépendent de la conception de rotor et de la construction (nombre de pales, de poids, de rigidité, etc.). Le coefficient de puissance et l'efficacité d'un système d'éoliennes sont différents. L'efficacité d'une éolienne inclut la perte dans la transmission mécanique, la production d'électricité, les



perdes de convertisseur, etc., où le coefficient de puissance est l'efficacité de convertir la puissance du vent en puissance mécanique dans l'arbre du rotor. (Figure 1.6) montre un diagramme avec les pertes d'un système de la turbine éolienne [15].

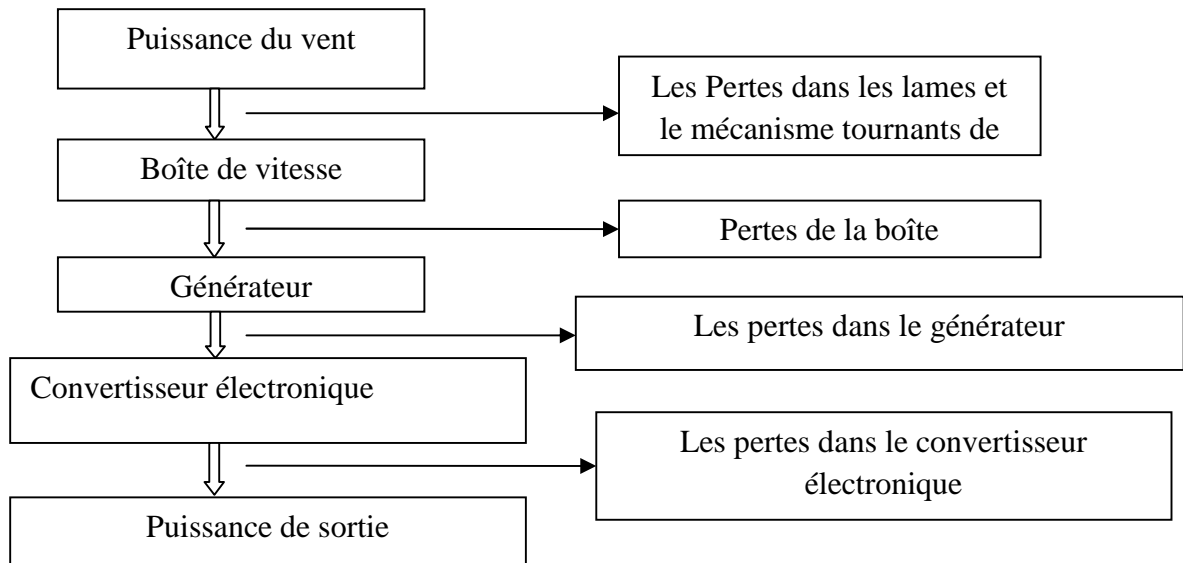


Figure 1.6 Débit de puissance et les pertes

### 1.3.2 Modèle de la turbine éolienne

#### 1.3.2.1 Modèle aérodynamique

Le vent de vitesse  $v$ , appliqué sur les pales de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine, notée  $P_t$ , s'exprimant par :

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S v^3 \quad (1.13)$$

Le coefficient de puissance est généralement donnée en fonction du rapport de vitesse relative d'extrémité  $\lambda$  et l'angle d'attaque de pale  $\beta$ . L'angle d'attaque est l'angle entre le plan de la rotation et la corde en coupe de lame [16]. Le rapport de vitesse d'extrémité d'une éolienne est défini :

$$\lambda = \frac{u}{v} = \frac{\Omega_t R}{v} \quad (1.14)$$

Où :  $\lambda$  : la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent,

$\rho$  : la masse volumique de l'air (approximativement  $1,225 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique et à  $15^\circ\text{C}$ ),

$S$  : la surface circulaire balayée par la turbine,



$u$  : la vitesse tangentielle du lancement de lame,

$\Omega_t$  : la vitesse de rotation de la turbine,

$R$  : le rayon du rotor en mètres,

$v$  : la vitesse du vent.

Le coefficient de puissance  $C_p$  représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz.

Dans le cadre de ce mémoire, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  dont l'expression [17] :

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.00167) \cdot (\beta - 2) \cdot \sin \left[ \frac{\pi \cdot (\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3 \cdot (\beta - 2)} \right] - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (1.15)$$

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique  $C_t$  disponible sur l'arbre lent de la turbine peut donc s'exprimer par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{\pi}{2 \cdot \lambda} \rho \cdot R^3 \cdot v^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.16)$$

La caractéristique du coefficient de puissance par rapport de la vitesse en extrémité est donnée dans la (figure 1.7). Cette caractéristique est un élément principal dans la caractérisation des convertisseurs d'énergie éolienne.

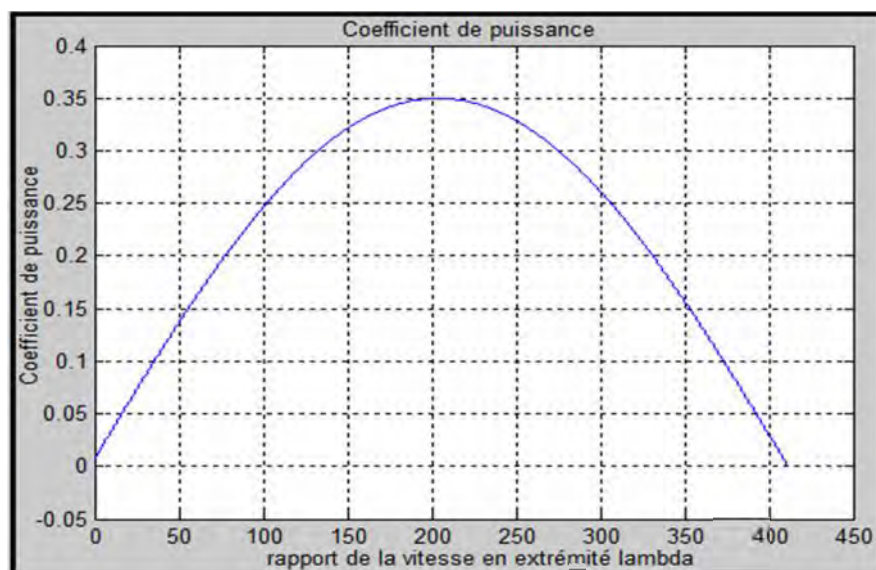


Figure 1.7 Coefficient de puissance  $C_p - \lambda$  pour  $\beta = 2^\circ$

### 1.3.2.2 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur  $R$ . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_t$ , relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique. Les trois pales sont considérées identiques. De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. Ainsi, on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique de la turbine éolienne (figure 1.8).

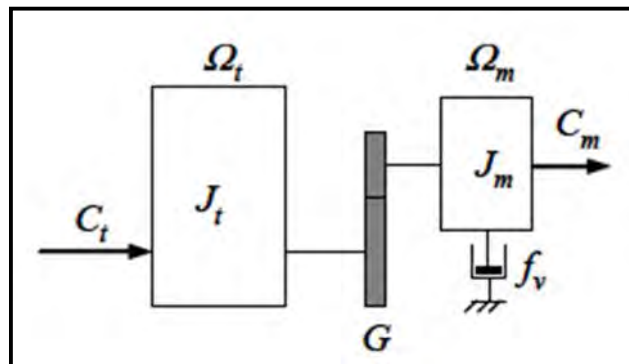


Figure 1.8 Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

$J_t$  : le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne,

$J_m$  : le moment d'inertie de la GAS,

$f_v$  : le coefficient du frottement visqueux de la GAS,

$C_m$  : le couple mécanique sur l'arbre de la GAS,

$\Omega_m$  : la vitesse de rotation de la GAS.

Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la GAS (arbre rapide) (figure 1.8). En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il est alors modélisé par les deux équations suivantes :

$$C_m = \frac{G \Omega_t}{\Omega_m} \quad (1.17)$$

$$\Omega_r = G \cdot \Omega_t \quad (1.18)$$

D'après la (figure 1.8), nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la GAS par :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right) \frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_r = C_m - C_{em} \quad (1.19)$$

Avec :

$C_{em}$  : le couple électromagnétique de la GAS.

Le schéma bloc de la (figure 1.9) correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_r$  de la GAS, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales  $\beta$ , soit sur le couple électromagnétique  $C_{em}$  de la GAS. La vitesse du vent  $v$  est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

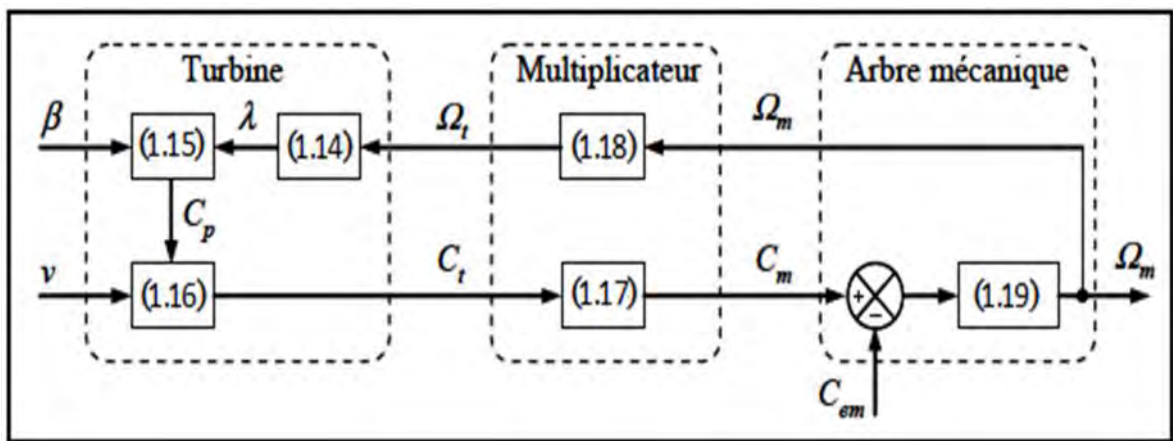


Figure 1.9 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.

## 1.4 Stratégies de fonctionnement d'une éolienne

### 1.4.1 Modélisation des pales (Bilan des forces)

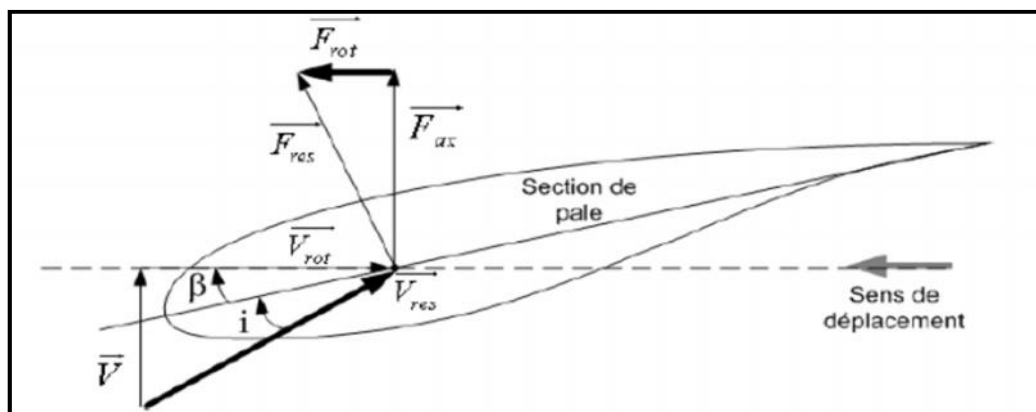


Figure 1.10 Bilan des forces

La (figure 1.10) représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur. La vitesse du vent arrivant face à cette pale, est représentée par le vecteur  $\vec{V}$ . Le vecteur  $\vec{V}_{rot}$  représente la composante de  $\vec{V}$  due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée  $\vec{V}_s$ . L'action du vent sur la pale produit une force  $\vec{F}_{ax}$  qui se décompose en une poussée axiale  $\vec{F}_{ax}$  directement compensée par la résistance mécanique du mat et une poussée en direction de la rotation  $\vec{F}_{rot}$  qui produit effectivement le déplacement. Chaque turbine éolienne est ainsi dimensionnée pour que cette force atteigne sa valeur nominale pour une vitesse de vent nominale donnée. Lorsque la vitesse du vent devient trop élevée ou si la génératrice nécessite une vitesse de rotation fixe, la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale.

$\beta$  et  $i$  : sont respectivement l'angle de calage et l'angle d'incidence [18].

#### 1.4.2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer sur son arbre une puissance dénommée puissance nominale  $P_n$  obtenue à partir d'une vitesse du vent  $v_n$ , dénommée vitesse nominale. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à  $v_n$ , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres afin d'éviter la destruction mécanique, de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante [19-22].

A côté de la vitesse nominale  $v_n$ , on spécifie aussi :

- ✓ la vitesse de démarrage  $v_d$ , à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie
- ✓ la vitesse maximale du vent  $v_m$ , pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

Les vitesses  $v_n$ ,  $v_d$  et  $v_m$  définissent quatre zones sur le diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent :

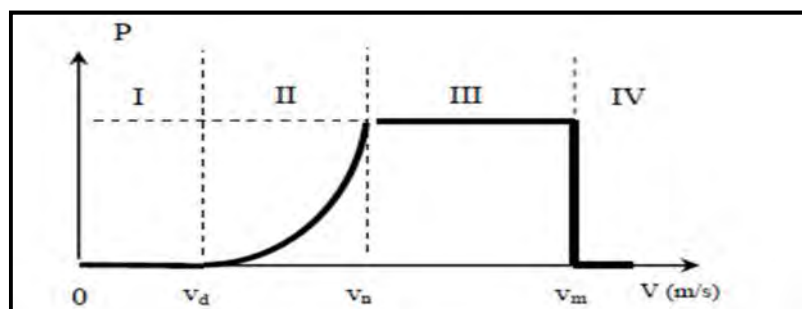


Figure 1.11 Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent

- ❖ la zone I, où  $P = 0$ , dans le régime de régulation de vitesse, la turbine ne fonctionne pas.
- ❖ la zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent  $v$ .
- ❖ la zone III, où la vitesse de rotation est maintenue constante et où la puissance  $P$  fournie reste égale à  $P_n$ .  
(la zone II, et la zone III phénomène de décrochage aérodynamique).
- ❖ la zone IV, dans laquelle le système de sûreté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie. [19-22]

### 1.4.3 Principes de contrôle de la puissance

Il existe deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite de la turbine à la valeur de la puissance nominale de la génératrice [19-22]:

#### 1.4.3.1 Système à décrochage aérodynamique "stall"

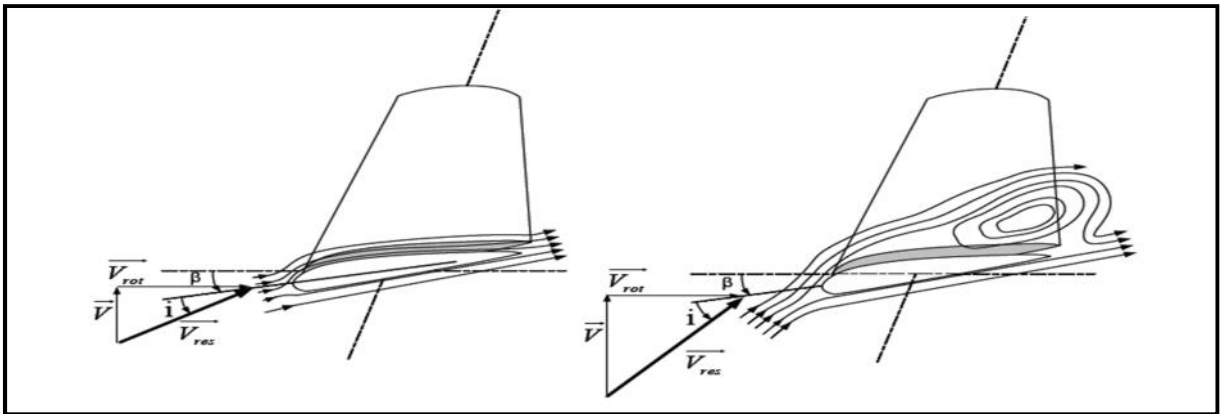


Figure 1.12 Flux d'air sur un profil de pale "stall"

$\vec{V}$  : Vecteur vitesse du vent.

$\beta$  : Angle de calage des pales d'une éolienne à axe horizontal.

$i$  : Angle d'incidence des pales d'une éolienne à axe horizontal.

$\vec{V}_{rot}$  : Composante de la vitesse du vent due à la rotation de la turbine.

$\vec{V}_{res}$  : Résultante des vecteurs  $\vec{V}$  et  $\vec{V}_{rot}$ .

Système « stall » ou à « décrochage aérodynamique », le plus robuste car c'est la forme des pales qui conduit à une perte de portance au-delà d'une certaine vitesse du vent, mais la courbe de puissance chute plus vite: il s'agit donc d'une solution passive.

Lorsque l'angle d'incidence  $i$  devient important, c'est à dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale  $v_n$ , l'aspiration créée par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface de la pale (figure 1.12) et par conséquent une baisse

du coefficient de puissance. Ceci empêche alors une augmentation de la vitesse de rotation [18].

Ce système est simple et relativement fiable mais il manque de précision car il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales [18].

Les éoliennes à vitesse variable, de puissance nettement supérieure, utilisent un système d'orientation des pales. Les constructeurs justifient ces choix par des considérations technico-économiques [23].

#### 1.4.3.2 Système d'orientation des pales "pitch"

L'utilisation d'un système d'orientation des pales permet, par une modification aérodynamique, de maintenir constante la puissance de la machine pour une vitesse de vent supérieure à  $v_n$  (figure 1.13) et Permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante (zone III de la figure 1.11).

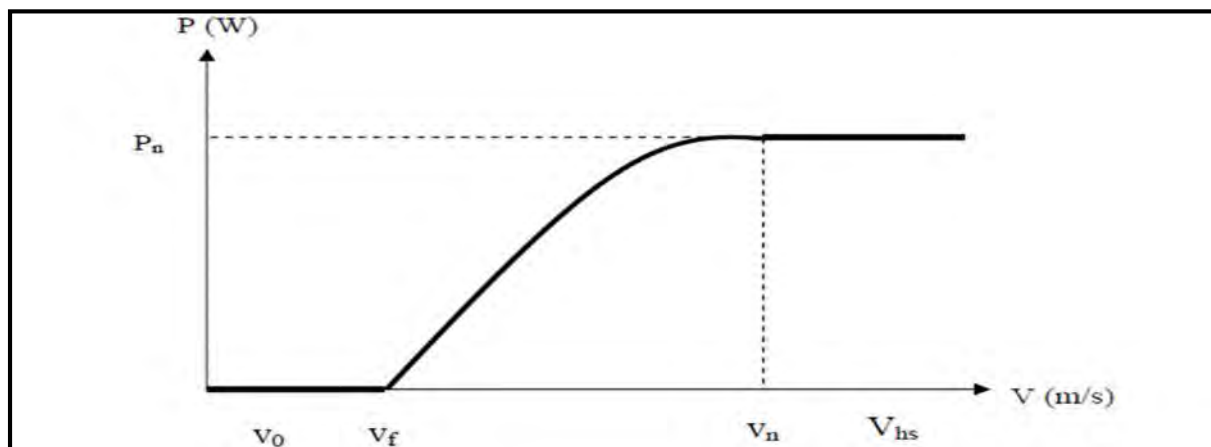


Figure 1.13 Génération à puissance électrique constante (pâles orientables) [24].

Avec :

$v_f$  : La vitesse pour la quelle le générateur commence à fournir de la puissance.

$v_{hs}$  : La valeur de la vitesse pour laquelle la machine doit être arrêtée.

$P_n$  : La puissance nominale de l'éolienne.

$v_0$  : La valeur de vitesse pour laquelle le rotor de la turbine commence à tourner.

$v_n$  : La valeur de vitesse pour laquelle la puissance nominale est atteinte.

Le système d'orientation des pales sert essentiellement à limiter la puissance générée. Avec un tel système, la pale est tournée par un dispositif de commande appelé « pitch control ». En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine, et plus

précisément le coefficient de puissance. Les pales sont face au vent en basses vitesses, puis, pour les fortes vitesses du vent, s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance [24].

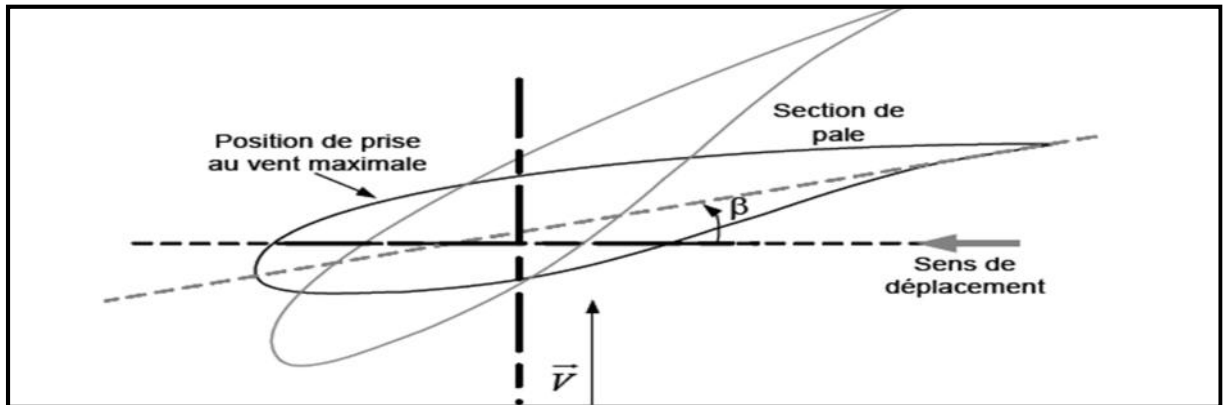


Figure 1.14 Variation de l'angle de calage d'une pale

La commande d'une éolienne à vitesse variable et régulation pitch. Il utilise pour cela une simulation numérique basée sur des modèles simples représentés sous formes d'équations d'état. [25]

Le système de régulation de la puissance par orientation des pales possède les avantages suivants [24]:

- Il offre une production d'énergie plus importante que les éoliennes à décrochage STALL pour la plage de fonctionnement correspondant aux fortes vitesses de vent.
- Il facilite le freinage de l'éolienne, en réduisant la prise du vent des pales, ce qui limite l'utilisation de freins puissants.
- Ce type de régulation réduit les efforts mécaniques lors des fonctionnements sous puissance nominale et sous grandes vitesses.

Ces avantages sont montrés dans l'article [26], les auteurs étudié la commande d'une éolienne à vitesse variable avec régulation pitch. La simulation montre qu'il permet d'effectuer un contrôle actif de la puissance pour de larges variations de vent, ce type de régulation réduit les efforts mécaniques lors des fonctionnements sous puissance nominale et sous grande vitesse et permet également de freiner la turbine si nécessaire.

Certains aérogénérateurs combinent les avantages des deux systèmes en réalisant un contrôle stall-actif.

En 2000, environ 60% des aérogénérateurs utilisaient la régulation « stall » mais les grandes machines d'aujourd'hui utilisent presque en exclusivité le contrôle «pitch » [25].



Système « pitch » ou « à pas variable » qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante dans la zone III de vitesse.

Au premier principe est associé un mécanisme d'orientation des pales, permettant la variation de l'angle de calage au cours du fonctionnement de l'éolienne afin de lui permettre de s'adapter aux différentes conditions de vent. L'intérêt de ce contrôle apparaît en observant les caractéristiques de la figure 1.13 qui présentent la puissance de la turbine en fonction de la vitesse de rotation pour différentes vitesses de vent. [19-22]

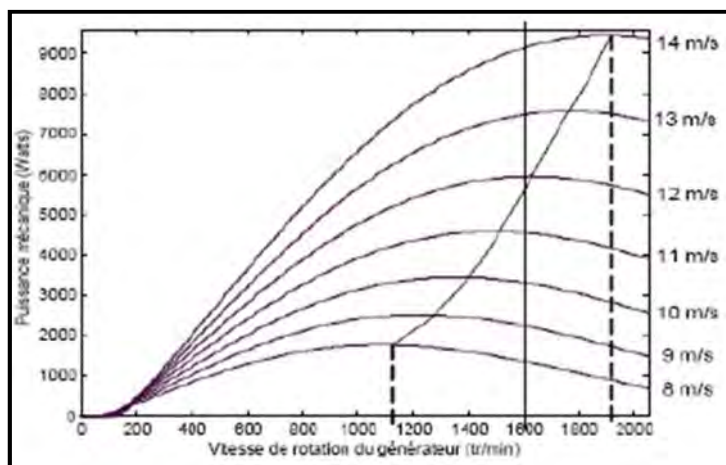


Figure 1.15 Puissance d'une turbine en fonction de sa vitesse de rotation paramétrée en vitesse du vent.

## Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser un panel des solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Les différents types d'éoliennes et leur meilleure compréhension du fonctionnement des turbines éoliennes, partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique par la turbine (Loi de Betz), nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine.



## *Chapitre II*

# *Généralité sur les redresseur MLI*

## **Introduction**

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin l'énergie continue alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes.

Pour alimenter des récepteurs à courant continu ou des cascades de type onduleur-machine, on recourt à l'utilisation de redresseurs tout diode ou à thyristors fonctionnant en commutation naturelle ou forcée. Cependant ces dernières présentent certains inconvénients importants, à savoir l'injection des harmoniques de courant dans le réseau d'alimentation et d'absorption importante de la puissance réactive.

La réversibilité en courant de l'onduleur MLI autorise son fonctionnement en redresseur MLI. Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité. Et on peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie.

### **2.1 Modèle du redresseur**

La réversibilité de l'onduleur de tension à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à deux niveaux

sont valables pour les redresseurs de tension en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources (réseaux et la charge).

Tableau 2.1 Les huit états possibles interrupteurs

K	$\overline{S_a}$	$\overline{S_b}$	$\overline{S_c}$	$\overline{V_{ab}}$	$\overline{V_{bc}}$	$\overline{V_{ca}}$
0	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	0	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$
5	1	0	1	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

De cette table on peut écrire les tensions d'entrée redresseur d'une manière générale comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc} \end{cases} \quad (2.1)$$

D'où on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} V_a = f_a U_{dc} \\ V_b = f_b U_{dc} \\ V_c = f_c U_{dc} \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (2.3)$$

## 2.2 La commande MLI

Cette méthode consiste à comparer trois tensions de références sinusoïdales (modulatrices) propres à chaque phase à un signal triangulaire (porteuse) commun pour les trois phases.

On a:

$$V_{ref(i)} = V_{ref\ max} \sin\left(2\pi f_m t - (i - 1) \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

Avec:  $i = 1,2,3$ .

$V_{ref\ max}$  : Amplitude de la tension de référence ;

$f_m$  : Fréquence des modulatrices.

Cette largeur d'impulsion dépend uniquement de la valeur de la tension de référence au début de l'échantillonnage, ce qui facilite la réalisation pratique de cette méthode de modulation par des algorithmes numériques [35].

Les instants de commutation  $t_1$  et  $t_2$  sont déterminé comme suit :

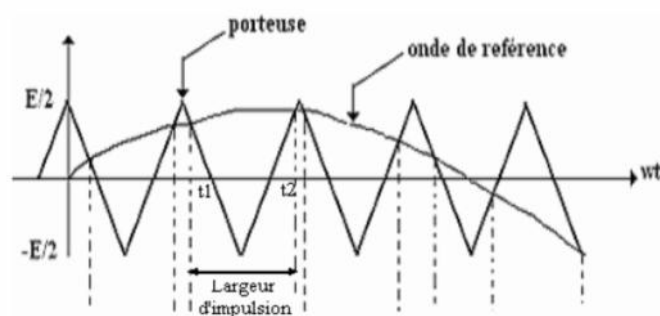


Figure 2.1 Détermination des instants d'échantillonnage

## 2.3 Redresseur à commande MLI

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée.

### 2.3.1 Structure d'un redresseur à commande MLI

Il existe deux structures des redresseurs MLI sont les suivantes :

- ✓ Redresseur MLI de courant.
- ✓ Redresseur MLI de tension.

#### 2.3.1.1 Redresseur MLI de courant

Un redresseur MLI de courant:

- est alimenté par une source de courant sinusoïdal.
- débite sur un récepteur de tension continue.

Dans ce cas, le réseau peut être assimilé à une source de f.é.m sinusoïdales  $e_A$ ,  $e_B$ ,  $e_C$  en série avec des inductances. Pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant, on y ajoute une inductance supplémentaire (c'est souvent l'inductance de fuites volontairement accrue du transformateur d'ordinaire placée entre le réseau et le redresseur).

On désigne par  $L$  l'inductance totale par phase. Pour que l'ondulation de la tension de sortie  $U_{red}$  soit faible malgré le caractère haché du courant  $i_{red}$ , on monte une capacité aux bornes du récepteur.

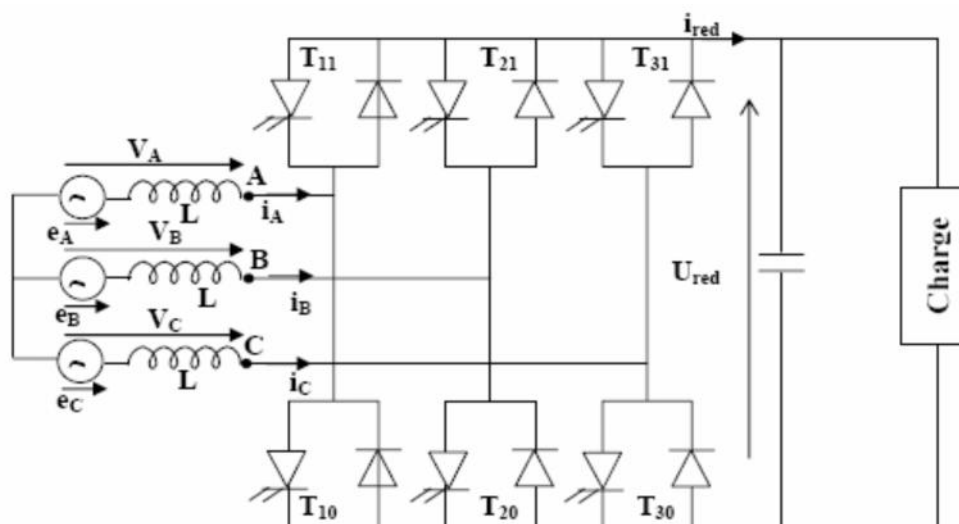


Figure 2.2 Redresseur MLI de courant triphasé.

### 2.3.1.2 Redresseur MLI de tension

Le redresseur MLI de tension, alimenté par une source de tension sinusoïdale, débite sur un récepteur de courant continu.

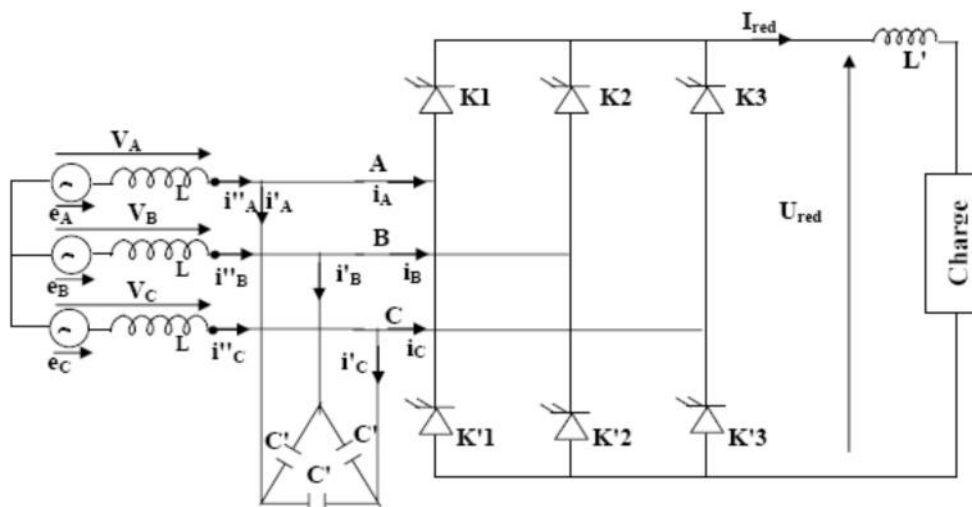


Figure 2.3 Redresseur MLI de tension triphasée.

On doit dériver des condensateurs entre les bornes d'entrée du convertisseur pour que celui-ci soit alimenté par une source de tension. On désigne par  $C'$  les capacités en étoile.

A la sortie on ajoute une inductance de lissage à l'inductance du récepteur pour que l'ondulation du courant  $I_{red}$  d'une part et d'autre part de sa valeur moyenne  $I'$  soit faible.

Les redresseurs de tension sont de plus loin extensivement utilisés et en raison de la dualité des deux topologies, seulement ce type du redresseur serait expliqué en détail.

### 2.3.2 Le principe de fonctionnement de redresseur MLI

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la (figure 2.4). pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu  $U_{dc}$  est mesurée et comparée avec une référence  $U_{dc-ref}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $U_{dc}$  mesurée aux bornes du condensateur  $C$ .

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur  $C$  est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand  $i_{ch}$  devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur  $C$  est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type du redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

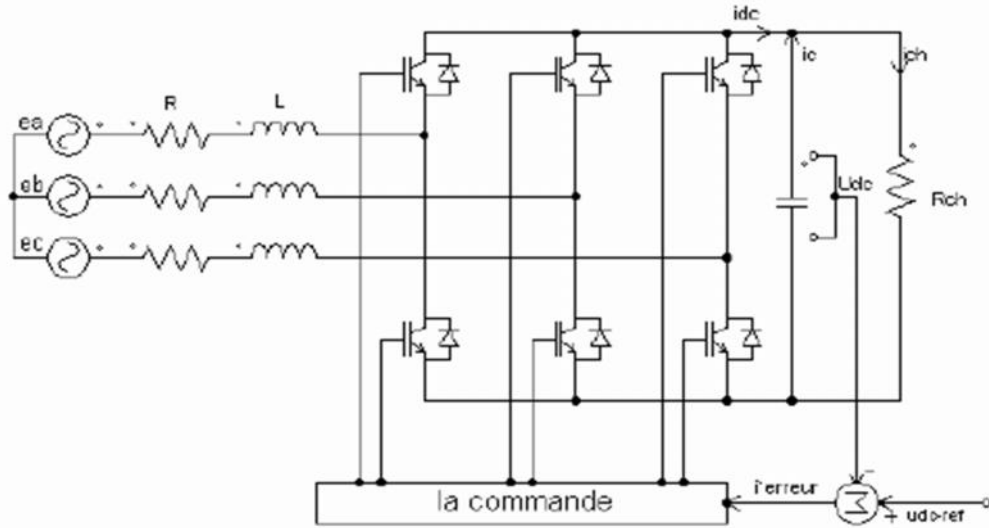


Figure 2.4 topologies d'un redresseur de tension

### 2.3.3 Les techniques de commande MLI

#### 2.3.3.1 MLI à Bande d'hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase.

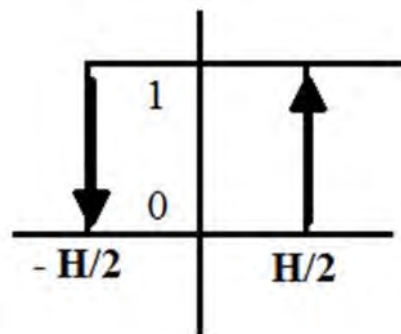


Figure 2.5 Principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis.

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la (figure 2.5), l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à  $-H/2$ , il se ferme si cette dernière est supérieure à  $+H/2$ , où  $H$  représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre  $-H/2$  et  $+H/2$  (c à d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.

#### 2.3.3.2 MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré sur la (figure 2.6), ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie.

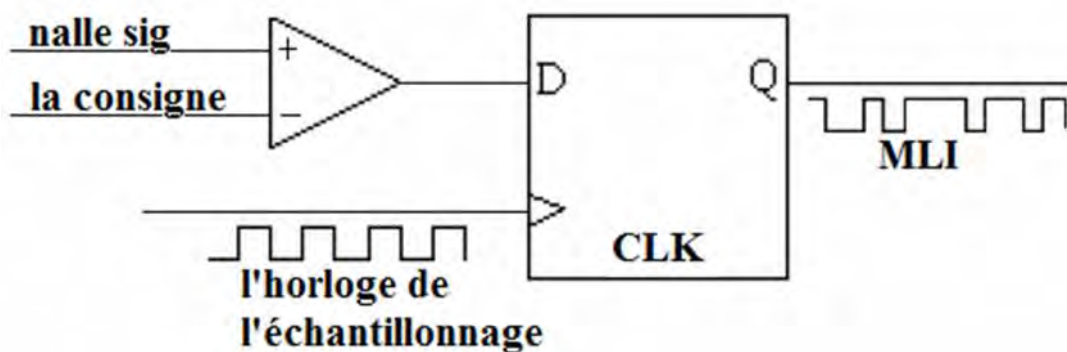


Figure 2.6 Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

### 2.3.3.3 MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire.

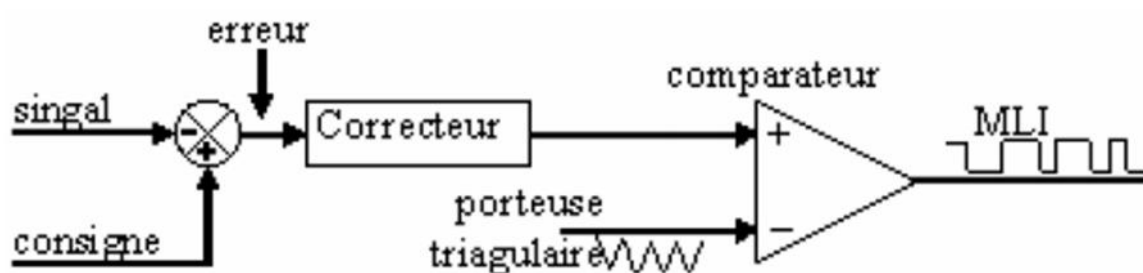


Figure 2.7 Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

### 2.3.3.4 MLI vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.



La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

### 2.3.4 Modélisation du redresseur MLI

La figure suivante présente le schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau,  $\bar{e}$  est tension de la source et  $R$ ,  $L$  sont les paramètres de la ligne,  $\bar{v}$  est la tension d'entrées de redresseur [41].

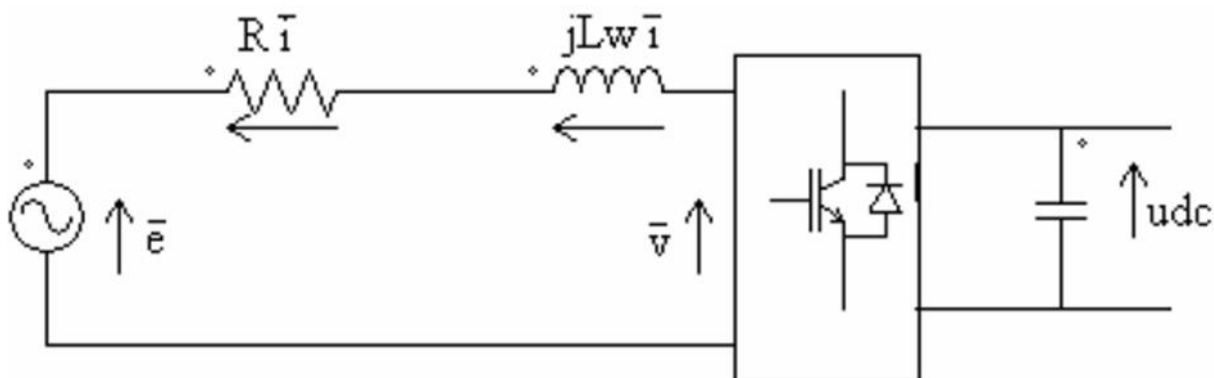


Figure 2.8 Schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau.

Le courant de ligne  $\bar{i}$  est commandé par la chute de tension produite par l'inductance  $L$ , et la résistance  $R$  de la ligne et la tension d'entrée de redresseur  $\bar{v}$ . Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors (thyristors) bipolaires antiparallèle avec des diodes (figure 2.9), qui sont présentées comme des interrupteurs peuvent être commandés en ouverture '1' et en fermeture '0', et la tension d'entrée  $v$  est en fonction des états de ces interrupteurs.

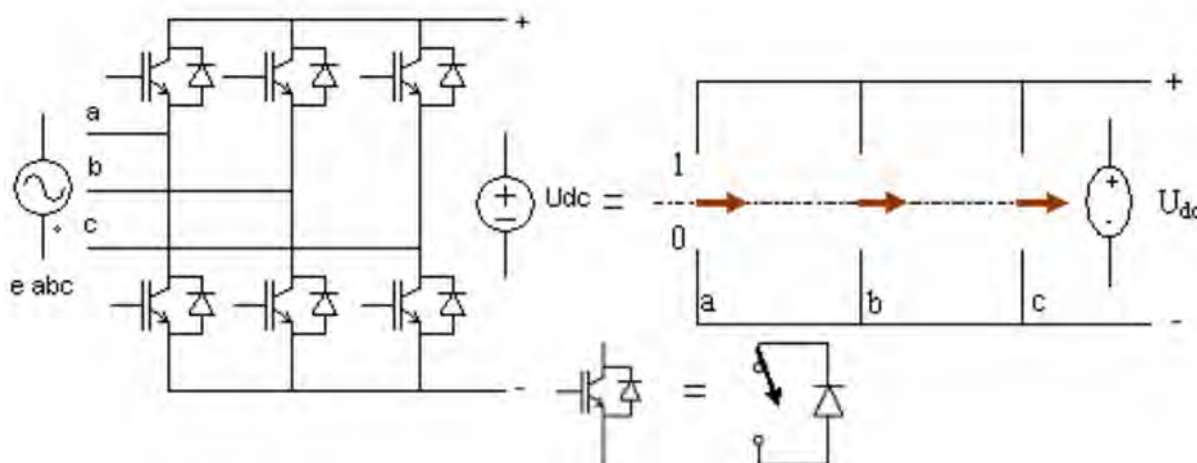


Figure 2.9 Pont redresseur

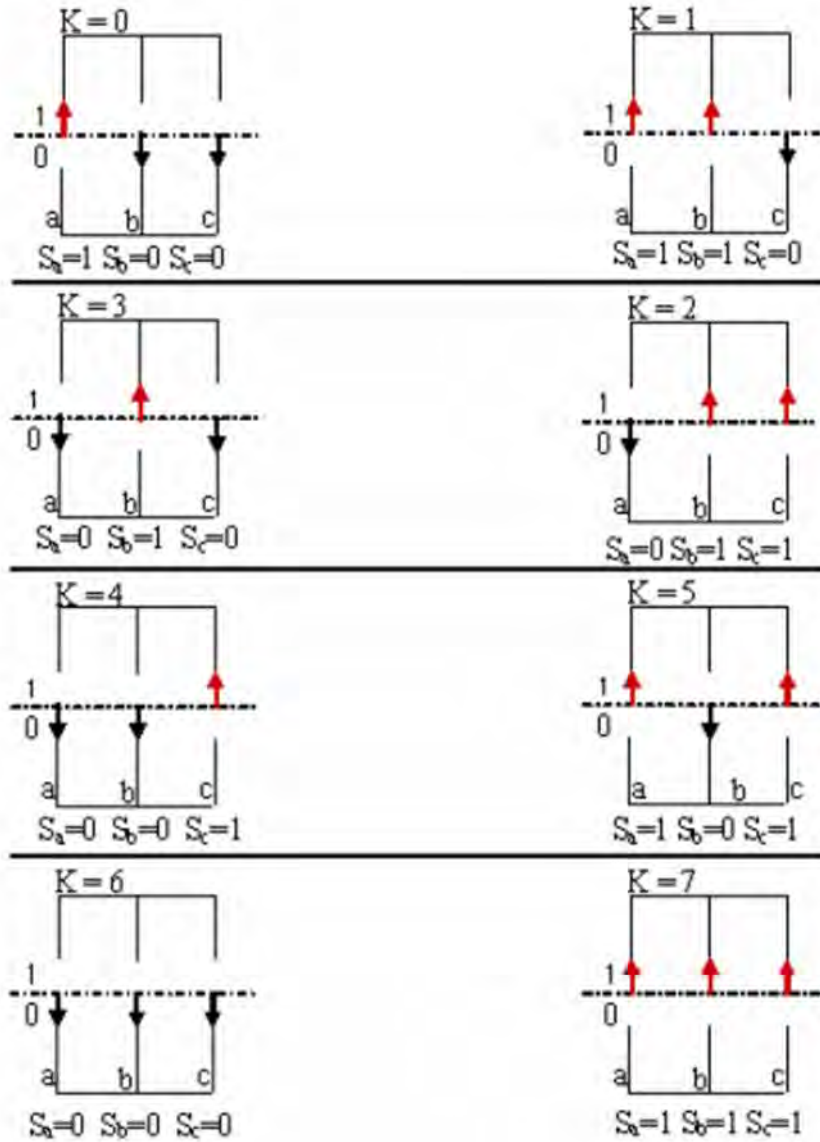


Figure 2.10 Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.

L'auteur de référence [41] a considéré la relation (2.5) pour présenter les huit états possibles de la tension d'entrée  $v$  dans un plan complexe  $\alpha\beta$  :

$$v_{k+1} = \begin{cases} (2/3) U_{dc} e^{jk\pi/3} & \text{pour } k = 0 \dots 5 \\ v_7 = v_0 = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

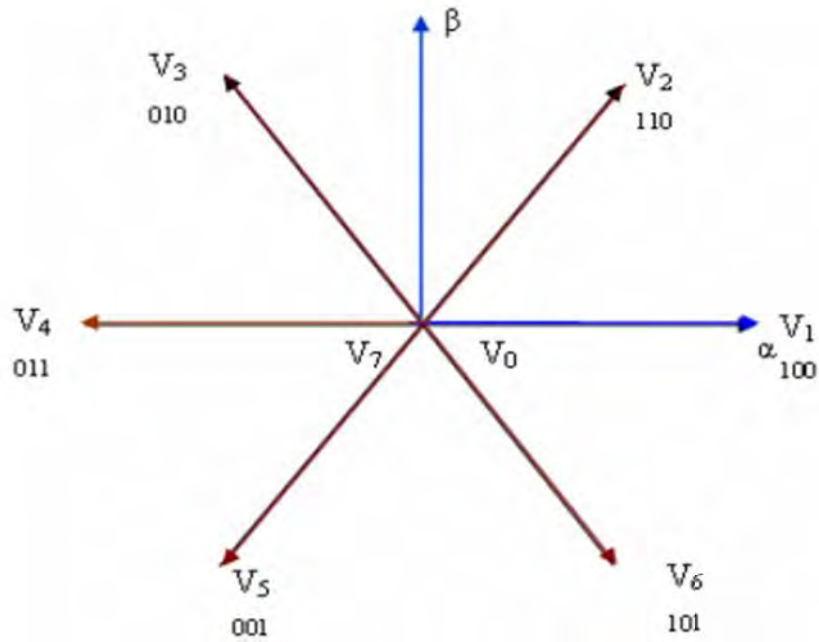


Figure 2.11 Présentation de vecteur de tension  $v_k$

### 2.3.4.1 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé

Les équations de tension pour le système triphasé équilibré sans peuvent être écrites comme (figure 2.10) :

$$\bar{e} = \bar{v}_1 + \bar{v} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \bar{e} \\ = R\bar{i} + L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{v} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrit comme suit :

$$v_n = U_{dc} \left( S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (2.9)$$

Où  $S_n = 0$  ou  $1$ , sont l'état des interrupteurs, où ( $n = a, b, c$ ).

Par ailleurs, on peut écrire le courant du continu comme :

$$\begin{aligned} C \frac{dU_{dc}}{dt} \\ = i_c \end{aligned} \quad (2.10)$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (2.11)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (2.12)$$

Aussi, le courant  $i_c$  est la somme du produit des courant de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (2.13)$$

Donc, le coté alternatif du redresseur :

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right)$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= e_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \\ &= e_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right)$$

Où les tensions du réseau sont exprimé par :

$$e_a = E_m \sin wt$$

$$e_b = E_m \sin \left( wt - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.15)$$

$$e_c = E_m \sin \left( wt - \frac{4\pi}{3} \right)$$

L'équation précédent peut résumer comme suit :

$$\left(L \frac{d}{dt} + R\right) i_n = e_n - U_{dc} \left( S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (2.16)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=a}^c S_k i_n - i_{ch} \quad (2.17)$$

La combinaison des équations (2.16), (2.17) peut être représentée comme le schéma fonctionnel triphasé, qui est montré sur la (figure 2.12).

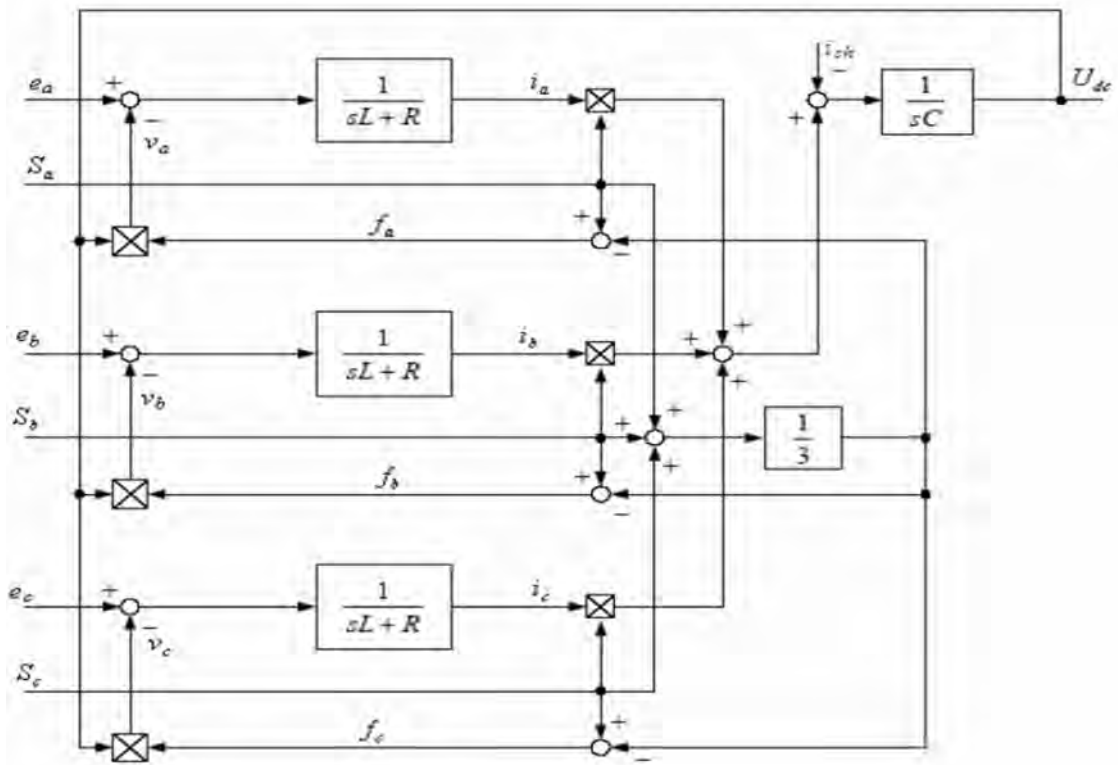


Figure 2.12 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales.

### 2.3.4.2 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel fixe $\alpha\beta$

Les équations de tension dans le repère fixe  $\alpha\beta$  sont obtenues par l'application des équations annexe (A.1), (2.8) et (2.12) sont écrits comme :

$$\begin{cases} Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - U_{dc} S_\alpha \\ Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - U_{dc} S_\beta \end{cases} \quad (2.17)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=\alpha}^{\beta} S_n i_n - i_{ch} = \frac{3}{2} (S_\alpha S_\alpha + S_\beta S_\beta) - i_{ch} \quad (2.18)$$

Où :

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) ; S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c)$$

Un schéma fonctionnel dans le repère fixe  $\alpha\beta$  est présenté sur la (figure 2.13).

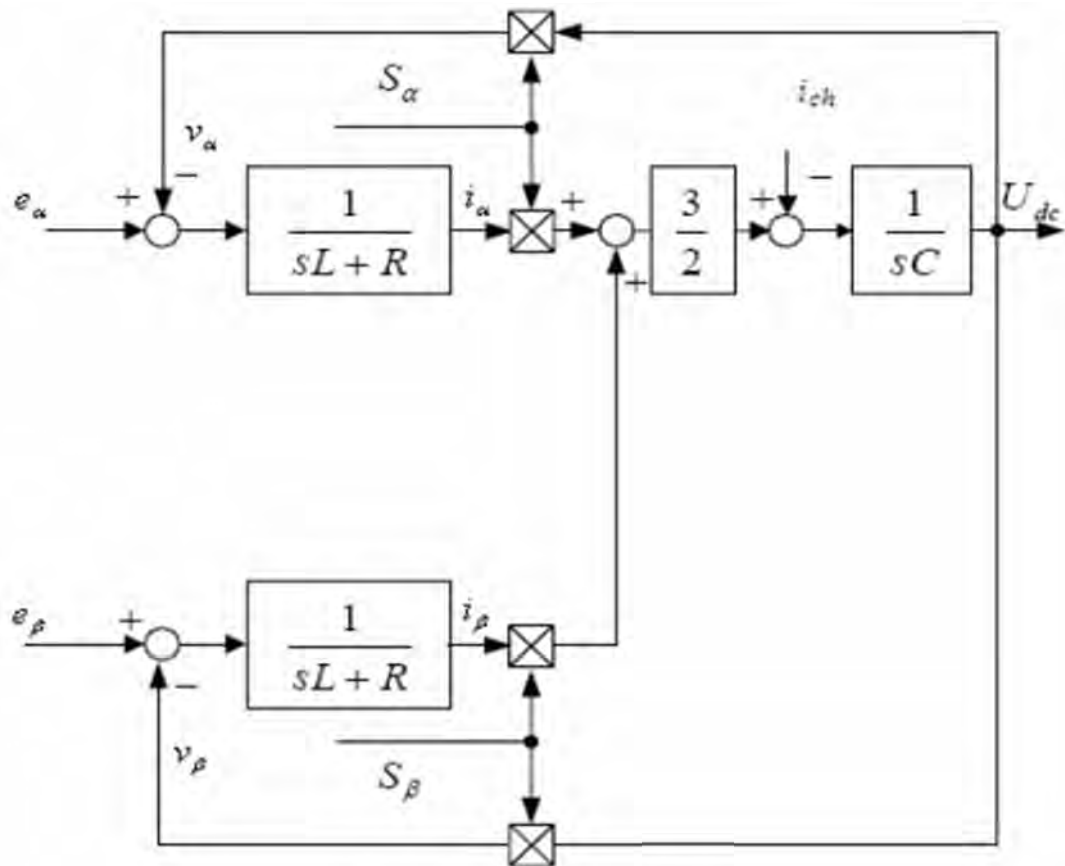


Figure 2.13 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système de coordonnées fixes  $\alpha\beta$ .

### 2.3.4.3 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel tournant ( $dq$ )

Les équations dans le repère tournant  $dq$  sont obtenues à l'aide de la transformation de l'annexe (A.1) :

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d \quad (2.19)$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + v_q \quad (2.20)$$

Où :

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t ; S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t$$

Un schéma fonctionnel dans le repère  $dq$  est présenté sur la (figure 2.14).

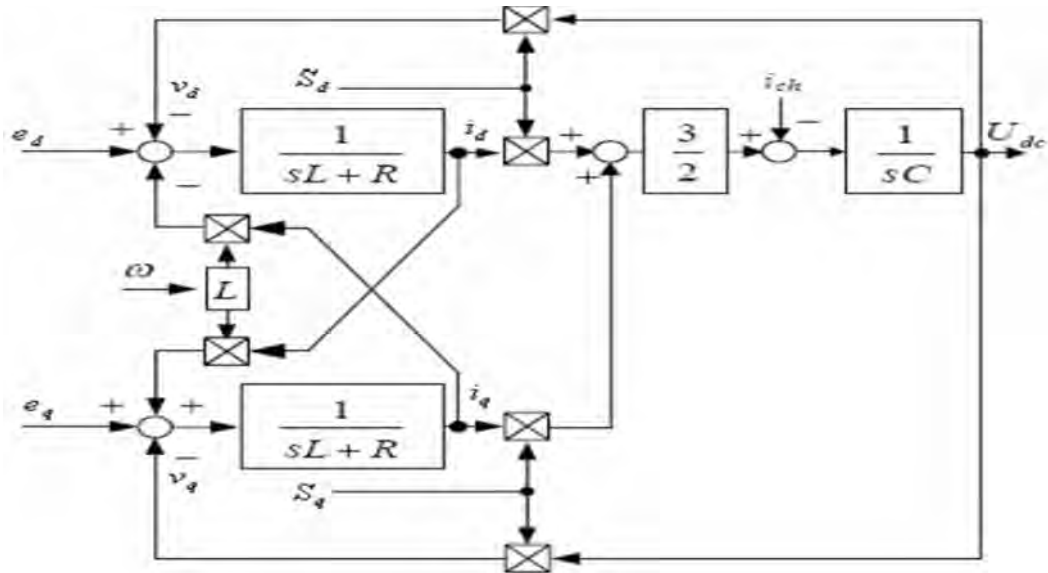


Figure 2.14 Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant  $dq$

### 2.3.5 Contrôle en courant du redresseur MLI [42], [43]

#### 2.3.5.1 Configuration des circuits de contrôle

Le contrôle de la tension continue  $U_{dc}$  exige une boucle d'asservissement fermée. La tension continue  $U_{dc}$  est mesurée et comparée à une référence  $U_{dc\_ref}$  et le signal d'erreur obtenu à partir de cette comparaison est employé pour produire une forme d'onde pour la référence du courant. La référence devrait être une forme d'onde sinusoïdale avec la même fréquence que la tension d'entrée.

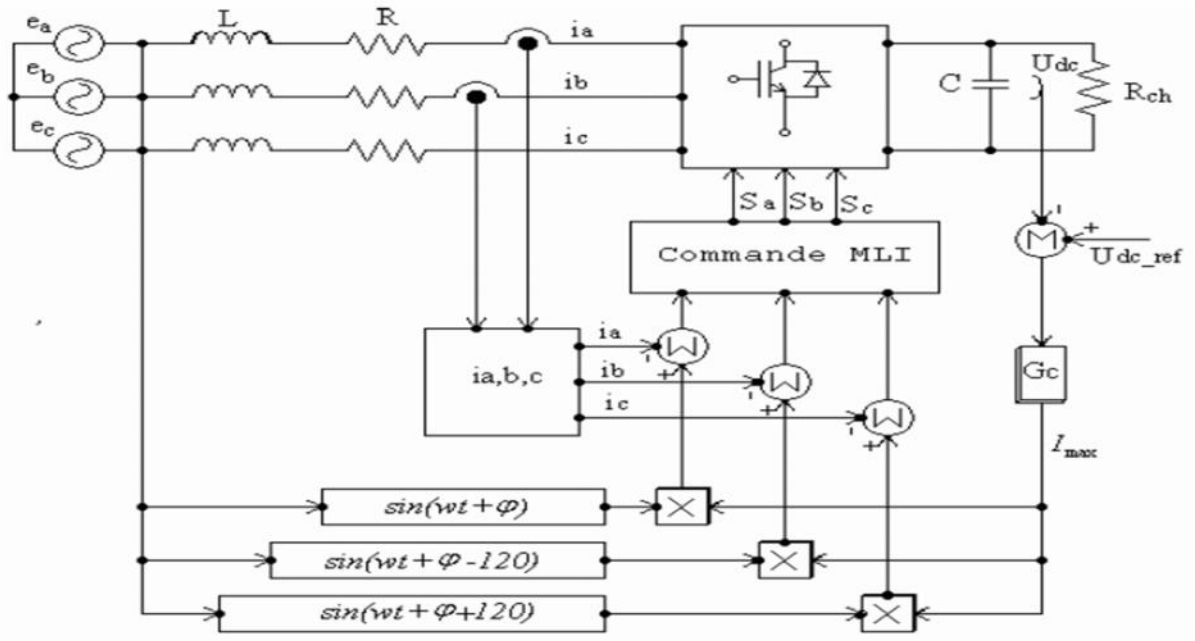


Figure 2.15 Commande du redresseur MLI

Cette méthode de contrôle est montrée dans la (figure 2.15). Le contrôle est réalisé par la mesure des courants instantanés des phases  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ . En les forçant pour suivre des courants de référence sinusoïdaux  $i_{ref}$  L'amplitude de la référence du courant  $I_{max}$  est évaluée par la sortie d'un régulateur de tension du bus continu selon l'équation suivante :

$$I_{max} = G_c(U_{dc\_ref} - U_{dc}) \quad (2.21)$$

Où  $G_c$  est représenté un correcteur de type PI, P, logique flou ou autres.

La forme d'onde sinusoïdale de la référence du courant est obtenue en multipliant  $I_{max}$  avec une fonction sinus, de même fréquence de la source, et avec angle de déphasage  $\varphi$  désiré. De plus, la référence doit être synchronisée avec la source d'alimentation. Une fois que, la référence a été créée, la commande MLI est produite, par le régulateur utilisé, pour commuter les interrupteurs.

## Conclusion

Ce chapitre, a été consacré d'une part à des définitions et des généralités qui expliquent le principe de fonctionnement des redresseurs à commande MLI et d'autre part nous avons présenté la modélisation de ces redresseurs nécessaire pour la suite de l'étude.



## *Chapitre III*

# *Modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion*

## Introduction

Pour optimiser la puissance débitée en fonction du vent, il est souhaitable de pouvoir régler la vitesse de rotation de l'éolienne. L'idée est de réaliser un générateur à fréquence fixe et vitesse variable. Le générateur à vitesse variable permet de fonctionner pour une large gamme de vents donc de récupérer un maximum de puissance tout en réduisant les nuisances sonores lors d'un fonctionnement à faible vitesse de vent. En vitesse variable, on règle le système de façon à ce que pour chaque vitesse de vent, l'éolienne fonctionne à puissance maximale. C'est ce qu'on appelle le « Maximum Power Point Tracking ». La puissance maximale est atteinte pour une vitesse de rotation de la turbine donnée par la caractéristique de l'éolienne  $P(\Omega)$ .

En variation de vitesse, la fréquence et l'amplitude de la tension, en sortie de la génératrice, sont variables. Pour satisfaire aux conditions du réseau, et donc se ramener à la fréquence et l'amplitude de la tension, fixes du réseau, on utilise des convertisseurs de puissance agissant comme des convertisseurs de fréquence, intercalés entre la machine (synchrone ou asynchrone) et le réseau. Le dispositif règle la fréquence du courant ou de la tension, transforme le courant ou la tension alternative en courant ou en tension continu, filtre le courant ou la tension pour le ramener à l'allure du courant ou de la tension alternative à la fréquence du réseau. Le générateur ainsi équipé, peut subir les rafales, et réduire les sollicitations mécaniques.

La chaîne de conversion électrique comprend alors :

- ❖ la génératrice
- ❖ les convertisseurs :
  - ✓ Alternatif / continu (redresseur commandé)

On utilise un redresseur à diodes pour les machines synchrones, leur fonctionnement est unidirectionnel.

Le redresseur à MLI est utilisé pour les machines asynchrones. Le redresseur MLI permet par ailleurs de fournir la puissance réactive magnétisante.

- ✓ Continu / alternatif (onduleur)

(Convertisseur statique qui règle la valeur de la tension ou du courant efficace et la fréquence du courant ou de la tension) pour réaliser la connexion au réseau : de préférence, on utilise un onduleur de type MLI, car c'est la structure d'onduleur qui génère le moins de courants harmoniques [18].

### 3.1 Configurations de l'éolienne à vitesse variable

L'éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, un multiplicateur, un générateur, un convertisseur de puissance. D'autres éléments comme des filtres et des capacités de compensation réactive sont aussi ajoutés pour améliorer la qualité de l'énergie produite. Les transformateurs assurent l'adaptation de la tension au point de connexion de l'éolienne avec le réseau. La partie électrique de l'éolienne, en général, consiste en un générateur électrique synchrone ou asynchrone. Les machines synchrones utilisées sont plutôt à rotor bobiné avec un grand nombre de pôles [27] ; elles tournent, donc, à une vitesse lente et elles sont connectées à des réseaux de moyenne tension. La turbine éolienne est directement reliée au rotor sans multiplication de vitesse. Les machines à réluctance variable se classent aussi sous cette catégorie de générateurs [28]. Ces générateurs sont connectés au réseau 50 Hz par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance. La puissance produite par ces éoliennes est généralement faible.

La deuxième catégorie d'éolienne repose sur des machines asynchrones à cage ou à rotor bobiné. Ces machines tournent à une vitesse beaucoup plus importante que celle de la turbine éolienne d'où la nécessité d'utiliser un multiplicateur de vitesse. Cette technologie est utilisée pour les fortes puissances et retenue par les constructeurs pour la connexion au réseau moyenne tension.

La machine asynchrone fonctionne en mode moteur ou générateur. Elle peut être alimentée par le stator (machine à cage ou à rotor bobiné court-circuité) ou par le stator et le rotor à la fois (machine à rotor bobiné).

### 3.1.1 Eolienne à machine asynchrone à cage

L'éolienne dans cette configuration entraîne une machine asynchrone à cage connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé au circuit statorique, (voir la figure 3.1).

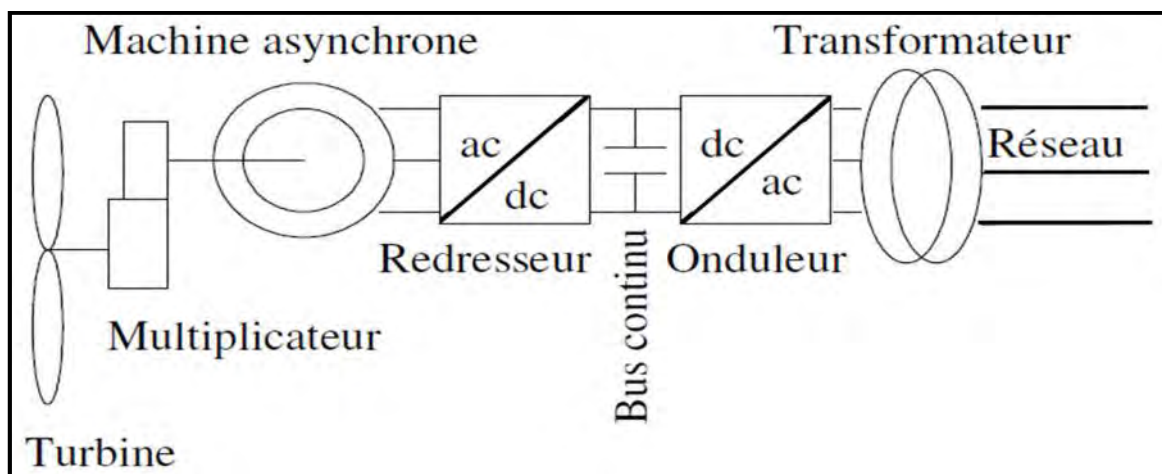


Figure 3.1 Eolienne à MAS pilotée au stator [21]

Le redresseur assure des tensions et des fréquences variables à la sortie du générateur ce qui permet de conduire la vitesse de l'éolienne. Il reçoit ses consignes de tension et de fréquence du processus de la commande. L'onduleur est contrôlé pour garder constante la tension de bus continu, représenté par une capacité sur la (figure 3.1).

Les pales de la turbine éolienne sont orientables (commandable) pour permettre de limiter la puissance électrique produite constante et égale à sa valeur nominale lors des vitesses du vent très importantes.

### 3.1.2 Eolienne à machine asynchrone à double alimentation

Dans cette conception le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau. Le convertisseur de puissance se trouve au circuit rotorique. Le redresseur alimente les enroulements rotoriques par les tensions et la fréquence de consigne qu'il reçoit de la procédure de commande. L'onduleur est contrôlé pour garder constante la tension du bus continu. Cette configuration a l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la 1<sup>ère</sup> configuration [24].

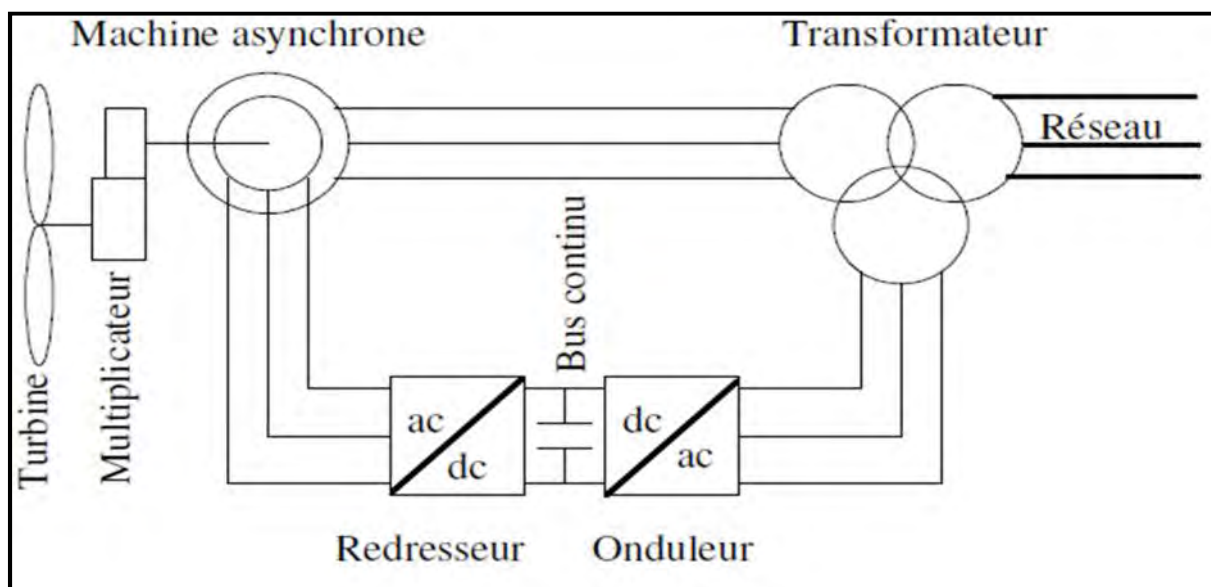


Figure 3.2 Eolienne à MADA pilotée au rotor [30]

### 3.1.3 Génératrices synchrones

Les machines asynchrones présentent le défaut d'imposer la présence d'un multiplicateur de vitesse. Elles sont en effet bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple insuffisant pour un couplage mécanique direct sur les voilures éoliennes.

Par contre, les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes.

Les systèmes de ce type possèdent aussi leurs défauts. Les machines synchrones à rotor bobiné demandent un entretien régulier de système des bagues et balais. Le circuit d'excitation de l'inducteur demande la présence du réseau et une fourniture de la puissance réactive. Les sites isolés ne sont adaptés à ces génératrices qu'en présence d'une batterie de condensateurs ou d'une source de tension indépendante. Par contre, la possibilité de réglage de l'inducteur de ces machines offre un moyen supplémentaire d'ajustement du point de fonctionnement énergétique. Le couplage direct sur le réseau est proscrit car étant beaucoup trop rigide. Une électronique de puissance s'impose pour toutes les applications utilisant ce type de machine qui sont donc à vitesse variable. Mais, contrairement aux génératrices MADA (Machines Asynchrones à Double Alimentation) la chaîne de conversion placée sur le stator doit être dimensionnée pour la totalité de la puissance du système de production.

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction de machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents dédiées aux applications éoliennes, des machines de construction standard (aimantation radiale) aux génératrices discoïdes (champs axial), ou encore à rotor extérieur.

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation. Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur de vitesse et du système de bagues et balais pour les génératrices à aimants (figure 3.3). Les frais d'entretien sont alors minimisés ce qui est très intéressant dans les applications éoliennes, en particulier dans les sites difficilement accessibles (offshore par exemple). La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace.

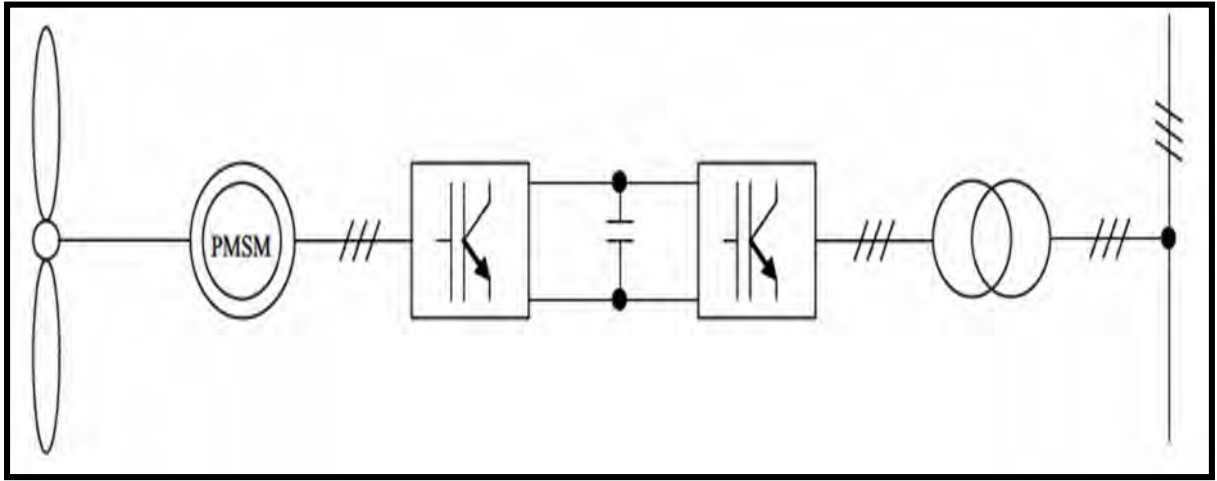


Figure 3.3 Système éolien basé sur la machine synchrone à aimants permanents [31]

Une autre solution (figure 3.4) est le redressement à diodes placé directement derrière la génératrice. L'optimisation de la gestion énergétique n'est alors possible que si l'excitation est réglable. Une version dérivée de cette structure sera étudiée plus amplement dans la suite de ce document.

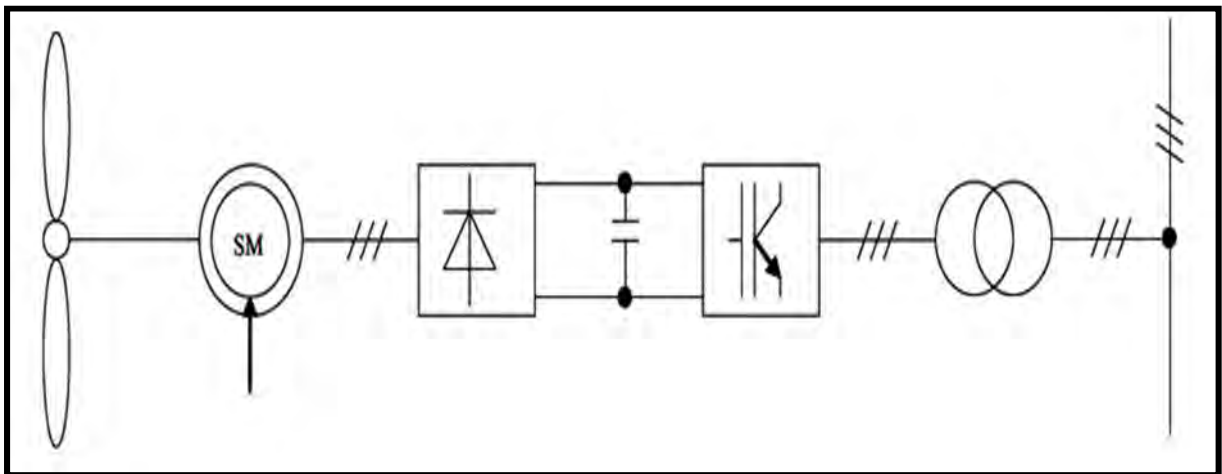


Figure 3.4 Système basée sur la machine synchrone et le redresseur à diodes [31]

Les systèmes de très petite puissance peuvent être simplifiés radicalement. En choisissant judicieusement les paramètres (paramètres machine et tension continue) du système représenté sur la (figure 3.5), un système à vitesse « non constante », à coût minimum et énergétiquement assez performant peut être obtenu [32].

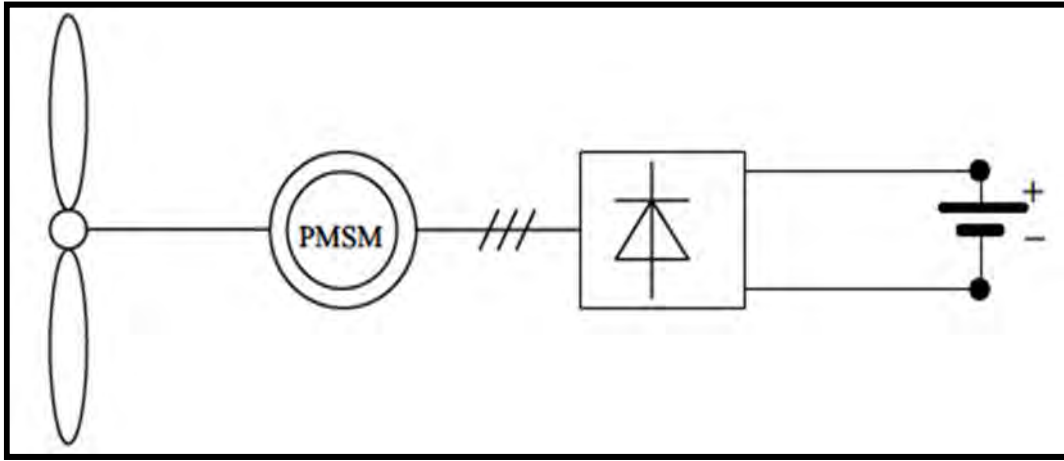


Figure 3.5 Système éolien à coût minimum [31]

C'est dans ce chapitre, en conserve la modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée biphasée de la GAS à cage tout en tenant compte de la saturation du circuit magnétique; nous abordons ensuite la détermination de la capacité d'excitation et la modélisation de l'auto-amorçage de la GAS à cage ; nous allons ensuite modéliser les différentes charges statiques.

Le Générateur asynchrone à cage d'écureuil présente des avantages de modicité et de robustesse. L'absence d'alimentation électrique du rotor et la facilité de couplage au réseau ont fait un choix intéressant pour les installations de production électrique de faible puissance.

Le principal inconvénient de cette solution est la consommation de puissance réactive, par ailleurs, le rendement est nettement plus modeste que celui de l'alternateur.

### 3.2 Machine asynchrone à cage d'écureuil

Contrairement aux autres moyens traditionnels de production d'énergie électrique où l'alternateur synchrone est largement utilisé, c'est la génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui équipe actuellement une grande partie des éoliennes installées dans le monde. La plupart des applications utilisant la machine asynchrone sont destinées à un fonctionnement en moteur, mais cette machine est tout à fait réversible et 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. La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la (figure 3.6).

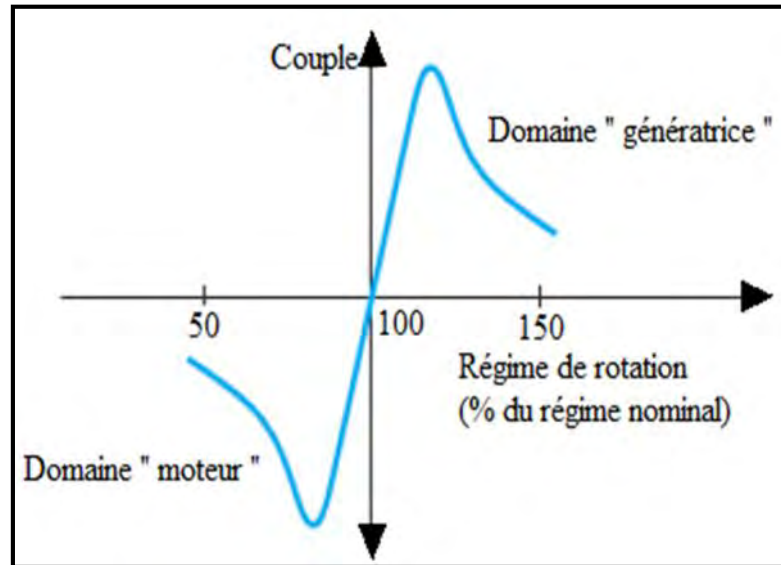


Figure 3.6 Glissement d'une génératrice asynchrone

### 3.2.1 Principe de fonctionnement

La simulation du phénomène d'auto-excitation de la GAS par un banc de capacités ne peut se satisfaire de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement en régime permanent. En effet lorsque la génératrice est entraînée par un dispositif externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la génératrice crée un couple électromagnétique engendrant une force électromotrice sur les enroulements statorique. La connexion de capacités sur les phases du stator entraîne alors la création d'un courant réactif qui augmente le champ magnétique de la génératrice et par conséquent les forces électromotrices. C'est cette réaction cyclique qui permet à la génératrice d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée. [2]

La (figure 3.7) représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur ( $V_c = \frac{I_M}{C\omega_S}$  où  $\omega_S$  est la pulsation des signaux statoriques) en fonction du courant  $I_M$ , pour un fonctionnement à vide de la génératrice.

L'interaction des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la génératrice jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent. L'observation de ces courbes montre aisément que deux phénomènes peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation :

- ✓ La variation de la capacité d'auto-amorçage qui entraîne une modification de la pente de la droite de charge de la capacité.
- ✓ La variation de la charge connectée sur la machine qui provoque une variation du glissement.



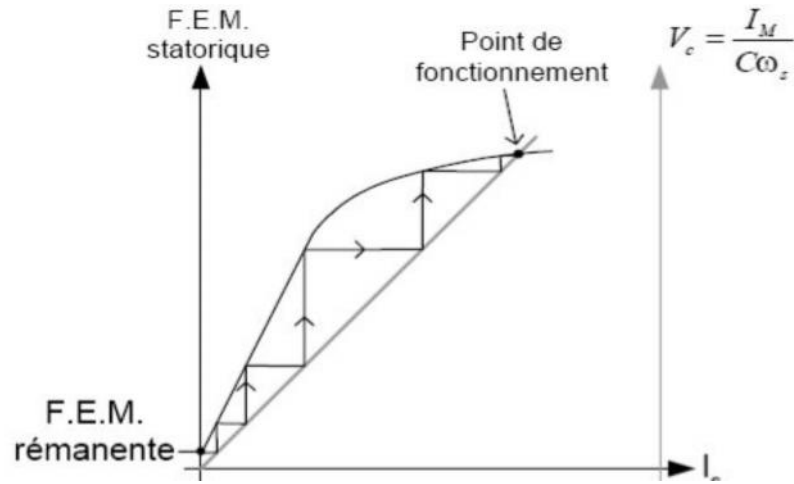


Figure 3.7 Phénomène d'auto-amorçage

Lorsque le point de fonctionnement est atteint, la machine délivre une tension au stator dont, la valeur efficace est constante. Si l'inductance magnétisante 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. [2]

### 3.3 Modélisation mathématique de la génératrice asynchrone

#### 3.3.1 Hypothèses simplificatrices

La machine électrique étant un système très complexe, nous allons simplifier son étude moyennant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.

- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### 3.3.2 Modèle de la génératrice asynchrone dans le Repère (*abc*)

En adoptant le fonctionnement moteur de la machine, les tensions aux bornes des enroulements statoriques et rotoriques sont exprimées en fonction des courants et des variations des flux totaux qui les traversent selon les lois fondamentales de Kirchhoff et Faraday comme suit [34] :

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (3.1)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Et pour le rotor (à cage) en court-circuit, donc tensions nulles :

$$[v_{abcr}] = [R_r] \cdot [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Les flux totaux traversant chaque enroulement sont exprimés en fonction des différents courants par :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + M^T \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Avec :

- $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  : les tensions statoriques dans le repère *abc*,
- $v_{ar}$ ,  $v_{br}$  et  $v_{cr}$  : les tensions rotoriques dans le repère *abc*,
- $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$  : les courants statoriques dans le repère *abc*,
- $i_{ar}$ ,  $i_{br}$  et  $i_{cr}$  : les courants rotoriques dans le repère *abc*,

- $\Phi_{as}, \Phi_{bs}$  et  $\Phi_{cs}$  : les flux statoriques dans le repère  $abc$ ,
- $\Phi_{ar}, \Phi_{br}$  et  $\Phi_{cr}$  : les flux rotoriques dans le repère  $abc$ ,
- $R_s$  et  $R_r$  : les résistances respectives des bobinages statorique et rotorique,
- $L_s$  et  $L_r$  : les inductances cycliques respectives des bobinages statorique et rotorique.

### 3.3.3 Modèle de la génératrice asynchrone dans le repère de Park ( $dq$ )

#### 3.3.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine. Le système de coordonnées  $abc$  est transformé en système de coordonnées orthogonales  $dqo$  (figure 3.8). Cette transformation est réalisée grâce à les matrices de transformation suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Où :

$[P]$  : La matrice de Park.

$[P]^{-1}$  : La matrice inverse de Park.

$\theta$  : l'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé ( $\theta_s$  pour les grandeurs statorique et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotorique).

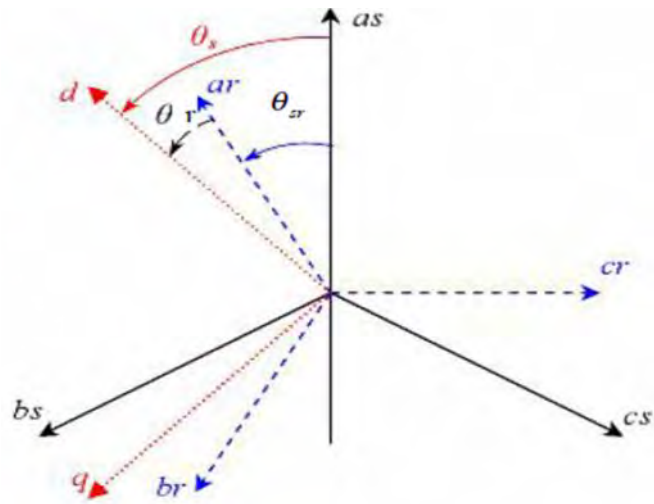


Figure 3.8 Axes de repères  $dq$

L'angle  $\theta_{sr}$  donne la position du rotor par rapport au stator.

Pour passer du système triphasé  $abc$  au système biphasé  $dq$  (et réciproquement), il faut utiliser les transformations de Park.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Ou bien

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Avec :

$V_a, V_b, V_c$  : Les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

$V_d, V_q$  : Les valeurs instantanées des grandeurs biphasées.

$V_0$  : La composante homopolaire.

Les équations électriques sont écrites dans le système  $dq$  orienté selon le rotor (figure 3.8).

En appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone dans le repère naturel (3.8), un modèle de la machine est obtenu en tenant compte des composantes homopolaires :

- **Au stator :**

$$v_{dqos} = [R_s] [i_{dqos}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqos}] + [\lambda] [\phi_{dqos}] \theta_s \quad (3.11)$$

- *Au rotor :*

$$v_{dqor}] = [R_r ] [i_{dqor}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqor}] + [\lambda] [\phi_{dqor}] \theta_r \quad (3.12)$$

$$\text{Avec : } [\lambda] = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

$v_{dqos}]$  : La vectrice tension statorique dans le repère de Park.

$[i_{dqos}]$  : Le vecteur courant statorique dans le repère de Park.

$[\phi_{dqos}]$  : Le vecteur flux statorique dans le repère de Park.

$v_{dqor}]$  : La vectrice tension rotorique dans le repère de Park.

$[i_{dqos}]$  : Le vecteur courant rotorique dans le repère de Park.

$[\phi_{dqor}]$  : Le vecteur flux rotorique dans le repère de Park.

### 3.3.3.2 Équations de flux en coordonnées de Park

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant. Le système matriciel de flux peut également s'écrire sous la forme suivante :

- *Au stator*

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (3.13)$$

- *Au rotor:*

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \phi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (3.14)$$

Avec :

$L_s = L_m + l_s$  : l'inductance propre d'une phase statorique.

$L_r = L_m + l_r$  : l'inductance propre d'une phase rotorique.

$l_s, l_r$  : l'inductance cyclique des fuits.

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor sur l'axe  $d$ .

### 3.3.3.3 Équation de tension dans le référentiel de Park

D'après les équations (3.11) et (3.12) les équations aux tensions deviennent :

- *Au stator*

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \cdot \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right) \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \phi_{ds} \cdot \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right) \end{cases} \quad (3.15)$$

- **Au rotor:**

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \cdot \left(\frac{d\theta_r}{dt}\right) \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \phi_{dr} \cdot \left(\frac{d\theta_r}{dt}\right) \end{cases} \quad (3.16)$$

### 3.3.3.4 Équations des puissances dans le référentiel de Park

La puissance actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$P_s = v_{sd} * i_{sd} + v_{sq} * i_{sq} \quad (3.17)$$

$$Q_s = v_{sq} * i_{sd} - v_{sd} * i_{sq} \quad (3.18)$$

$$P_r = v_{rd} * i_{rd} + v_{rq} * i_{rq} \quad (3.19)$$

$$Q_r = v_{rq} * i_{rd} - v_{rd} * i_{rq} \quad (3.20)$$

### 3.3.3.5 Équation du couple électromagnétique dans le référentiel de Park

L'expression du couple électromagnétique développé par la machine sera :

$$T_e = -\frac{3}{2} p M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (3.21)$$

## 3.4 Choix du référentiel $dq$

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère  $dq$  qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix possibles :

### 3.4.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons [34] :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_m \end{cases} \quad (3.22)$$

### 3.4.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc [34] :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

### 3.4.3 Référentiel lié au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations:

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m \end{cases} \quad (3.24)$$

## 3.5 Fonctionnement de la génératrice asynchrone à vide

### 3.5.1 Présentation de la génératrice asynchrone à vide

Le modèle équivalent de la GAS à vide dans le repère  $dq$  conduit au schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone (figure 3.9).

Où :  $L_s$  et  $L_r$  sont les inductances propres d'une phase statorique et rotorique respectivement,  $L_m$  l'inductance magnétisante,  $R_r$  la résistance rotorique et  $R_s$  la résistance statorique.

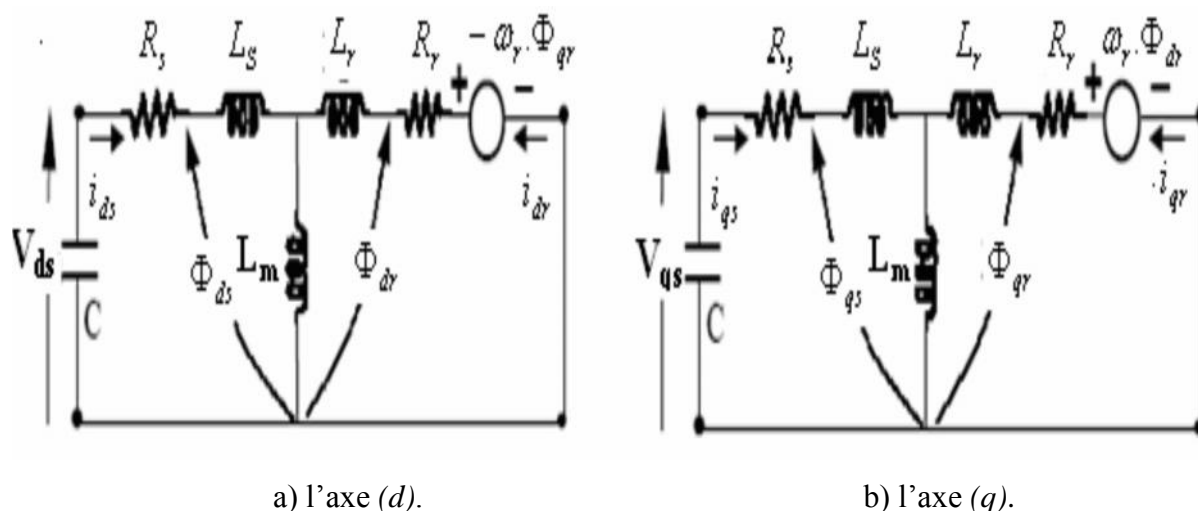


Figure 3.9 Modèle de MAS à cage dans le repère  $dq$  à vide [30]

D'après les équations (3.15) et (3.16) avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

En choisissant un référentiel  $dq$  lié au stator ( $\omega_s = 0$ ), ( $\omega = -\omega_r$ ) le système devient :

$$\begin{cases} L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + L_m \frac{dI_{dr}}{dt} = -R_s I_{ds} - V_{ds} \\ L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + L_m \frac{dI_{qr}}{dt} = -R_s I_{qs} - V_{qs} \\ L_m \frac{dI_{ds}}{dt} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} = -\omega L_m I_{qs} - R_r I_{dr} - \omega L_r I_{qr} \\ L_m \frac{dI_{qs}}{dt} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} = \omega L_m I_{ds} - R_r I_{qr} + \omega L_r I_{dr} \end{cases} \quad (3.25)$$

D'après le schéma monophasé de chaque phase ( $d$ ) et ( $q$ ) à vide représenté dans la (figure 3.10).

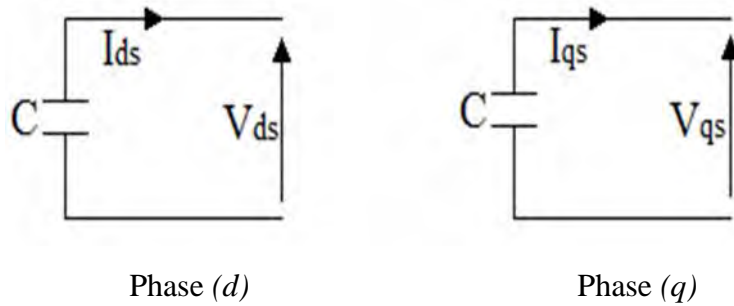


Figure 3.10 Schéma monophasé statorique dans le repère  $dq$

En appliquant la loi d'Ohm à chaque phase, on obtient:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{ds}}{dt} = i_{ds} \\ C \frac{dv_{qs}}{dt} = i_{qs} \end{cases} \quad (3.26)$$

C'est à dire six équations. L'écriture sous forme matricielle de ce système est:

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & L_m & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ \frac{1}{c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Nous avons modélisé la machine asynchrone sous forme d'état, soit un système de six équations où on a choisi le vecteur d'état de la façon suivante:



$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & L_m & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle est décrit par :

$$\dot{X} = [A] \cdot [B] \cdot [X] \quad (3.28)$$

Avec :  $[A] = 1/[L]$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone peut être exprimé par plusieurs formes d'équations, notamment :

$$C_{em} = p \cdot L_m \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (3.29)$$

### 3.6 Fonctionnement en linéaire

La caractéristique de magnétisation ne présente pas le coude de saturation, si l'inductance magnétisante est considérée comme constante et égale à sa valeur en régime non-saturé, l'autoamorçage est alors possible mais la tension statorique augmente jusqu'à atteindre une valeur théoriquement infinie (figure 3.11).

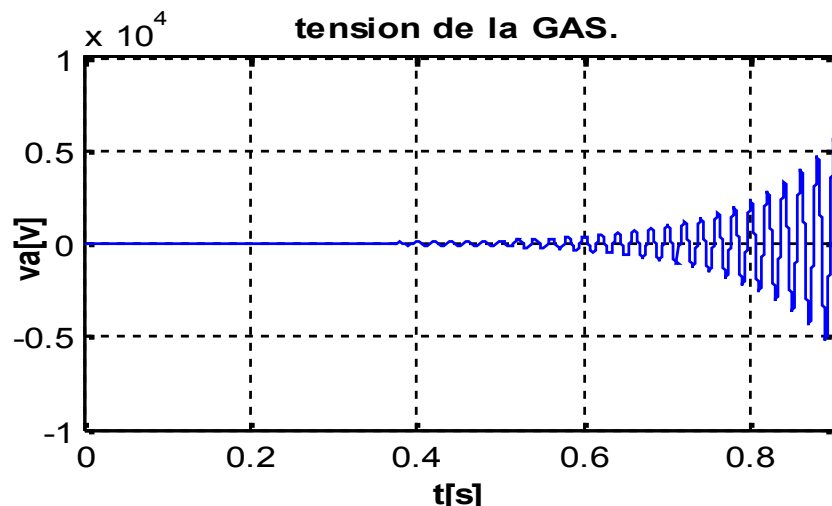


Figure 3.11 La tension d'auto-amorçage en linéaire

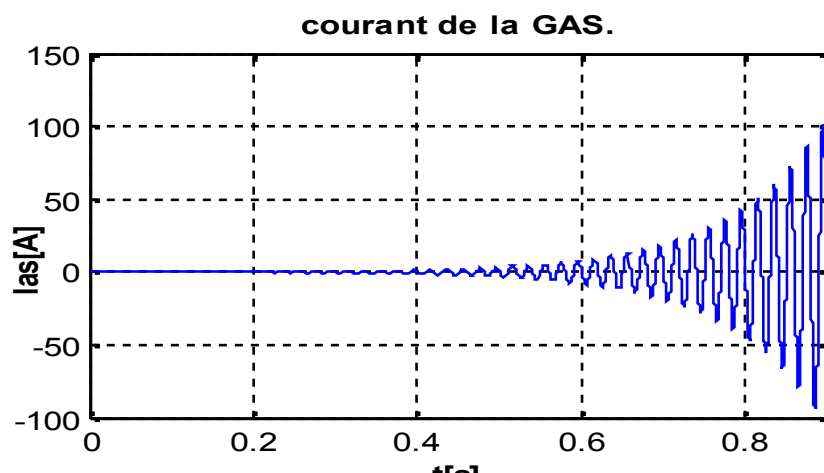


Figure 3.12 Le courant statorique induit en linéaire

Si la valeur du condensateur est telle que  $C < C_{min}$ , la tension (figure 3.13) et le courant (figure 3.14) s'abaissent jusqu'ils s'annulent, donc l'amorçage n'est pas possible.

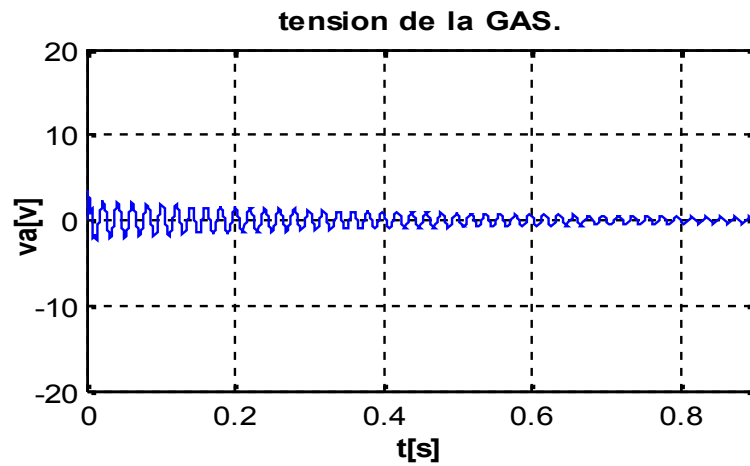


Figure 3.13 La tension d'auto-amorçage en linéaire

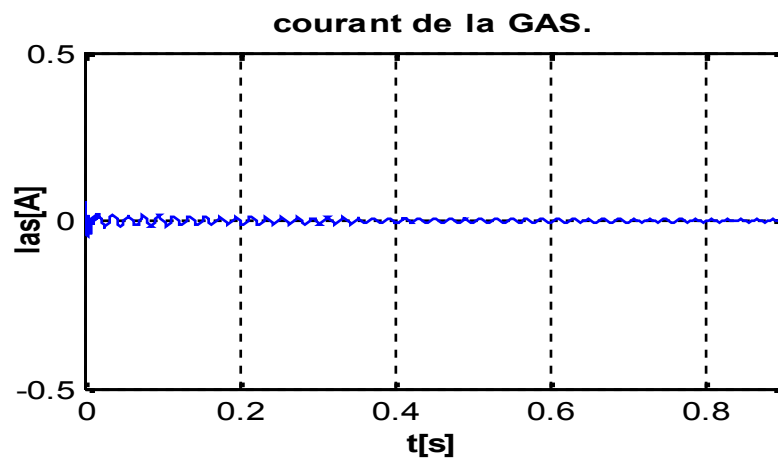


Figure 3.14 Le courant statorique induit en linéaire

De même, si la valeur du condensateur est telle que  $C > C_{max}$ , la tension (figure 3.15) et le courant (figure 3.16) diminuent avec la constante du temps puis s'annulent, donc l'amorçage n'est pas possible.

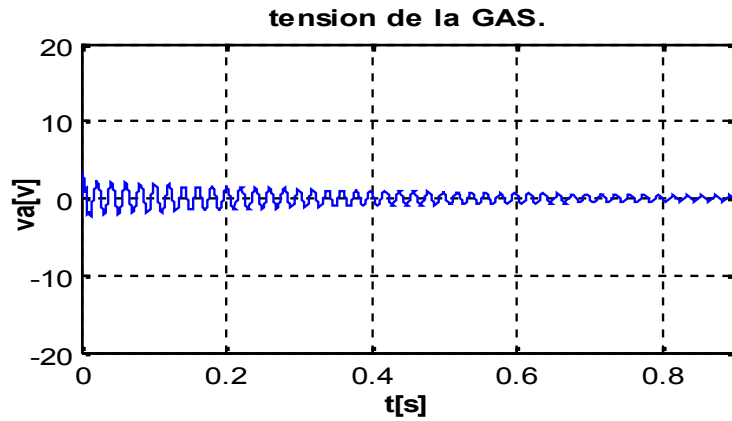


Figure 3.15 La tension d'auto-amorçage en linéaire

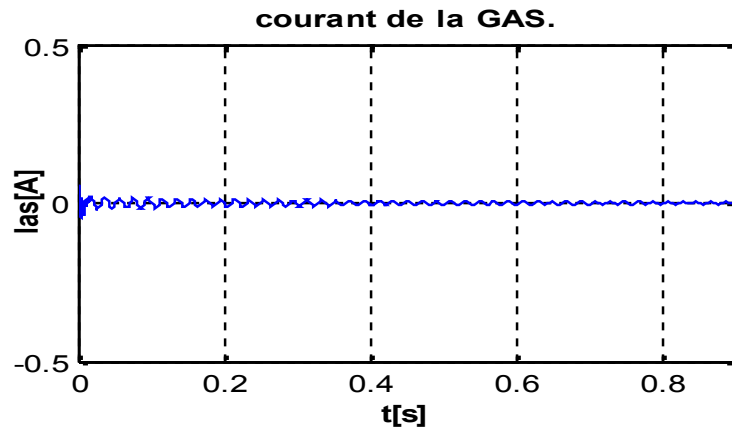


Figure 3.16 Le courant statorique induit en linéaire

### 3.7 Fonctionnement en saturation

L'interaction des deux phénomènes (rémanence et magnétisation des condensateurs) entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent.

L'observation de ces courbes montre aisément que les valeurs du rémanent et des condensateurs peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation ( $Lm$ ). L'auto-amorçage est simulé pour le cas où la machine est entraînée à  $1500 \text{ tr/min}$  à vide et magnétisée par les capacités d'auto-excitation de  $60 \mu F$ .

Les (figures 3.17, 3.18, 3.19, 3.20, 3.21) représentent les courbes de la tension et du courant statorique et rotorique, ainsi que la variation du  $Lm$  en fonction de  $V$  depuis le transitoire jusqu'au permanent :

$$Lm = -1.62 * 10^{-11}V^4 + 2.67 * 10^{-8}V^3 - 1.381 * 10^{-5}V^2 + 1.76 * 10^{-3}V + 0.23$$

Où :  $V$  est la tension de phase.

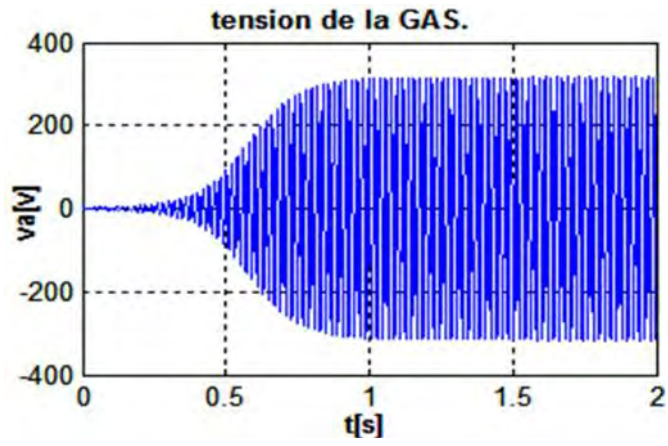


Figure 3.17 La tension d'auto-amorçage à vide

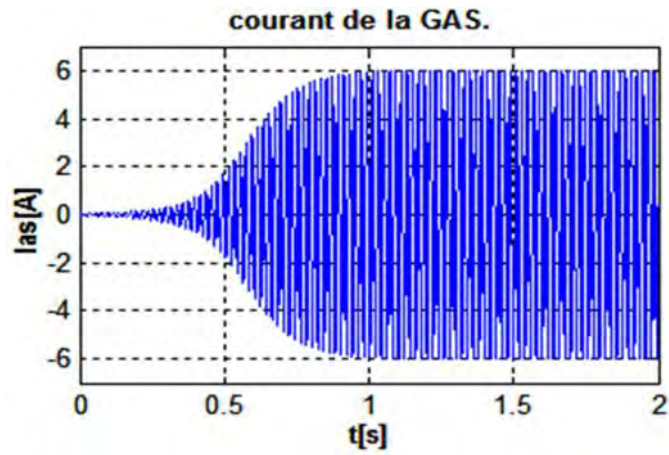


Figure 3.18 Le courant de ligne statorique

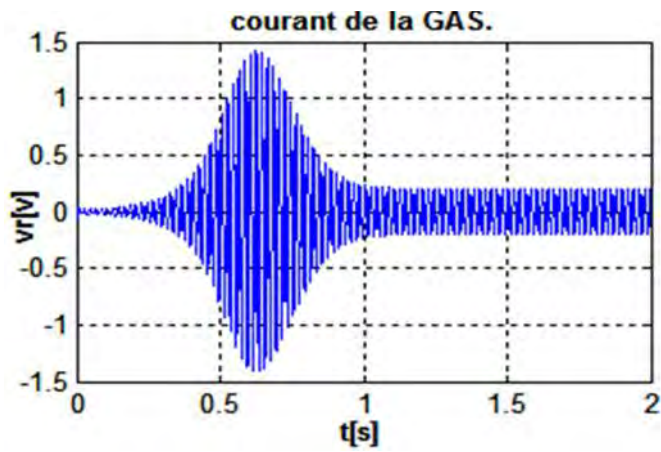


Figure 3.19 La tension rotorique à vide

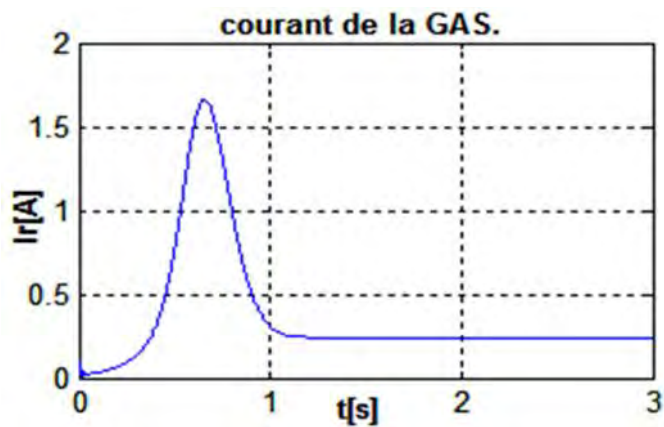


Figure 3.20 Le courant rotorique à vide

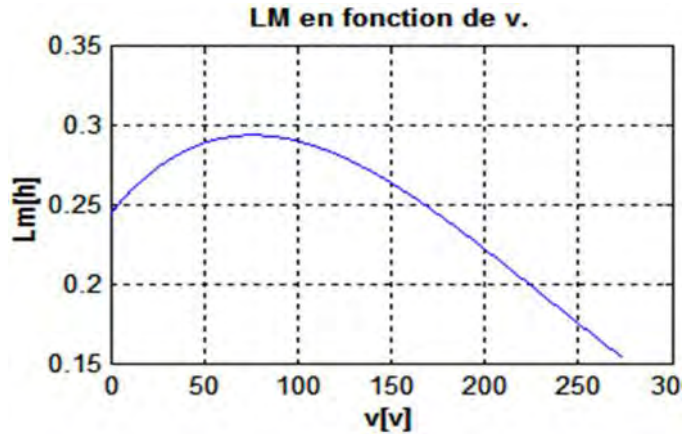


Figure 3.21 La variation de Lm en fonction de V

### 3.7.1 Influence de la capacité

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 (figure 3.22).

Sur cette figure on constate que l'augmentation de la valeur de la capacité influe sur le transitoire de la tension et aussi sur 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 [44].

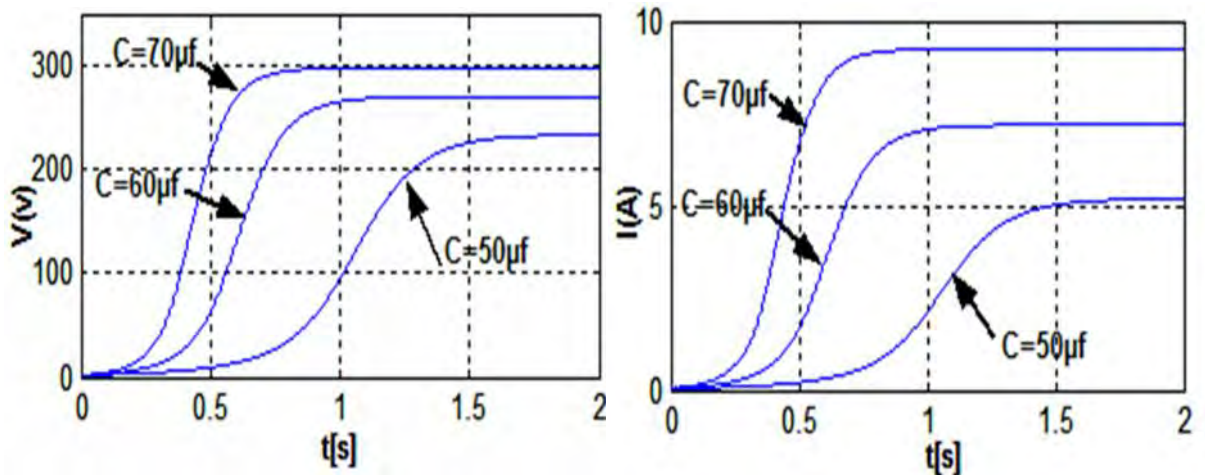


Figure 3.22 L'influence de la capacité sur la tension et le courant d'auto-amorçage

### 3.7.2 Capacité minimum d'auto amorçage

A vide le courant dans le rotor est pratiquement nul. Il faut donc que les capacités fournissent cette puissance réactive. Si la valeur du condensateur est telle que :

$$C = \frac{1}{L_m \omega_s^2} \quad (3.30)$$

La tension et le courant après oscillation décroissent rapidement puis s'annulent ; donc l'amorçage n'est pas possible pour une valeur inférieure  $C_{min} = 38\mu F$ . Cela signifie que cette valeur ne donne pas la quantité de courant nécessaire pour l'excitation de la machine.

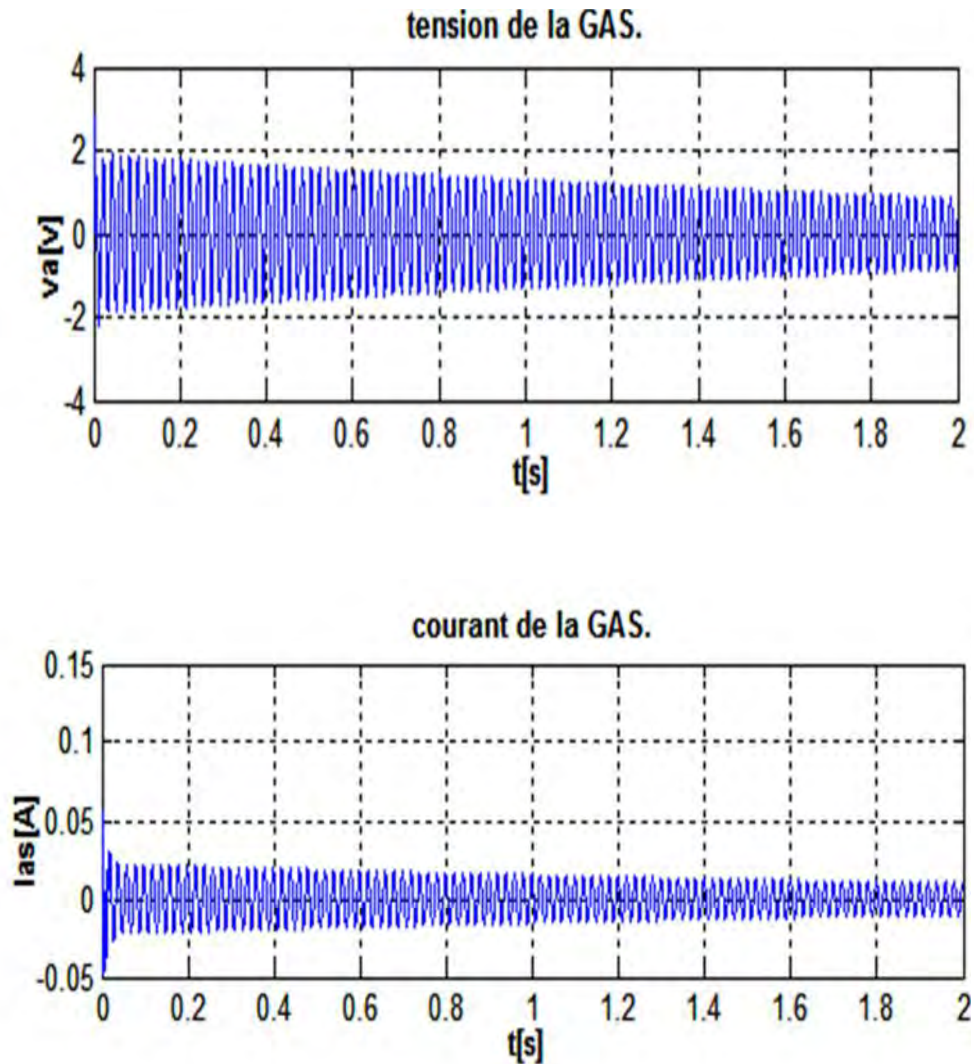


Figure 3.23 Résultats obtenus pour ( $C=38\mu F$  ;  $n=1500$  tr/min)

Par contre quand on augmente la valeur de la capacité on obtient un amorçage jusqu'à une valeur  $C_{max} = 200\mu F$  qui au dessus de la quelle la solution diverge.

### 3.7.3 Influence du champ rémanent

La variation de champ rémanent permettra de donner une différence du délai d'amorcer.

L'augmentation de champ rémanent conduit à réduire le délai d'amorçage ; la figure 3.24 est obtenue pour deux valeurs du champ rémanent  $X1$  et  $X2$  avec  $X1 > X2$  et  $n=1500$  tr/min,  $C=60\mu F$ .



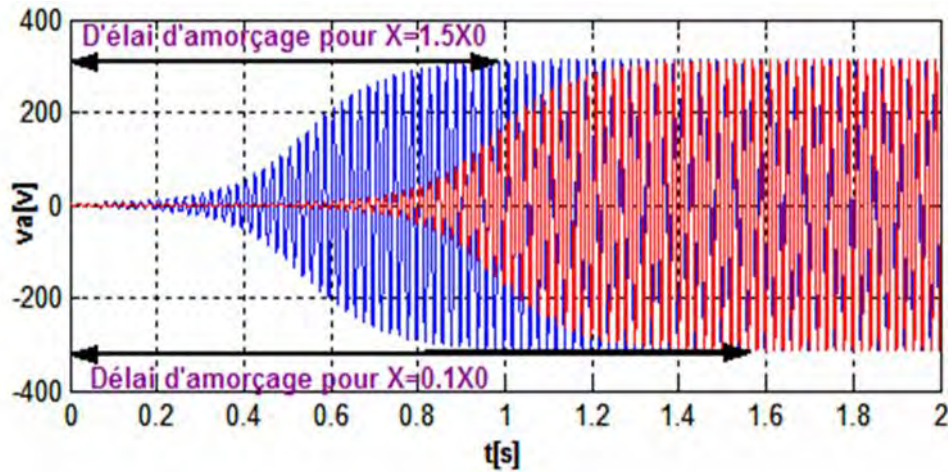


Figure 3.24 L'effet du champ rémanent sur le délai d'amorçage

Les résultats obtenus avec les deux valeurs de  $X$  avec :  $X_1 = 1.5X_0$  et  $X_2 = 0.1X_0$

Où : ( $X_0$  représente le champ rémanent pour  $I_{dr} = I_{qr} = 0.01A$ ) sont représentés sur la figure 3.25.

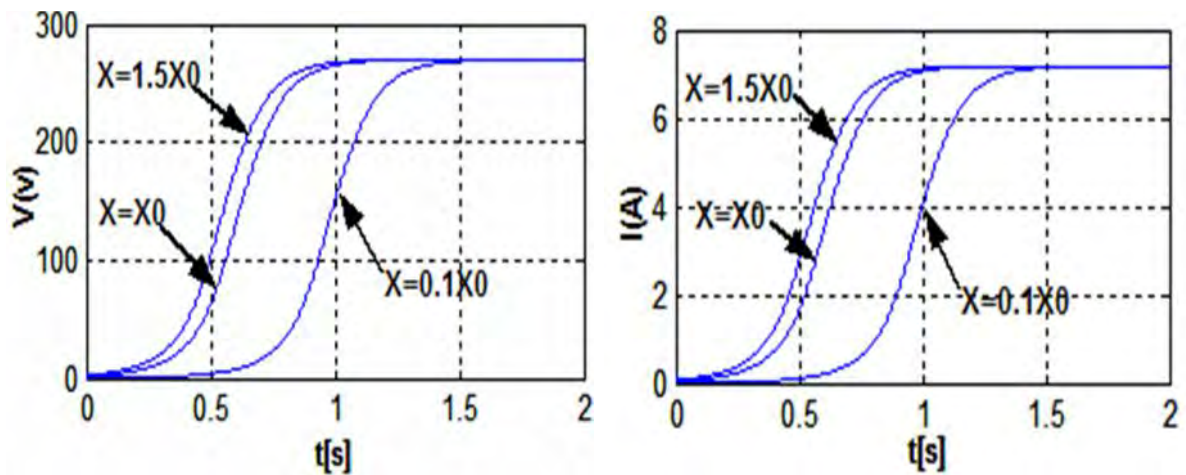


Figure 3.25 L'effet du champ rémanent sur les caractéristiques de la génératrice

### 3.7.4 Influence de la vitesse

#### 3.7.4.1 Variation soudaine de la vitesse

La machine est entraînée à la vitesse  $n=1500 \text{ tr/min}$  jusqu'à  $t=1.4s$  ; à  $t=1.4s$  en diminuant la vitesse à  $n=1200 \text{ tr/min}$ , l'influence de cette variation sur la tension et le courant statorique est représentée sur la (figure 3.26).

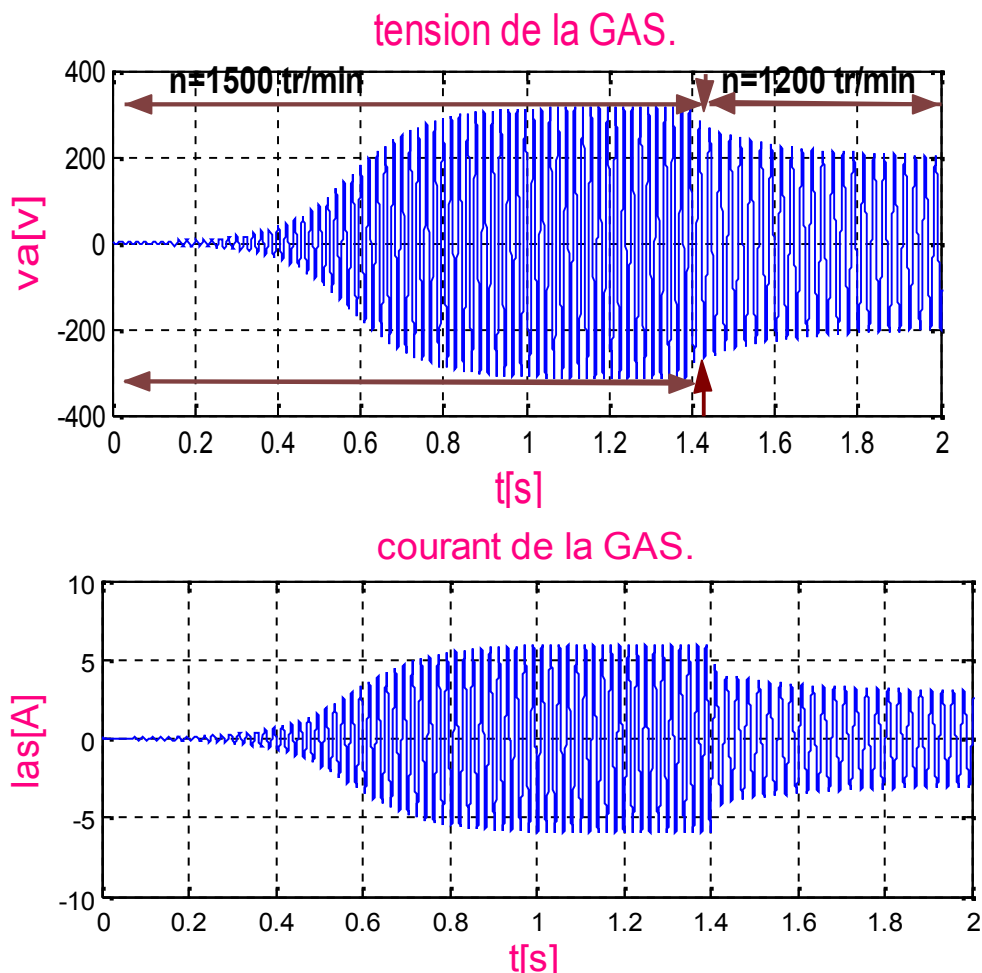
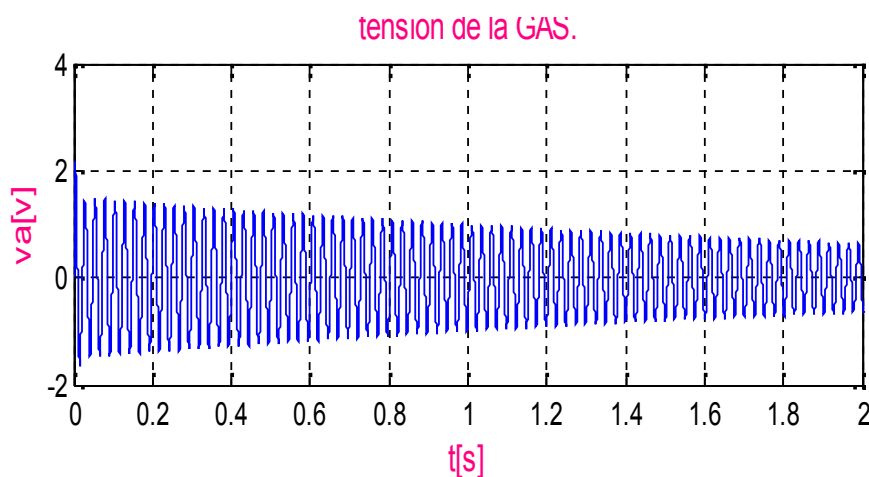


Figure 3.26 Influence de la vitesse sur le courant et la tension statoriques

### 3.7.4.2 Vitesse minimale d'auto amorçage

Pour obtenir un amorçage il y a une plage de variation de la vitesse entre 1180 à 2433 tr/min, au dessous de la valeur  $n_{min} = 1180$  tr/min il n'y a pas d'amorçage ( $V$  et  $I$ )=0, au dessus de  $n_{max} = 2433$  tr/min le système diverge ; la (figure 3.27) montre la variation de la tension ainsi du courant statorique pour  $C=60\mu F$  et  $n=1200$  tr/min.





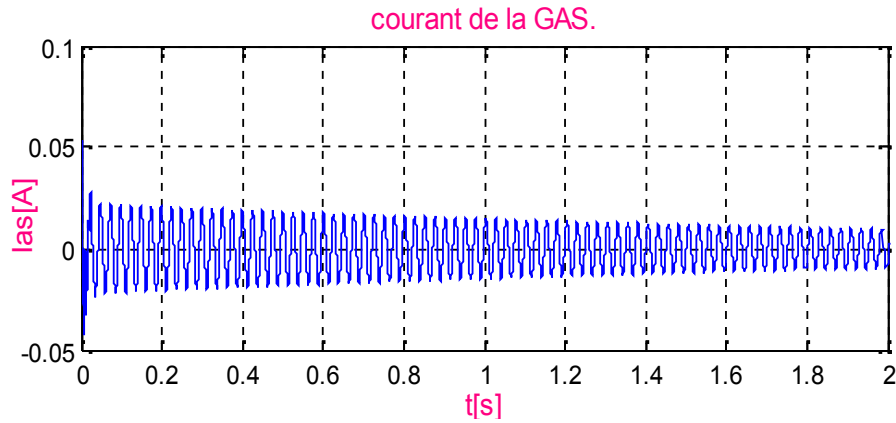


Figure 3.27 Effet de la vitesse minimum sur le phénomène d'amorçage

### 3.7.4.3 Influence de la vitesse

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 3.28 on peut voir que si  $\omega_1 < \omega < \omega_2$ , il en est de même pour la tension c'est-à dire  $E_1 < E < E_2$  [44], [45].

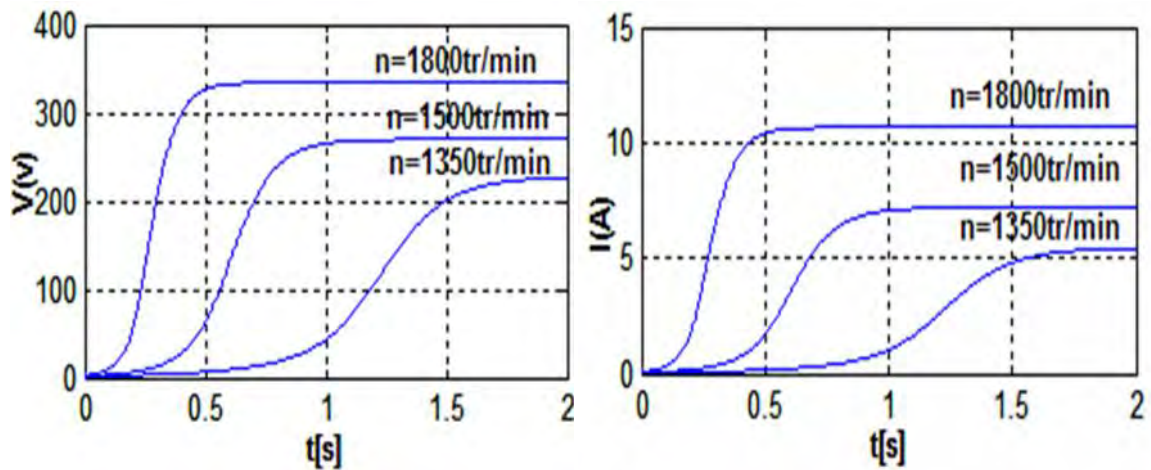


Figure 3.28 Résultats de simulation de l'effet de la vitesse sur les caractéristiques de la génératrice

## 3.8 Détermination de la valeur des capacités d'auto-amorçage

Considérons le schéma équivalent simplifié ramené au stator d'une phase de la machine asynchrone (figure 3.29).

Où  $L_f$ : L'inductance de fuites totales,

$L_m$ : L'inductance magnétisante,

$R'_r$ : La résistance rotorique ramenée au stator et  $g$  le glissement.

La machine est entraînée à la vitesse de synchronisme rendant ainsi la résistance  $\frac{R_r'}{g}$  infinie.

Le courant  $I$  dans l'inductance magnétisante est par conséquent équivalent au courant traversant le condensateur.

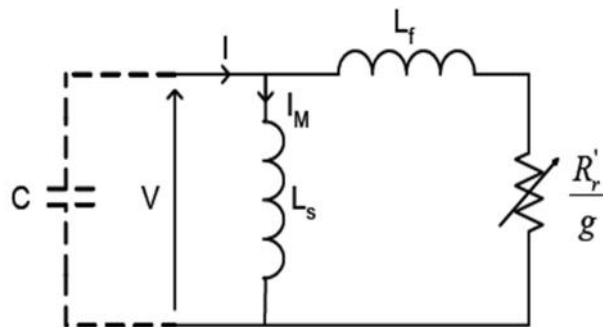


Figure 3.29 Schéma équivalent simplifié d'une phase de la machine asynchrone ramenée au stator

Dans le cas où une charge purement résistive  $R$  est connectée au stator de la machine, le schéma équivalent par phase de l'ensemble machine - capacité d'auto-excitation - charge peut alors être modifié comme indiqué sur la (figure 3.30.b) [2].

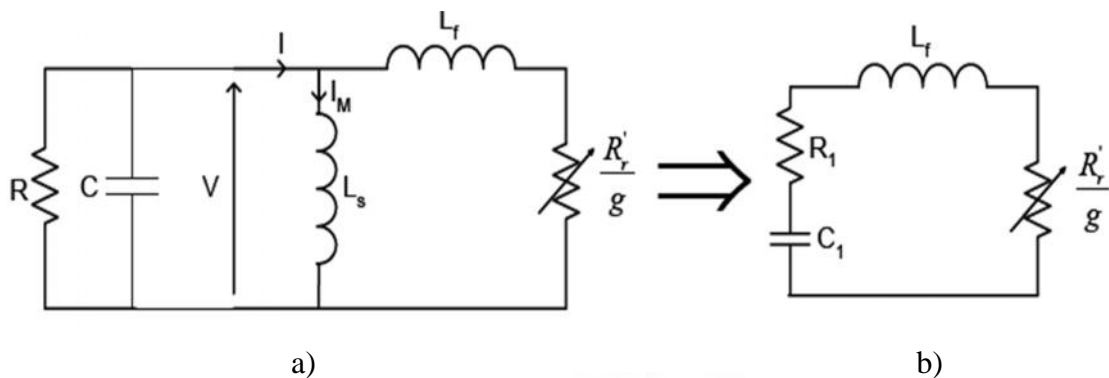


Figure 3.30 Transformation du schéma équivalent

Dans cette représentation, les éléments  $R_1$  et  $C_1$  peuvent être exprimés en fonction des éléments du schéma équivalent classique (figure 3.30.a) :

$$\begin{cases} R_1 = \frac{R}{1 + \left[ R \left( \frac{1}{L_m \omega_s} - C \omega_s \right) \right]^2} \\ C_1 = \frac{1 + \left[ R \left( \frac{1}{L_m \omega_s} - C \omega_s \right) \right]}{R^2 \omega_s \left( \frac{1}{L_m \omega_s} - C \omega_s \right)} \end{cases} \quad (3.31)$$

L'auto-amorçage de la machine ne peut avoir lieu que si la puissance apparente qu'elle produit correspond à celle qu'elle absorbe. Pour la partie puissance réactive, on doit alors satisfaire l'égalité suivante :

$$L_f \omega_s - \frac{1}{C_1 \omega_s} = 0 \quad (2.32)$$

$$L_f = \frac{R^2 \left( C \omega_s - \frac{1}{L_m \omega_s} \right)}{\omega_s \left[ 1 + \left[ R \left( C \omega_s - \frac{1}{L_m \omega_s} \right) \right]^2 \right]} \quad (2.33)$$

Cette inductance  $L_f$  doit bien évidemment être positive, une condition nécessaire à l'amorçage.

Cette condition montre que la valeur minimum conduisant à l'auto-amorçage est fonction de l'inductance cyclique statorique ainsi que de la pulsation rotorique donc du glissement. La caractéristique  $F(\omega_s)$  est représentée ci-dessous (figure 3.31) [2]:

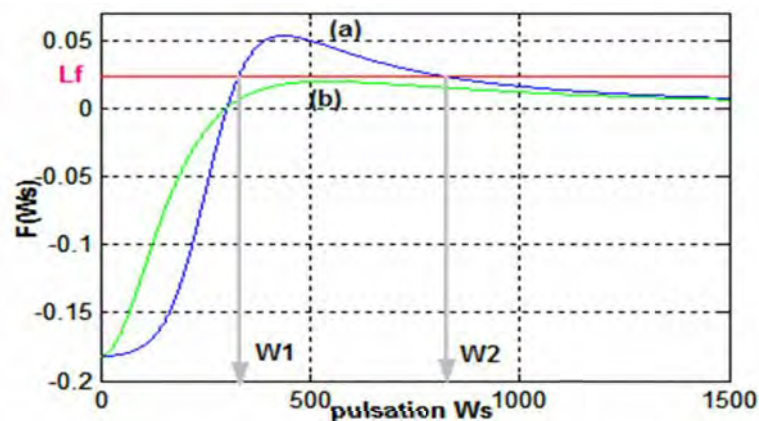


Figure 3.31 Caractéristique  $F(\omega_s)$

Si  $F(\omega_s)$  est toujours inférieure à  $L_f$ , (courbe b), il n'y a pas d'amorçage possible. Dans le cas contraire (courbe a), il existe deux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  vérifiant l'équation (2.33). En pratique, seule  $\omega_1$  est intéressante car  $\omega_2$  correspond à un fonctionnement instable.

Pour la partie puissance active, on doit satisfaire l'égalité suivante :

$$\frac{\dot{R}_r}{g} + R_1 = 0 \quad (2.34)$$

$$g = -\frac{R'_r}{g} \left[ 1 + R^2 \left( C \omega - \frac{1}{\omega L_m} \right)^2 \right] = -G(\omega_s) \quad (2.35)$$

La caractéristique  $G(\omega_s)$  présentée sur la figure 3.32 montre que deux glissements  $g_1$  et  $g_2$  correspondent aux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  déduites précédemment. On vérifie bien que la pulsation  $\omega_2$  conduit à un glissement trop élevé.

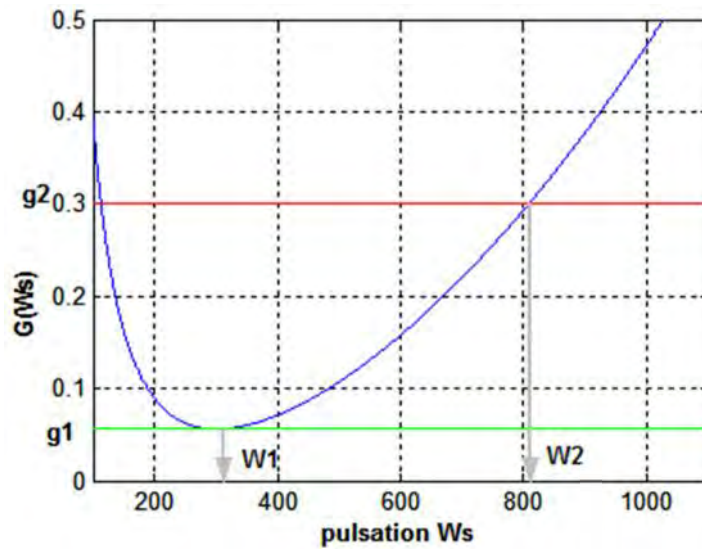


Figure 3.32 Caractéristique  $G(\omega_s)$

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes d'abord intéressés à la détermination des capacités d'auto-amorçage d'une génératrice asynchrone autonome en fonctionnement linéaire que nous avons corrigées par la suite en tenant compte de la saturation magnétique qui permet de limiter les amplitudes des tensions et courant en régime établi.

## *Chapitre IV*

# *Modélisation et Simulation de la chaîne éolienne*

## **Introduction**

Les équipements électroniques de puissance deviennent de plus en plus utilisés. Malheureusement, à l'entrée les redresseurs standards en pont (diode / thyristor) causent plusieurs problèmes tels que: un facteur de puissance d'entrée faible, des valeurs élevées de distorsion harmonique des courants alternatifs de ligne, et une pollution des harmoniques dans le réseau. Au cours des dernières années, la recherche dans le domaine des redresseurs MLI a augmenté rapidement [36] [37].

Le redresseur MLI offre plusieurs avantages tels que: le contrôle de la tension du bus, le flux bidirectionnel de la puissance, le facteur de puissance unitaire, et le courant de ligne sinusoïdale.

Beaucoup de techniques de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) ont été adoptées pour ces dispositifs de conversion afin d'améliorer le facteur de puissance d'entrée et former un courant à l'entrée du redresseur sous forme d'onde sinusoïdale. Le contrôle de la phase et de l'amplitude (CPA) semble être la structure la plus simple et offre un bon modèle de commutation, mais le décalage du courant d'entrée du redresseur pendant le régime transitoire détériore le contrôle de la stabilité du système. Le mode de régulation du courant en mode synchronisé a les avantages : d'une réponse dynamique rapide du courant, d'une bonne précision, d'une fréquence de commutation fixe et d'une faible sensibilité aux variations des paramètres [38].

Dans les implémentations actuelles, le système du contrôle direct du courant est largement adopté.

Diverses stratégies de contrôle ont été proposées pour régler la tension du bus continu, tout en améliorant la qualité du courant alternatif d'entrée dans le schéma du contrôle direct du courant [39]. Les stratégies de contrôle traditionnel sont établies en deux boucles: une boucle interne de courant de ligne pour la compensation du facteur de puissance, et une boucle externe de tension pour la régulation de la tension. Dans ce chapitre, la méthode de conception et le modèle de contrôleur basé sur le contrôle direct du courant sont analysées.

On examine brièvement les principes et les topologies des redresseurs triphasés MLI, la stratégie de contrôle est appliquée par MATLAB / SIMULINK simulation avec différentes charges.

### **4.1 Modèle du redresseur triphasé MLI**

La figure 4.1 représente le schéma du circuit d'un redresseur triphasé. Afin d'élaborer le modèle mathématique, on suppose que la tension d'alimentation AC est un système triphasé équilibré, le filtre réactif est linéaire, les IGBT sont des commutateurs idéaux et sans perte [40]. Où  $u_a, u_b$  et  $u_c$  sont des tensions de phase du système triphasé équilibré, et  $i_a, i_b$  et  $i_c$  sont des courants de phase,  $v_{dc}$  est la tension du bus continu de sortie,  $R_1$  et  $L$  sont, respectivement, la résistance et l'inductance du filtre réactif,  $C$  est un condensateur de lissage à travers le bus continu,  $R_L$  est une charge résistive du côté DC,  $u_{ra}, u_{rb}$ , et  $u_{rc}$ , sont les tensions d'entrée du redresseur et  $i_L$  est le courant de charge.

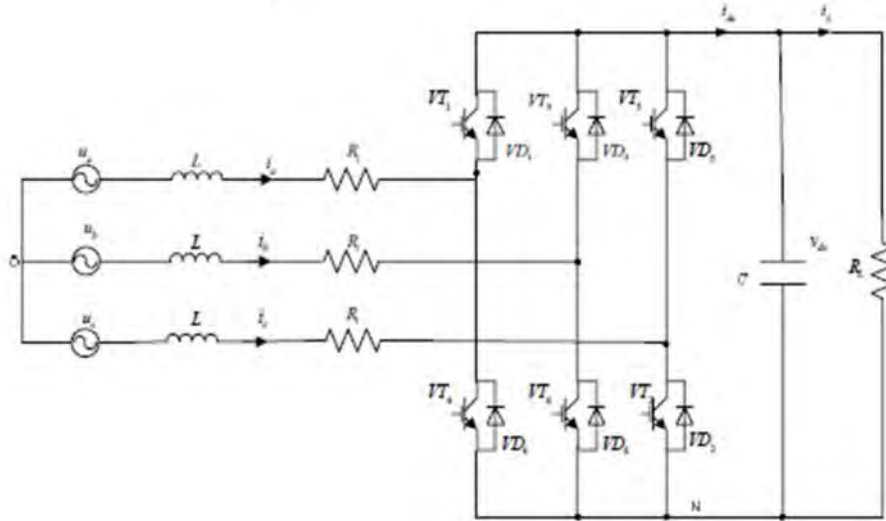


Figure 4.1 schéma du circuit d'un redresseur triphasé à deux niveaux

Les équations suivantes décrivent le comportement dynamique du redresseur dans le repère d-q:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_d}{dt} = u_d - i_d R_1 - \omega L i_q - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - i_q R_1 - \omega L i_d - u_{rq} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{R_L} + \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Où,  $u_{rd} = S_d V_{dc}$ ,  $u_{rq} = S_q V_{dc}$ ,  $u_{rd}$ ,  $u_{rq}$  et  $S_d$ ,  $S_q$  sont, respectivement, les tensions d'entrées du redresseur.  $u_d$ ,  $u_q$  et  $i_d$ ,  $i_q$  sont, respectivement, les tensions de la source et les courants dans le repère rotationnel synchrone d-q.  $\omega$  est la fréquence angulaire.

#### 4.1.1 Conception de la boucle du courant

D'après (4.1), on voit que l'interférence mutuelle existe dans les boucles de contrôle du courant dans le repère d-q. Les découpleurs de la tension sont donc conçus pour découpler la

boucle de la commande du courant et convenablement alimenter les composants de la commande des tensions en avant qui sont également ajoutés pour accélérer la réponse du courant. La boucle de la commande du courant du redresseur dans le repère d-q du système proposé est montrée dans la figure 4.2.

Où les tensions de commande dans le repère d-q peuvent être exprimées comme :

$$\begin{cases} u_{rd} = -u'_{rd} + \omega L i_q + u_d \\ u_{rq} = -u'_{rq} + \omega L i_d + u_q \end{cases} \quad (4.2)$$

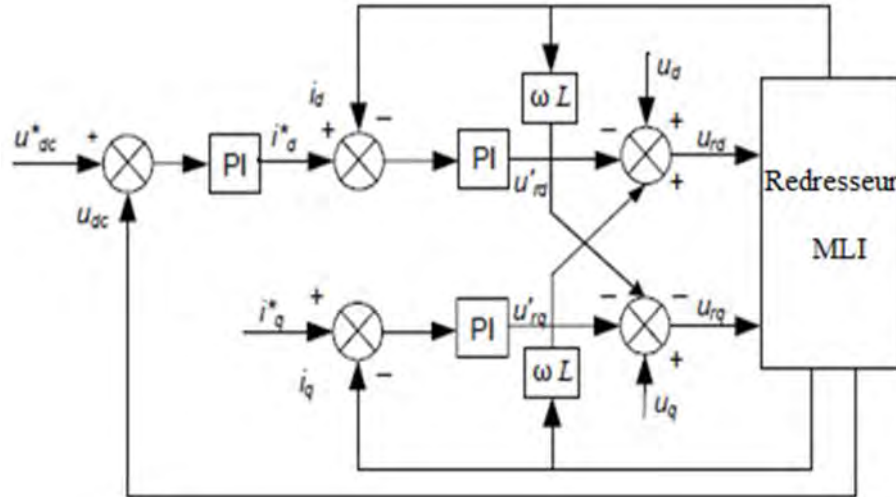


Figure 4.2 Diagramme de commande du redresseur à deux boucles de régulation avec retour dans le repère d-q

En prenant en considération l'hypothèse en (4.1), on obtient les équations suivantes:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -i_d R_1 + u'_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -i_q R_1 + u'_{rq} \end{cases} \quad (4.3)$$

Les contrôleurs simples proportionnels intégraux (PI) sont adoptés dans la régulation du courant,  $u_{rd}$  et  $u_{rq}$  sont contrôlées par l'expression suivante:

$$\begin{cases} u_{rd} = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right) (i_d^* - i_d) + \omega L i_q + u_d \\ u_{rq} = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right) (i_q^* - i_q) + \omega L i_d + u_q \end{cases} \quad (4.4)$$

Supposons que les commandes de tension dans d-q ne sont pas saturées pour un fonctionnement linéaire de la MLI et les boucles de contrôle du courant dans d-q ont été entièrement découplées. Pour la boucle de commande de courant dans l'axe d, la structure peut être simplifiée à la figure 4.3



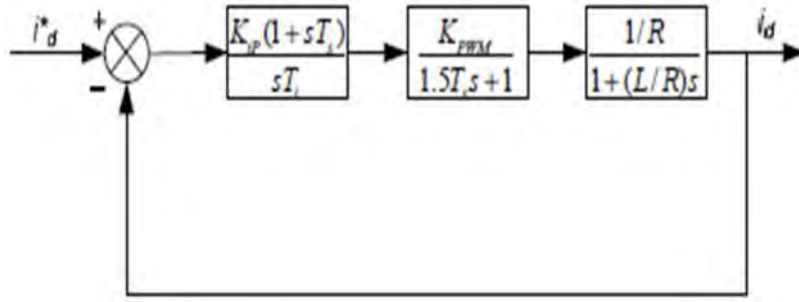


Figure 4.3 Schéma équivalent de commande en mode courant dans le repère d-q

Lorsque la vitesse de la réponse du courant est concernée, le régulateur de courant peut être réalisé sous la forme de système modèle typique I. En cas d'annulation du pôle-zéro, on prend  $T_i = \frac{L}{R}$ . La fonction de transfert du courant en boucle ouverte peut être exprimée sous forme :

$$W_i(s) = \frac{K_{iP} K_{PWM}}{RT_i s (1.5T_s + 1)} \quad (4.5)$$

Selon la méthode de réglage des paramètres pour le modèle du système typique, lorsque le taux d'amortissement  $\xi = 0,707$ , nous avons l'équation suivante :

$$\frac{1.5T_s K_{iP} K_{PWM}}{RT_i} = \frac{1}{2} \quad (4.6)$$

Les paramètres du régulateur PI devient être choisis comme :

$$\begin{cases} K_{iP} = \frac{RT_i}{3T_s K_{PWM}} \\ K_{iI} = \frac{K_{iP}}{T_i} = \frac{R}{3T_s K_{PWM}} \end{cases} \quad (4.7)$$

#### 4.1.2 Conception de la boucle de la tension

La fonction de transfert du régulateur de tension est :

$$G(s) = K_{vP} \frac{1 + T_v}{T_v s} \quad (4.8)$$

$$\text{Où } K_{vI} = \frac{K_{vP}}{T_v} \quad (4.9)$$

Par la figure 4.4, la fonction de transfert du système ouvert peut être exprimée comme suit :

$$W_{ov}(s) = \frac{0.75 K_{vP} (1 + sT_v)}{CT_v s^2 (4T_s s + 1)} \quad (4.10)$$

Le rôle principal de la boucle de régulation de la tension, est de maintenir la stabilité de la tension de sortie, alors que le bruit doit être pris en compte durant la conception de la boucle de tension. Le choix approprié pour ce dernier est d'adapter un système typique II:

$$\frac{0.75K_{vP}}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{32h_v^2T_s^2} \quad (4.11)$$

Où  $h_v = T_v/4T_s$  est la largeur de fréquence dans la boucle de tension ; on prend  $h_v = 5$  alors :

$$T_v = 20T_s \quad (4.12)$$

Enfin, le résultat obtenu est le suivant:

$$\begin{cases} K_{vP} = \frac{C}{5T_s} \\ K_{vI} = \frac{K_{vP}}{20T_s} \end{cases} \quad (4.13)$$

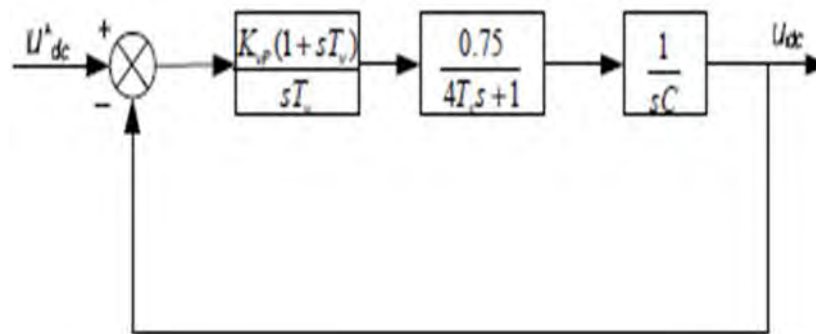


Figure 4.4 Schéma équivalent de commande en mode tension

## 4.2 Les résultats de simulation

Le contrôleur à double boucles fermées découplé a été simulé à l'aide de MATLAB / SIMULINK pour tester les performances du redresseur MLI décrit par le modèle proposé. Le comportement global du système est simulé comme un discret système de contrôle. Le modèle de simulation est indiqué dans les figures 4.5 et 4.6. Le redresseur actuel est montré en haut du modèle de la figure 4.5. Dans les circuits, la source AC est une source idéale triphasée équilibrée de tension avec une fréquence de 50Hz. La tension de phase à phase est 230V. La résistance de chaque phase est 0.01Ω. L'inductance de chaque phase est 5mH. Le condensateur de sortie est 4700μF. En régime établi, la tension continue est réglée pour être 650V. La fréquence de découpage est 10 kHz.

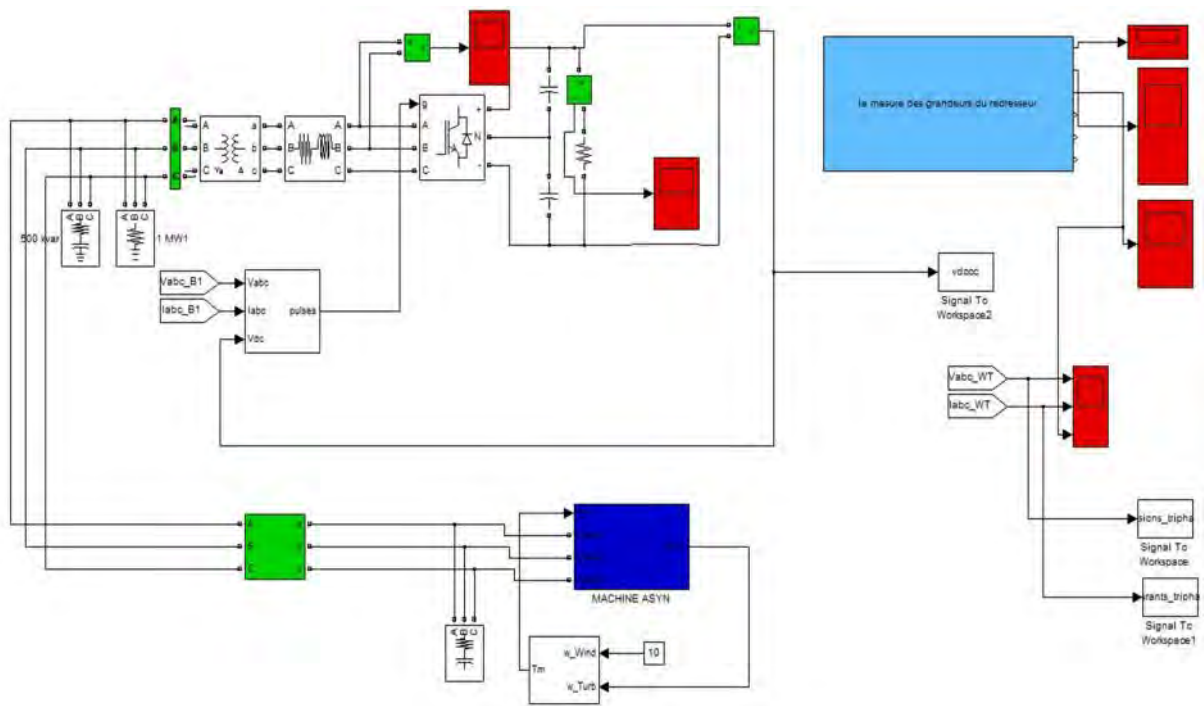


Figure 4.5 Modèle du redresseur triphasé MLI

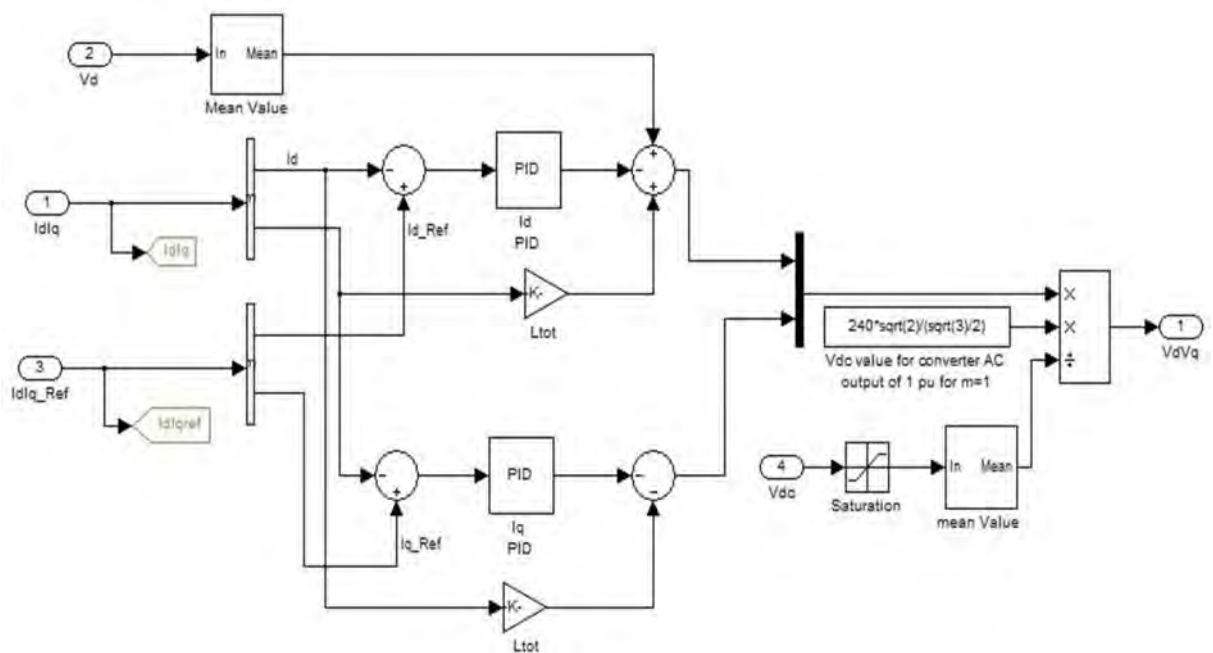


Figure 4.6 Boucle de régulation du courant sous SIMULINK

La figure 4.7 montre la réponse transitoire de la tension de sortie en fonction de la variation de la charge.

La figure 4.8 montre la réponse transitoire du courant d'entrée pour une variation de la charge en échelon. Nous pouvons constater que la réponse dynamique du régulateur DC pour cette soudaine variation de la charge (10 kW à 20 kW) est satisfaisante. La tension DC est revenue à 650 V en moins de 1,5 cycle et le facteur de puissance sur le côté AC est maintenu.

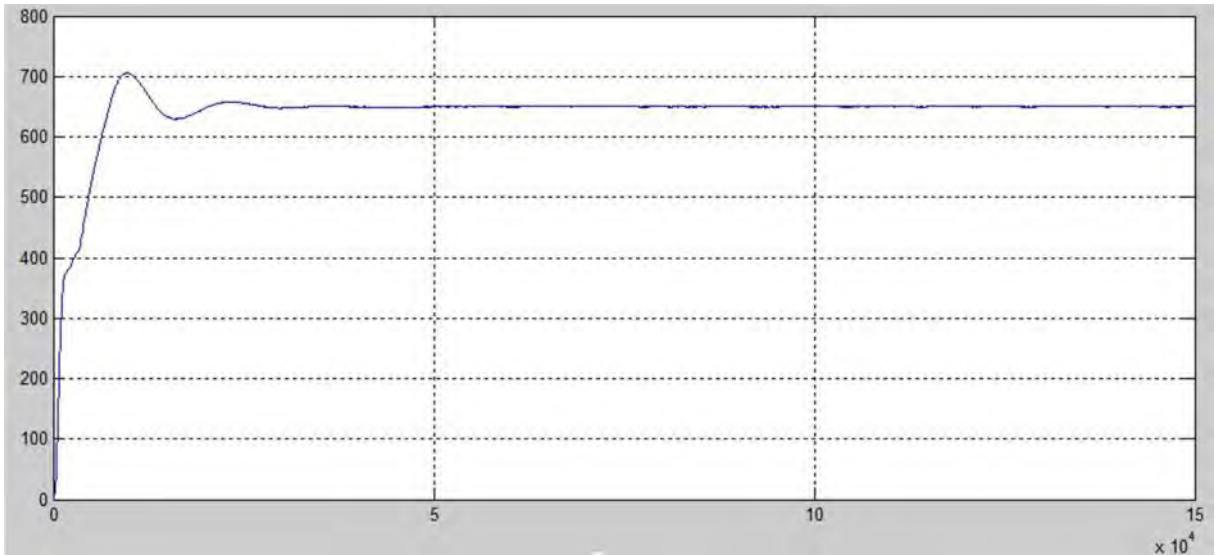


Figure 4.7 Résultat de simulation de la réponse dynamique du bus continu

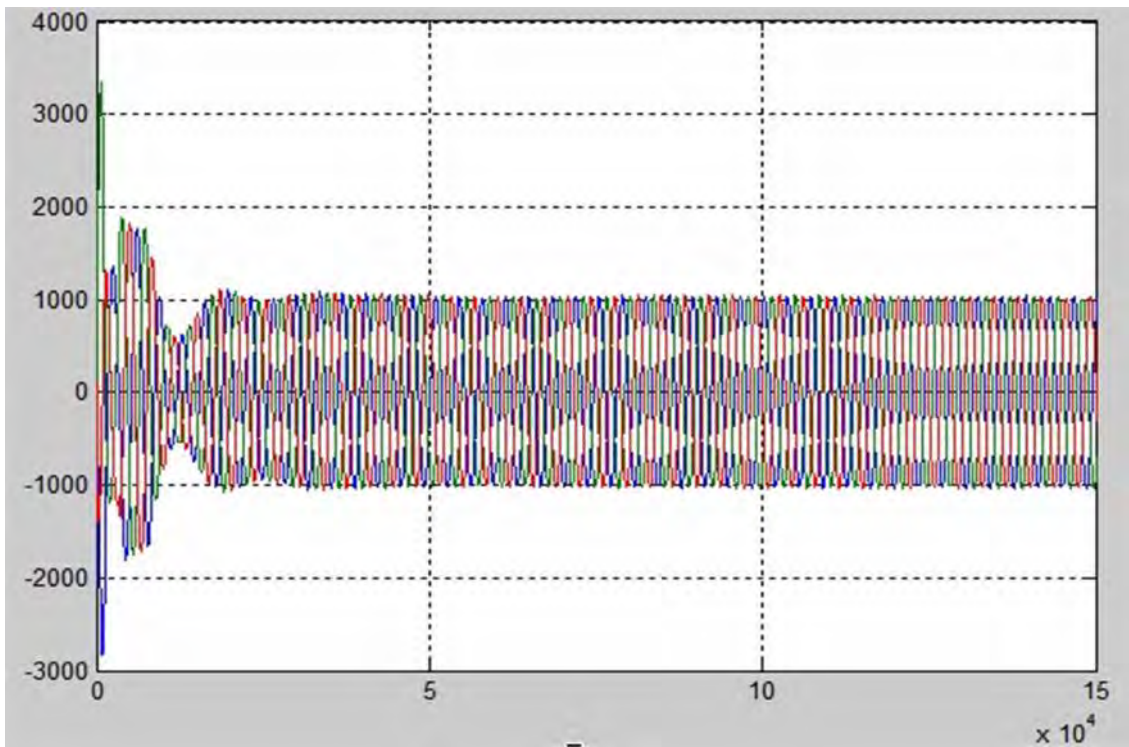


Figure 4.8 Résultat de simulation du courant du réseau



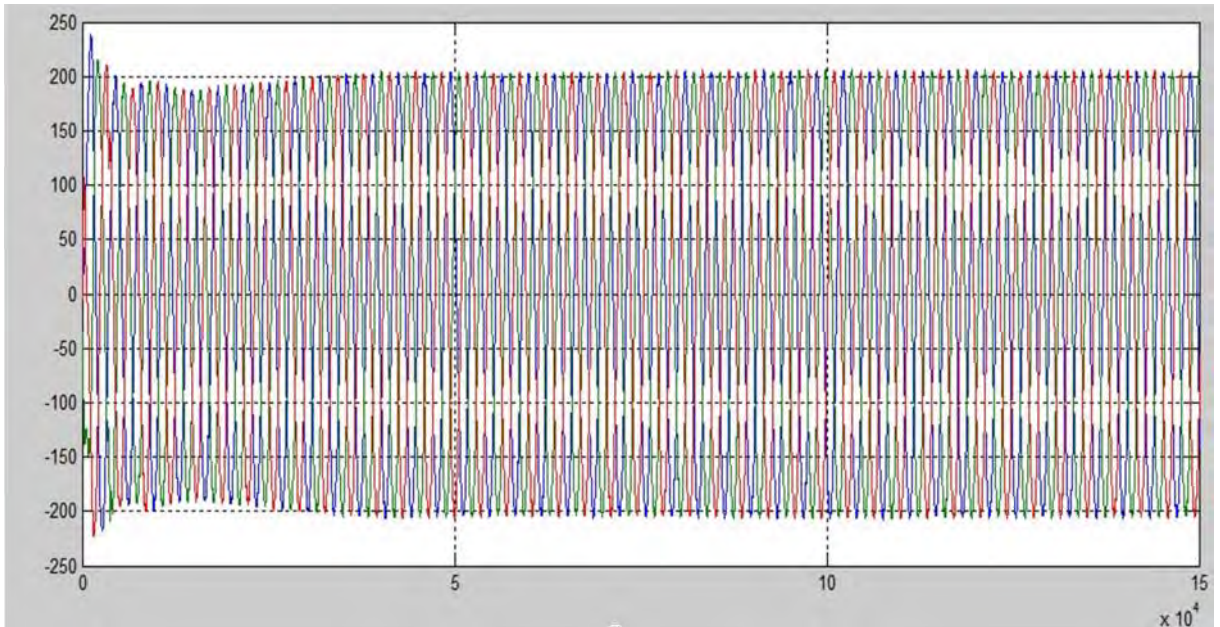


Figure 4.9 Résultat de simulation des tensions de la chaîne avec un redresseur MLI

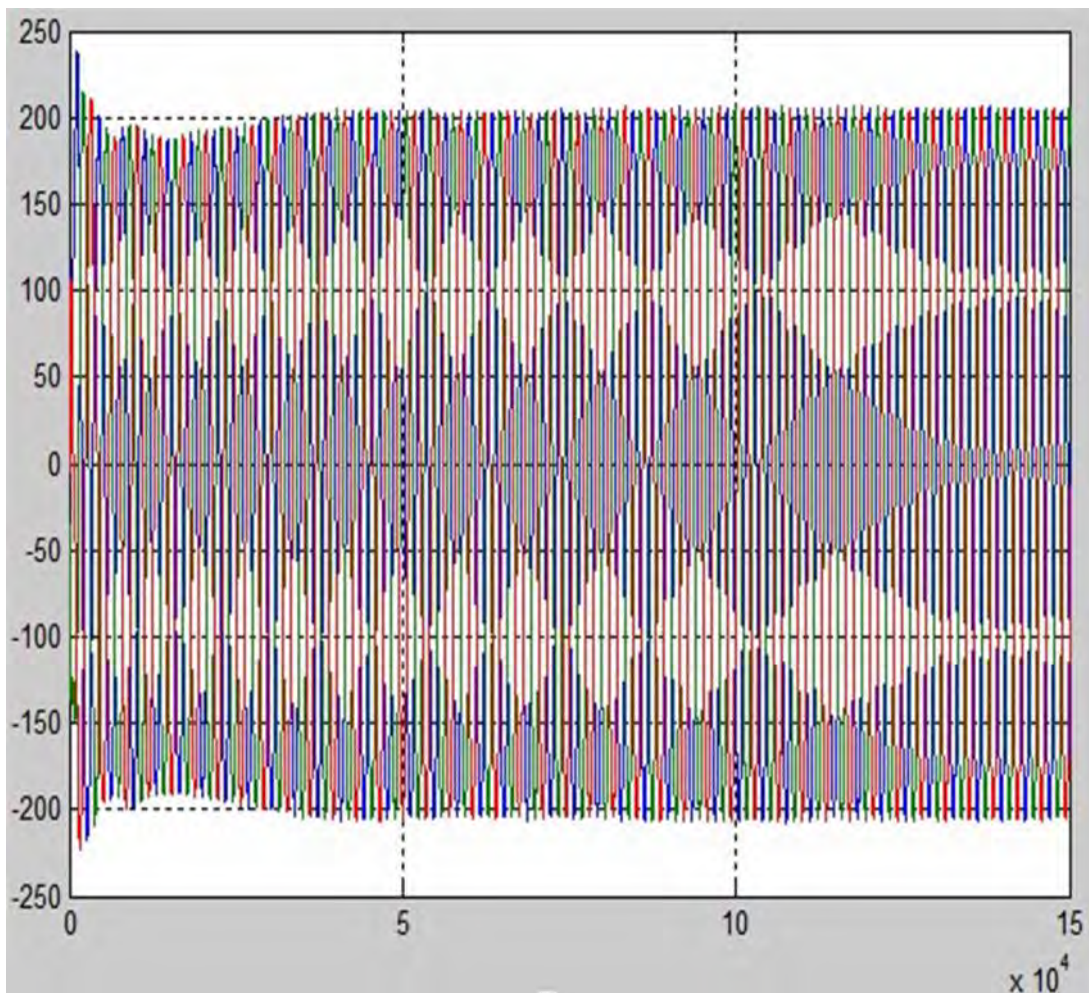


Figure 4.10 Zoom des tensions de la chaîne avec un redresseur MLI

## **Conclusion**

Dans le quatrième chapitre, nous avons amélioré la modélisation du redresseur, en transformant son modèle non linéaire classique en linéaire. Cette amélioration rend la conception du dispositif de commande plus simple, puisque dans ce cas le contrôleur peut être calculé analytiquement et de façon indépendante avec le point de fonctionnement.

Les résultats de simulation montrent que la réponse rapide peut être obtenue, en même temps, pour la tension du bus continu ainsi que, pour la puissance réactive. La solution proposée nécessite la détection de tension d'entrée, le courant de ligne et la tension de sortie.

De manière générale, les charges industrielles pour ce redresseur sont des charges variables, ce qui est le principal inconvénient d'obtenir des contrôleurs simples.

La réalisation de robustesse pour les variations de la charge n'est pas un problème de contrôle simple, parce que quand la charge varie, l'amplitude du courant de ligne doit changer et prendre une nouvelle valeur pour maintenir la régulation de la tension, mais en gardant l'objectif de contrôle : la forme de courant de ligne.

# *Conclusion générale*

# Conclusion générale

La production d'énergie électrique à l'aide des éoliennes fait appel à des compétences poussées dans des domaines multiples et variés : aérodynamique, mécanique, résistance des matériaux, génie électrique et électronique, réglementation, auxquels s'ajoutent bien évidemment les aspects environnementaux.

A la lumière de notre travail, nous avons pu aborder les différentes problématiques liées à l'utilisation des machines asynchrones en fonctionnement génératrice, notamment leurs adaptations dans un système éolien. Dans ce mémoire, notre étude s'est portée essentiellement sur la machine asynchrone à cage d'écureuil auto-excitée.

Nous avons réalisé une modélisation de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui a permis de simuler son comportement en régime équilibré et saturé (la simulation du phénomène d'auto-excitation nécessite la prise en compte de saturation par une inductance magnétisante variable en fonction de la tension). Après, nous avons développé une étude analytique particulière de l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone en régime permanent à vide et en charge. Nous avons notamment montré que les grandeurs statoriques étaient directement influencées par la variation de la vitesse du rotor de l'éolienne.

On a amélioré, également la modélisation du redresseur, en transformant son modèle non linéaire classique en linéaire. Cette amélioration rend la conception du dispositif de commande plus simple, puisque dans ce cas le contrôleur peut être calculé analytiquement et de façon indépendante avec le point de fonctionnement.

Un contrôle en mode découplage pour le redresseur de source de tension triphasée a été effectué.

Les résultats de simulation montrent que la réponse rapide peut être obtenue, en même temps, pour la tension du bus continu ainsi que, pour la puissance réactive. La solution proposée nécessite la détection de tension d'entrée, le courant de ligne et la tension de sortie.

De manière générale, les charges industrielles pour ce redresseur sont des charges variables, ce qui est le principal inconvénient d'obtenir des contrôleurs simples.



La réalisation de robustesse pour les variations de la charge n'est pas un problème de contrôle simple, parce que quand la charge varie, l'amplitude du courant de ligne doit changer et prendre une nouvelle valeur pour maintenir la régulation de la tension, mais en gardant l'objectif de contrôle : la forme de courant de ligne.

# *Bibliographie*

# Bibliographie

- [1] M. Ben medjahed, « Gisement éolien de la région côtière de Béni Saf Et son impact sur l'environnement », mémoire de Magister, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Unité de Recherche Matériaux et Energies Renouvelable URMER Tlemcen. 2008.
- [2] F.POITIER, « Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne », thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 décembre 2003.
- [3] J. Martin, « Energies éoliennes », Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie énergétique, pp  
B 8 585 1- B 8 585 21.
- [4] Site web: <http://www.eolienne-particulier.info/principe-de-fonctionnement-des-eoliennes/>.
- [5] L. Mahcene & A. Mahcene, « Les éoliennes », Mini projet.
- [6] M. Said et A. Ibrahim, « Energy in the Arab World. Energy », N° 9-3, pp. 217-38, 1984.
- [7] Dr. Adel M Sharaf « FACTS-based Schemes for Distribution Networks with Dispersed Renewable Wind Energy », ECE Dept.UNB Fredericton, NB, Canada 2008.
- [8] Site web: [www.lei.ucl.ac.be/multimedia](http://www.lei.ucl.ac.be/multimedia).
- [9] O. De Vries, « On the theory of the horizontal axis wind turbine », Ann. Rev. Fluid. Mech. 1983, 15, pp. 77-96.
- [10] Site web: <http://www.portail-eolien.com/dossiers/grand-public/69-les-differents-types-des-eoliennes>.
- [11] Site web: <http://www.windpower.org/fr/core.htm>.
- [12] E. Hau, Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics, 2<sup>nd</sup> edition.  
Berlin, Germany: Springer, 2006.
- [13] S. Heier, Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems, 2<sup>nd</sup> edition. West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2006.
- [14] J. F. Manwell, J. G. McGowan, and A. L. Rogers, Wind Energy Explained: Theory, Design and Application, West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2002
- [15] Hugo. Eduardo. Mena. Lopez, « MAXIMUM POWER TRACKING CONTROL SCHEME FOR WIND GENERATOR SYSTEMS », 2007.
- [16] Z. Lubosny, « Wind Turbine Operation in Electric Power Systems », Berlin, Germany: Springer, 2003.

- [17] S. El Aimani, B. François, F. Minne, B. Robyns, « Comparison analysis of control structures for variable wind speed turbine », *Proceedings of CESA 2003* Lille, France, Juillet 2003.
- [18] Site web: <http://sitesfinal.uclouvain.be/e-lee/FR/realisations/EnergiesRenouvelables/Filire Eolienne/eolien.htm>.
- [19] Bernard Multon, Olivier Gergaud, Hamid Ben Ahmed, Xavier Roboam, Stéphan Astier, Brayima Dakyo, Cristian Nichita. État de l'art dans les aérogénérateurs électriques, 2002.
- [20] I.Hamzaoui, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", mémoire de magistère, ENP, Janvier 2008.
- [21] E. Hau, Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics, 2<sup>nd</sup> edition. Berlin, Germany: Springer, 2006
- [22] Meny Ivan, « Modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance ». Laboratoire d'électrotechnique de Montpellier (LEM).
- [23] Nobuyoshi Mutoh, Masahiro Ohno, Takayoshi Inoue, "A Method for MPPT Control While Searching For Parameters Corresponding To Weather Conditions For PV Generation System", the 30th annual conference of the IEEE industrial electronics society, November 2.6, 2004, Busan, Korea, pp. 2883-2887.
- [24] S. El Aimani, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat, L'université des sciences et technologies de Lille, 2004.
- [25] H.Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable", Thèse de doctorat, 1897 Décembre 2003, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, No d'ordre: 2003-22.
- [26] Muljadi, Butterfield, "Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation", Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Conference Record of the 1999 IEEE, Volume: 1, 3-7 Oct. 1999, pp. 323 – 330, vol.1.
- [27] Connor B., Leithead W. E. The effect of rotor characteristics on the control of pitch regulated variable speed wind turbines. British Wind Energy Association Conference, London, 1994.
- [28] C. Haritza, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des générateurs à vitesse variable. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Bordeaux, 2003.
- [29] A. Gaillard, « Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.

- [30] N. Abu-Tabak, « Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2008.
- [31] A. Mirecki, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH, 2005.
- [32] O. Gergaud « Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur. » Thèse. ENS de Cachan. Décembre 2002.
- [33] M. Malinowski, « Sensorless Control Strategies for Three – Phase PWM Rectifiers ». *Phd Thesis*, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.
- [34] E. KATHERINE « Modelling and Control of Doubly Fed Induction Generators in Power Systems » Licentiate Thesis Stockholm, Sweden 2009.
- [35] O. Carlson, A. Grauers, J. Svensson, A. Larsson, « A comparison of electrical systems for variable ».
- [36] Ricardo Luiz Alves, and Ivo Barbi, « A New Hybrid High Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier », *Industrial Electronics*, 2006 IEEE International Symposium on Volume 2, July 2006 pp.1046 – 1051.
- [37] Ye, Y., Kazerani, M., Quintana, V.H, « A Novel Modeling and Control Method for three-phase PWM converters », *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual Volume 1, 17-21 June 2001, pp. 102 – 107.
- [38] Jnine-ChingLiao, Sheng-NianYeh, « A Novel Instantaneous Power Control Strategy and Analytic Model for Integrated Rectifier/Inverter Systems, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2000 VOL. 15, NO. 6, pp. 996-1006.
- [39] Mariusz Malinowski, Marian P. Kazmierkowski, Andrzej M. Trzynadlowski, « A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives », *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 18, NO. 6, NOVEMBER 2003, pp.1390- 1396.
- [40] Wang Jiuhe, Yin Hongren, Zhang Jinlong, and Li Huade, « Study on Power Decoupling Control of Three Phase Voltage Source PWM Rectifiers », *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006.
- [41] A. Boulahia, « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique », mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [42] R. José, W. Juan. « PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art ». *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol.52, pp.5-22, no. 1, February 2005.

[43] R. Muhammad. « Handbook of Power Electronics ». New York: Academic, 2001.

[44] R. Abdessemed et M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, Algérie 1997.

[45] 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.

# *Annexe*

### A.1 Transformation de coordonnées $abc-\alpha\beta$ et $\alpha\beta-dq$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (A.1a)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (A.1b)$$

### A.2 Caractéristiques de la génératrice asynchrone à cage

Résistance d'enroulement statorique :  $R_s=1.66\Omega$

Résistance rotorique :  $R_r=2.74\Omega$

Inductance de fuite (statorique/ rotorique) :  $l_\sigma=11.4\text{mH}$

Inductance de fuite mutuelle :  $l_m=0.245\text{H}$

Moment d'inertie :  $J=0.038\text{Kg.m}^2$

Fréquence nominal :  $f=50\text{Hz}$

Nombre de paires de pôles :  $P=2$

Vitesse nominale (synchronisme) :  $n=1500\text{tr/min}$

Capacité d'excitation :  $C=60\mu\text{f}$

$L_m=-1.62*10^{-11}\text{V}^4+2.67*10^{-8}\text{V}^3-1.381*10^{-5}\text{V}^2+1.76*10^{-3}\text{V}+0.245$

$L_s=L_r=l_\sigma+L_m$

$R_{ch}=55\Omega$



## ملخص:

نقدم في هذا العمل دراسة تحويل طاقة الرياح الى طاقة كهربائية عن طريق المولدات الكهربائية. حيث قمنا بنمذجة نموذج لمتعدد الكتل الذي يمثل الحمل من الجانب الميكانيكي والآلة الكهربائية حيث يتم الربط بينهما بمحور لين.

**الكلمات المفتاحية:** الآلة اللاتزامنية، النموذج، المولد اللاتزامني، المحول الساكن.

## RÉSUMÉ :

On présente dans ce travail l'étude de la conversion d'énergie produite par des générateurs éoliens. On a fait la modélisation d'entraînement électromécanique multi-masses, composé d'une machine électrique et d'une charge mécanique interconnectée par un arbre flexible

**Mot clés :** machine asynchrone, modélisation, générateur asynchrone, convertisseur statique

## Abstract:

We present in this work the study of the energy transformation produced by wind generators us before fact the modeling of electromechanical drive multi-mass, composed of an electric machine and a mechanical load inter-connected by a bowden shaft.

**Key word:** induction machine, modeling, induction generator, convertor