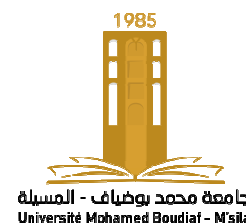


# Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription :

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT LMD

**Spécialité: Génie Electrique**  
**Option: Electrotechnique**

THEME

**Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une  
génératrice asynchrone double étoile 'GASDE'.**

Présentée par

**BENAKCHA Meryem**

Soutenue le : 15/04/2019

Devant le jury composé de :

<u>Nom &amp; Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
BENSLIMANE Tarek	Professeur	Univ. de M'sila	Président
BENALIA Leila	Professeur	Univ. de Batna 2	Directrice de thèse
ABDESSEMED Rachid	Professeur	Univ. de Batna 2	Examineur
HARBOUCHE Youcef	MCA	Univ. de Batna 2	Examineur
CHOUDER Aissa	MCA	Univ. de M'sila	Examineur
BELHAMDI Saad	MCA	Univ. de M'sila	Examineur

Année Universitaire : **2018/2019**

## Dédicaces

*Je dédie ce travail de thèse à mes parents qui ont été pour moi d'un grand soutien moral. Puisse Allah les protéger.*

*Je dédie cette thèse également à :*

- ma sœur : Marwa,*
- mes frères: Yassine, Younes et Anis,*
- membres de la grande famille BENAÏCHA,*
- mon amie : AMEUR Fatima,*
- tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant mes travaux de recherche.*

*Meryem BENAÏCHA*

## Remerciements

Avant tout, louange à notre **Créateur** الله, le Tout Puissant, pour m'avoir assisté et armé de patience afin d'accomplir ce modeste travail. Ensuite, je ne saurais présenter cette étude sans remercier tous ceux qui ont contribué à son aboutissement.

Ce travail de recherche de thèse de doctorat LMD a été effectué au sein du Laboratoire de Génie électrique (LGE) de l'Université Mohamed BOUDIAF - M'sila - dirigé depuis sa création par Dr. *Leila BENALIA*, puis, depuis deux ans, par Dr. *Aissa CHOUDER*.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Madame Dr. *Leila BENALIA* pour son accueil au sein de son équipe de recherche et pour la confiance qu'elle m'a toujours témoignée tout au long de mon travail. Je lui dois la proposition et l'encadrement de cette thèse. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance.

Je remercie sincèrement Pr. *Said BARKAT*, Enseignant - Chercheur au Laboratoire LGE de l'Université Mohamed BOUDIAF - M'sila, pour l'intérêt qu'il a accordé à mon travail lors des exposés périodiques sur l'état d'avancement de mes recherches. Ses encouragements en tant que Président du Comité de Formation de ma promotion m'ont particulièrement touché.

La présidence du Jury, assurée par Pr. *Tarek BENSLIMANE*, Enseignant - Chercheur au Laboratoire LGE de l'Université Mohamed BOUDIAF - M'sila, m'honore beaucoup. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude.

Mes vifs remerciements s'adressent tout particulièrement au Pr. *Rachid ABDESSEMED*, Enseignant - Chercheur et Directeur du Laboratoire de génie électrique (LEB) de l'Université Mostefa Benboulaïd - Batna 2, pour ses encouragements et son intérêt constants à mon travail et de m'avoir fait honneur d'examiner et faire partie de ce Jury de thèse, malgré ses nombreuses obligations professionnelles.

Pour avoir accepté d'examiner ce travail et faire partie du Jury de thèse, je suis très honorée de la présence du:

- Dr. *HARBOUCHE Youcef*, Enseignant - Chercheur au Laboratoire LEB l'Université Mostefa Benboulaïd - Batna 2,
- Dr. *CHOUDER Aissa*, Enseignant - Chercheur au Laboratoire LGE de l'Université Mohamed BOUDIAF - M'sila,
- Dr. *BELHAMDI Saad*, Enseignant - Chercheur au Laboratoire LGE de l'Université Mohamed BOUDIAF - M'sila.

Qu'ils trouvent tous ici l'expression de ma parfaite reconnaissance.

Je ne saurai oublier d'exprimer toute ma gratitude au Pr. *Salah Eddine ZOUZOU*, Enseignant - Chercheur et Directeur du Laboratoire LGEB de l'Université Mohammed KHEIDER - Biskra- pour m'avoir autorisé à utiliser sans limite les équipements du laboratoire LGEB.

Je veux adresser également tous mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Je veux adresser enfin mes remerciements à l'ensemble du personnel enseignant et administratif de l'Université de M'sila.

## Résumé

### Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile 'GASDE'.

L'énergie éolienne est une source abondante et propre de l'énergie électrique. Le développement de la technologie éolienne à vitesse variable et à fréquence constante est devenu aujourd'hui un domaine d'intérêt majeur pour réussir une migration rapide et globale vers ce type d'énergie.

Préparé dans le cadre d'une thèse de doctorat, ce travail, comme l'indique son titre, est une contribution à l'étude de la génération de ce type d'énergie à l'aide d'une génératrice asynchrone double étoile (GASDE) reliée au réseau national de fréquence constante (50 Hz).

Dans ce travail, une étude analytique complète d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne est présentée. Pour le contrôle de cette chaîne, deux commandes vectorielles sont appliquées pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive échangées entre le stator et le réseau. La première commande, indirecte, est basée sur l'orientation du flux rotorique (IFOC) de la machine et la deuxième sur une commande directe de couple (DTC). Les deux types sont réalisés avec capteur pour le premier type et avec et sans capteur de vitesse pour le deuxième type.

Pour transformer en énergie électrique le maximum de puissance mécanique captée par une turbine éolienne, un algorithme de commande (MPPT) est utilisé pour optimiser cette conversion.

Les machines électriques, notamment les machines à induction, possèdent une dynamique non linéaire. Pour cela, leur commande par des contrôleurs conventionnels de type PID n'est pas toujours efficace. Ceci justifie l'utilisation des contrôleurs à modes glissants d'ordre 1 et 2, de type backstepping et hybride pour profiter des avantages que procurent les modes glissants et le backstepping. L'ensemble du système éolien et sa commande sont modélisés et simulés sous environnement Matlab / Simulink. Des études comparatives ont été réalisées entre les commandes à base des régulateurs utilisés à cet effet pour évaluer leurs performances en régimes dynamique et statique. Les résultats montrent que, les commandes proposées (modes glissants d'ordres 1 et 2, backstepping et hybride modes glissants - backstepping) permettent d'obtenir des performances de contrôle nettement améliorées, surtout par rapport à la commande PI conventionnelle.

**Mots clés:** *Eolienne; Génératrice asynchrone double étoile (GASDE); Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IFOC); Commande vectorielle directe de couple (DTC); Contrôleurs par modes glissants; Contrôleur backstepping; Estimation par MRAS; Puissance active; Puissance réactive; Extraction de la puissance maximale (MPPT).*

## Summary

# Contribution to the control of a wind system based on a dual stator asynchronous generator 'DSIG'.

Wind energy is an abundant and clean source of electricity. The development of wind turbine technology at variable speed and constant frequency has become today a major area of interest for a fast and global migration towards this type of energy.

Prepared as part of a doctoral thesis, this work, as indicated by its title, is a contribution to the study of the generation of this type of energy using a dual star asynchronous generator (DSIG) connected to the national network of constant frequency (50 Hz).

In this work, a comprehensive analytical study of a wind energy conversion chain is presented. For the control of this chain, two vector controls are applied to independently control the active and reactive powers exchanged between the stator and the network. The first control, indirect, is based on the orientation of the rotor flux (IFOC) of the machine and the second on the direct torque control (DTC). Both types are conducted with a speed sensor for the first type and with and without a speed sensor for the second.

To convert the maximum mechanical power captured by a wind turbine into electrical energy, a control algorithm (MPPT) is used to optimize this conversion.

Electrical machines, especially induction machines, have a non-linear dynamic. For this, their control by conventional controllers PID type is not always effective. This justifies the use of first- and second-order sliding mode, backstepping and hybrid mode controllers to take advantage of the benefits of sliding modes and backstepping. The whole wind system and its control are modeled and simulated under Matlab / Simulink environment. Comparative studies have been carried out between the controls based on the regulators used for this purpose to evaluate their performances in dynamic and static regimes. The results show that the proposed controls (sliding modes of orders 1 and 2, backstepping and hybrid sliding modes - backstepping) allow to obtain significantly improved control performance, especially compared to the conventional PI control.

**Key words:** *Wind turbine; Dual Stator Asynchronous Generator (DSIG); Indirect Flux Oriented Control (IFOC); Direct vector torque control (DTC); Sliding mode controllers; Backstepping controller; MRAS estimation; Active power; Reactive power; Maximum Power Point Tracking (MPPT).*

## ملخص

### المساهمة في التحكم في نظام الرياح على أساس مولد غير متزامن مزدوج النجمة

#### "GASDE"

طاقة الرياح هي مصدر وفير ونظيف للطاقة الكهربائية. لقد أصبح تطوير تكنولوجيا توربينات الرياح بسرعة متغيرة و إهتزاز ثابت اليوم مجالاً رئيسياً للاهتمام بالتغيير العالمي و السريع نحو هذا النوع من الطاقة. كأطروحة دكتوراه، يعد هذا العمل بمثابة مساهمة في دراسة توليد هذا النوع من الطاقة باستخدام مولد مزدوج غير متزامن متصل بالشبكة الوطنية للتردد الثابت (50 هرتز). في هذا العمل يتم تقديم دراسة تحليلية شاملة لسلسلة تحويل طاقة الرياح. للتحكم في هذه السلسلة، يتم تطبيق تحكمين موجهين للتأثير بشكل مستقل في الإستطاعة النشطة والمتفاعلة المتبادلة بين المولد والشبكة. يعتمد التحكم الأول، غير المباشر، على توجيه تدفق الجزء الدوار للمولد والثاني على التحكم المباشر بالعزم. كلا النوعان مصاغان باستعمال ثم بدون استعمال جهاز استشعار السرعة. لتحويل أقصى طاقة ميكانيكية تم التقاطها بواسطة توربين رياح إلى طاقة كهربائية، يتم استخدام خوارزمية تحكم لتحسين هذا التحويل.

الألات الكهربائية، وخاصة آلات الحث ، لديها ديناميكية غير خطية. لهذا فإن التحكم باستعمال المتحكمات التقليدية من نوع PID ليست فعالة دائماً. هذا يبرر استخدام متحكمات أنماط منزلقة من الطراز الأول والثاني ووحدات التحكم من صنف السيطرة الخلفية ووحدات التحكم من الصنف الهجين للاستفادة من فوائد الأنماط المنزلقة و من صنف السيطرة الخلفية. نظام الريح بالكامل والتحكم فيه يتم نمذجته ومحاكاته باستخدام Matlab / Simulink. وقد أجريت دراسات مقارنة بين الضوابط على أساس المنظمين المستخدمة لهذا الغرض لتقييم أدائهم في الأنظمة الديناميكية والثابتة. تظهر النتائج أن الضوابط المقترحة (الأنماط المنزلقة 1 و 2، السيطرة الخلفية والأنماط المنزلقة الهجينة - السيطرة الخلفية) تسمح بالحصول على أداء تحكم محسّن بشكل ملحوظ، خاصة بالمقارنة مع التحكم التقليدي PI .

**الكلمات الرئيسية:** توربينات الرياح؛ مولد مزدوج غير متزامن ؛ التحكم الموجه في التدفق غير المباشر ؛ التحكم المباشر بعزم الدوران؛ وحدات التحكم في الانماط المنزلقة؛ التقدير بواسطة MRAS ؛ استخراج الطاقة القصوى (MPPT).

## *Liste des figures*

<b>Figure I.1</b>	Investissements mondiaux par technologie dans les énergies renouvelables en 2017	09
<b>Figure I.2</b>	Investissements mondiaux dans l'électricité et les combustibles renouvelables entre 2007–2017	09
<b>Figure I.3</b>	a-) Energie éolienne « amie » de l'Environnement b-) Ordre de grandeur de la nacelle d'une éolienne de 1,5 MW	11
<b>Figure I.4</b>	Capacité éolienne installée cumulée mondiale	13
<b>Figure I.5</b>	Capacité éolienne installée par région entre 2008 et 2016	13
<b>Figure I.6</b>	Carte annuelle des vents à 10 m du sol pour les 87 points de mesure (m/s)	15
<b>Figure I.7</b>	Ferme éolienne à Adrar	16
<b>Figure II.1</b>	Configuration générale d'un système éolien	18
<b>Figure II.2</b>	Représentation d'une colonne d'aire	19
<b>Figure II.3</b>	Représentation graphique du coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ et détermination de la vitesse spécifique optimale	22
<b>Figure II.4</b>	Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien	23
<b>Figure II.5</b>	Zones de fonctionnement d'une éolienne	24
<b>Figure II.6</b>	Maximisation de la puissance extraite avec asservissement de vitesse	25
<b>Figure II.7</b>	Principe de la méthode MPPT de lambda optimal (TSR).	27
<b>Figure II.8</b>	MPPT par contrôle de retour de signal de puissance (PSF)	28
<b>Figure II.9</b>	MPPT par contrôle de couple optimal	29
<b>Figure II.10</b>	Variation de $K$ en fonction de la vitesse du rotor de la génératrice	30
<b>Figure II.11</b>	MPPT par contrôle de montée en pente (HCS)	30
<b>Figure II.12</b>	Organigramme d'application d'un algorithme MPPT de type HCS.	33
<b>Figure III.1</b>	Représentation des enroulements de la GASDE	36
<b>Figure III.2</b>	Représentation du modèle de la GASDE selon les axes $(d, q)$	43
<b>Figure III.3</b>	Représentation de la GASDE dans le référentiel $(d, q)$ lié au champ tournant	48
<b>Figure III.4</b>	Schéma d'un onduleur triphasé	51
<b>Figure III.5</b>	Vecteurs tensions pour différents états des interrupteurs	53
<b>Figure III.6</b>	Schéma du vecteur espace tension	54
<b>Figure III.7</b>	Vecteur de référence en fonction des vecteurs adjacents du secteur 1	55
<b>Figure III.8</b>	Détermination de $V_{ref}$ et $\delta$	56
<b>Figure IV.1</b>	Classifications des stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable.	60
<b>Figure IV.2</b>	Schéma synoptique du système de puissance éolien basé sur une GASDE.	61
<b>Figure IV.3</b>	Principe de la commande vectorielle à flux orienté	62
<b>Figure IV.4</b>	Commande vectorielle indirecte FOC de la GASDE	65
<b>Figure IV.5</b>	Représentation schématique du bloc de commande du CCR	68
<b>Figure IV.6</b>	Vitesse du vent	69
<b>Figure IV.7</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	69
<b>Figure IV.8</b>	Couple électromagnétique et sa référence	69
<b>Figure IV.9</b>	Courants statoriques	69

<b>Figure IV.10</b>	Flux rotoriques direct et quadratique	70
<b>Figure IV.11</b>	Puissances active et réactive de la GASDE	70
<b>Figure IV.12</b>	Tension du bus continu et sa référence	70
<b>Figure IV.13</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	70
<b>Figure IV.14</b>	Puissances côté réseau et leurs références	70
<b>Figure IV.15</b>	Courants côté réseau des 3 phases	70
<b>Figure IV.16</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	71
<b>Figure IV.17</b>	THD du Courant de réseau $I_{g1}$	71
<b>Figure IV.18</b>	Modes de fonctionnement dans le plan de phase.	76
<b>Figure IV.19</b>	Fonction sign (non linéarité tout ou rien)	76
<b>Figure IV.20</b>	Phénomène de broutement	77
<b>Figure IV.21</b>	Fonction de saturation	77
<b>Figure IV.22</b>	Fonction de classe C1	78
<b>Figure IV.23</b>	Représentation schématique du bloc FOC(MG)	82
<b>Figure IV.24</b>	Schéma bloc de commande par mode glissant de la GASDE alimentée par deux onduleurs MLI	82
<b>Figure IV.25</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	84
<b>Figure IV.26</b>	Couple électromagnétique et sa référence	84
<b>Figure IV.27</b>	Courants statoriques	84
<b>Figure IV.28</b>	Flux rotoriques direct et quadratique	84
<b>Figure IV.29</b>	Puissances active et réactive de la GASDE	84
<b>Figure IV.30</b>	Tension du bus continu et sa référence	84
<b>Figure IV.31</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	85
<b>Figure IV.32</b>	THD du Courant de réseau $I_{g1}$	85
<b>Figure IV.33</b>	Puissances active côté réseau et sa référence	85
<b>Figure IV.34</b>	Courant côté réseau des trois phases	85
<b>Figure IV.35</b>	Représentation schématique du bloc Backstepping	89
<b>Figure IV.36</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	90
<b>Figure IV.37</b>	Couple électromagnétique et sa référence	90
<b>Figure IV.38</b>	Erreur de vitesse de la GASDE et sa référence	91
<b>Figure IV.39</b>	Erreur de Flux direct et sa référence	91
<b>Figure IV.40</b>	Courants statoriques	91
<b>Figure IV.41</b>	Puissances active et réactive de la GASDE	91
<b>Figure IV.42</b>	Flux rotoriques direct et quadratique	91
<b>Figure IV.43</b>	Tension du bus continu et sa référence	91
<b>Figure IV.44</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	92
<b>Figure IV.45</b>	THD du courant de réseau $I_{g1}$	92
<b>Figure IV.46</b>	Puissance active côté réseau et sa référence	92
<b>Figure IV.47</b>	Courants côté réseau des trois phases	92
<b>Figure IV.48</b>	Trajectoire de l'algorithme du supertwisting sur le plan de phase	93
<b>Figure IV.49</b>	Représentation schématique de la Commande par Mode glissant d'ordre 2	96
<b>Figure IV.50</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	98
<b>Figure IV.51</b>	Couple électromagnétique et sa référence	98
<b>Figure IV.52</b>	Courants statoriques	98
<b>Figure IV.53</b>	Flux rotoriques direct et quadratique	98

<b>Figure IV.54</b>	Puissance active et réactive de la GASDE	98
<b>Figure IV.55</b>	Tension du bus continu et sa référence	98
<b>Figure IV.56</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	99
<b>Figure IV.57</b>	THD du Courant de réseau $I_{g1}$	99
<b>Figure IV.58</b>	Puissance active côté réseau et sa référence	99
<b>Figure IV.59</b>	Courant côté réseau des trois phases	99
<b>Figure IV.60</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	103
<b>Figure IV.61</b>	Couple électromagnétique et sa référence	103
<b>Figure IV.62</b>	Courants statoriques	103
<b>Figure IV.63</b>	Flux rotorique direct et quadratique.	103
<b>Figure IV.64</b>	Puissances active et réactive de la GASDE	103
<b>Figure IV.65</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	104
<b>Figure IV.66</b>	THD du courant de réseau $I_{g1}$	104
<b>Figure IV.67</b>	Puissances active côté réseau et sa référence	104
<b>Figure IV.68</b>	Courant côté réseau des trois phases	104
<b>Figure V.1</b>	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une GASDE	106
<b>Figure V.2</b>	Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs Angulaires	107
<b>Figure V.3</b>	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	109
<b>Figure V.4</b>	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux Statorique	110
<b>Figure V.5</b>	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple électromagnétique	111
<b>Figure V.6</b>	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1\dots6$ .	113
<b>Figure V.7</b>	Structure MRAS	115
<b>Figure V.8</b>	Structure MRAS de la GASDE	116
<b>Figure V.9</b>	Schéma global de la chaîne de conversion à base de la commande DTC-MRAS	117
<b>Figure V.10</b>	Vitesse de la GASDE et sa référence	119
<b>Figure V.11</b>	Erreur entre la vitesse de la GASDE et sa référence.	107
<b>Figure V.12</b>	Couple électromagnétique et sa référence	107
<b>Figure V.13</b>	Flux statorique réel dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	108
<b>Figure V.14</b>	Tension du bus continu et sa référence	108
<b>Figure V.15</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1	109
<b>Figure V.16</b>	Puissances active et réactive côté réseau et sa référence	109
<b>Figure V.17</b>	Tension et courant du réseau pour la phase 1 et leur zoom	122
<b>Figure V.18</b>	Couple électromagnétique pour les six commandes avec un zoom	123
<b>Figure V.19</b>	Puissances active et réactive pour les six commandes	124
<b>Figure A.1</b>	Tests $(d, q)$ : essai au synchronisme et essai à rotor bloqué	139
<b>Figure A.2</b>	Tests $(x, y)$ : essai à vide	140
<b>Figure A.3</b>	Tests $(o1, o2)$ : alimentation avec des tensions de séquence homopolaire	141

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1</b>	Indicateurs d'énergies renouvelables en 2017	06
<b>Tableau I.2</b>	Classement de Pays selon les investissements annuels et les capacités de production en 2017	07
<b>Tableau I.3</b>	Classement de Pays selon les capacités de production en électricité et chauffage en 2017	08
<b>Tableau I.4</b>	Emplois par filière pour les énergies renouvelables dans le monde	10
<b>Tableau III.1</b>	Temps de commutation $t_i$ des interrupteurs $K_i$ de l'onduleur	58
<b>Tableau V.1</b>	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.	113
<b>Tableau V.2</b>	Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.	114
<b>Tableau V.3</b>	Comparaison de quelques performances des techniques de commande élaborées	126

## *Liste des abréviations*

<b>Abréviation</b>	<b>Signification</b>
<i>AC-DC</i>	Alternative Current - Direct Current
<i>CCR</i>	Convertisseur Côté Réseau
<i>CDER</i>	Centre de Développement des Energies Renouvelables
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>f.m.m</i>	Force magnétomotrice.
<i>GASDE</i>	Génératrice ASynchrone Double Etoile
<i>HCS</i>	Hill Climbing Searching
<i>IFOC</i>	Indirect Field Oriented Control
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>MAS</i>	Machine ASynchrone à cage
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continu
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsions
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>MRAS</i>	Model Reference Adaptive System
<i>MS</i>	Machine Synchrone
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimants Permanents
<i>OTC</i>	Optimal Torque Control
<i>PSF</i>	Power Signal feedback
<i>P&amp;O</i>	Perturbation et Observation
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral
<i>CMG</i>	Contrôle par Modes Glissants
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation
<i>THD</i>	Total Harmonics Distortion
<i>TSR</i>	Tip Speed Ratio
<i>WECS</i>	Wind Energy Conversion System

## *Liste des symboles*

<b>Symbole</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
$A$	valeur moyenne de la vitesse du vent	m/s
$a_k$	Amplitude de l'harmonique d'ordre $k$	m/s
$\alpha$	Décalage angulaire entre les entrées des phases des deux étoiles	[°]
$\alpha_1$	Coefficient intervenant dans le calcul de la tension du bus continu (IV.9)	
$\beta$	angle d'orientation des pales	[°]
$C$	Capacité du bus continu	F
$C_{em}$	Couple électromagnétique	Nm
$C_{mec}$	Couple de la génératrice	Nm
$C_{turb}$	Couple aérodynamique de la turbine	Nm
$C_{turb\_opt}$	Couple aérodynamique optimal de la turbine	Nm
$C_p(\lambda, \beta)$	Coefficient de puissance de la turbine.	
$C_{pmax}$	Coefficient de puissance maximal.	N.m
$\Delta P_0(k)$	Variation de la puissance captée du vent au pas d'échantillonnage $k$	W
$\Delta \Omega_{mec}(k)$	Variation de la vitesse de commande de la turbine au pas d'échantillonnage $k$	rad/s
$E$	Energie cinétique du vent	J
$E_1$	Tension simple efficace du bus continu (IV.10)	V
$e_1$	Erreur de poursuite en vitesse	rad/s
$e_2$	Erreur de poursuite en flux	Wb
$f$	Coefficient de frottement mécanique de la chaîne éolienne	N.m.s/rd
$\varphi_{as1}, \varphi_{bs1}, \varphi_{cs1}$	Flux propres circulant dans l'étoile 1	Wb
$\varphi_{as2}, \varphi_{bs2}, \varphi_{cs2}$	Flux propres circulant dans l'étoile 2	Wb
$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$	Flux propres circulant dans le circuit du rotor	Wb
$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{os1}$	Flux propres circulant dans le circuit du stator fictif 1	Wb
$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}, \varphi_{os2}$	Flux propres circulant dans le circuit du stator fictif 2	Wb
$f_r$	Fréquence rotorique.	Hz
$f_s$	Fréquence statorique.	Hz

$\varphi_r, \varphi_r^*$	Flux rotorique et sa référence	Wb
$\dot{\varphi}_r, \dot{\varphi}_r^*$	Flux rotorique de référence et sa dérivée	Wb/s
$\gamma$	gain positif	
$G$	Gain du multiplicateur.	
$i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}$	Courants des phases de l'étoile 1	A
$i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$	Courants des phases de l'étoile 2	A
$i_{dc}$	Courant du bus continu	A
$i_{dr}, i_{qr}$	Courants rotoriques dans le référentiel $(d, q)$	A
$i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$	Courants statoriques dans le référentiel $(d, q)$	A
$\dot{i}_{ds1}, \dot{i}_{qs1}, \dot{i}_{ds2}, \dot{i}_{qs2}$	Dérivées des courants statoriques de référence dans le référentiel $(d, q)$	A/s
$i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*$	Courants statoriques de référence dans le référentiel $(d, q)$	A
$J$	Moment d'inertie global de la chaîne éolienne	kg.m <sup>2</sup>
$K_{11}, K_{22}$	Constantes positives intervenant dans (IV.63)	
$K_1, K_2, K_3, K_4$	Constantes positives intervenant dans (IV.67)	
$K_{opt}$	Coefficient donné par le changement de variable (II.17)	
$\lambda$	Vitesse spécifique.	
$\lambda_{opt}$	Vitesse spécifique optimale.	
$L_{ds1}, L_{qs1}$	Inductances directe et quadrature des phases fictives du stator 1	H
$L_{ds2}, L_{qs2}$	Inductances directe et quadrature des phases fictives du stator 2	H
$L_f$	Inductance du filtre	H
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique entre les stators et le rotor	H
$L_{md}, L_{mq}$	Inductances de magnétisation directe et en quadrature	H
$\mathcal{L}_{pr}$	Inductance cyclique principale du rotor	H
$L_{ps}$	Inductance principale de chaque phase des étoiles identiques 1 et 2	H
$\mathcal{L}_{ps}$	Inductance cyclique principale des étoiles identiques 1 et 2	H
$l_r$	Inductance de fuites au rotor	H
$L_r$	Inductance propre d'une phase du rotor	H
$\mathcal{L}_r$	Inductance cyclique propre au rotor	H
$l_s$	Inductance de fuites d'une phase des étoiles identiques 1 et 2	H
$L_s$	Inductance propre de chaque phase des étoiles identiques 1 et 2	H
$\mathcal{L}_s$	Inductance cyclique propre au stator	H
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases de l'étoile 1	H

$\Omega_s$	Vitesse angulaire de synchronisme	rad/s
$\Omega_{mec}$	Vitesse de rotation de la génératrice	rad/s
$\Omega_{turb}$	Vitesse angulaire de rotation de la turbine	rad/s
$\Omega_{mec}^*$	Vitesse de rotation de référence de la turbine	rad/s
$\omega_{coord}$	Vitesse de rotation du référentiel $(d, q)$ de Park	rad/s
$\omega_{gl}$	Pulsation de glissement	rad/s
$\omega_k$	Amplitude de l'harmonique d'ordre $k$	m/s
$\omega_r$	Pulsation de l'harmonique d'ordre $k$	rad/s
$\omega_s$	Pulsation du réseau (pulsation statorique)	rad/s
$P_m$	Puissance mécanique	W
$P_{opt}$	Puissance de référence	W
$P_{turb}$	Puissance aérodynamique de la turbine	W
$P_{turb_{opt}}$	Puissance aérodynamique optimale de la turbine	W
$P_{vent}$	Puissance mécanique du vent	W
$R$	Longueur de pale	m
$R_{ar}, R_{br}, R_{cr}$	Résistances des phases rotoriques	$\Omega$
$R_{as1}, R_{bs1}, R_{cs1}$	Résistances des phases statoriques de l'étoile 1	$\Omega$
$R_{as2}, R_{bs2}, R_{cs2}$	Résistances des phases statoriques de l'étoile 2	$\Omega$
$\rho$	Masse volumique de l'air	kg/m <sup>3</sup>
$R_f$	Résistance du filtre	$\Omega$
$R_r$	Résistance de chaque phase du rotor	$\Omega$
$R_{s1}$	Résistance de chaque phase statorique de l'étoile 1	$\Omega$
$R_{s2}$	Résistance de chaque phase statorique de l'étoile 2	$\Omega$
$S$	Section de la surface active balayée par les pales.	m <sup>2</sup>
$Sec_i$	Secteur $i$	
$S(x)$	Surface de glissement	
$\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4$	Coefficients intervenant dans l'expression (IV.65)	
$t$	Temps	s
$T_1, T_2, T_0$	Temps d'application des vecteurs tensions $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_0$ de la SVM	s
$t_1, t_3, t_5$	Temps de commutation des interrupteurs $K_1, K_3, K_5$	s
$t_2, t_4, t_6$	Temps de commutation des interrupteurs $K_2, K_4, K_6$	s
$\tau_r$	Constante de temps rotorique	s

$tr$	Transposé	
$T_z$	Temps d'échantillonnage de la SVM	s
$\theta_0$	Position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1	[°]
$\theta_1$	Position entre les axes magnétiques des phases $a_r$ et $a_{s1}$	[°]
$\theta_2$	Position entre les axes magnétiques des phases $a_r$ et $a_{s2}$	[°]
$\theta_r$	Angle entre l'axe magnétique de la phase $a_r$ et l'axe $d$	[°]
$\theta_{s1}$	Angle entre l'axe magnétique de la phase $a_{s1}$ et l'axe $d$	[°]
$\theta_{s2}$	Angle entre l'axe magnétique de la phase $a_{s2}$ et l'axe $d$	[°]
$u$	Loi de commande des modes glissants	
$u_{eq}$	Loi de commande de linéarisation (dite équivalente)	
$u_n$	Loi de commande de stabilisation (dite discrète)	
$u_{dc}$	Tension du bus continu	V
$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$	Tensions simples des phases de l'étoile 1	V
$v_{as1}^*, v_{bs1}^*, v_{cs1}^*$	Tensions simples de référence pour générer la MLI	V
$v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}$	Tensions simples des phases de l'étoile 2	V
$v_{dr}, v_{qr}$	Tensions rotoriques dans le référentiel $(d, q)$	V
$v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$	Tensions statoriques dans le référentiel $(d, q)$	V
$v_{g1}, v_{g2}, v_{g3}$	Tensions du réseau électrique	V
$v_p$	Porteuse de la MLI	V
$v_{vent}$	Vitesse instantanée du vent	m/s
$V(x)$	Fonction candidate de <i>Lyapunov</i>	

## *Liste des publications relatives à la thèse*

### - Publications Revues Internationales

- a) **Meryem BENAKCHA**, Leila BENALIA, Abdelkrim AMMAR, Amor BOUREK, “*Wind Energy Conversion System based on Dual Stator Induction Generator controlled by Nonlinear Backstepping and PI Controllers*”, International Journal of System Assurance Engineering and Management (IJSDEM), ISSN: 0975-6809 (print version), ISSN: 0976-4348 (electronic version)

Site revue: <https://link.springer.com/search?query=benakcha+meryem&search-within=Journal&facet-journal-id=13198>

- b) **BENAKCHA Meryem**, BENALIA Leila, TOURQUI Djamel Eddine, BENAKCHA Abdelhamid, « *Backstepping Control of Dual Stator Induction Generator used in Wind Energy Conversion System* », International Journal of Renewable Energy Research, ISSN: 1309-0127, Vol.8, No.1, pp. 384-395, March, 2018

<http://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/7025/0>

- c) **Meryem BENAKCHA**, Leila BENALIA, Fatima AMEUR, Djamel Eddine TOURQUI, “*Control of Dual Stator Induction Generator integrated in Wind Energy Conversion System*”, Journal of Energy Systems (JES), ISSN: 2602-2052, Vol. 1, Issue 1, pp. 21-31, September 4<sup>th</sup> 2017.

<http://dergipark.gov.tr/search?q=benakcha+meryem&section=articles&aggs%5Bjournal.title%5D%5B0%5D=Journal+of+Energy+Systems>

### - Publications Conférences Internationales

- a- **Meryem BENAKCHA**, Leila BENALIA, Fatima AMEUR, Djamel Eddine TOURQUI, «*Performance and Control of Dual Stator Induction Generator in Wind Energy Conversion System*», ECRES 2016, Istanbul, 28-31 Augst, 2016, paper 210, pp. 438-444

[www.ewres.info/PROCEEDINGS.rar](http://www.ewres.info/PROCEEDINGS.rar)

- b- **BENAKCHA Meryem**, BENALIA Leila, AZZOUZ Said, AMEUR Fatima, “*Robust control of a dual stator induction generator used in wind power generation*”

International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD)

Year: 2017, Pages: 174 – 179, IEEE Conferences

<http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?queryText=benakcha&newsearch=true>

c- **BENAKCHA Meryem**, BENALIA Leila, BENAKCHA Abdelhamid, AZZOUZ

Djamel, “*Dual stator induction generator controlled by a nonlinear DTC- STSC regulator*”,

Second International Conference on Electrical Engineering”, ICEEB’18, Biskra University -

Algeria -, December 2-3, 2018.

- **Participation à la rédaction d’un chapitre d’ouvrage**

Tourqui D.E., **Benakcha M.**, Allaoui T., “*Improving the Electrical Stability by Wind Turbine and UPFC*”, (2018), In: Hatti M. (eds) *Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*”, ICAIRES 2017. Lecture Notes in Networks and Systems, Vol 35, Springer, Cham.

[https://doi.org/10.1007/978-3-319-73192-6\\_13](https://doi.org/10.1007/978-3-319-73192-6_13)

[https://rd.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-73192-6\\_13#citeas](https://rd.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-73192-6_13#citeas)

## Sommaire

<i>Dédicaces</i>	I
<i>Remerciements</i>	II
<i>Résumés</i>	IV
<i>Liste des figures</i>	VII
<i>Liste des tableaux</i>	IX
<i>Liste des abréviations</i>	X
<i>Liste des symboles</i>	XI
<i>Sommaire</i>	XII
Introduction générale	1
<b>Chapitre I : <i>Energies renouvelables mondiales : Statut actuel et perspectives</i></b>	
I.1 Introduction	5
I.2 Statistiques sur le statut mondial des énergies renouvelables en 2017	5
I.2.1 Indicateurs d'énergies renouvelables en 2017	5
I.2.2 Investissements annuels, capacité et production de biocarburants en 2017	7
I.2.3 Capacité de production totale à fin 2017	7
I.2.4 Investissements des pays développés et des pays dits émergents	8
I.2.5 Emplois générés dans les énergies renouvelables	10
I.3 Energie éolienne	10
I.3.1 Bref historique sur l'énergie éolienne	10
I.3.2 Avantages de l'énergie éolienne	11
I.3.3 Inconvénients de l'énergie éolienne	12
I.3.4 Quelques statistiques propres à l'énergie éolienne	13
I.4 Energie éolienne en Algérie	14
I.4.1 Critères de choix d'un site éolien	14
I.4.2 Potentiel éolien en Algérie	14
I.4.3 Capacité de production de l'énergie éolienne en Algérie	15
I.5 Conclusion	16
<b>Chapitre II : <i>Modélisation de la chaîne éolienne</i></b>	
II.1 Introduction	17
II.2 Modélisation de la chaîne éolienne	17
II.2.1 Conversion de l'énergie éolienne	17

II.2.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine	18
II.2.3 Modélisation du vent	18
II.2.3.1 Puissance mécanique du vent	19
II.2.3.2 Paramètres aérodynamiques de l'éolienne	20
a) <i>Puissance mécanique de la turbine</i>	20
b) <i>Coefficient de puissance de la turbine</i>	20
c) <i>Loi d'Albert BETZ</i>	21
d) <i>Vitesse spécifique</i>	21
e) <i>Couple mécanique de la turbine</i>	22
f) <i>Modèle du multiplicateur</i>	22
g) <i>Equation dynamique de l'arbre de transmission</i>	23
II.2.3.3 Zones de fonctionnement à vitesse variable d'une éolienne	23
II.3 Optimisation de la conversion énergétique d'une éolienne à vitesse variable	24
II.3.1 Principe de la MPPT	25
II.3.2 Stratégies de commande MPPT	26
II.3.2.1 MPPT par contrôle du rapport de vitesse de pointe (TSR)	26
II.3.2.2 MPPT par contrôle de retour de signal de puissance (PSF)	27
II.3.2.3 MPPT par contrôle de couple optimal (OTC)	28
II.3.2.4 MPPT par contrôle de montée en côte (HCS)	30
II.4 Conclusion	34
<b>Chapitre III : Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile</b>	
III.1 Introduction	35
III.2 Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)	35
III.2.1 Brève description de la GASDE	35
III.2.2 Hypothèses simplificatrices pour l'étude de la GASDE	36
III.2.3 Modèle dans le repère naturel ( $a, b, c$ ) de la GASDE	37
III.2.3.1 Equations des tensions en mode générateur	37
a- Equations des tensions pour l'étoile 1	37
b- Equations des tensions pour l'étoile 2	37
c- Equations des tensions pour le rotor	38
d- Equations des tensions pour la GASDE	38
III.2.3.2 Expressions des flux	39
III.2.3.3 Inductances dans l'étoile 1	39
III.2.3.4 Inductances dans la machine GASDE	40

<i>a- Pour l'étoile 1</i>	40
<i>b- Pour l'étoile 2</i>	40
<i>a- Pour le circuit rotorique</i>	40
III.2.3.5 Equation mécanique	41
III.2.3.6 Expression du couple électromagnétique	41
III.2.3.7 Modèle biphasé de la GASDE	42
<i>a- Transformation de Park</i>	42
<i>b- Choix du référentiel</i>	44
• Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )	45
• Référentiel lié au rotor ( $x, y$ )	45
• Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ )	45
III.3 Modélisation de la GASDE dans un repère ( $d, q$ ) lié au champ tournant	45
III.3.1 Expressions des tensions	45
III.3.2 Expressions des flux	46
III.3.3 Représentation sous forme d'équation d'état du modèle de la machine	48
III.3.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique	49
III.4 Onduleurs de tension à commande MLI	50
III.4.1 Modélisation de l'onduleur	50
III.4.2 Stratégie de commande par modulation sinus-triangle	51
III.4.3 Stratégie de commande par modulation vectorielle	52
III.4.3.1 Principe	52
III.4.3.2 Détermination de $V_d$ , $V_q$ , $V_{ref}$ et l'angle $\delta$	54
III.4.3.3 Détermination des durées $T_1$ , $T_2$ , $T_0$	55
<i>a- Calcul dans le secteur 1</i>	55
<i>b- Calcul dans le secteur <math>n</math></i>	56
III.4.3.4 Détermination du temps de commutation $t_i$ pour chaque interrupteur $K_i$	57
III.5 Conclusion	59

## Chapitre IV : Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la GASDE

IV.1 Introduction	60
IV.2 Description simplifiée du système à commander	61
IV.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux de la GASDE	62
IV.3.1 Principe	62

IV.3.2 Procédé d'orientation du flux	63
IV.3.3 Méthodes du contrôle vectoriel	63
IV.3.3.1 Méthode directe	63
IV.3.3.2 Méthode indirecte	64
IV.3.3.3 Méthode vectorielle indirecte de la régulation de vitesse par PI	64
IV.3.3.4 Bloc de défluxage	64
IV.3.3.5 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique	65
IV.3.3.6 Calcul de la tension du bus continu	66
IV.3.3.7 Régulation de la tension du bus continu	66
IV.3.3.8 Régulation des courants	66
IV.3.3.9 Calcul des courants de références	67
IV.3.3.10 Schéma bloc du contrôle des courants	68
IV.4 Résultats de simulation	68
IV.5 Contrôle par mode de glissement	72
IV.5.1 Bref historique de la commande par mode de glissement	72
IV.5.2 Principe de la commande par mode de glissement	73
IV.5.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	73
IV.5.3.1 Choix des surfaces de glissement	74
IV.5.3.2 Conditions de convergence	75
IV.5.3.3 Calcul de la loi de commande	75
IV.5.4 Application de la commande par mode glissant à la GASDE	78
IV.5.4.1 Surface de régulation de la vitesse	78
IV.5.4.2 Surface de régulation du flux rotorique	79
IV.5.4.3 Surfaces de régulation des courants statoriques	80
IV.5.4.4 Application de la commande	81
IV.5.5 Résultats de simulation et interprétations	83
IV.6 Commande vectorielle de type Backstepping	86
IV.6.1 Bref historique de la commande par la méthode backstepping	86
IV.6.2 Conception de la commande de type Backstepping	86
IV.6.2.1 Etape 1 : Boucle de vitesse et de flux	87
IV.6.2.2 Boucle des courants	88
IV.6.3 Résultats de simulation et interprétations	89
IV.7 Commande par mode glissant d'ordre 2	93
IV.7.1 Description de la commande par mode glissant d'ordre 2	93

IV.7.2 Conception des contrôleurs supertwisting	94
IV.7.3 Résultats de simulation et interprétations	96
IV.8 Contrôle hybride modes glissants -backstepping	100
IV.8.1 Synthèse de la commande	100
IV.8.1.1 Etape1 : Régulation de vitesse	100
IV.8.1.2 Etape 2 : Elaboration de l'équation de commande	101
IV.8.1.3 Etape 3 : Régulation du flux	101
IV.8.1.4 Etape 4 : Elaboration de l'équation de commande en $v_{ds1}$ et $v_{ds2}$	102
IV.9 Résultats de simulation et interprétation	102
IV.9 Conclusion	104
<b>Chapitre V : Commande vectorielle directe de couple (DTC) de la GASDE</b>	
V.1 Introduction	105
V.2 Principes généraux de la commande directe de couple	106
V.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	107
V.4. Stratégie de commande directe de couple et de flux	108
V.4.1 Contrôle du vecteur de flux statorique	108
V.4.2 Contrôle du couple électromagnétique	109
V.5 Estimation du flux et du couple	109
V.5.1. Estimation du flux	109
V.5.1.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux	110
V.5.2. Estimation du couple électromagnétique	111
V.5.1.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	111
V.6 Sélection du vecteur de tension	112
V.7. Elaboration des tables de commutation	113
V.7.1 Élaboration de table de commutation avec séquences nulles	113
V.8 Méthodes de commandes sans capteur de vitesse	114
V.8.1 Technique d'estimation indirecte de vitesse	114
V.8.2 Technique d'estimation directe de vitesse	114
V.9 Structure générale de la Commande sans capteur de vitesse	115
V.10 Commande par DTC de la GASDE sans capteur de vitesse dotée par un système adaptatif avec modèle de référence MRAS	115
V.11 Structure générale de la DTC appliquée à la GASDE	117
V.12 Résultats de simulation et interprétation	117
V.13 Etude comparative entre les performances des techniques de commandes élaborées	121
V.13.1 Performances en présence d'un creux de tension de 20%	121

V.13 Conclusion	126
Conclusion générale	127
Annexes	129
Références bibliographiques	142

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

## Introduction générale



## Introduction générale

Les énergies renouvelables, toutes filières confondues, représentent près du quart de la production annuelle mondiale d'électricité dans le monde en 2016. L'énergie hydraulique reste de loin l'énergie la plus répandue pour produire de l'électricité renouvelable.

Le début de l'utilisation de l'énergie éolienne remonte à environ 3 000 ans avant J.-C., avec l'utilisation des premiers bateaux à voile. La racine étymologique du terme «éolien» provient du nom du personnage mythologique *Eole*, connu en Grèce comme le maître des vents. Après, les premiers moulins à vent sont inventés par les Perses vers 200 avant *Jésus – Christ*. L'emploi de cette énergie n'est ensuite effective en Europe qu'au 12<sup>ème</sup> siècle. Deux siècles après, des moulins hollandais sont apparus. Ils sont utilisés pour faire tourner des scieries ou fabriquer de l'huile. Mais c'est en Angleterre qu'ont été perfectionnées les premières formes de pales. L'Angleterre compte au 19<sup>ème</sup> siècle environ 10 000 moulins [Tam15].

L'énergie éolienne est une forme indirecte de l'énergie solaire: les rayons solaires absorbés dans l'atmosphère entraînent des différences de température et de pression. En se mettant en mouvement, ces masses d'air accumulent de l'énergie cinétique qui peut être transformée:

- en énergie mécanique pour faire avancer un bateau, pour pomper de l'eau ou pour faire tourner un moulin,
- en énergie électrique pour générer du courant continu ou alternatif.

C'est en 1891 que le danois *Paul La Cour* construisit pour la première fois une turbine à vent générant de l'électricité. A la suite de la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois améliorèrent cette technologie durant les 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> guerres mondiales pour faire face à la pénurie d'énergie électrique. Malgré certains succès technologiques obtenus à cette époque, l'exploitation de l'énergie éolienne à grande échelle manifesta peu d'intérêt à la fin de la 2<sup>ème</sup> guerre mondiale. En revanche, la crise pétrolière de 1973 a relancé les études de développement et de conception des éoliennes qui connaissent de grands succès depuis les années 1990.

Une éolienne est qualifiée d'aérogénérateur dès lors qu'elle produit de l'électricité. L'énergie éolienne est une énergie qui n'émet aucun gaz à effet de serre et sa matière première, le vent, est disponible partout dans le monde et est totalement gratuite !

L'Europe, l'Asie et l'Amérique du nord sont largement en tête des régions du monde qui installent durablement l'éolien comme source de production d'électricité. Ce titre est soutenu par des politiques de baisse d'émission du dioxyde de carbone CO<sub>2</sub>.

Aujourd'hui, la filière éolienne est intégrée au sein des systèmes énergétiques comme source d'énergie électrique complémentaire. Elle connaît un développement rapide sur les plans technique (augmentation de la puissance convertie) et économique (réduction des coûts d'installation et de maintenance). A titre d'indication, on peut dire que [Rap16] :

- l'énergie mécanique captée par une éolienne dépend de 3 paramètres : la forme et la longueur des pales, la vitesse du vent et la température qui influe sur la densité de l'air,
- le parc **éolien** mondial a une puissance installée de 432,4 GW à fin 2015 et compte pour environ 3% de la production totale d'électricité,
- les 3 pays disposant aujourd'hui des plus grands parcs éoliens sont la Chine, les États-Unis et l'Allemagne,
- une éolienne démarre lorsque la vitesse du vent est environ 3m/s et s'arrête, pour des raisons de sécurité, lorsque cette vitesse atteint 25m/s,
- une éolienne moderne fournit une puissance de quelques kW à plus de 6 MW.

Les cinq principaux fabricants d'éoliennes en 2015 étaient [Rap16]:

- Goldwind (Chine) avec 12,5% ,
- Vestas (Danemark) avec 11,8%,
- GE Wind (États-Unis) avec 9,5%,
- Siemens (Allemagne) avec 8,0% de parts de marché mondial,
- Enercon (Allemagne) avec 5,0%.

Le système étudié ici est constitué d'un aérogénérateur tripales, à axe horizontal, connecté au réseau par une génératrice asynchrone double étoile (GASDE). Les enroulements des deux étoiles du stator sont reliés à des convertisseurs de puissance AC-DC bidirectionnels en courant, lesquels alimentent un onduleur de tension via un bus continu. L'onduleur débite enfin dans le réseau électrique à travers un transformateur d'adaptation de tension.

Pour fonctionner, cette conversion a besoin d'algorithmes de commande permettant au système d'avoir une bonne gestion de l'énergie avec le réseau et de piloter les différents éléments du système. Un système de commande de haute performance assure en général une bonne réponse en régulation et en poursuite. Il doit, en outre, être peu sensible aux variations des conditions de fonctionnement et des paramètres du procédé. Au cours des dernières décennies, plusieurs méthodes de commande avancées ont été développées pour commander les processus de génération de l'énergie électrique. Cependant, les performances du système de commande n'ont pas toujours été assurées à cause de la complexité des algorithmes de commande et des caractéristiques non-

linéaires des systèmes à commander. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de synthèse des gains des régulateurs. Au cours du temps, ces applications sont devenues moins efficaces, en particulier si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. Cela peut influencer sur le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoires. Dans un environnement aléatoire (comme le vent), il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du PI pour incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'élaboration de quelques stratégies de commandes à un système de conversion de l'énergie éolienne équipé d'une machine asynchrone double étoile (GASDE). Les résultats de simulation obtenus avec ces régulateurs seront comparés afin de juger des performances de la régulation dans les deux régimes de fonctionnement (transitoire et permanent).

Ce travail est structuré comme indiqué ci-dessous.

Le premier chapitre présente un aperçu statistique sur les énergies renouvelables dans le monde afin d'être au fait des efforts fournis par les pays en vue de réussir une transition vers les énergies propres et préserver, ainsi, la vie sur notre planète. Ces efforts se traduisent par les investissements produits, les emplois créés et les capacités de production réalisées. Il rappelle aussi les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne et la constitution d'une éolienne à axe horizontal. Les différentes zones de fonctionnement de l'éolienne sont également décrites. Ces considérations sont suivies d'un bref rappel sur le potentiel éolien, sur le statut actuel de la filière éolienne en Algérie et les perspectives futures pour son développement. Le chapitre s'achève sur un aperçu des capacités mondiales de production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation et au contrôle de la turbine éolienne à vitesse variable. Ainsi, la modélisation des différents éléments la composant est-elle présentée en introduisant les notions de coefficient de puissance et la maximisation de l'énergie extraite du vent par une commande appelée MPPT. Pour cela, quatre stratégies de contrôle différentes sont décrites. Afin de modéliser et simuler l'éolienne à vitesse variable, l'outil logiciel utilisé est Matlab/Simulink.

Le troisième chapitre a pour objectif de présenter la modélisation mathématique de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE) dans le repère naturel  $(a, b, c)$  et dans le repère biphasé de *Park*. Sa complexité a été relativement réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses

simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de *Park* pour contourner la difficulté de détermination des inductances mutuelles stator / rotor à cause de la rotation précisément. La modélisation du système sous forme d'équation d'état est également donnée pour résoudre, par une méthode de *Runge-Kutta*, le système d'équation modélisant le système éolien complet. Le chapitre s'achève sur la présentation des modulations de largeur d'impulsion MLI sinus / triangle et MLI vectorielle (SVM). Ces MLI seront appliquées pour commander le convertisseur DC-AC (onduleur de tension) qui va générer le système de tensions triphasées à injecter dans le réseau national 50 Hz.

Le quatrième chapitre est une élaboration et une mise en œuvre numérique sous environnement Matlab / Simulink de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IFOC) de la GASDE. Dans un premier temps, le principe de la commande vectorielle est rappelé. De même, les modèles du filtre et du bus continu sont explicités. Le modèle complet sous forme de schéma bloc de l'éolienne est ensuite présenté.

Quatre stratégies de commande vectorielle IFOC de la chaîne éolienne sont synthétisées:

- commande avec un contrôleur PI classique,
- commande avec un régulateur à modes glissants d'ordre 1, puis d'ordre 2,
- commande avec un régulateur type backstepping,
- commande hybride modes glissants d'ordre 1 – backstepping.

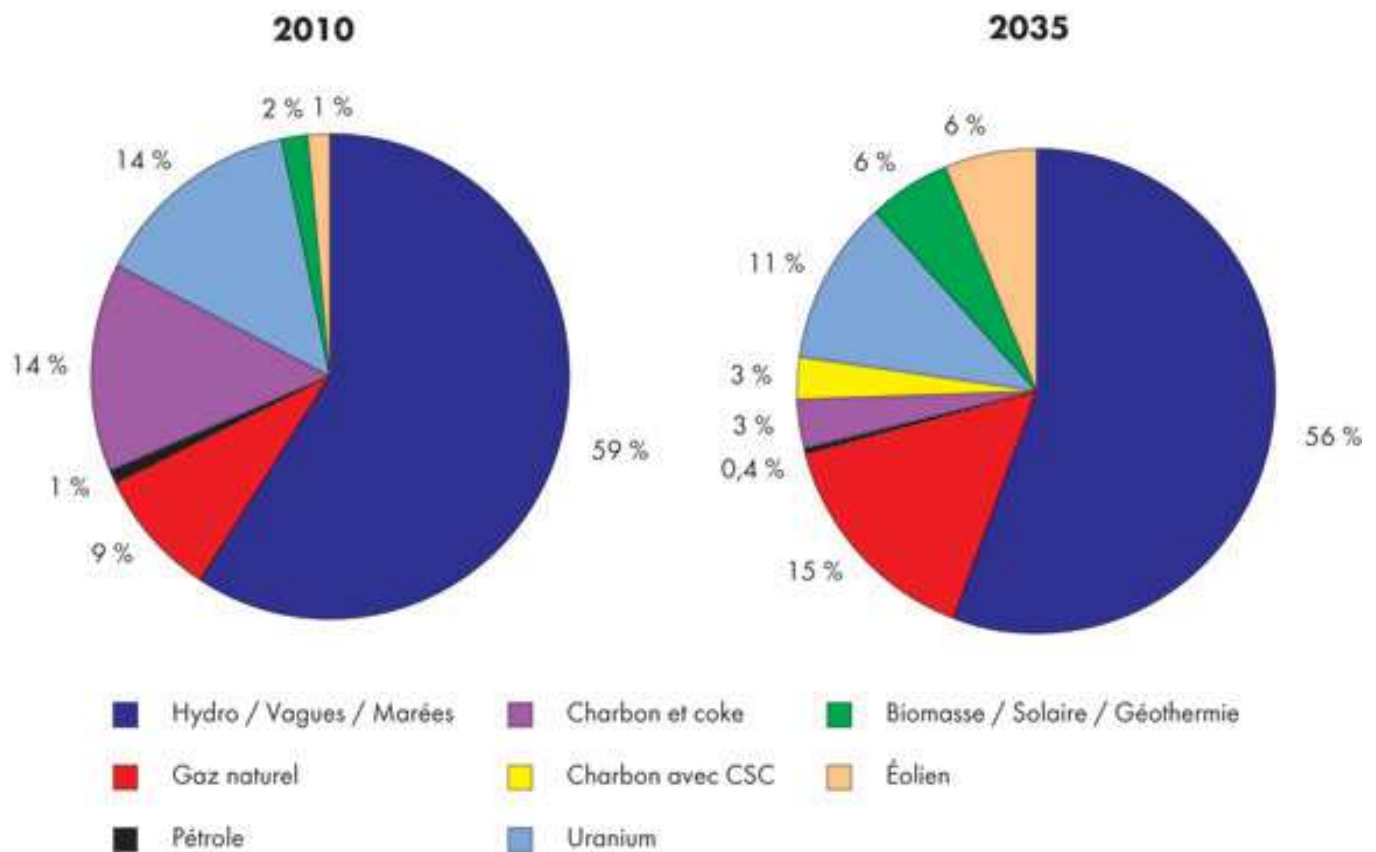
La théorie relative à chaque approche est d'abord présentée. Les simulations sont réalisées sachant que l'approche adoptée pour le captage de l'air au niveau de la turbine est une technique MPPT (maximum power point tracking). Une large simulation numérique est menée et commentée afin de juger des performances de ces commandes dans la deuxième zone de fonctionnement de l'éolienne où l'angle de calage est considéré fixe.

Le cinquième et dernier chapitre traite de la commande vectorielle directe de couple (DTC) de la GASDE. Considérée comme une alternative à la commande vectorielle à flux rotorique orienté IFOC, la DTC est mise en œuvre afin de pouvoir comparer ses performances à celles de la commande vectorielle dans cette application de génération de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et les perspectives pour la continuité future de ce travail.

# CHAPITRE I

## Energies renouvelables mondiales: Statut actuel et perspectives



# *Chapitre I : Energies renouvelables mondiales: Statut actuel et perspectives*

## **I.1 Introduction**

Les pays du monde sont de plus en plus sensibilisés au rôle crucial des énergies renouvelables dans la lutte contre le changement climatique. Ils sont également sensibilisés à la création de nouvelles opportunités économiques et à l'élargissement de l'accès à l'énergie pour les centaines de millions de personnes encore privées de tout service énergétique moderne. Durant ces dernières années, les avancées permises par les technologies d'énergies renouvelables et la réduction rapide des coûts sont largement dues à des stratégies qui ont attiré d'importants investissements.






La baisse notable des coûts, notamment dans l'énergie solaire photovoltaïque et l'énergie éolienne, a favorisé l'avancée de l'électrification dans les transports et les applications de chauffage et souligné les possibilités futures. Dans de nombreux pays, les énergies renouvelables sont nettement compétitives par rapport aux combustibles traditionnels, en particulier dans le secteur électrique.

Il ne fait aucun doute que les énergies renouvelables sont devenues les ressources énergétiques majeures. L'avancée des énergies renouvelables se poursuit et leur utilisation s'accroît, ce qui contribue à la diversification énergétique. La plupart des technologies d'énergies renouvelables ont connu une forte progression même si la croissance des capacités et l'amélioration de l'efficacité énergétique n'atteignent toutefois pas le niveau escompté de doubler le volume des énergies renouvelables et réaliser l'accès universel à l'énergie d'ici à 2030.

## **I.2 Statistiques sur le statut mondial des énergies renouvelables en 2017**

### **I.2.1 Indicateurs d'énergies renouvelables en 2017**

L'augmentation de la capacité électrique est sans précédent pour toutes les régions du monde. L'éolien et le solaire photovoltaïque ont enregistré des augmentations record pour la deuxième année consécutive, avec environ 77 % des nouvelles installations. Le pourcentage restant est principalement de l'hydroélectricité. A fin de 2017, la capacité de production électrique renouvelable installée permettait d'assurer plus de 25 % de la production électrique mondiale, l'hydroélectricité assurant environ 18 % du volume total.

		2016	2017
<b>INVESTMENT</b>			
New investment (annual) in renewable power and fuels <sup>1</sup>	billion USD	274	<b>279.8</b>
<b>POWER</b>			
Renewable power capacity (including hydro)	GW	2,017	<b>2,195</b>
Renewable power capacity (not including hydro)	GW	922	<b>1,081</b>
 Hydropower capacity <sup>2</sup>	GW	1,095	<b>1,114</b>
 Bio-power capacity	GW	114	<b>122</b>
 Bio-power generation (annual)	TWh	501	<b>555</b>
 Geothermal power capacity	GW	12.1	<b>12.8</b>
 Solar PV capacity <sup>3</sup>	GW	303	<b>402</b>
 Concentrating solar thermal power (CSP) capacity	GW	4.8	<b>4.9</b>
 Wind power capacity	GW	487	<b>539</b>
 Ocean energy capacity	GW	0.5	<b>0.5</b>
<b>HEAT</b>			
 Solar hot water capacity <sup>4</sup>	GW <sub>th</sub>	456	<b>472</b>
<b>TRANSPORT</b>			
 Ethanol production (annual)	billion litres	103	<b>106</b>
 FAME biodiesel production (annual)	billion litres	31	<b>31</b>
 HVO production (annual)	billion litres	5.9	<b>6.5</b>
<b>POLICIES<sup>5</sup></b>			
Countries with national/state/provincial renewable energy targets	#	176	<b>179</b>
Countries with 100% renewable electricity targets	#	57	<b>57</b>
Countries with 100% renewable heating and cooling targets	#	1	<b>1</b>
Countries with 100% renewable transport targets	#	1	<b>1</b>
Countries with 100% renewable energy in primary or final energy targets	#	1	<b>1</b>
States/provinces/countries with heat obligations/mandates	#	21	<b>22</b>
States/provinces/countries with biofuel mandates <sup>6</sup>	#	68	<b>70</b>
States/provinces/countries with feed-in policies	#	110	<b>113</b>
States/provinces/countries with RPS/quota policies	#	33	<b>33</b>
Countries with tendering (held in 2017)	#	34	<b>29</b>
Countries with tendering (cumulative) <sup>7</sup>	#	73	<b>84</b>









**Tableau I.1** : Indicateurs d'énergies renouvelables en 2017 [Ren18]

D'après **Tableau I.1**, presque tous les indicateurs d'énergies renouvelables sont en progression. Si cette tendance persiste durant les années à venir, nous pourrions envisager une transition énergétique réussie.

## I.2.2 Investissements annuels, capacité et production de biocarburants en 2017

Il ressort du **tableau I.2** que les principaux investisseurs en données absolues dans les énergies renouvelables sont des pays riches et grands consommateurs d'énergie : la **Chine**, les **Etats – Unis**, le **Japon**, le **Royaume – Uni** et l'**Inde**.

En données relatives (par rapport au **Produit Intérieur Brut**), ce sont plutôt des pays pauvres et dépourvus de ressources fossiles qui déploient de gros efforts pour accéder aux énergies renouvelables (**Iles Marshall, Rwanda, Iles Salomon, Guinée - Bissau** et **Serbie**).

	1	2	3	4	5
Investment in renewable power and fuels (not including hydro over 50 MW)	<b>China</b>	United States	Japan	India	Germany
Investment in renewable power and fuels per unit GDP <sup>1</sup>	<b>Marshall Islands</b>	Rwanda	Solomon Islands	Guinea-Bissau	Serbia
 Geothermal power capacity	<b>Indonesia</b>	Turkey	Chile	Iceland	Honduras
 Hydropower capacity	<b>China</b>	Brazil	India	Angola	Turkey
 Solar PV capacity	<b>China</b>	United States	India	Japan	Turkey
 Concentrating solar thermal power (CSP) capacity <sup>2</sup>	<b>South Africa</b>	-	-	-	-
 Wind power capacity	<b>China</b>	United States	Germany	United Kingdom	India
 Solar water heating capacity	<b>China</b>	Turkey	India	Brazil	United States
 Biodiesel production	<b>United States</b>	Brazil	Germany	Argentina	Indonesia
 Ethanol production	<b>United States</b>	Brazil	China	Canada	Thailand

**Tableau I.2** : Classement de Pays selon les investissements annuels et les capacités de production en 2017 [Ren18]

### I.2.3 Capacité de production totale à fin 2017

Le **tableau I.3** montre que la **Chine** est presque toujours en tête dans les capacités de production de l'énergie renouvelable, toutes filières confondues (hydraulique, photovoltaïque, éolienne géothermique).

	1	2	3	4	5
<b>POWER</b>					
Renewable power capacity (including hydropower)	<b>China</b>	United States	Brazil	Germany	India
Renewable power capacity (not including hydropower)	<b>China</b>	United States	Germany	India	Japan
Renewable power capacity <i>per capita</i> (not including hydro) <sup>3</sup>	<b>Iceland</b>	Denmark	Germany/Sweden		Finland
🔌 Bio-power generation	<b>China</b>	United States	Brazil	Germany	Japan
🔌 Bio-power capacity	<b>United States</b>	Brazil	China	India	Germany
🌋 Geothermal power capacity	<b>United States</b>	Philippines	Indonesia	Turkey	New Zealand
💧 Hydropower capacity <sup>4</sup>	<b>China</b>	Brazil	Canada	United States	Russian Federation
💧 Hydropower generation <sup>4</sup>	<b>China</b>	Brazil	Canada	United States	Russian Federation
☀️ Solar PV capacity	<b>China</b>	United States	Japan	Germany	Italy
☀️ Solar PV capacity <i>per capita</i>	<b>Germany</b>	Japan	Belgium	Italy	Australia
☀️ Concentrating solar thermal power (CSP)	<b>Spain</b>	United States	South Africa	India	Morocco
🌬️ Wind power capacity	<b>China</b>	United States	Germany	India	Spain
🌬️ Wind power capacity <i>per capita</i>	<b>Denmark</b>	Ireland	Sweden	Germany	Portugal
<b>HEAT</b>					
☀️ Solar water heating collector capacity <sup>5</sup>	<b>China</b>	United States	Turkey	Germany	Brazil
☀️ Solar water heating collector capacity <i>per capita</i>	<b>Barbados</b>	Austria	Cyprus	Israel	Greece
🌋 Geothermal heat capacity <sup>6</sup>	<b>China</b>	Turkey	Iceland	Japan	Hungary

**Tableau I.3** : Classement de Pays selon les capacités de production en électricité et chauffage en 2017 [Ren18]

## I.2.4 Investissements des pays développés et des pays dits émergents

La **figure I.1** résume les investissements des pays développés et des pays dits émergents sur la période 2014-2015 dans les différentes énergies renouvelables. Pour les deux groupes, les plus gros investissements sont faits dans les filières photovoltaïque et éolienne, respectivement, avec une progression de 12% pour la filière photovoltaïque.

La **figure I.2** montre globalement une progression des investissements dans les énergies renouvelables malgré une légère baisse en 2016 et 2017.

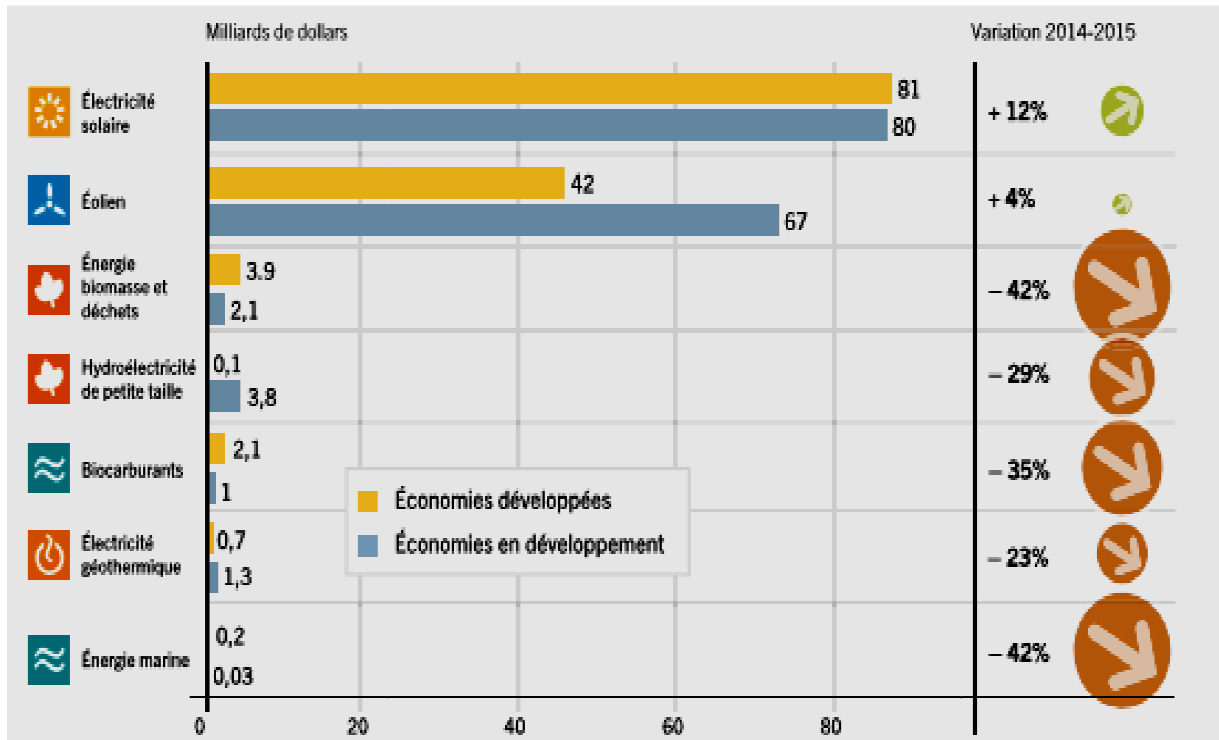


Figure I.1 : Investissements mondiaux par technologie dans les énergies renouvelables en 2015 [Ren16]

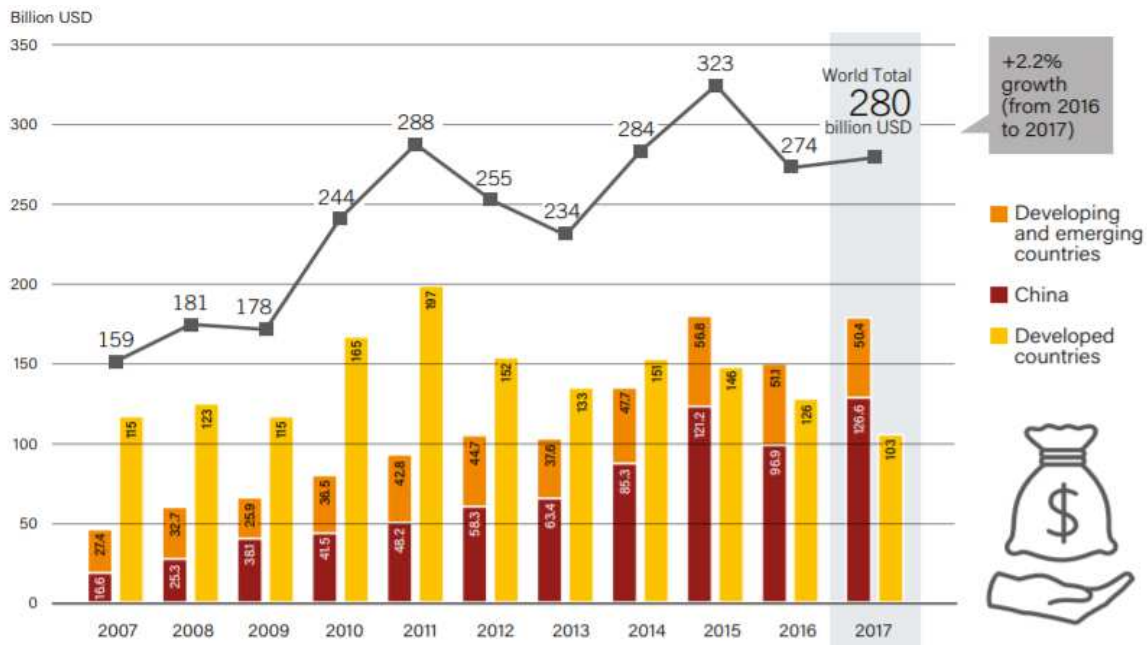


Figure I.2 : Investissements mondiaux dans l'électricité et les combustibles renouvelables entre 2007–2017 [Ren18]

## I.2.5 Emplois générés dans les énergies renouvelables

Le marché de l'emploi est le premier bénéficiaire des investissements dans les énergies renouvelables. Au vu des indications du **tableau I.4**, c'est la filière photovoltaïque qui emploie le plus. La filière éolienne vient en 3<sup>ème</sup> position.










	Monde	Chine	Brésil	États-Unis	Inde	Japon	Bangladesh	Union européenne <sup>l</sup>		
								Allemagne	France	Reste de l'UE
MILLIERS D'EMPLOIS										
 Solaire photovoltaïque	2 772	1 652	4	194	103	377	127	38	21	84
 Biocarburants liquides	1 678	71	821 <sup>c</sup>	277 <sup>l</sup>	35	3		23	35	47
 Éolien	1 081	507	41	88	48	5	0,1	149	20	162
 Chauffage/Refroidissement solaire	939	743	41 <sup>d</sup>	10	75	0,7		10	6	19
 Biomasse solide <sup>a,g</sup>	822	241		152 <sup>e</sup>	58			49	48	214
 Biogaz	382	209			85		9	48	4	14
 Hydroélectricité (petite taille) <sup>b</sup>	204	100	12	8	12		5	12	4	31
 Électricité géothermique <sup>a</sup>	160			35		2		17	31	55
 Énergie solaire thermodynamique	14			4				0,7		5
<b>Total</b>	<b>8 079<sup>h</sup></b>	<b>3 523</b>	<b>918</b>	<b>769</b>	<b>416</b>	<b>388</b>	<b>141</b>	<b>355<sup>j</sup></b>	<b>170</b>	<b>644<sup>k</sup></b>

Tableau I.4 : Emplois par filière pour les énergies renouvelables dans le monde [Ren16]

## I.3 Energie éolienne

### I.3.1 Bref historique sur l'énergie éolienne

Depuis fort longtemps, l'homme a voulu exploiter le vent. C'est vers le 12<sup>ème</sup> siècle que sont apparus les premiers moulins à vent afin remplacer les animaux pour les travaux durs, dont moulin le grain et pomper l'eau. Plus tard, vers le 15<sup>ème</sup> siècle, l'usage des moulins à vent s'est étendu à d'autres applications comme le sciage du bois. Au 19<sup>ème</sup> siècle, la fabrication du papier et de l'huile ainsi que le meulage de certains matériaux s'ajoutent aux usages des moulins et ce n'est qu'à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, au Danemark, que l'éolien a commencé à être utilisé dans la production de l'électricité. Tout au long du 20<sup>ème</sup> siècle, plusieurs centaines d'éoliennes destinées à la production d'électricité furent mises en service en Europe et aux États-Unis. La crise du pétrole survenue en 1974 a ravivé l'intérêt pour ces systèmes de production d'électricité, lesquels avaient connu une baisse de popularité au début des années 1960.

L'énergie éolienne est respectueuse de l'environnement dans son développement et son exploitation. Elle a su éveiller un intérêt grandissant et amène de plus en plus de regards à se tourner vers elle. La mise en valeur de l'énergie éolienne est favorisée par son intégration aux réseaux hydroélectriques, lesquels permettent de compenser l'intermittence du vent. Le développement de la filière éolienne peut donc s'appuyer sur l'existence de ces réseaux, ce qui fait de l'éolien une source d'énergie complémentaire de l'hydroélectricité.

L'énergie éolienne est l'énergie cinétique des masses d'air en mouvement autour du globe. La racine étymologique du terme «éolien» provient du nom du personnage mythologique *Eole*, connu en Grèce antique comme le maître des vents. L'énergie éolienne est une forme indirecte de l'énergie calorifique du Soleil: les rayons solaires absorbés dans l'atmosphère entraînent des différences de température et de pression. De ce fait, les masses d'air se mettent en mouvement et accumulent de l'énergie cinétique. L'intérêt actuel pour l'énergie éolienne provient du besoin d'élaborer des systèmes d'énergie propres durables auxquels on peut se fier à long terme. L'aérodynamique et l'ingénierie moderne ont permis d'améliorer les éoliennes.



a-)

b-)

**Figure I.3 :** a-) Energie éolienne « amie » de l'Environnement

b-) Ordre de grandeur de la nacelle d'une éolienne de 1,5 MW

### I.3.2 Avantages de l'énergie éolienne [Ela 04]

- L'utilisation de l'énergie du vent est inépuisable et est un moyen de contribuer à l'indépendance énergétique, contrairement aux énergies fossiles issues de biomasses très anciennes (pétrole, gaz naturel, charbon) et minières (uranium) qui seront épuisées dans quelques générations.

- L'avantage principal de l'énergie éolienne repose sur le fait qu'il s'agit d'une énergie propre. Lorsqu'elle remplace la production des centrales électriques qui fonctionnent aux énergies fossiles, l'énergie éolienne permet de réduire la pollution de l'air en évitant l'émission de dioxyde de carbone, de dioxyde de soufre et d'oxydes d'azote ainsi que la libération de particules de suie. En effet, l'installation de 1,5 MW d'éolien (consommation annuelle de 150 foyers environ) permettrait d'éviter annuellement l'émanation de plusieurs milliers de tonnes de ces produits et, par conséquent, de réduire l'émission de gaz à effet de serre.
- Grâce à ses caractéristiques modulaires, l'éolienne peut être érigée rapidement, ce qui lui permet de répondre immédiatement aux besoins.
- Dans les régions éloignées des grands centres et non reliées au réseau, l'énergie éolienne permet de limiter l'usage d'autres sources, tels les combustibles (diesel), dans la production d'électricité. Ces régions sont, en effet, principalement alimentées en électricité par des systèmes fonctionnant au diesel. Dans ces cas, l'éolien permet de réaliser des économies d'énergies substantielles. Il est toutefois nécessaire de disposer d'une capacité de production d'électricité équivalente afin de garantir une source permanente d'énergie électrique.
- Une éolienne est un moyen de production d'électricité efficace, contrairement aux centrales thermiques traditionnelles. Pour celles-ci, les deux tiers de l'énergie consommée (gasoil, charbon, gaz naturel, Uranium) servent à réchauffer les fleuves, la mer ou les nuages.
- La ressource en vent est en phase avec nos consommations d'électricité avec plus de vent en hiver quand la consommation est la plus importante et quand la production d'électricité coûte le plus cher et émet le plus de gaz à effet de serre.

### **I.3.3 Inconvénients de l'énergie éolienne [Che11]**

- La pollution visuelle et sonore. La perturbation des ondes électromagnétiques (télévision, radio, portable) sont des obstacles à l'installation chez les particuliers et cela oblige l'installation des éoliennes loin des habitations.
- L'énergie éolienne est une énergie intermittente et difficilement prévisible.

- Le couplage des éoliennes dans les réseaux électriques entraîne des problèmes et contraintes spécifiques qui doivent être pris en compte par les opérateurs de réseaux afin de satisfaire les conditions de couplage et de ne pas dégrader la qualité de tension sur les réseaux.

### I.3.4 Quelques statistiques propres à l'énergie éolienne

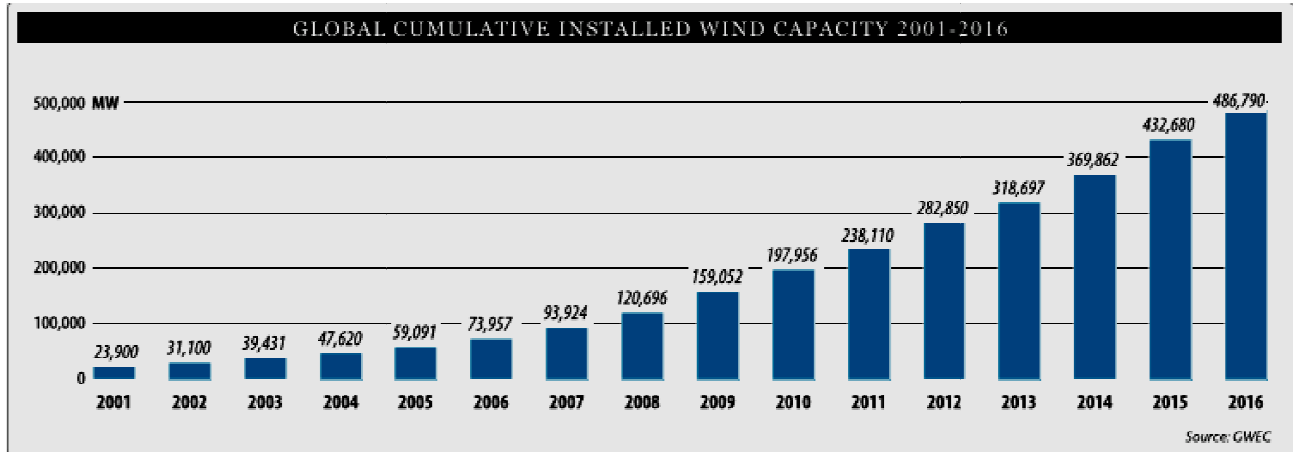


Figure I.4 : Capacité éolienne installée cumulée mondiale [Glo16]

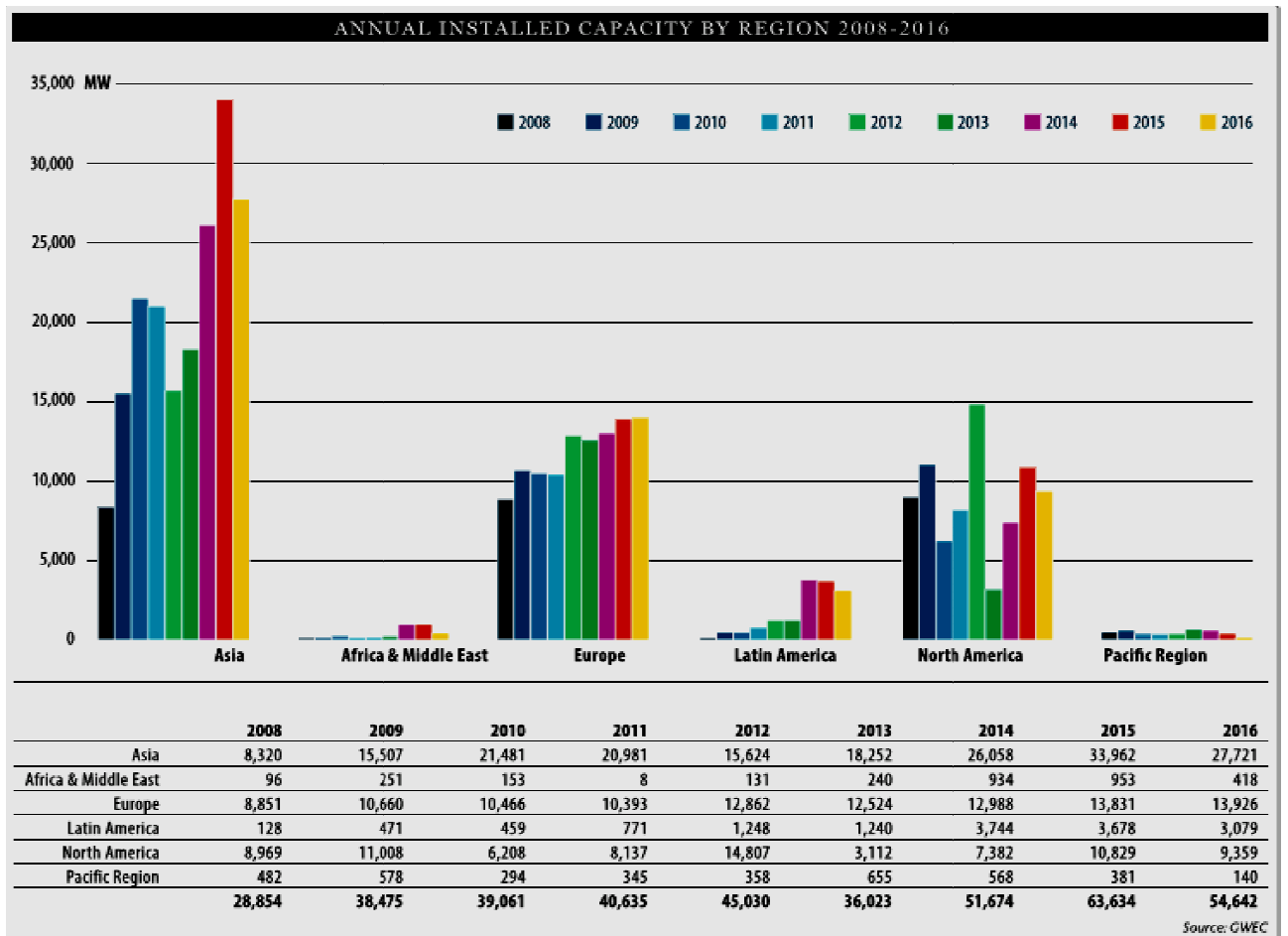


Figure I.5 : Capacité éolienne installée par région entre 2008 et 2016 [Glo16]

La **figure I.4** montre la capacité éolienne installée et cumulée dans le monde. Elle montre une augmentation annuelle très significative. Cette tendance devrait se confirmer pendant quelques décennies. La **figure I.5** donne la capacité éolienne installée par région dans le monde durant la période 2008-2016. La région Asie est en tête dans le développement de cette filière, suivie de l'Europe de l'Ouest et de l'Amérique du Nord.

## **I.4 Energie éolienne en Algérie**

En l'Algérie, la ressource éolienne varie beaucoup d'un endroit à un autre à cause d'une topographie et d'un climat très diversifiés.

### **I.4.1 Critères de choix d'un site éolien**

Le choix d'un site est déterminant quant à l'efficacité de l'éolienne. Un site intéressant doit afficher une moyenne de vent supérieure à 4 m/s et présenter une grande régularité. En effet, pour produire de l'électricité, des vents initiaux de 2.7 m/s sont nécessaires afin d'amener le rotor de l'éolienne à effectuer en moyenne de 18 à 28 tours à la minute. La moyenne des vents constitue une bonne indication pour le choix d'un site. Cependant, la mesure de la régularité des vents présents ainsi que la dispersion de ces vents sont des données indispensables dont il faut tenir compte. La détermination du potentiel éolien d'un site ne constitue toutefois pas l'unique facteur à considérer pour choisir un site. D'autres aspects tels l'occupation et la vocation du territoire, l'accès au réseau d'électricité, les contraintes physiques liées à l'aménagement des éoliennes et la protection de l'environnement sont autant d'éléments qui influencent la sélection du site.

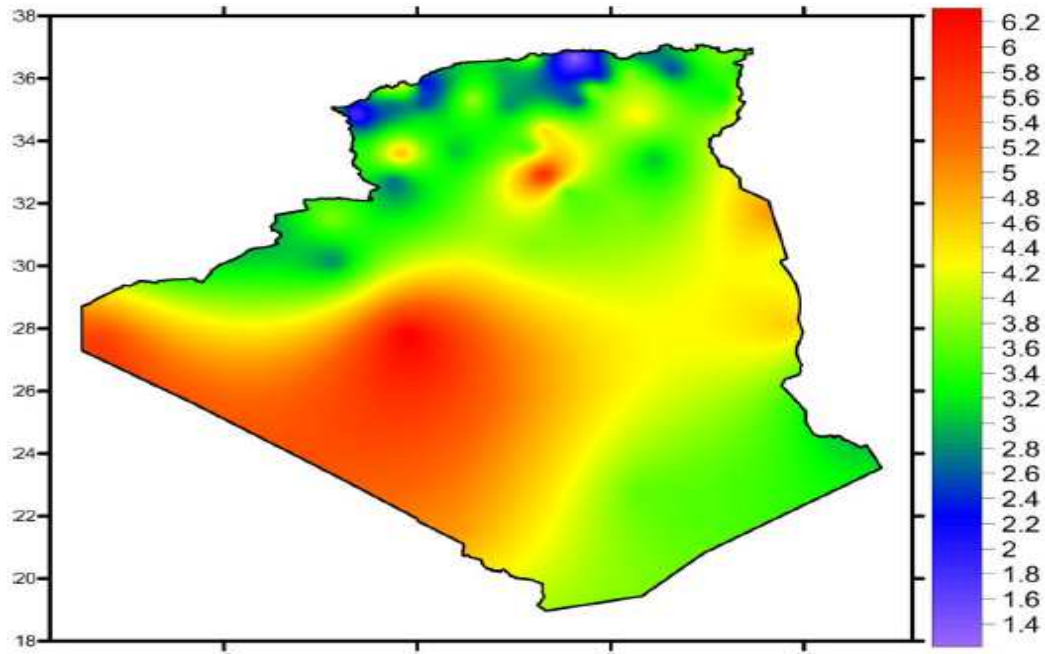
### **I.4.2 Potentiel éolien en Algérie**

Selon quelques évaluations, près de cinq millions d'algériens ne sont pas raccordés au réseau d'électricité, alors que beaucoup de communautés rurales ont besoin d'eau potable et d'eau pour l'irrigation. Ces besoins ruraux représentent un marché potentiel pour des technologies d'énergie renouvelable.

L'Algérie doit s'engager sur la voie des énergies renouvelables afin d'apporter des solutions globales et durables aux défis environnementaux et aux problématiques de préservation des ressources énergétiques d'origine fossile. Malgré un potentiel assez faible, le programme ne doit pas exclure l'éolien qui constitue le second axe de développement et dont la part devrait avoisiner selon des estimations du CDER les 3 % de la production d'électricité vers 2030.

L'estimation de l'énergie éolienne disponible dans une région donnée est nécessaire avant toute éventuelle implantation d'un parc éolien. Pour cela, il faut d'abord quantifier le gisement énergétique disponible par l'établissement d'un atlas éolien de la région. On peut citer quelques

travaux effectués pour tracer l'Atlas du vent en Algérie. En 2000, la carte des vents a été tracée par *Kasbadji-Marzouk* en utilisant les données répertoriées en 1990 par *Hammouch*. La carte a été réajustée par le même auteur en 2006 avec laquelle *Kasbadji-Marzouk* a présenté sa thèse de doctorat. En 2011, *Chellali et al* ont contribué à l'actualisation de la carte des vents en utilisant 37 points de mesure à travers le pays.



**Figure I.6:** Carte annuelle des vents à 10 m du sol pour les 87 points de mesure (m/s) [Bou13]

La carte ci-dessus est tracée en introduisant des vitesses moyennes annuelles fournies par 24 stations météorologiques situées près des frontières algériennes. Les mesures sont effectuées durant la dernière décennie à 10 m du sol.

Selon la cartographie représentée à la **figure I.6**, le gisement éolien en Algérie est très diversifié. Il varie d'une zone à une autre, mais on peut dire que le meilleur potentiel d'énergie éolienne est dans le sud du pays et particulièrement dans la région du sud-ouest où la vitesse du vent est plus grande que 6 m/s.

### I.4.3 Capacité de production de l'énergie éolienne en Algérie

Jusqu'à maintenant, la puissance extraite à partir des énergies renouvelables installée en Algérie est insignifiante, au moins par rapport à ses voisins (le Maroc et la Tunisie). Malgré un potentiel assez faible, un programme ambitieux n'exclut pas de voir la part de l'éolien avoisiner les 3% (1,7 GW) de la production d'électricité à l'horizon 2030.

Il est clair donc que l'énergie éolienne constitue un second axe de développement des énergies renouvelables en Algérie (après le solaire). Dans ce cadre, la wilaya d'Adrar a bénéficié, à la faveur d'un partenariat algéro-français, d'un projet de ferme de 12 éoliennes de 850 kW chacune, localisée

dans la zone de Kabertene (80 km au nord d'Adrar). Les éoliennes fournies par l'Espagnol *Gamesa* délivrent leurs 10 MW de puissance à la vitesse de 8 m/s du vent. Ces éoliennes sont connectées au réseau de transport. Par ailleurs, des études seront menées pour identifier les emplacements favorables afin de réaliser d'autres projets sur la période 2016-2020. À cet effet, ce programme consiste en l'acquisition de 10 stations de mesure météorologique.



**Figure I.7:** Ferme éolienne à Adrar [Bou13]

Pour favoriser le développement à grande échelle de l'éolien en Algérie, il faut encourager la production locale de matériel éolien et parvenir à un taux d'intégration d'au moins 50% dans une première phase.

## **I.5 Conclusion**

Le premier chapitre présente un aperçu statistique sur les énergies renouvelables dans le monde afin d'être au fait des efforts fournis par les pays en vue de réussir une transition vers les énergies propres et sauver, ainsi, notre planète. Ces efforts se traduisent par les investissements produits, les emplois créés et les capacités de production réalisées. Ce chapitre rappelle aussi les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne et résume les capacités mondiales de production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne.

Parce qu'elle renferme des ressources fossiles, l'Algérie envisage timidement l'option des filières photovoltaïque et éolienne, puisqu'elle n'apparaît dans aucune des précédentes statistiques. Le présent chapitre s'achève sur la présentation du potentiel éolien algérien.

Le chapitre suivant, sera consacré à la description et à la modélisation de toute la chaîne de conversion.

# CHAPITRE II

---

## Modélisation de la chaîne éolienne



## Chapitre II : Modélisation de la chaîne éolienne

### II.1 Introduction

Une éolienne a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Ses différents éléments sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique. D'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. Pour parvenir à cet objectif, une éolienne doit comporter :

- un système qui permet de la contrôler mécaniquement (orientation des pales de l'éolienne, orientation de la nacelle),
- un système qui permet de la contrôler électriquement (machine électrique associée à l'électronique de commande).

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement à la modélisation et au contrôle de la turbine éolienne à vitesse variable. Afin de modéliser et simuler cette dernière, l'outil logiciel utilisé est Matlab/Simulink. Les stratégies de contrôle sont également programmées à l'aide de ce logiciel.

### II.2 Modélisation de la chaîne éolienne

#### II.2.1 Conversion de l'énergie éolienne

Une éolienne (ou aérogénérateur) est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur l'arbre de transmission par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse  $G$  sans lequel la génératrice ne peut débiter, car sa vitesse de rotation ne peut être trop faible. L'énergie mécanique reçue sur l'arbre de rotation de la génératrice électrique est ainsi transformée en énergie électrique [Gai10, Jab16].

Dans notre cas, le système éolien est constitué principalement des organes suivants:

- une turbine à axe horizontal comprenant trois pales orientables et possédant des coefficients propres d'inertie, d'élasticité et de frottement par rapport à l'air et par rapport au support de la turbine,
- une boîte multiplicatrice de vitesse de gain  $G$  (gearbox en anglais),
- une génératrice possédant une inertie et un coefficient de frottement.

Dans cette partie, nous décrivons les principes de base de l'interaction entre les pales de la turbine éolienne et le vent pour en déduire les expressions simplifiées de la puissance convertie.

## II.2.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissent aux hypothèses simplificatrices suivantes [Aim04, Cha12]:

- la vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique,
- le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est très faible et peut être ignoré,
- les pertes par frottement du rotor de la turbine sont considérées négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté génératrice.

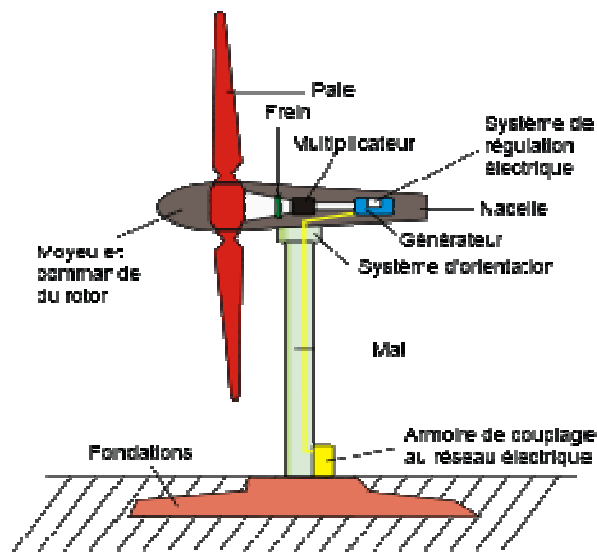


Figure II.1: Configuration générale d'un système éolien

## II.2.3 Modélisation du vent

L'énergie cinétique du vent est l'élément primaire et fondamental du système de conversion d'énergie éolienne. Le vent est un champ de déplacement de masses d'air caractérisé par une vitesse variable et une direction aléatoire. Son déplacement au niveau de la turbine éolienne crée des forces sur les surfaces de ses pales qui génèrent un mouvement rotatif du dispositif [Rou16, Lou16].

La définition du modèle du vent nécessite des données climatiques et géographiques du site concerné, ainsi que la période de l'année concernée par l'étude. Le modèle du vent est donné par une représentation en série de *Fourier* qui présente le vent comme un signal constitué par une superposition de plusieurs harmoniques. Il est donné par l'équation (II.1).

$$v_{vent}(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(\omega_k t) \quad (\text{II.1})$$

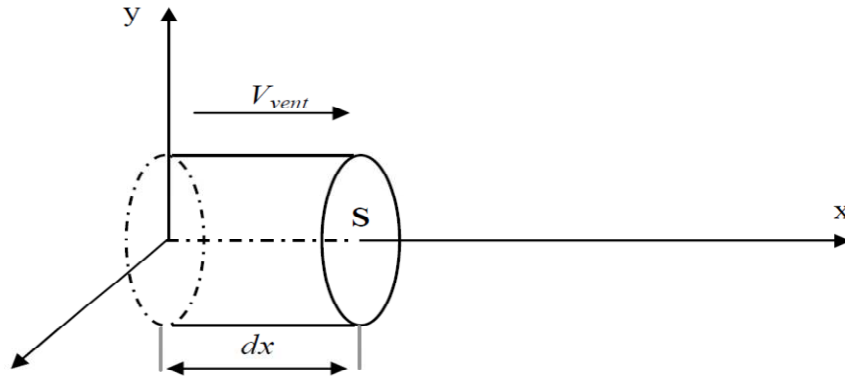
avec :

- $A$  : valeur moyenne de la vitesse du vent en [m/s],
- $a_k$  : amplitude de l'harmonique d'ordre  $k$  en [m/s]

- ,
- $\omega_k$ : pulsation de l'harmonique d'ordre  $k$ ,
- $i$  : le rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

### II.2.3.1 Puissance mécanique du vent

L'énergie cinétique d'une colonne d'air de masse volumique  $\rho$ , animée d'une vitesse  $v_{vent}$ , de longueur  $dx$ , de section  $S$  telle que représentée sur **Figure II.2**.



**Figure II.2:** Représentation d'une colonne d'air

L'énergie cinétique de cette colonne d'air de longueur  $dx$  est donc :

$$dE = \frac{1}{2} \cdot dm \cdot v_{vent}^2 \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$dm = \rho \cdot S \cdot dx$ , masse de cette colonne d'air.

Or nous savons que :  $v_{vent} = \frac{dx}{dt}$

D'où

$$dE = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v_{vent}^3 \cdot dt \quad (\text{II.3})$$

On en déduit ainsi l'expression de la puissance disponible :

$$P_{vent} = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v_{vent}^3 = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot v_{vent}^3 = P_{incidente} \quad (\text{II.4})$$

L'énergie du vent est l'énergie cinétique de l'air récupérable qui traverse une certaine surface  $S = \pi \cdot R^2$ . La puissance est proportionnelle au cube de la vitesse du vent :

avec :

- $P_{vent}$  : puissance mécanique du vent [W]
- $\rho$  : masse volumique de l'air [ $\text{kg}/\text{m}^3$ ].

- $v_{vent}$  : vitesse instantanée du vent [m/s].
- $R$  : longueur de la pale [m].
- $E$  : énergie cinétique du vent [J].

### II.2.3.2 Paramètres aérodynamiques de l'éolienne

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.

#### a) Puissance mécanique de la turbine

En tenant compte de l'expression (II.4), la puissance aérodynamique extraite à partir de la puissance du vent peut donc être écrite comme suit [Bed15, Aub16, Tri17]:

$$P_{turb} = C_p \cdot P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p \cdot v_{vent}^3 \quad (\text{II.5})$$

Avec:

- $P_{turb}$  : puissance aérodynamique de la turbine de vent [W],
- $C_p$ : coefficient de puissance représentant le rendement de conversion de l'énergie du vent,
- $\rho$ : masse volumique de l'air [ $\text{kg/m}^3$ ],

#### b) Coefficient de puissance de la turbine

Selon l'efficacité aérodynamique de la turbine, seule une partie de la puissance mécanique du vent est convertie en puissance mécanique de la turbine. Ce rendement de conversion est exprimé par le coefficient de puissance  $C_p$ . Il est sans dimension et est une caractéristique de la turbine. Il dépend de son profil aérodynamique et du nombre de ses pales. C'est une fonction non linéaire à la fois de l'angle d'orientation des pales de la turbine  $\beta$  et de la vitesse spécifique  $\lambda$  [Lou16]:

$$\lambda = \frac{\text{vitesse de l'extrémité des pales}}{\text{vitesse du vent}} \quad (\text{II.6})$$

On note ce coefficient  $C_p(\lambda, \beta)$ . Comme nous le verrons ci-dessous, sa valeur théorique maximale est d'environ 0,59. En pratique, elle se situe entre 0,4 et 0,45.

- $\lambda$  : vitesse spécifique (en anglais « tip speed ratio »).
- $\beta$ : angle d'orientation des pales en degrés [ $^\circ$ ],

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour calculer  $C_p(\lambda, \beta)$ . Pour le type de turbine étudié ici, l'expression peut être [Tam14]:

$$C_p(\lambda, \beta) = \left[ 0.73 \left( \frac{151}{\lambda'} \right) - 0.002 \cdot \beta - 13.2 \right] \exp \left( \frac{-18.4}{\lambda'} \right) \quad (\text{II.7})$$

avec:

$$\lambda' = [1/(\lambda + 0.08\beta) - 0.035/(\lambda^3 + 1)]^{-1}$$

Selon le type de turbines utilisées, d'autres expressions de  $C_p(\lambda, \beta)$  ont été établies (voir **Annexe C**).

### c) *Loi d'Albert BETZ*

Selon la théorie de **Betz**, (année 1920) nous pouvons écrire  $C_p(\lambda, \beta)$  en fonction d'un facteur d'interférence  $a$  [Tir14 ]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 4a \cdot (1 - a)^2 \quad (\text{II.8})$$

La valeur maximale du coefficient de puissance  $C_p$  est appelée *limite de Betz*. Elle a été obtenue par **Betz** en procédant comme ci-dessous.

$$\frac{dC_p}{da} = 0 \text{ donc } \frac{d[4a(1-a)^2]}{da} = 0 \text{ et } 4 - 16a + 12a^2 = 0 \text{ d'où } a = 1 \text{ (solution à rejeter) et } a = \frac{1}{3}$$

On obtient donc :  $C_{pmax} \approx 0.5926 = 59.26\%$

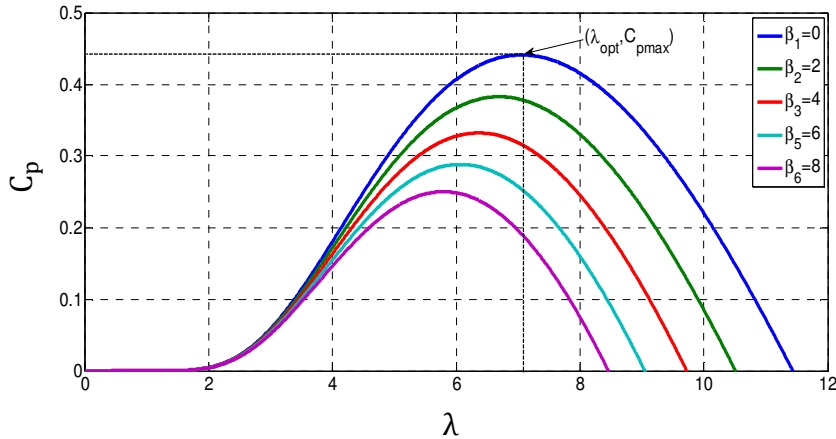
Cette limite indique que la turbine ne peut extraire plus de 59.26% de la puissance du vent.

### d) *Vitesse spécifique*

Afin de permettre une utilisation pratique du coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$ , on introduit habituellement la vitesse spécifique  $\lambda$  donnée par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_{turb}}{v_{vent}} \quad (\text{II.9})$$

La représentation graphique du coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$ , obtenue avec l'expression (II.7), est illustrée sur **Figure II.3**.



**Figure II.3 :** Représentation graphique du coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$  et détermination de la vitesse spécifique optimale

On peut remarquer que le coefficient de puissance passe par un maximum ( $C_{pmax}=0.44$ ), pour un angle de calage des pales  $\beta = 0$ . Il lui correspond une valeur optimale de la vitesse spécifique  $\lambda_{opt} = 7.05$ .

#### e) Couple mécanique de la turbine

A partir de l'expression (II.5) de la puissance produite par la turbine et connaissant la vitesse angulaire de rotation  $\Omega_{turb}$  de cette dernière, le couple mécanique de la turbine  $C_{turb}$  s'exprime comme suit :

$$C_{turb} = \frac{P_{turb}}{\Omega_{turb}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot v_{vent}^3 \cdot \frac{1}{\Omega_{turb}} \quad (\text{II.10})$$

#### f) Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur transforme la vitesse mécanique de la turbine en vitesse de la génératrice et le couple aérodynamique de la turbine en couple d'entraînement de la génératrice selon les expressions suivantes :

$$\Omega_{mec} = G \cdot \Omega_{turb} \quad (\text{II.11})$$

$$C_{mec} = \frac{C_{turb}}{G} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

- $\Omega_{mec}$  : vitesse de rotation de la génératrice [rad/s],
- $G$  : gain du multiplicateur,
- $\Omega_{turb}$  : vitesse angulaire de rotation de la turbine [rad/s],
- $C_{mec}$  : couple de la génératrice [Nm],

- $C_{turb}$  : couple aérodynamique de la turbine [Nm],

**g) Equation dynamique de l'arbre de transmission**

L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique exercé sur l'arbre du rotor de l'éolienne  $T_{mec}$  et le couple électromagnétique  $T_{em}$  :

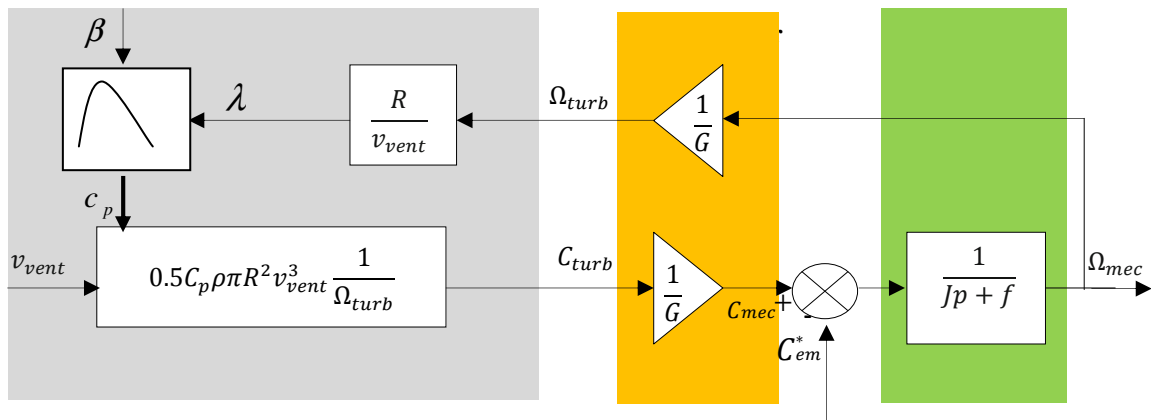
$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - f \cdot \Omega_{mec} \tag{II.13}$$

Avec :

$$\Omega_{mec} = \frac{d\theta_{mec}}{dt}$$

- $J$  : moment d'inertie global de la chaîne éolienne [kg.m<sup>2</sup>],
- $C_{em}$  : couple électromagnétique [N.m]
- $f$  : coefficient de frottement mécanique de la chaîne éolienne [N.m.s/rd].

A partir des expressions précédentes le schéma bloc correspondant à la modélisation de la turbine peut être déduit.

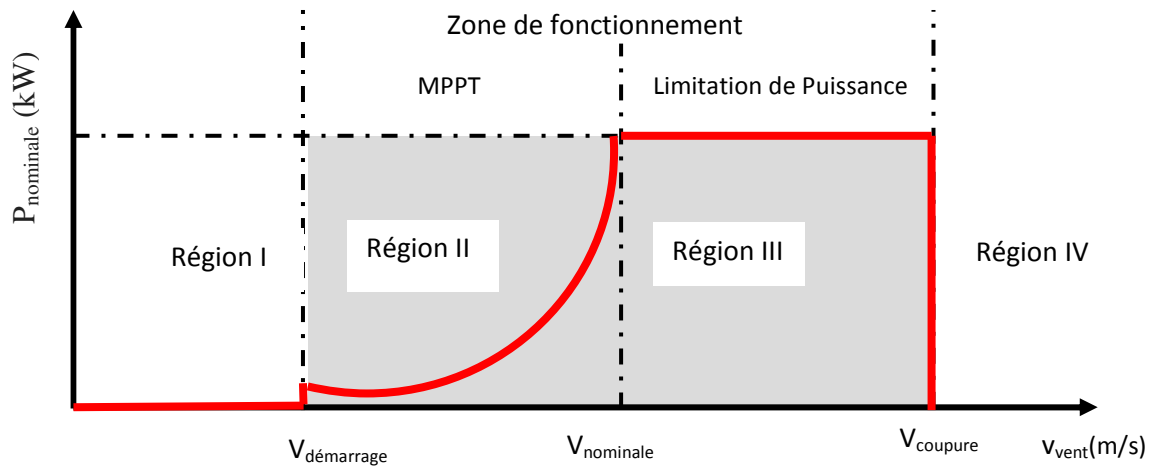


**Figure II.4 :** Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien [Tam15].

**II.2.3.3 Zones de fonctionnement à vitesse variable d'une éolienne**

La puissance maximale qui peut être produite (captée) par une éolienne est sa puissance nominale. La vitesse du vent pour laquelle la puissance nominale de l'éolienne est atteinte est appelée vitesse nominale du vent. Au-dessus de celle-ci, la production de la puissance reste constante quel que soit la vitesse du vent jusqu'à atteindre une vitesse maximale de fonctionnement à laquelle l'éolienne est conçue pour s'arrêter afin de protéger ses parties

mécaniques des effets néfastes des grandes vitesses du vent. La vitesse du vent la plus basse à laquelle une éolienne fonctionnera est appelée vitesse de démarrage. Entre ces deux vitesses, la production de la puissance varie avec la vitesse du vent, comme indiqué sur **Figure II.5** [Ela04].



**Figure II.5** : Zones de fonctionnement d'une éolienne

- La **région I** :  $v_{vent} < v_{démarrage}$  où  $P = 0$  : phase d'attente (la turbine ne fonctionne pas) ;
- La **région II** :  $v_{démarrage} < v_{vent} < v_{nominale}$  : la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent (production normale jusqu'à atteindre la puissance nominale) ;
- La **région III** :  $v_{nominale} < v_{vent} < v_{coupure}$  : la vitesse de rotation est maintenue constante (régulation de puissance à sa valeur nominale) ;
- La **région IV** :  $v_{vent} > v_{coupure}$  (environ 90 km/h) : le système de sûreté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie (arrêt de l'éolienne).

### II.3 Optimisation de la conversion énergétique d'une éolienne à vitesse variable

L'utilisation et le développement de l'énergie éolienne sont devenus une partie importante du développement énergétique dans le monde car le vent est une source d'énergie durable et respectueuse de l'environnement. Cependant, en raison de la nature erratique de cette énergie, la conception des turbines et leurs modes de contrôle doivent être optimisés pour l'extraction du maximum de puissance possible de l'énergie éolienne. Quelques algorithmes ont été élaborés pour obtenir les points de fonctionnement optimaux de transfert de puissance maximale. En général, ils déterminent le fonctionnement de la turbine à travers ses caractéristiques internes. Le suivi du point

de puissance maximale (MPPT pour « Maximum Power Point Tracking » en anglais) est un ensemble de techniques de conversion de l'énergie éolienne [Mul03]. Diverses études sont menées pour obtenir de meilleures techniques MPPT plus rapides pour tout système de conversion de l'énergie éolienne (WECS).

### II.3.1 Principe de la MPPT

Le principe de la stratégie du « Maximum Power Point Tracking (MPPT) » consiste, pour un angle de pale donné, à ajuster, en fonction de la vitesse du vent  $v_{vent}$ , la vitesse de rotation de la turbine à une valeur de référence  $\Omega_{mec}^*$  pour maintenir une vitesse relative optimale et donc un coefficient de puissance maximal  $C_{pmax}$ . Sachant l'expression (II.9), nous pouvons donc réécrire l'expression (II.11) de la façon suivante [Err15]:

$$\Omega_{mec}^* = \left( \frac{v_{vent} \cdot \lambda_{opt}}{R} \right) \cdot G \quad (II.14)$$

C'est l'action sur le couple électromagnétique (et donc sur la puissance convertie par la génératrice) qui va permettre d'obtenir  $\Omega_{mec}^*$  et ainsi maximiser la puissance extraite avec le maintien de  $C_{pmax}$ .

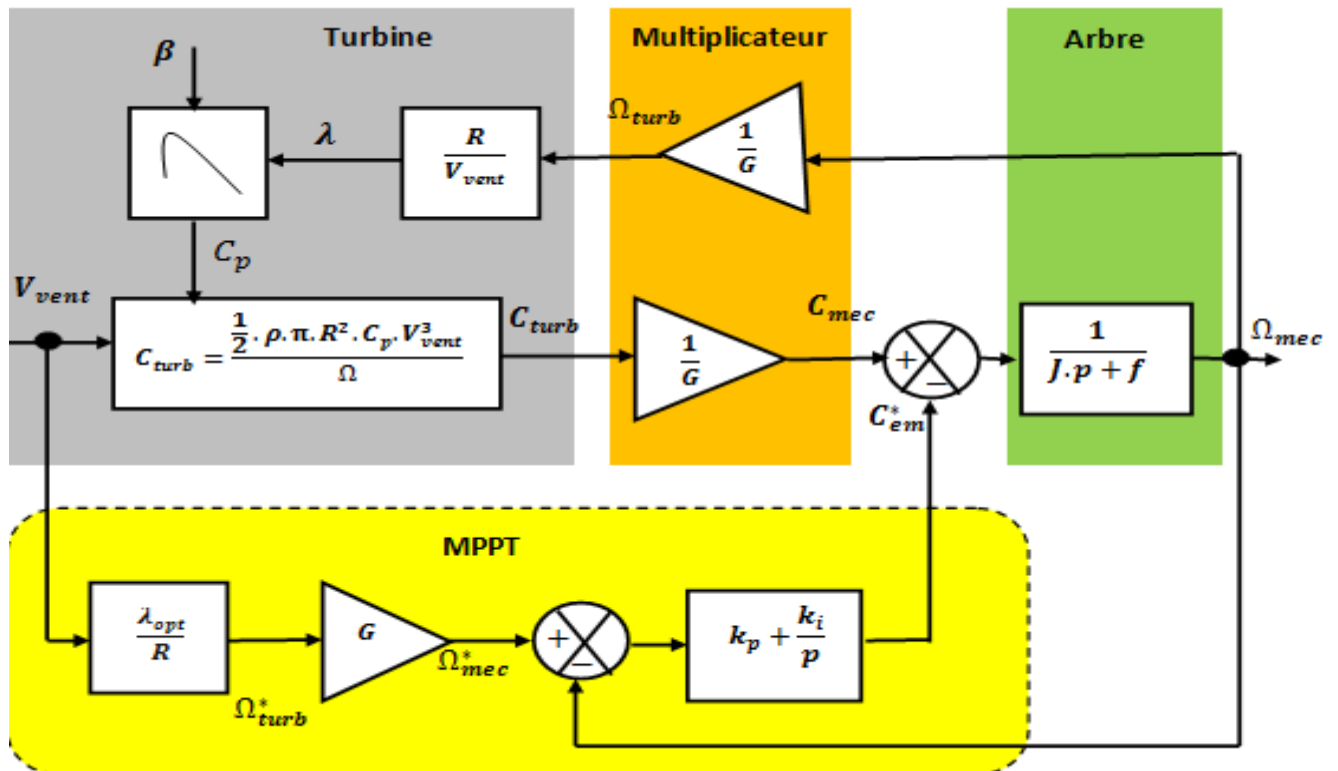


Figure II.6: Maximisation de la puissance extraite avec asservissement de vitesse [Tam15]

### II.3.2 Stratégies de commande MPPT

L'emploi des turbines éoliennes à vitesse variable permet de régler la vitesse de variation de la génératrice pour extraire le maximum de puissance dans la zone où l'algorithme MPPT est appliqué. Cela revient à optimiser la puissance extraite de la machine par adaptation de la vitesse de la turbine du vent tout en maintenant un angle de calage nul. La sortie du système MPPT est une vitesse optimale  $\Omega_{mec}^*$  donnée par l'expression (II.14) et variant selon la vitesse du vent capturé. Plusieurs travaux ont abordé le problème d'optimisation de la production d'énergie en utilisant différentes techniques MPPT. Ces dernières sont différentes selon le type d'informations dont elles ont besoin pour délivrer la référence de vitesse. On peut, cependant, classer ces techniques en quatre familles:

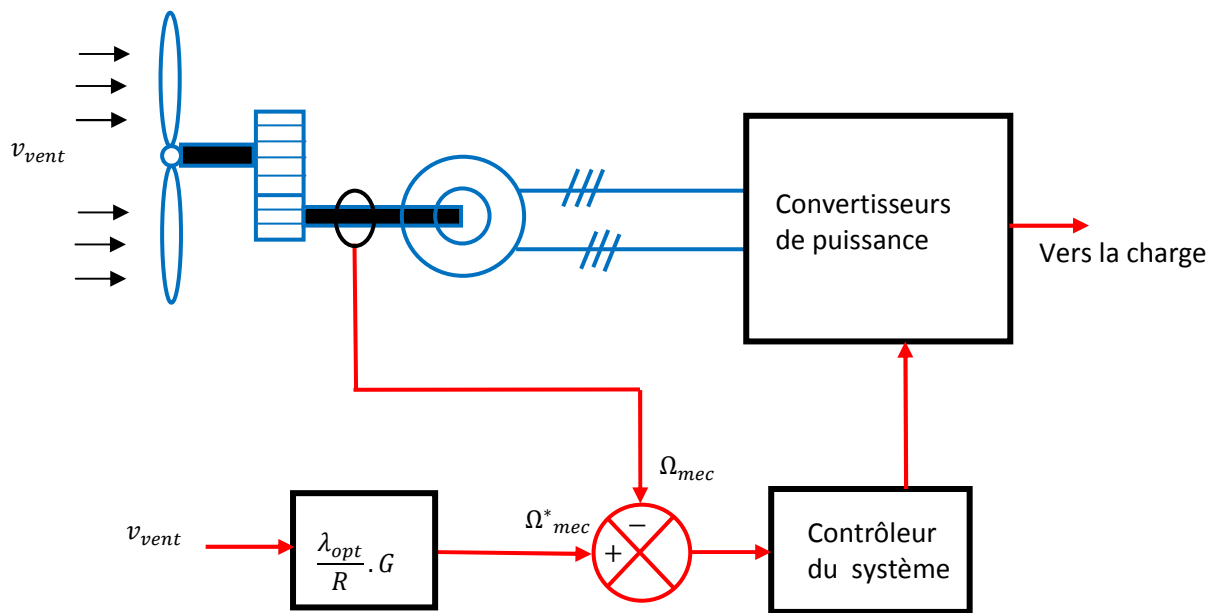
- MPPT par contrôle du rapport de vitesse de pointe (TSR pour « Tip Speed Ratio »),
- MPPT par contrôle de retour de signal de puissance (PSF pour « Power Signal feedback »),
- MPPT par contrôle de couple optimal (OTC pour « Optimal Torque Control »),
- MPPT par contrôle de montée en côte (HCS pour « Hill Climbing Searching »).

#### II.3.2.1 MPPT par contrôle du rapport de vitesse de pointe (TSR)

Dans ce cas le constructeur de l'éolienne doit réaliser des essais de caractérisation en soufflerie du profil des pâles. Cela signifie qu'il faut connaître le coefficient de puissance  $C_p(\lambda)$ . Une telle caractérisation permet de simplifier considérablement l'algorithme de recherche de la puissance maximale et d'utiliser des convertisseurs moins coûteux. Dans cette méthode de contrôle, la vitesse du vent est **mesurée** pour obtenir une vitesse de rotor optimale en utilisant la valeur du rapport de vitesse de pointe optimal. Le TSR optimal est obtenu à partir de la courbe  $C_p(\lambda)$  de la turbine. La vitesse du rotor nécessaire à la mise en œuvre du contrôle de retour de vitesse est **mesurée** ou **estimée** à l'aide d'un observateur de vitesse.

Pour un fonctionnement à puissance maximale, on cherche à maintenir la vitesse spécifique à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$ , valeur pour laquelle le coefficient de puissance est égal à sa valeur maximale. L'éolienne fonctionne donc constamment à  $(\lambda_{opt}, C_{pmax})$ . Il s'agit donc de faire varier la vitesse de rotation de la turbine  $\Omega_{turb}$  en fonction des variations de la vitesse du vent  $v_{vent}$ . Pour cela, une boucle de régulation de vitesse est mise en œuvre et sa vitesse de référence est  $\Omega_{mec}^*$ . Ce contrôle de la vitesse de rotation peut être réalisé en agissant sur le couple sur l'arbre éolien qui apparaît comme une perturbation pouvant être compensée ou non. La nature fluctuante du vent engendre des perturbations dans le système de conversion éolien et crée des variations continues de puissance. De ce fait, il est supposé que le couple électromagnétique développé par la

machine est égal à sa valeur de référence quelle que soit la puissance générée. **Figure II.7** représente le schéma bloc de cette maximisation.

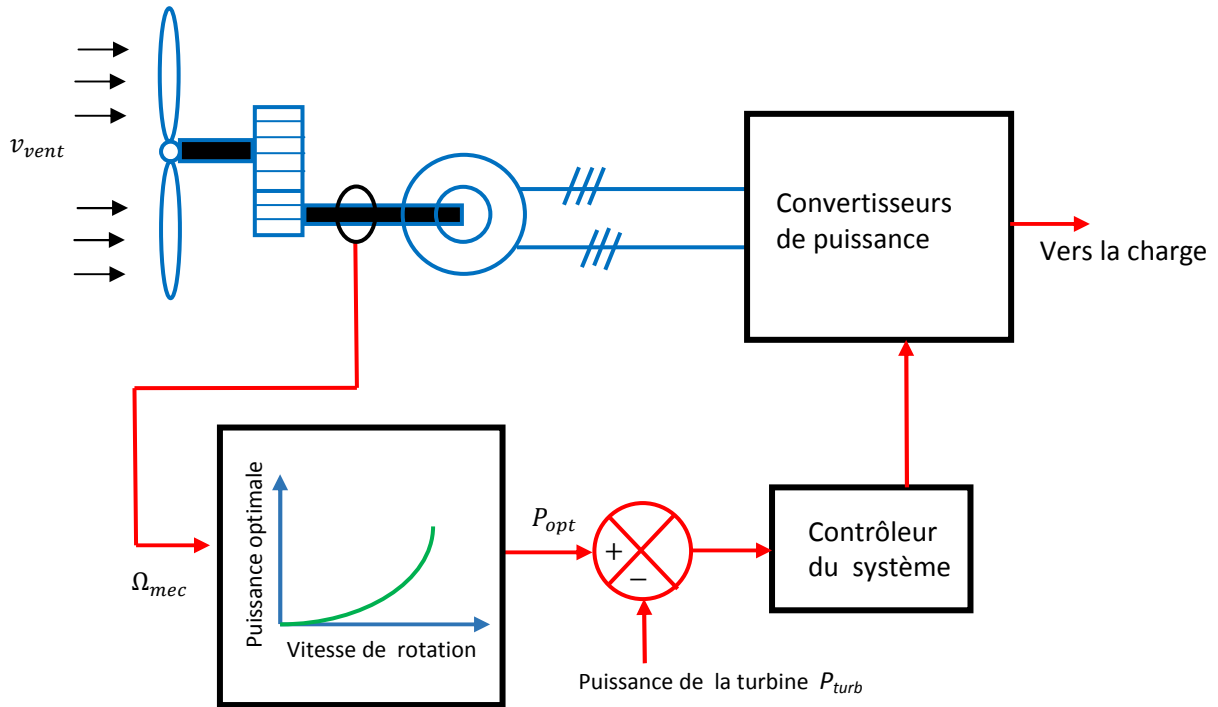


**Figure II.7** : Principe de la méthode MPPT de lambda optimal (TSR) [Tho11].

L'avantage de cette méthode est sa simplicité. Cependant, elle dépend fortement de la mesure de la vitesse de vent, c'est-à-dire de la qualité de l'image du vent fournie par l'anémomètre.

### II.3.2.2 MPPT par contrôle de retour de signal de puissance (PSF)

La méthode PSF, conçue sur la base d'une courbe de puissance maximale (puissance de référence) d'une éolienne, nécessite la vitesse du rotor  $\Omega_{mec}$  pour produire une référence de puissance  $P_{opt}$ . La courbe de puissance de référence optimale est programmée dans une mémoire de microcontrôleur, fonctionnant comme une table de consultation (lookup table). Étant donné que la vitesse de poursuite dépend de l'inertie du rotor d'une éolienne, une inertie plus importante du rotor peut entraîner une vitesse de poursuite lente, en particulier dans des conditions de vents faibles. On adopte parfois une boucle de contrôle proportionnelle pour améliorer les performances rapides du contrôle MPPT.



**Figure II.8** : MPPT par contrôle de retour de signal de puissance (PSF) [Tho11], [Pra15]

### II.3.2.3 MPPT par contrôle de couple optimal (OTC)

C'est une méthode de contrôle de couple et l'expression de la courbe de couple optimale peut être donnée par l'expression (II.20). **Figure II.9** montre le couple de référence pour le contrôleur connecté à une éolienne.

Les expressions (II.5) et (II.9) permettent d'écrire :

$$P_{turb} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot v_{vent}^3 = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{(R^5 \cdot \Omega_{turb}^3)}{\lambda^3} = K \cdot \Omega_{turb}^3 \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$K = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{(R^5)}{\lambda^3} \quad (\text{II.16})$$

Par conséquent, on a :

$$K_{opt} = \frac{0.5 \rho \cdot \pi \cdot C_{p\_max}(\lambda, \beta) \cdot R^5}{\lambda_{opt}^3} \quad (\text{II.17})$$

Quand le rotor tourne à  $\lambda_{opt}$ , le coefficient de puissance est maximal  $C_{p\_max}$ . On a donc :

$$P_{turb\_opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot C_{p\_max}(\lambda, \beta) \cdot \frac{(R^5 \cdot \Omega_{turb\_opt}^3)}{\lambda_{opt}^3} = \frac{0.5 \rho \cdot \pi \cdot C_{p\_max}(\lambda, \beta) \cdot R^5 \cdot \Omega_{turb\_opt}^3}{\lambda_{opt}^3}$$

$$P_{turb\_opt} = K_{opt} \cdot \Omega_{turb\_opt}^3 \quad (\text{II.18})$$

D'après l'expression (II.10), on peut écrire :

$$P_{turb\_opt} = C_{turb\_opt} \cdot \Omega_{turb\_opt} \quad (\text{II.19})$$

On en tire le couple optimal de la turbine:

$$C_{turb\_opt} = \frac{0.5 \rho \cdot \pi \cdot C_{p\_max}(\lambda, \beta) \cdot R^5 \cdot \Omega_{turb\_opt}^2}{\lambda_{opt}^3} = K_{opt} \cdot \Omega_{turb\_opt}^2 \quad (\text{II.20})$$

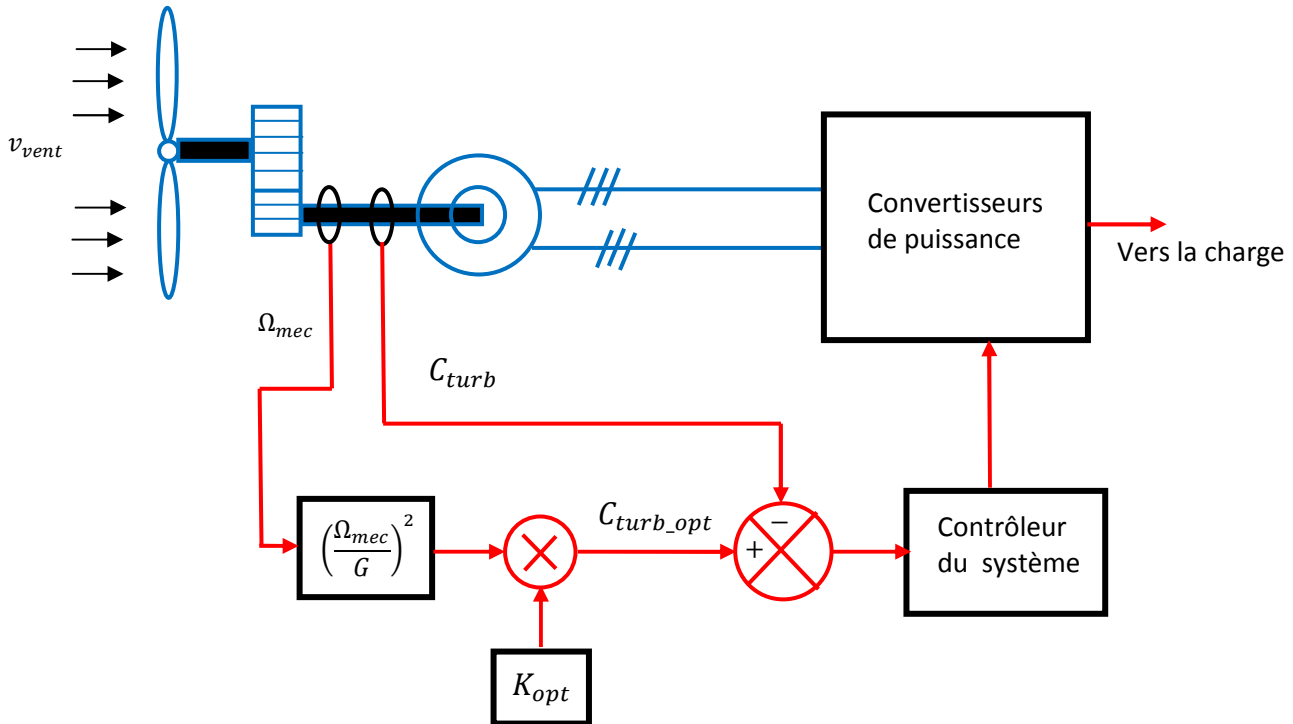


Figure II.9: MPPT par contrôle de couple optimal [Wen17], [Pra15]

### Relation entre $K$ et la vitesse mécanique du rotor $\Omega_{mec}$

Sachant les expressions (II.9) et (II.11), l'expression de  $K$  donnée par (II.16) peut s'écrire :

$$K = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot R^2 \cdot \frac{(G \cdot v_{vent})^3}{(\Omega_{mec})^3} \quad (\text{II.21})$$

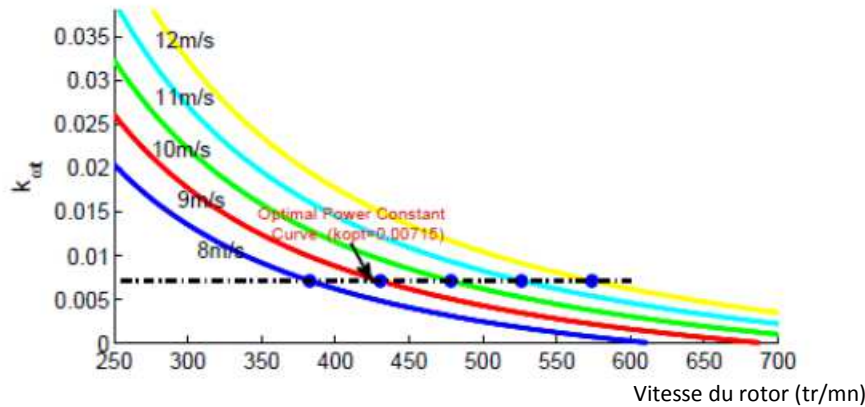


Figure II.10: Variation de  $K$  en fonction de la vitesse du rotor de la génératrice [Wen17].

En général, cette méthode est rapide. Cependant, l'efficacité est inférieure à celle des méthodes de contrôle TSR, car elle ne mesure pas directement la vitesse du vent.

### II.3.2.4 MPPT par contrôle de montée en côte (HCS)

La plupart des systèmes de contrôle de l'énergie éolienne employés sont basés sur l'algorithme de contrôle par **perturbation et observation**, également connu sous l'appellation anglaise « Hill - Climb Searching (HCS) », en raison de sa simplicité en termes de matériel et de logiciel, car cette technique ne nécessite aucune connaissance préalable de l'éolienne et du générateur. L'idée de la méthode est la mesure en ligne de la puissance de sortie et l'observation du taux de variation de la puissance par rapport à la vitesse, c'est-à-dire  $\frac{\Delta P}{\Delta \Omega_{mec1}}$ , pour extraire la puissance maximale. En ajustant la vitesse du rotor ou le cycle de service du convertisseur, le MPPT est atteint lorsque  $\frac{\Delta P}{\Delta \Omega_{mec1}} = 0$ .

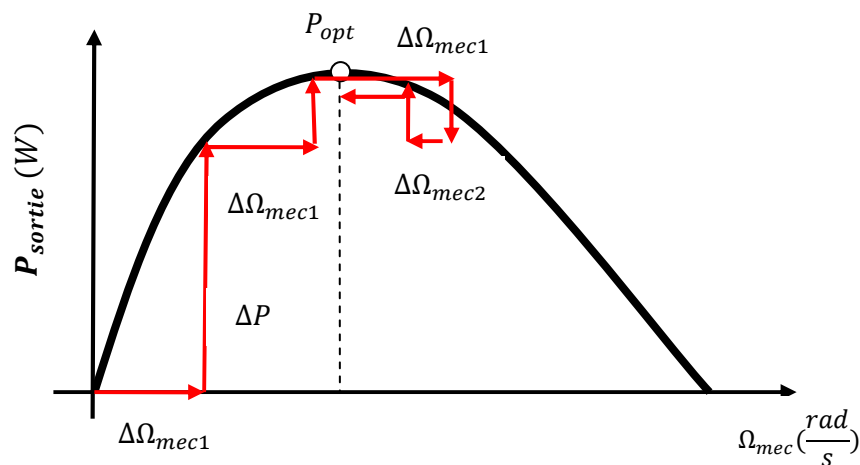


Figure II.11: MPPT par contrôle de montée en pente (HCS) [Wen17]

Cette méthode repose sur une grande quantité de calcul en ligne. Il est donc difficile d'obtenir une MPPT pour des vitesses de vent variant rapidement, ce qui diminue considérablement ses performances dynamiques. Pour pallier à cet inconvénient, un pas adaptatif a été adapté pour suivre les changements rapides de vitesse du vent grâce à une méthode de détection du pic dans des conditions de vent changeantes. Un pas constant a été également remplacé par le taux de variation de puissance par rapport à des variables de perturbation, par exemple, la vitesse du rotor. Dans [Pra15], une recherche améliorée de montée en pente (IHCS) a été proposée pour réaliser des opérations MPPT. L'avantage de la méthode est qu'elle peut immédiatement rechercher le point de fonctionnement optimal, réduisant ainsi le temps de recherche. Cependant, la performance de la méthode dépend de la précision de l'anémomètre. Alternativement, une vitesse du vent estimée peut être utilisée pour cette méthode.

Un contrôleur MPPT est proposé pour un système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable (WECS). Sans nécessiter la connaissance de la vitesse du vent, la densité de l'air ou des paramètres de la turbine, le procédé proposé génère en sortie la commande de vitesse optimale pour la boucle de contrôle de vitesse du système de commande du convertisseur côté moteur commandé vectoriellement. Les commandes de vitesse optimales qui permettent au WECS de suivre les points de puissance maximale sont générées en fonction de la variation de la puissance de sortie active due au changement de la vitesse de commande générée par le contrôleur [Tho11].

- Si la puissance à l'instant d'échantillonnage présent s'avère être augmentée, c'est-à-dire  $\Delta P_0(k) > 0$ , en raison de la réduction de vitesse de commande à l'instant d'échantillonnage précédent, c'est-à-dire  $\Delta \Omega_{mec}^*(k-1) \leq 0$ , alors la vitesse de commande est diminuée.
- En outre, si la puissance à l'instant d'échantillonnage présent s'avère être diminuée, c'est-à-dire  $\Delta P_0(k) < 0$ , soit en raison d'une vitesse de commande constante ou accrue à l'instant d'échantillonnage précédent, c'est-à-dire  $\Delta \Omega_{mec}^*(k-1) \geq 0$ , alors la vitesse de commande est alors diminuée.
- S'il s'avère que la puissance à l'instant d'échantillonnage présent est diminuée, c'est-à-dire  $\Delta P_0(k) < 0$  en raison d'une diminution de la vitesse de commande à l'échantillonnage précédent, c'est-à-dire  $\Delta \Omega_{mec}^*(k-1) < 0$ , alors la vitesse de commande est augmentée.

L'ampleur du changement éventuel de la vitesse de commande dans un cycle de contrôle est déterminée par le produit de l'amplitude de l'erreur de puissance  $\Delta P_0(k)$  et  $C$ , dont les valeurs sont déterminées par la vitesse du vent. Pendant le processus de contrôle de suivi du point de puissance maximale, ce produit décroît lentement et finit par évaluer à zéro au point de puissance maximale.

Afin d'avoir une bonne capacité de suivi à la fois aux hautes et basses vitesses du vent, la valeur de  $C$  devrait changer avec le changement de la vitesse du vent. Comme la vitesse du vent n'est pas mesurée, la valeur de la vitesse de commande du rotor est utilisée pour définir sa valeur. Comme le changement de puissance avec la variation de vitesse est faible à basse vitesse, la valeur de  $C$  utilisée à basse vitesse est plus grande et sa valeur diminue à mesure que la vitesse augmente.

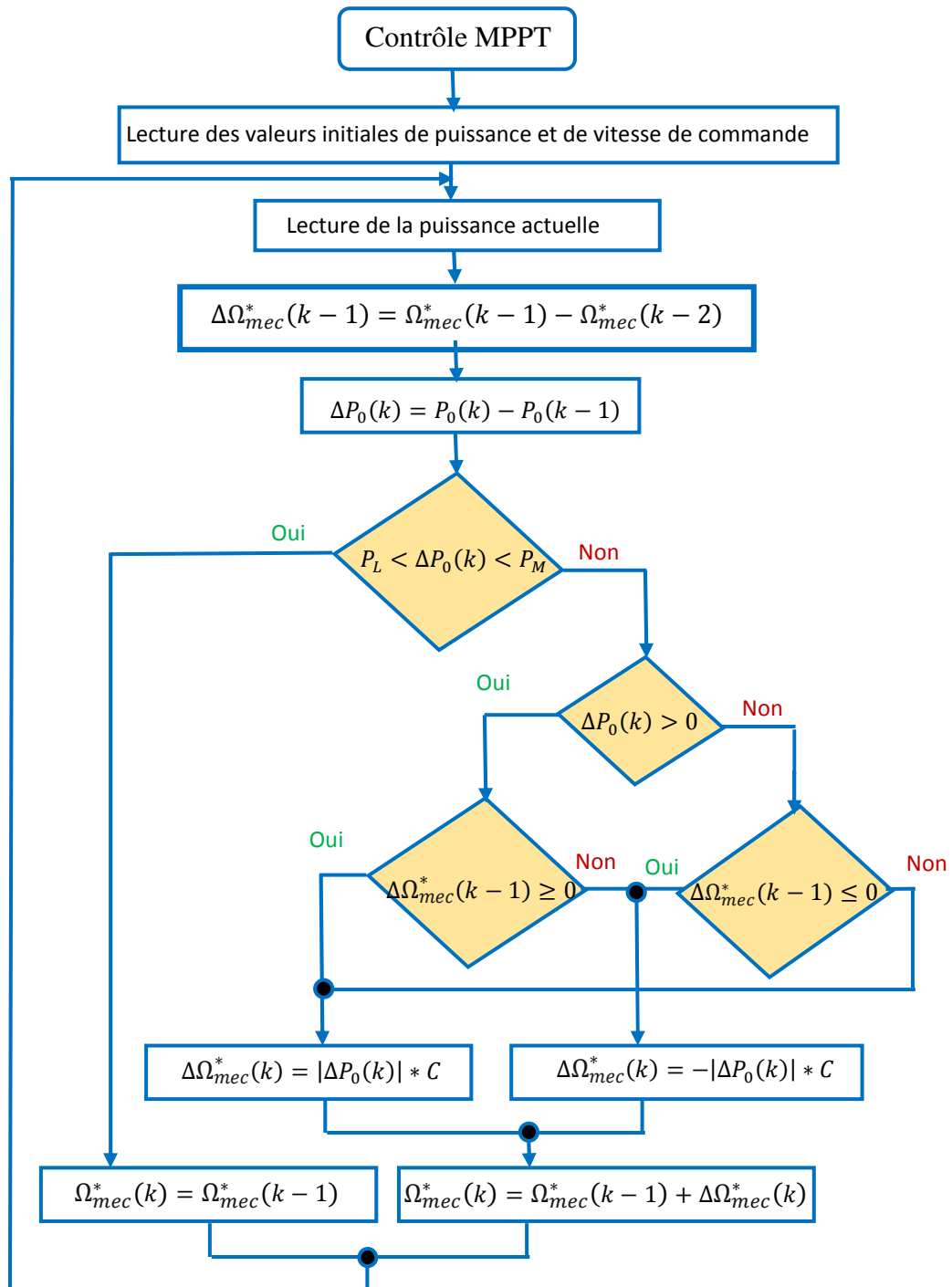


Figure II.12: Organigramme d'application d'un algorithme MPPT de type HCS [Tho11].

## II.4 Conclusion

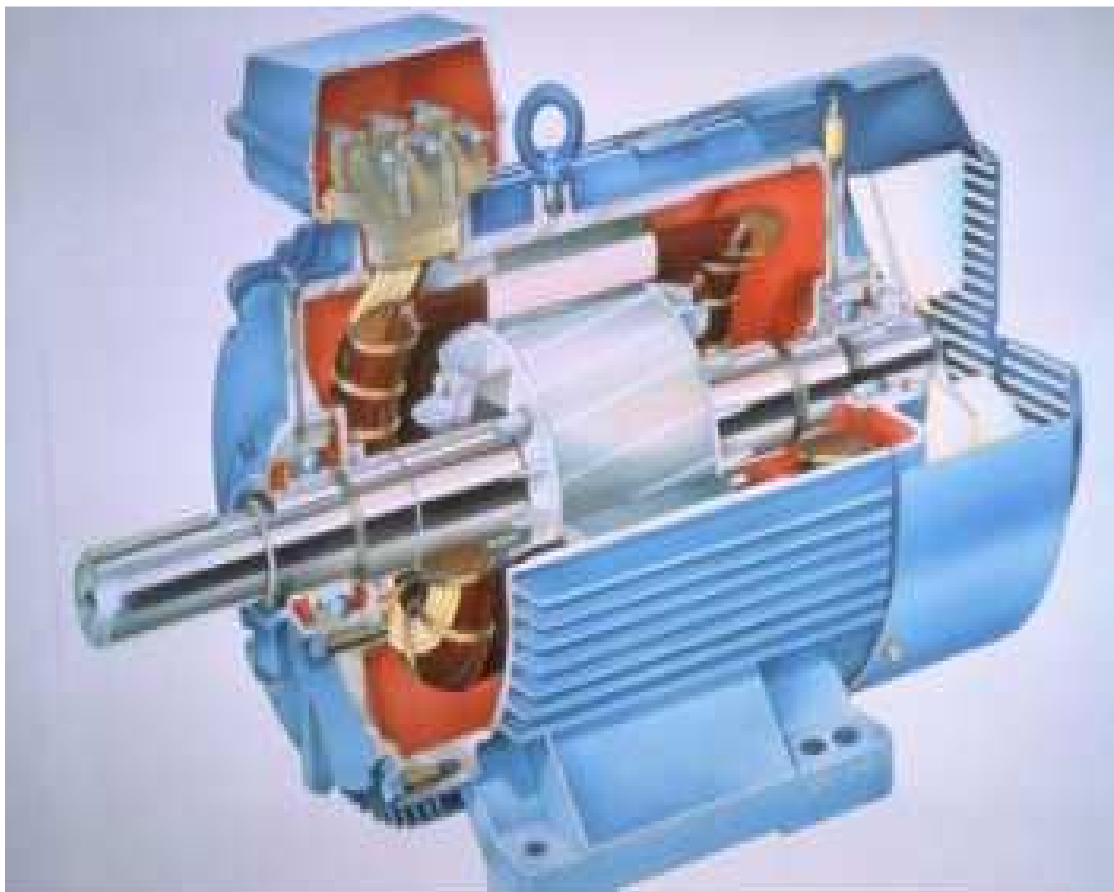
Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés essentiellement à la modélisation et au contrôle de la turbine éolienne à vitesse variable. La transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique est d'abord résumée. La modélisation des différents éléments composant une éolienne (turbine, multiplicateur de vitesse) est présentée en introduisant les notions de coefficient de puissance (efficacité de conversion énergétique), la limite de fonctionnement de *Betz*, les zones de fonctionnement de l'éolienne et la maximisation de l'énergie extraite du vent par une commande appelée MPPT. A cet effet, quatre types de techniques différentes sont décrites. Afin de modéliser et simuler l'éolienne à vitesse variable, l'outil mathématique utilisé est Matlab/Simulink. La stratégie de contrôle utilisée est également programmée à l'aide de ce logiciel.

Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la modélisation d'une machine électrique asynchrone double étoile à rotor en cage et fonctionnant en génératrice (GASDE).

# CHAPITRE III

---

Modélisation de la génératrice asynchrone  
double étoile



## Chapitre III : Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile

### III.1 Introduction

La modélisation d'un système électrique est plus que nécessaire pour son étude et sa commande. Par ailleurs, son développement en dépend largement. Aujourd'hui, l'informatique permet de réaliser une modélisation optimisée de ces systèmes. Cette modélisation doit permettre une quantification des phénomènes mis en jeu dans ces systèmes et être en conformité avec ce que l'on peut observer expérimentalement. En outre, cette modélisation présente un grand intérêt pour des impératifs techniques, économiques et de conception afin d'exploiter le matériel au voisinage de ses limites technologiques. Cependant, il n'est pas toujours tenu compte de tous les phénomènes, car leur formulation mathématique n'est pas toujours aisée et leur incidence sur le comportement du système peut être souvent considérée comme négligeable.

Ce chapitre a pour objectif de présenter la modélisation mathématique de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE). Sa complexité a été relativement réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de *Park* pour contourner la difficulté de déterminer les inductances mutuelles.

### III.2 Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)

Les machines multi phases sont de plus en plus utilisées pour les raisons suivantes [Had06 ; Lev08]:

- segmenter la puissance afin de réaliser un ensemble machine – convertisseur de forte puissance avec des composants de puissance réduite, car cela se répercute sur le prix,
- améliorer la fiabilité.

#### III.2.1 Brève description de la GASDE

La GASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique (par exemple  $\alpha = 30^\circ$ ) et d'un rotor en cage d'écureuil. La **figure III.1** donne la position des axes magnétiques des enroulements formant les phases de la machines. On

notera d'un indice 1 les grandeurs relatives à la 1<sup>ère</sup> étoile et d'un indice 2 celles relatives à la 2<sup>ème</sup> étoile.

L'angle  $\theta_1$  exprime la position du rotor (phase  $a_r$ ) par rapport au stator 1 (phase  $a_{s1}$ ) et  $\theta_2$  la position du rotor par rapport au stator 2 (phase  $a_{s2}$ ).

$$\theta_1 = \Omega_{mec}t + \theta_0 \quad (III.1)$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha \quad (III.2)$$

$\Omega_{mec}$ : Vitesse mécanique du rotor.

$\theta_0$ : Position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1.

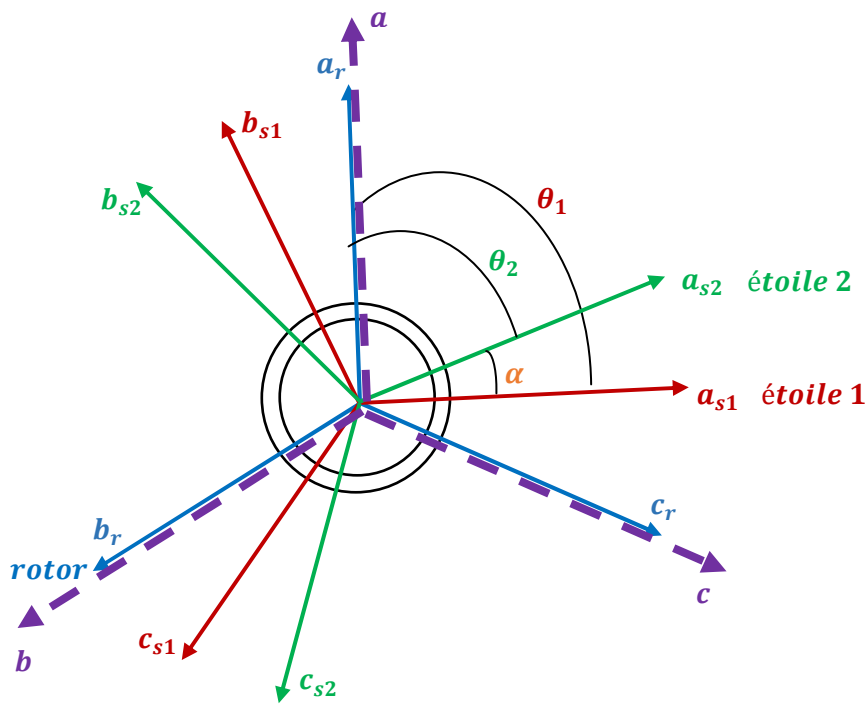


Figure III.1 : Représentation des enroulements de la GASDE

### III.2.2 Hypothèses simplificatrices pour l'étude de la GASDE

La machine asynchrone double étoile (GASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [Rog93]:

- La machine est supposée « linéaire », c'est-à-dire que la saturation et les effets d'hystérésis des circuits magnétiques sont négligés ainsi que les phénomènes provoquant des variations de résistances et d'inductance (températures, fréquence).
- Les pertes dans le fer ne sont pas prises en compte dans la mise en équation de la machine (la perméabilité du circuit magnétique est supposée infinie).

- La force magnétomotrice d'entrefer produite par chaque enroulement est supposée à répartition spatiale sinusoïdale, ce qui revient à négliger les harmoniques d'espace.
- L'effet d'ouverture des encoches est négligé : on suppose que l'entrefer est de largeur constante.
- Enfin, on admet que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

### III.2.3 Modèle dans le repère naturel ( $a, b, c$ ) de la GASDE

Pris individuellement, les bobines triphasés des deux étoiles et le circuit rotorique (cage d'écuréuil ou bobinage triphasé) peuvent être régis par la loi de *Faraday* du type (III.3) qui est, en fait, la combinaison des lois *d'Ohm* et de *Lenz*. La machine entière peut être également régie par la même loi en superposant les effets dûs à la présence simultanée des trois circuits.

#### III.2.3.1 Equations des tensions en mode générateur

En tenant compte des hypothèses simplificatrices énoncées ci-dessus, les équations des tensions de la GASDE, fonctionnant en génératrice, s'écrivent comme ci-après.

##### a- Equations des tensions pour l'étoile 1

$$[v_{s1}] = -[R_{s1}][i_{s1}] - \frac{d[\varphi_{s1}]}{dt} \quad (III.3)$$

$$\text{avec : } [v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}, [i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}, [\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}, [R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}$$

$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$ : tensions simples des phases de l'étoile 1,

$i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}$ : courants des phases de l'étoile 1,

$\varphi_{as1}, \varphi_{bs1}, \varphi_{cs1}$ : flux propres circulant dans l'étoile 1,

$R_{as1}, R_{bs1}, R_{cs1}$ : Résistances des phases statoriques de l'étoile 1,

Pour un circuit de l'étoile 1 équilibré, on a évidemment :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$$

##### b- Equations des tensions pour l'étoile 2

$$[v_{s2}] = -[R_{s2}][i_{s2}] - \frac{d[\varphi_{s2}]}{dt} \quad (III.4)$$

$$\text{Avec : } [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}, [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}, [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}$$

$v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}$ : tensions simples des phases de l'étoile 2,

$i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$ : courants des phases de l'étoile 2,

$\varphi_{as2}, \varphi_{bs2}, \varphi_{cs2}$ : flux propres circulant dans l'étoile 2,

$R_{as2}, R_{bs2}, R_{cs2}$ : Résistances des phases statoriques de l'étoile 2,

De même, pour un circuit de l'étoile 2 équilibré, on a :

$$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$$

### c- Equations des tensions pour le rotor

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

$v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$ : tensions dans le circuit du rotor (supposé triphasé),

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$ : courants dans le circuit du rotor.

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$ : flux propres circulant dans le circuit du rotor,

$R_{ar}, R_{br}, R_{cr}$ : résistances des phases rotoriques.

Pour un circuit rotorique équilibré, on a :

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

Pour un circuit rotorique en cage d'écureuil :

$$v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$$

### d- Equations des tensions pour la GASDE

En notation matricielle, on peut écrire :

$$[v] = -[R] \cdot [i] - \frac{d[\varphi]}{dt} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$[v] = [[v_{s1}] \ [v_{s2}] \ [v_r]]^{tr} = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1} \ v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2} \ 0 \ 0 \ 0]^{tr}$$

$$[i] = [[i_{s1}] \ [i_{s2}] \ [i_r]]^{tr} = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1} \ i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2} \ i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^{tr}$$

$$[\varphi] = [[\varphi_{s1}] \ [\varphi_{s2}] \ [\varphi_r]]^{tr} = [\varphi_{as1} \ \varphi_{bs1} \ \varphi_{cs1} \ \varphi_{as2} \ \varphi_{bs2} \ \varphi_{cs2} \ \varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^{tr}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{s1}] & [0] & [0] \\ [0] & [R_{s2}] & [0] \\ [0] & [0] & [R_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{as2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{bs2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{cs2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

### III.2.3.2 Expressions des flux

Le flux total embrassé par une phase de l'étoile 1 est obtenu par la somme vectorielle de l'effet du courant dans la bobine considérée et de l'effet des courants circulant dans les autres bobines. Cette addition peut être exprimée sous forme matricielle.

Pour l'**étoile 1**, on obtient:

$$[\varphi_{s1}] = [L_{s1}] \cdot [i_{s1}] + [M_{s1s2}] \cdot [i_{s2}] + [M_{s1r}(\theta_1)] \cdot [i_r] \quad (\text{III.7})$$

Pour l'**étoile 2**, on obtient:

$$[\varphi_{s2}] = [M_{s2s1}] \cdot [i_{s1}] + [L_{s2}] \cdot [i_{s2}] + [M_{s2r}(\theta_2)] \cdot [i_r] \quad (\text{III.8})$$

Pour le **rotor**, on obtient:

$$[\varphi_r] = [M_{rs1}(\theta_1)] \cdot [i_{s1}] + [M_{rs2}(\theta_2)] \cdot [i_{s2}] + [L_r] \cdot [i_r] \quad (\text{III.9})$$

En réécrivant tout ceci sous forme compacte, on obtient la matrice inductances pour la GASDE:

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{s1s2}] & [M_{s1r}(\theta_1)] \\ [M_{s2s1}] & [L_{s2}] & [M_{s2r}(\theta_2)] \\ [M_{rs1}(\theta_1)] & [M_{rs2}(\theta_2)] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

### III.2.3.3 Inductances dans l'étoile 1

Les inductances de l'expression (III.7), par exemple, sont définies comme ci-dessous.

$$[L_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$L_s$  : inductance propre de chaque phase de l'étoile 1

$$L_s = L_{ps} + l_s \quad (\text{III.12})$$

$L_{ps}$  : inductance principale de chaque phase de l'étoile 1

$l_s$  : inductance de fuites d'une phase de l'étoile 1

$M_s$  : inductance mutuelle entre deux phases de l'étoile 1

La somme des trois courants dans le bobinage triphasé (étoile1) étant obligatoirement nulle ( $i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1} = 0$ ), l'expression  $[L_{s1}] \cdot [i_{s1}]$  peut s'écrire :

$$[L_{s1}] \cdot [i_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ps} + l_s & -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} & L_{ps} + l_s & -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ps} & L_{ps} + l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ -(i_{as1} + i_{bs1}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

On montre aussi que la diagonalisation de la matrice inductances permet d'écrire [Rog93]:

$$[L_{s1}] \cdot [i_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s + \frac{3}{2} \cdot L_{ps} & 0 & 0 \\ 0 & l_s + \frac{3}{2} \cdot L_{ps} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + \frac{3}{2} \cdot L_{ps} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

La quantité  $\frac{3}{2} \cdot L_{ps}$  est l'inductance cyclique principale de l'étoile 1 que l'on note :  $\mathcal{L}_{ps}$ . On écrit donc :

$$\mathcal{L}_s = l_s + \mathcal{L}_{ps} \quad (\text{III.15})$$

$\mathcal{L}_s$ : inductance cyclique propre de l'étoile.

On obtient enfin :

$$[L_{s1}] \cdot [i_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} = \mathcal{L}_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

### III.2.3.4 Flux dans la machine GASDE

Les expressions des flux pour l'ensemble de la machine sont :

#### a- Pour l'étoile 1

D'après l'expression (III.7), on a :

$$[\varphi_{s1}] = [L_{s1}] \cdot [i_{s1}] + [M_{s1s2}] \cdot [i_{s2}] + [M_{s1r}(\theta_1)] \cdot [i_r]$$

D'où :

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} = \mathcal{L}_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s1s2}(\alpha)] \cdot \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} + [M_{s1r}(\theta_1)] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

#### b- Pour l'étoile 2

Si les deux étoiles sont de même conception, l'inductance cyclique est la même et la relation liant le flux de l'étoile 2 au courant dans l'étoile 1 s'exprime par la matrice transposée  $[M_{s1s2}]^t$ .

D'après l'expression (III.8), on a :

$$[\varphi_{s2}] = [M_{s2s1}(\alpha)] \cdot [i_{s1}] + [L_{s2}] \cdot [i_{s2}] + [M_{s2r}(\theta_2)] \cdot [i_r]$$

D'où :

$$[\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} = \mathcal{L}_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s1s2}(\alpha)]^t \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s2r}(\theta_2)] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

#### c- Pour le circuit rotorique

L'enroulement rotorique triphasé possède une inductance cyclique définie exactement comme pour un stator. Les matrices liant les flux rotoriques aux courants statoriques sont les transposées des matrices correspondantes [Rog93].

D'après l'expression (III.9), on a :

$$[\varphi_r] = [M_{rs1}(\theta_1)] \cdot [i_{s1}] + [M_{rs2}(\theta_2)] \cdot [i_{s2}] + [L_r] \cdot [i_r]$$

$$[\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \mathcal{L}_r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{s1r}(\theta_1)]^t \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s2r}(\theta_2)]^t \cdot \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\mathcal{L}_r = l_r + \mathcal{L}_{pr} \quad (\text{III.20})$$

$$\mathcal{L}_{pr} = \frac{3}{2} \cdot L_{pr} \quad (\text{III.21})$$

$\mathcal{L}_r$  : inductance cyclique propre au rotor.

$l_r$  : inductance de fuites au rotor

$\mathcal{L}_{pr}$  : inductance cyclique principale du rotor

### III.2.3.5 Equation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par l'expression (II.13).

### III.2.3.6 Expression du couple électromagnétique

La relation générale donnant le couple électromagnétique instantané d'une machine électrique est basée sur le principe de la conservation de l'énergie. Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [i]^{tr} \cdot \left\{ \frac{d[L]}{d\theta_q} \right\} \cdot [i] \quad (\text{III.22})$$

Avec:

$C_{em}$  : couple électromagnétique

Le vecteur  $[i]$  est défini dans la relation (III.6) par:

$$[i] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1} \ i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2} \ i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^{tr}$$

$\theta_q$  est un angle repérant la position du rotor par rapport au stator. Dans notre cas  $\theta_q = \theta_1$  ou  $\theta_2$

selon le stator considéré. Mais comme  $\theta_1 = \theta_2 + \alpha$ ,  $\frac{d[L]}{d\theta_1} = \frac{d[L]}{d\theta_2}$  car  $\alpha$  est un angle constant.

Toutes les inductances propres et mutuelles de la machine sont incluses dans la matrice  $[L]$  de l'expression (III.6). Pour des étoiles identiques, on a :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{s1s2}] & [M_{s1r}(\theta_1)] \\ [M_{s2s1}] & [L_{s2}] & [M_{s2r}(\theta_2)] \\ [M_{rs1}(\theta_1)] & [M_{rs2}(\theta_2)] & [L_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta_1)] \\ [M_{ss}]^{tr} & [L_s] & [M_{sr}(\theta_2)] \\ [M_{sr}(\theta_1)]^{tr} & [M_{sr}(\theta_2)]^{tr} & [L_r] \end{bmatrix}$$

$$\frac{d[L]}{d\theta_q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \\ 0 & 0 & \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]^{tr}}{d\theta_1} & \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]^{tr}}{d\theta_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

L'expression (III.22) devient donc :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [i]^{tr} \cdot \left\{ \frac{d[L]}{d\theta_q} \right\} \cdot [i] = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}]^{tr} & [i_{s2}]^{tr} & [i_r]^{tr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [i_r] \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [i_r] \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]^{tr}}{d\theta_1} \cdot [i_{s1}] + \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]^{tr}}{d\theta_2} \cdot [i_{s2}] \end{bmatrix}$$

En développant, on obtient :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ [i_{s1}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [i_r] + [i_{s2}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [i_r] + [i_r]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [i_{s1}] + [i_r]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [i_{s2}] \right\}$$

Dans cette expression, le premier terme est égal au troisième et le deuxième terme est égal au quatrième. On obtient donc finalement :

$$C_{em} = \left\{ [i_{s1}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [i_r] + [i_{s2}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [i_r] \right\} \quad (III.24)$$

### III.2.3.6 Modèle biphasé de la GASDE

#### a- Transformation de Park

La transformation de *Park* est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la GASDE correspond à une transformation des trois bobines en deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [Tra08].

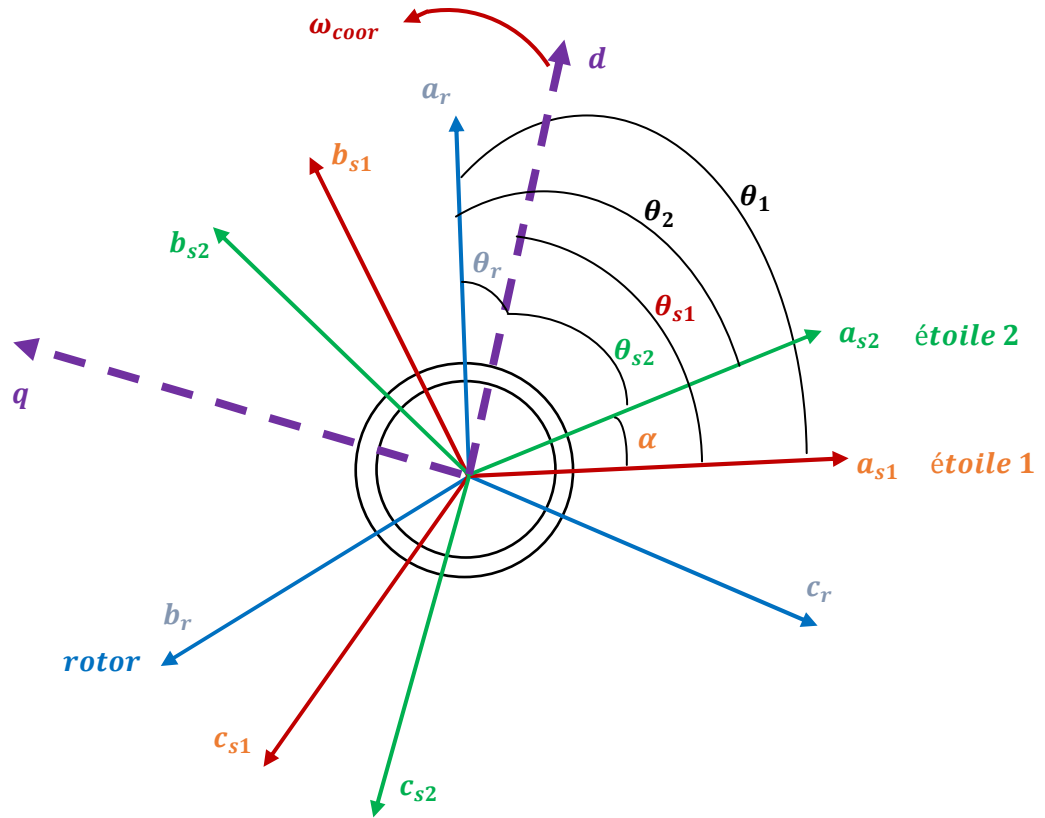


Figure III.2 : Représentation du modèle de la GASDE selon les axes  $(d, q)$

De la **figure III.2** on déduit les relations entre les angles :

$$\begin{aligned} \theta_{s1} &= \theta_1 - \theta_r \\ \theta_{s2} &= \theta_{s1} - \alpha = \theta_1 - \theta_r - \alpha \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

$\theta_{s1}$  : Angle entre l'axe magnétique de la phase  $a_{s1}$  et l'axe  $d$

$\theta_{s2}$  : Angle entre l'axe magnétique de la phase  $a_{s2}$  et l'axe  $d$

$\theta_r$  : Angle entre l'axe magnétique de la phase  $a_r$  et l'axe  $d$

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles (système équilibré). La transformation qui traduit le passage du système triphasé  $(a, b, c)$  au système biphasé  $(d, q)$  est donnée par la matrice de *Park* normalisée [Ami08]. Pour l'**étoile 1**, elle est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos\left(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin\left(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Le système de tensions triphasées de l'étoile 1 se transforme comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s1})] \cdot \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

La matrice de *Park* pour l'étoile 2 est définie comme suit :

$$\begin{aligned} [P(\theta_{s2})] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos\left(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin\left(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1} - \alpha) & \cos\left(\theta_{s1} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s1} - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s1} - \alpha) & -\sin\left(\theta_{s1} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s1} - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Le système de tensions triphasées de l'étoile 2 se transforme comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s1} - \alpha)] \cdot \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}$$

La matrice de *Park* pour le rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

La **figure III.2** illustre la schématisation d'une GASDE biphasée, équivalente, issue de la transformation de *Park* dont le système d'axes tourne à la vitesse  $\omega_{\text{coor}}$ .

### a- Choix du référentiel

Trois types de référentiels existent dans la pratique. Le choix se fait selon le problème à étudier [Abd12].

- **Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )**

Dans ce référentiel, les axes ( $d, q$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\theta_{s1} = 0$ ). Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

- **Référentiel lié au rotor ( $x, y$ )**

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère ( $d, q$ ) est égale à la pulsation mécanique du rotor ( $\theta_r = 0$ ). Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. Il est utilisé dans l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- **Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ )**

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère ( $d, q$ ) est égale à la vitesse du champ tournant ( $\omega_{coor} = \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ ). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. Ce référentiel n'introduit pas de simplifications dans la transformation des équations électriques. C'est ce référentiel que nous avons choisi pour notre étude.

### III.3 Modélisation de la GASDE dans un repère ( $d, q$ ) lié au champ tournant

#### III.3.1 Equations des tensions

L'écriture du modèle de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé ( $d, q$ ) lié au champ tournant est obtenue en utilisant les transformations normées de *Park* afin de conserver la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons les modèles électrique (III.34) et magnétique (III.35) [Sin05, Don07, Lak14, Abd11].

Dans le modèle de *Park*, nous pouvons écrire également sous forme matricielle une équation de tensions analogue à (III.6):

$$[v_{dqo}] = -[R] \cdot [i_{dqo}] - \frac{d[\varphi_{dqo}]}{dt} \quad (III.30)$$

Avec :

$$[v_{dqo}] = [[v_{s1}] [v_{s2}] [v_r]]^{tr} = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{os1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ v_{os2} \ v_{dr} \ v_{qr} \ v_{or}]^{tr}$$

Comme le un circuit rotorique est en court circuit (cage d'écureuil), on a :

$$[v_r] = [0 \ 0 \ 0]^{tr}$$

Dans le cas s d'un système équilibré, la composante homopolaire ne participe pas à la production du couple électromagnétique et l'on obtient donc :

$$[v_{dqo}] = [[v_{s1}] [v_{s2}] [0]]^{tr} = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ 0 \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^{tr}$$

Dans le cas d'une alimentation sans fils neutre, la composante homopolaire est nulle :

$$[i_{dqo}] = [[i_{s1}] [i_{s2}] [i_r]]^{tr} = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ 0 \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ 0 \ i_{dr} \ i_{qr} \ 0]^{tr}$$

$$[\varphi_{dqo}] = [[\varphi_{s1}] [\varphi_{s2}] [\varphi_r]]^{tr} = [\varphi_{ds1} \ \varphi_{qs1} \ \varphi_{os1} \ \varphi_{ds2} \ \varphi_{qs2} \ \varphi_{os2} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \varphi_{or}]^{tr}$$

L'équation matricielle (III.30) se décompose comme suit.

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

$\frac{d(\theta_{s1})}{dt}$  : vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport à l'étoile 1

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$  : vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport au rotor

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = -R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = -R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = -R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = -R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{III.34})$$

### III.3.2 Expressions des flux

Les flux de liaison des deux enroulements fictifs statoriques et rotorique dans le repère  $(d, q)$  sont donnés par les relations suivantes [Sin05, Che12, Ami08, Abd11]

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = -L_{ds1} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{dq} \cdot i_{qs2} + L_{md} \cdot (-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = -L_{qs1} \cdot i_{qs1} - L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) + L_{dq} \cdot i_{ds2} + L_{mq} \cdot (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = -L_{ds2} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{dq} \cdot i_{qs1} + L_{md} \cdot (-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = -L_{qs2} \cdot i_{qs2} - L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - L_{dq} \cdot i_{ds1} + L_{mq} \cdot (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_{dr} \cdot i_{dr} + L_{md} \cdot (-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_{qr} \cdot i_{qr} + L_{mq} \cdot (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$L_{ds1} = L_m + L_{md} \quad , \quad L_{qs1} = L_m + L_{mq} \quad , \quad L_{ds2} = L_m + L_{md} \quad , \quad L_{qs2} = L_m + L_{mq}$$

$L_{ds1}$  ,  $L_{qs1}$  ,  $L_{ds2}$  ,  $L_{qs2}$  : inductances directe et en quadrature des phases fictives des stators 1 et 2

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre les stators et le rotor

$L_{md}$ ,  $L_{mq}$  : inductances de magnétisation directe et en quadrature

Dans des conditions magnétiques linéaires (pas de saturation de la machine), on peut écrire [Abd11]:

$$L_{md} = L_{mq} = L_m \quad , \quad L_{dq} = 0 \quad , \quad L_{ds1} = L_{qs1} \quad , \quad L_{ds2} = L_{qs2} \quad L_{dr} = L_{qr} \quad (\text{III.36})$$

Nous obtenons les flux de magnétisation selon les axes  $d$  et  $q$  en posant :

$$\varphi_{md} = L_{md} \cdot (-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \quad (\text{III.37})$$

$$\varphi_{mq} = L_{mq} \cdot (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) \quad (\text{III.38})$$

Le module du flux magnétisant total est donné par:

$$\|\varphi_m\| = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (\text{III.39})$$

Le module du courant de magnétisation peut être calculé par :

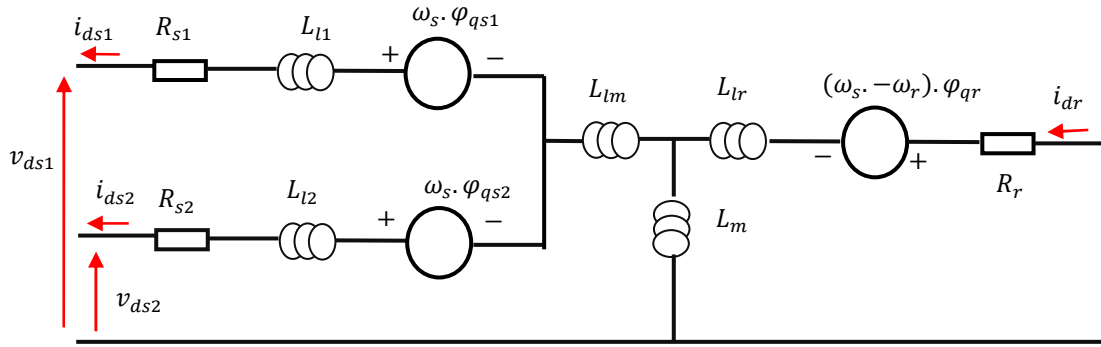
$$\|i_m\| = \sqrt{(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr})^2 + (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})^2} \quad (\text{III.40})$$

Le système (III.14) s'écrit donc :

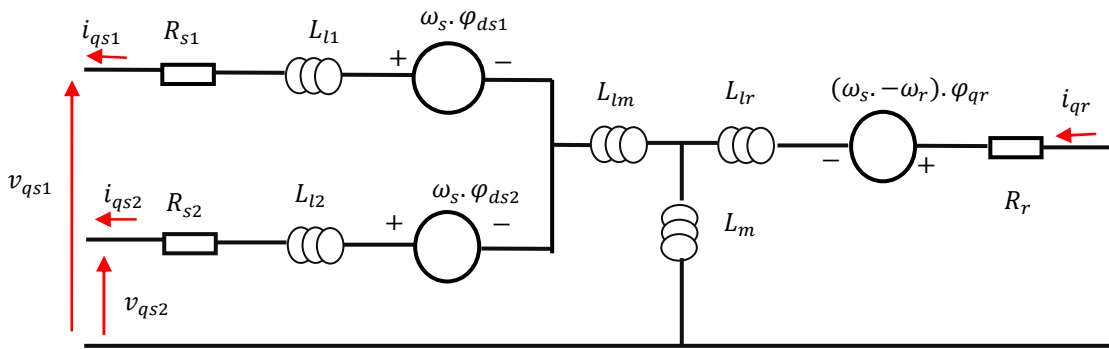
$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = -L_{ds1} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs1} = -L_{qs1} \cdot i_{qs1} - L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) + \varphi_{mq} \\ \varphi_{ds2} = -L_{ds2} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs2} = -L_{qs2} \cdot i_{qs2} - L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) + \varphi_{mq} \\ \varphi_{dr} = L_{dr} \cdot i_{dr} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qr} = L_{qr} \cdot i_{qr} + \varphi_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Le couple électromagnétique peut être calculé par l'expression suivante [Ame17]:

$$C_{em} = \frac{3p}{4} \cdot \left( \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} \right) \cdot [(i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot \varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot \varphi_{qr}] \quad (\text{III.42})$$



a) Selon l'axe d



b) Selon l'axe q

**Figure III.3:** Représentation de la GASDE dans le référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant

### III.3.3 Représentation sous forme d'équation d'état du modèle de la machine

En introduisant le système d'équations (III.13) dans (III.22) et en mettant tout sous forme compacte, on aura [Ami08, Ame17]:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1} \cdot \{[B] \cdot [U] - \omega_{gl} \cdot [C] \cdot [I] - [D] \cdot [I]\} \quad (\text{III.43})$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r, \quad \omega_r = p * \Omega_{mec},$$

$$[U] = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ v_{dr} \ v_{qr}]^{tr} : \text{Vecteur de commande ;}$$

$$[I] = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^{tr} : \text{Vecteur d'état ;}$$

$$\dot{[I]} = \frac{d}{dt} [I]$$

$$[B] = \text{diag} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0],$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 & (L_r + L_{mq}) \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & (L_r + L_{md}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -(L_{s1} + L_{ds1}) & 0 & -L_{ds1} & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & -(L_{s1} + L_{qs1}) & 0 & -L_{qs1} & 0 & L_{mq} \\ -L_{ds1} & 0 & -(L_{s2} + L_{ds1}) & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{qs1} & 0 & -(L_{s2} + L_{qs1}) & 0 & L_{mq} \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & (L_r + L_{md}) & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & (L_r + L_{mq}) \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -R_{s1} & \omega_s(L_{s1} + L_{qs1}) & 0 & -\omega_s L_{qs1} & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ \omega_s(L_{s1} + L_{ds1}) & -R_{s1} & -\omega_s L_{ds1} & 0 & \omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & \omega_s L_{qs1} & -R_{s2} & \omega_s(L_{s2} + L_{ds1}) & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### III.3.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique

En négligeant les composantes homopolaires, la puissance absorbée par la GASDE dans le système d'axes  $(d, q)$ , est exprimée par :

$$P_s = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (\text{III.44})$$

En remplaçant les tensions  $(v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2})$  par leurs expressions dans l'expression (III.25), on trouve:

$$P_s = [R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 - R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs2}^2] + \left( \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right) + \omega_s (\varphi_{ds1} i_{ds1} - \varphi_{qs1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{ds2} + \varphi_{qs2} i_{qs2}) \quad (\text{III.45})$$

Cette expression se compose de trois termes : le premier terme correspond aux pertes par effet Joule, le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie), le dernier terme est la puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

Par ailleurs, l'expression du couple électromagnétique est:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s}$$

$$C_{em} = P [\varphi_{ds1} i_{ds1} - \varphi_{qs1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{ds2} - \varphi_{qs2} i_{qs2}] \quad (\text{III.46})$$

En remplaçant les flux ( $\varphi_{ds1}$ ,  $\varphi_{qs1}$ ,  $\varphi_{ds2}$ ,  $\varphi_{qs2}$ ) donnés par (III.22) dans (III.27), on obtient:

$$C_{em} = P \cdot L_m \cdot [(i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qr}] \quad (III.47)$$

A partir des équations des flux rotoriques ( $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$ ) exprimées par (III.22), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} \cdot [\varphi_{dr} - L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.48)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} \cdot [\varphi_{qr} - L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (III.49)$$

En remplaçant (III.29) et (III.30) dans l'équation (III.28), on aura le couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de *Park* ( $d$ ,  $q$ ) [Tir16]:

$$C_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_m + L_r} \cdot [\varphi_{dr} \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr} \cdot (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.50)$$

## III.4 Onduleurs de tension à commande MLI

### III.4.1 Modélisation de l'onduleur

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative qui peut être à fréquence fixe ou variable. Il peut agir aussi sur l'amplitude de la tension délivrée. Un onduleur triphasé est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires. Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [Abd12 ; Amm17]:

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interepteur } i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interepteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec :

$$f_i + \bar{f}_i = 1 \text{ et } i = 1 \dots 3$$

La figure II.12 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

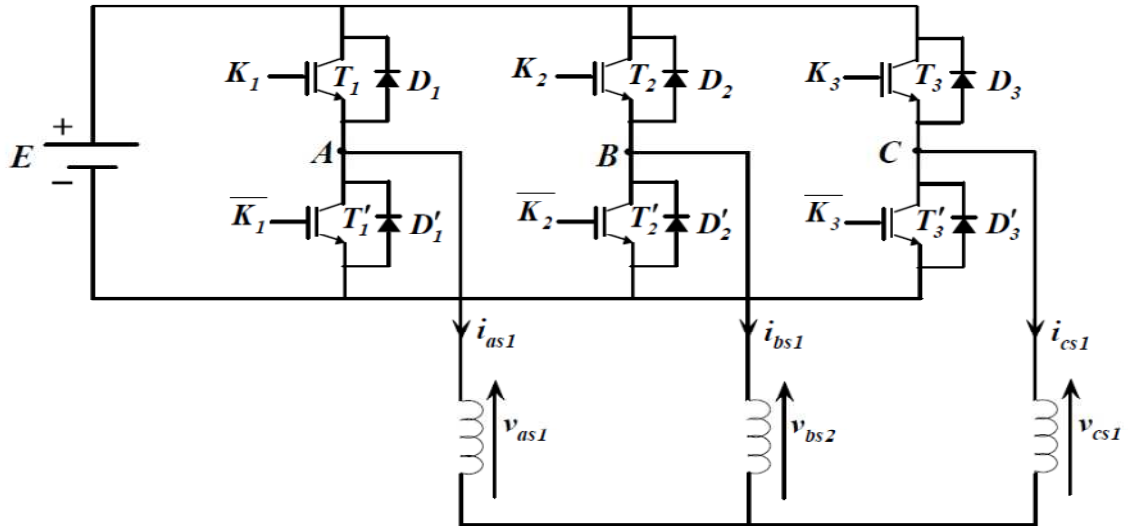


Figure III.4 : Schéma d'un onduleur triphasé

Les tensions composées sont :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= v_{as} - v_{bs} = E \cdot (f_1 + f_2) \\ V_{BC} &= v_{bs} - v_{cs} = E \cdot (f_2 + f_3) \\ V_{CA} &= v_{cs} - v_{as} = E \cdot (f_3 + f_1) \end{aligned} \quad (\text{III.51})$$

Les tensions simples  $v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$  forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{III.52})$$

La résolution des équations (III.32) et (III.33) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

### III.4.2 Stratégie de commande par modulation sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [Mra08].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} v_{as1}^* &= v_m \cdot \sin(2\pi ft) \\ v_{bs1}^* &= v_m \cdot \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.54})$$

$$v_{cs1}^* = v_m \sin \left( 2\pi f t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

La porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ) ;
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $f_p$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $v_{pm}$ ).

### III.4.3 Stratégie de commande par modulation vectorielle

#### III.4.3.1 Principe

La SVM est différente de la modulation de largeur d'impulsion conventionnelle MLI (ou PWM en anglais). Elle est basée sur la représentation vectorielle spatiale de la sortie de l'onduleur. Il n'y a pas de modulateurs séparés pour chaque phase. Les tensions de référence sont données par le vecteur tension dans l'espace (c'est-à-dire les composantes du vecteur tension dans le plan complexe). Le principe de la SVM est la prédiction du vecteur de tension d'onduleur par projection du vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  sur les vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation non nuls. Pour l'onduleur à deux niveaux, le diagramme des vecteurs de commutation forme un hexagone divisé en six secteurs de  $60^\circ$  chacun, comme indiqué à la **Figure III.6**

L'objectif de la technique PWM de vecteur spatial est d'approximer le vecteur de tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  en utilisant les huit modèles de commutation. Une méthode simple d'approximation consiste à générer la sortie moyenne de l'onduleur sur une courte période,  $T$  identique à celle de  $\vec{V}_{ref}$  dans la même période [Jin05].

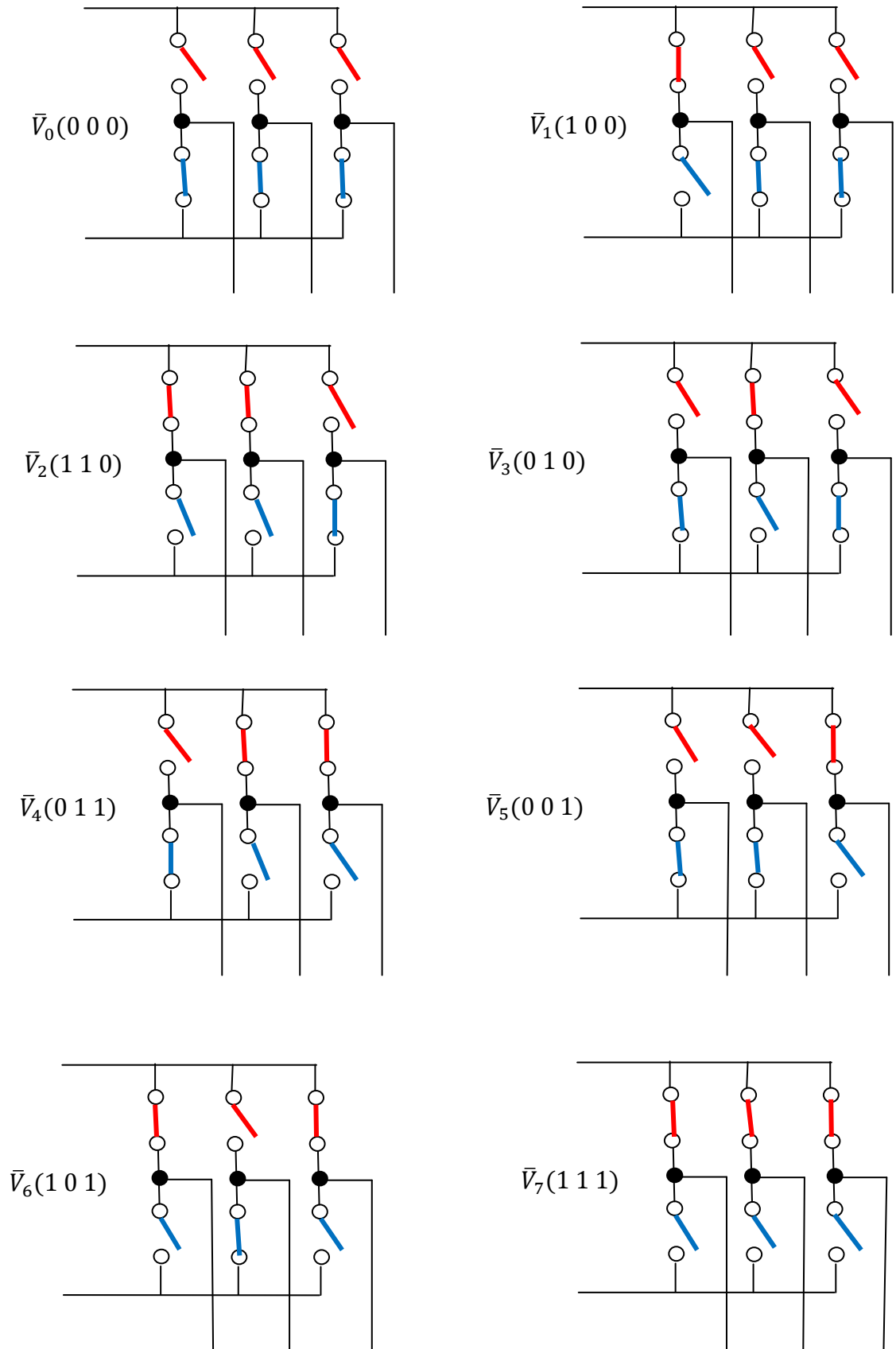
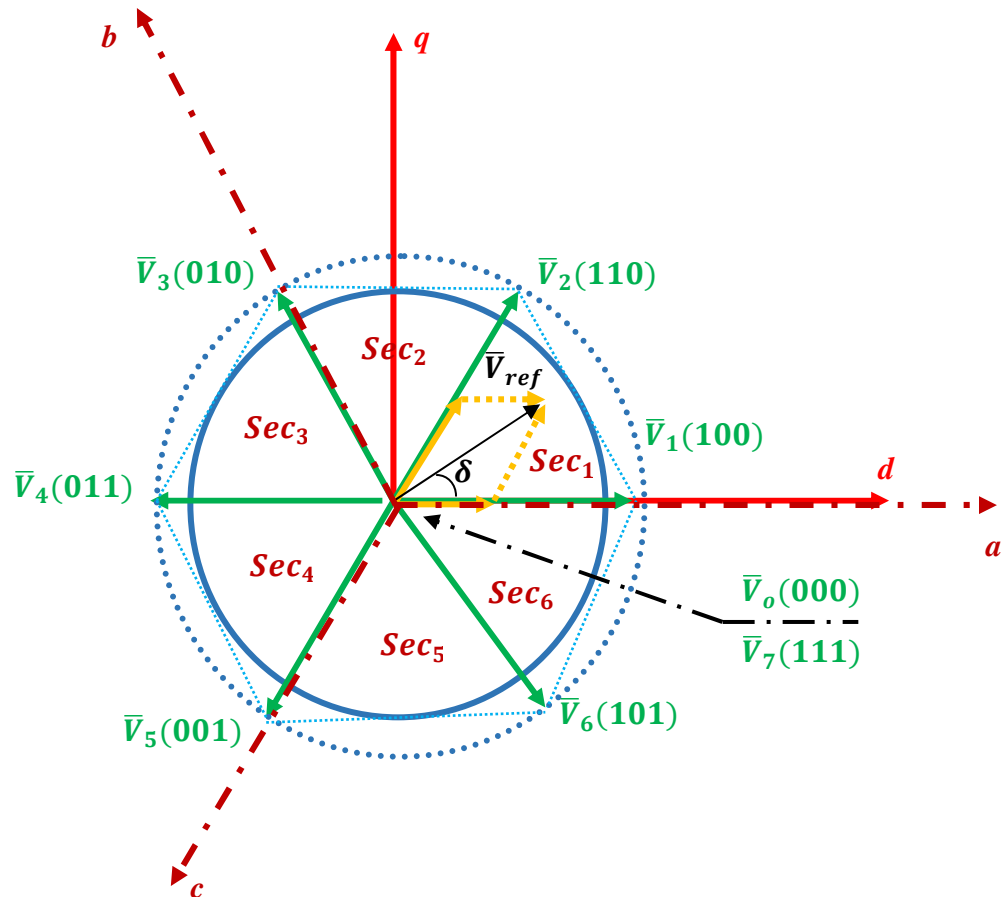


Figure III.5 : Vecteurs tensions pour différents états des interrupteurs



**Figure III.6** : Schéma du vecteur espace tension

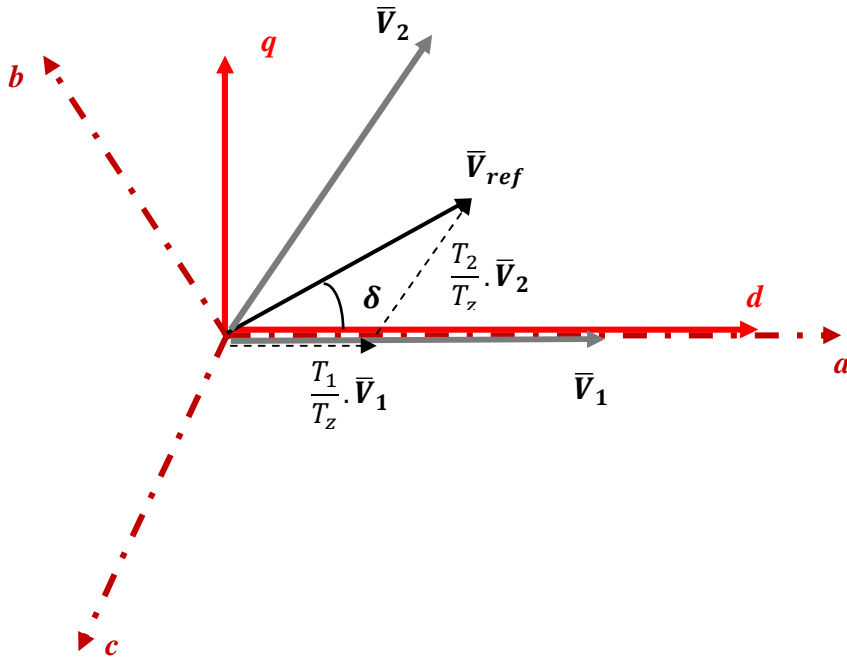
Le temps d'application de chaque vecteur (par exemple  $\bar{V}_1$  pendant un temps  $T_1$ ) peut être obtenu par des calculs vectoriels et le reste de la période  $T_z$  sera passé en appliquant le vecteur nul  $\bar{V}_0$  pendant un temps  $T_0$ .

$$T_z = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{III.56})$$

Avec :

$T_1, T_2$  et  $T_0$  : temps d'application des vecteurs de tension.

$T_z$  : temps d'échantillonnage.



**Figure III.7:** Vecteur de référence en fonction des vecteurs tensions adjacents du secteur 1

Lorsque la tension de référence est dans le secteur 1 (**Figure III.7**), elle peut être synthétisée en utilisant les vecteurs  $\bar{V}_1$ ,  $\bar{V}_2$  et  $\bar{V}_0$  (vecteur nul).

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 \cdot dt$$

D'où :

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) + \bar{V}_0 \cdot (T_z - T_1 - T_2) = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) + T_0 \cdot \bar{V}_0 \quad (\text{III.57})$$

Le vecteur d'espace MLI peut être déterminé en suivant les étapes suivantes:

#### III.4.3.2 Détermination de $V_d$ , $V_q$ , $V_{ref}$ et l'angle $\delta$

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos(60^\circ) - V_{cn} \cdot \cos(60^\circ) = V_{an} - \frac{1}{2} \cdot V_{bn} - \frac{1}{2} \cdot V_{cn}$$

$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos(30^\circ) - V_{cn} \cdot \cos(30^\circ) = V_{bn} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - V_{cn} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.58})$$

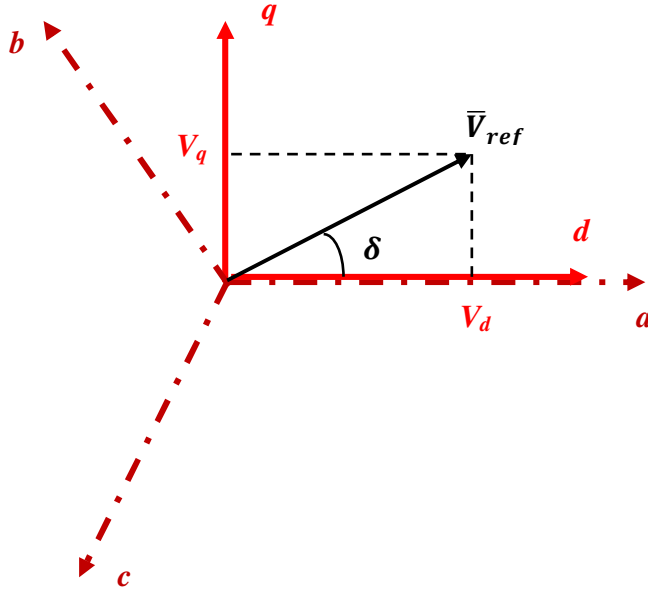


Figure III.8 : Détermination de  $V_{ref}$  et  $\delta$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (\text{III.59})$$

$$\delta = \arctg\left(\frac{V_d}{V_q}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad (\text{III.60})$$

$f$ : fréquence du fondamental

#### III.4.3.3 Détermination des durées $T_1$ , $T_2$ , $T_0$

Les durées d'application des tensions aux interrupteurs sont calculées comme ci-dessous.

##### a- Calcul dans le secteur 1

En utilisant (III.57) et en projetant  $\bar{V}_1$  et  $\bar{V}_2$  sur le système d'axes, on obtient :

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2 + T_0 \cdot \bar{V}_0$$

$$T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot (\cos(\delta) + i \cdot \sin(\delta)) = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot (1 + i \cdot 0) + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot (\cos(\pi/3) + i \cdot \sin(\pi/3)) \quad (\text{III.61})$$

En identifiant partie réelle et partie imaginaire, on obtient successivement :

$$T_1 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \delta)}{\sin(\pi/3)} \quad (\text{III.62})$$

$$T_2 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\delta)}{\sin(\pi/3)} \quad (\text{III.63})$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2)$$

Avec :

$$T_z = \frac{1}{f_z} \text{ et } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \quad (\text{III.64})$$

$$0 \leq \delta \leq 60^\circ$$

**b- Calcul dans le secteur  $n$**

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left( \sin \left( \frac{\pi}{3} - \delta + \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left( \sin \left( \frac{n\pi}{3} - \delta \right) \right) =$$

$$\frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left( \sin \left( \frac{n\pi}{3} \right) \cdot \cos(\delta) - \cos \left( \frac{n\pi}{3} \right) \cdot \sin(\delta) \right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left( \sin \left( \delta - \frac{(n-1)}{3} \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left( -\sin \left( \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \cdot \cos(\delta) + \right.$$

$$\left. \cos \left( \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \cdot \sin(\delta) \right)$$

Avec :

$T_z$  donnée par (III.56) et (III.64).

$n = 1$  à  $6$  (secteur 1 à secteur 6) et  $0 \leq \delta \leq 60^\circ$

III.4.3.4 Détermination du temps de commutation  $t_i$  pour chaque interrupteur  $K_i$  [Jin05].

Secteur	Interrupteurs supérieurs ( $K_1, K_3, K_5$ )	Interrupteurs inférieurs ( $K_4, K_6, K_2$ )
Sec <sub>1</sub>	$t_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = \frac{T_0}{2}$	$t_4 = \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Sec <sub>2</sub>	$t_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Sec <sub>3</sub>	$t_1 = \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + \frac{T_0}{2}$
Sec <sub>4</sub>	$t_1 = \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = \frac{T_0}{2}$
Sec <sub>5</sub>	$t_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = \frac{T_0}{2}$
Sec <sub>6</sub>	$t_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

Tableau III.1 : Temps de commutation  $t_i$  des interrupteurs  $K_i$  de l'onduleur

### III.5 Conclusion

Ce chapitre a pour objectifs de présenter en premier lieu la modélisation mathématique de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE). Cette modélisation, assez détaillée, est donnée successivement dans le repère naturel ( $a, b, c$ ) et dans le repère biphasé de *Park*. La complexité du système a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de *Park*. En effet, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans le fonctionnement du système (turbine, GASDE, convertisseurs...).

La modélisation du système sous forme d'équation d'état est également déduite pour résoudre, par une méthode de *Runge-Kutta*, le système d'équation modélisant le système éolien complet.

Dans un second lieu, on s'est intéressé à l'onduleur triphasé qui va générer le système triphasé de tensions qui sera appliqué à la charge en cas d'une utilisation autonome ou injecté dans le réseau.

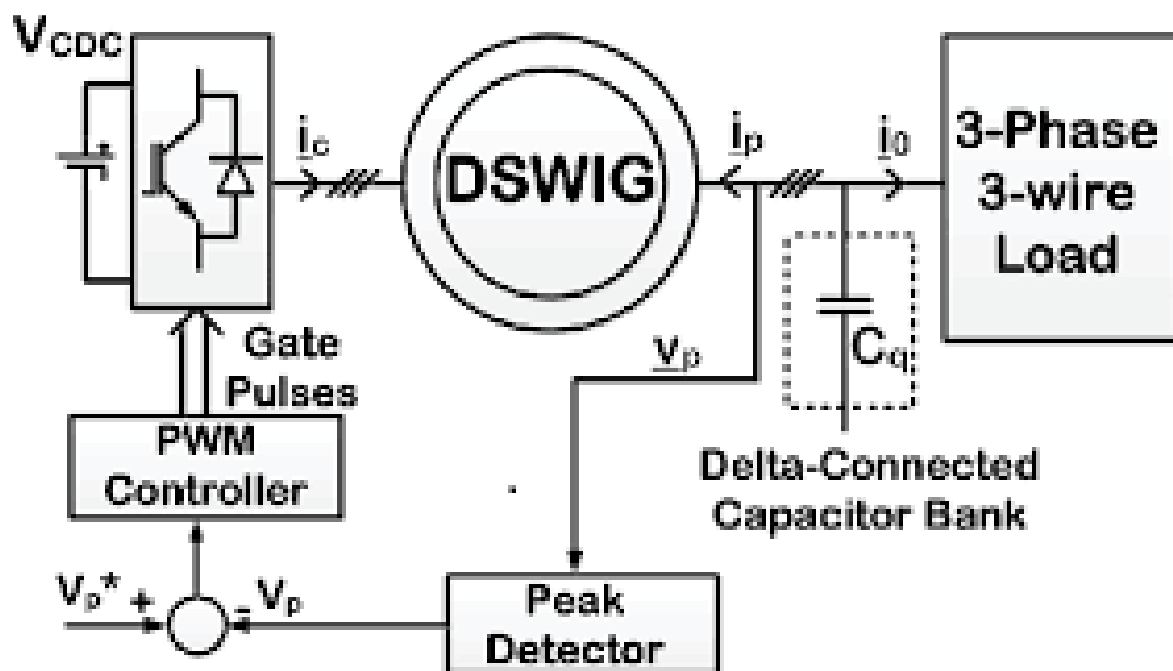
Pour la commande de cet onduleur, deux stratégies sont présentées :

- stratégie de commande par modulation sinus – triangle,
- stratégie de commande par modulation vectorielle.

Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la contribution potentielle de ce système éolien à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. En effet, différentes techniques de commande seront testées et confrontées entre – elles au niveau résultats obtenus (précision, rapidité, poursuite, qualité de l'énergie générée,...).

# CHAPITRE IV

## Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la GASDE

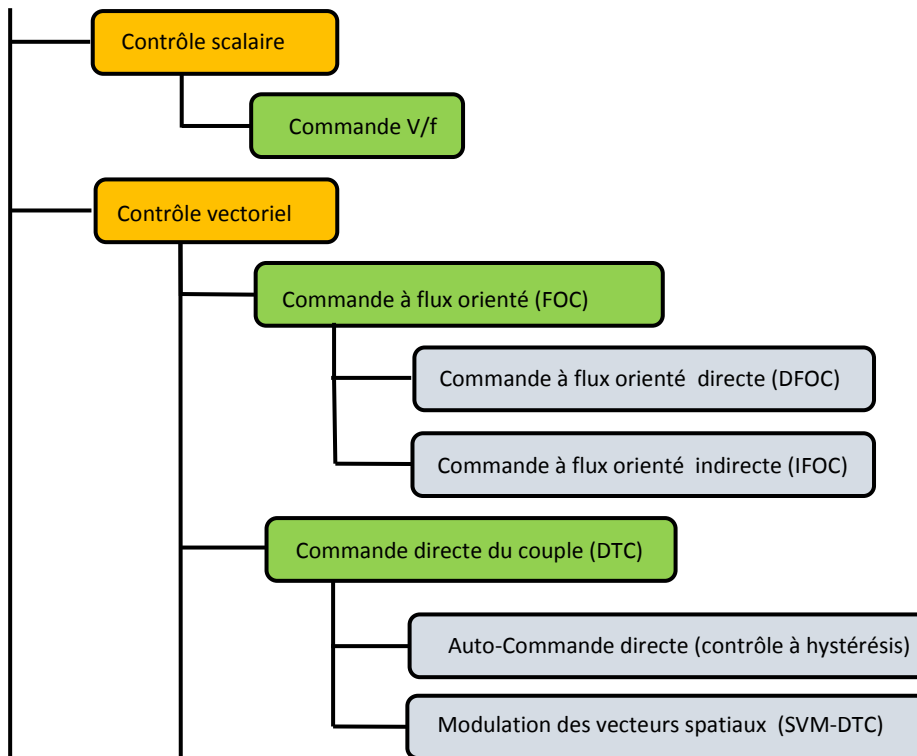


## IV.1 Introduction

Dans le domaine des entraînements électriques fonctionnant indifféremment en moteur ou en génératrice, différentes stratégies de contrôle existent. En raison de leurs modèles complexes, le contrôle des machines à induction en fonctionnement à vitesse variable est plus compliqué que dans les machines à courant continu.

Historiquement, il y a d'abord le contrôle scalaire ( $V/f=constante$ ) qui est une technique simple utilisée pour contrôler la vitesse des moteurs à induction. Son principe consiste à maintenir le rapport entre la tension du stator et la fréquence constante pour que le couple disponible reste maximal. Cette technique peut fonctionner en boucle ouverte, mais elle fournit une régulation de vitesse médiocre qui dépend de la charge externe appliquée. Elle présente également une réponse dynamique lente et moins précise. Le contrôle se faisant en régime permanent, l'amplitude du flux du stator n'est pas contrôlée pendant l'état transitoire et le couple de la machine ne peut pas répondre rapidement.

Le contrôle vectoriel à flux orienté (FOC) a été proposé au début des années 1970 par *Hasse* et *Blaschke* [Che11]. La **figure IV.1** ci-dessous résume la classification des différentes stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable qui sont aujourd'hui largement utilisées.



**Figure IV.1** : Classifications des stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable.

## IV.2 Description simplifiée du système à commander

L'aéroturbine capte une partie  $P_m$  de la puissance  $P_v$  contenue dans le vent. La génératrice électrique (GASDE) la transforme ensuite en puissance électrique. La plus grande partie de celle-ci est transférée au réseau directement par les deux bobinages statoriques de la machine via deux redresseurs en parallèle, un bus continu, un onduleur et un filtre. L'onduleur est ici un convertisseur bidirectionnel qui peut être commandé par MLI sinus-triangle ou MLI vectorielle.

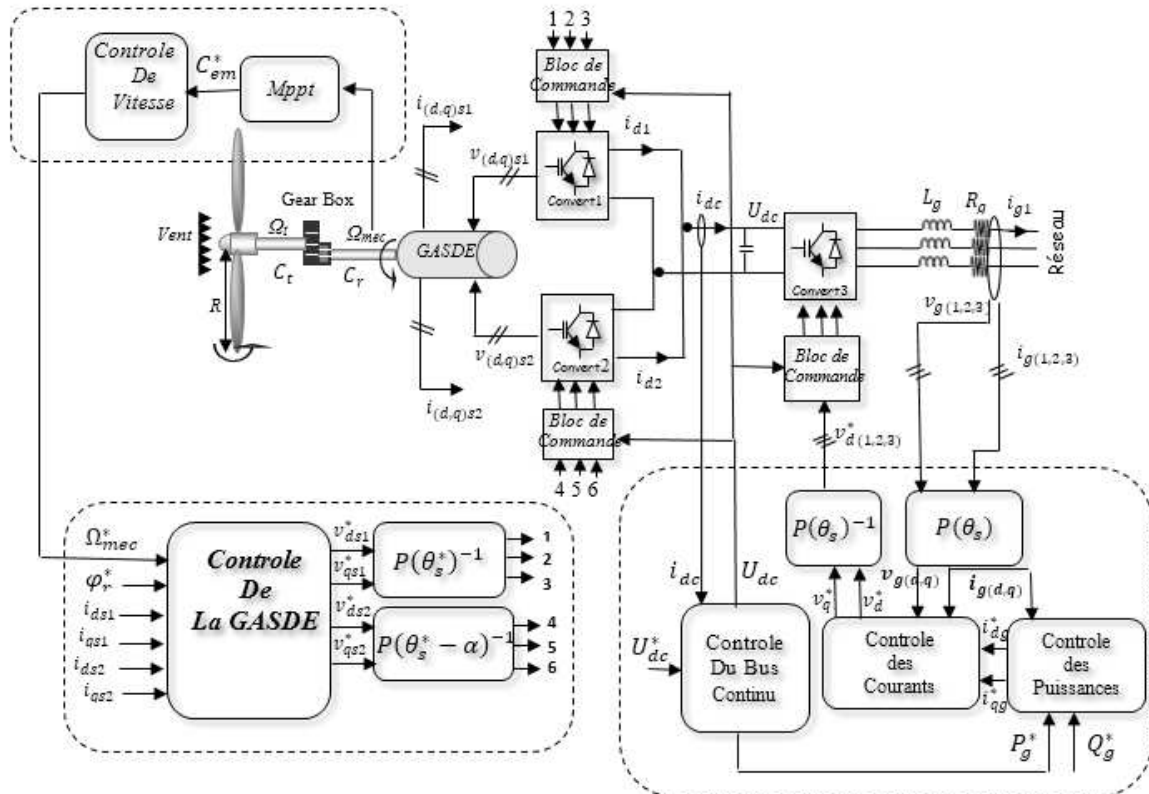


Figure IV.2 : Schéma synoptique du système de puissance éolien basé sur une GASDE.

### IV.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la GASDE

#### IV.3.1 Principe

La commande de la machine asynchrone double étoile (GASDE) peut être réalisée par une loi de commande vectorielle avec régulateur PI. Différentes techniques de commande ont été proposées dans la littérature. Celles liées à l'orientation du flux, assurant un contrôle découplé entre les variables de commande, restent des plus utilisées dans une large gamme d'applications industrielles grâce aux performances dynamiques élevées qu'elles procurent.

Le principe de la commande par orientation du flux consiste à orienter une des composantes du flux statorique ou rotorique ou d'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse synchrone (**Figure IV.3 (a)**). Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (**Figure IV.3 (b)**). En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit  $I_a$  contrôle le couple et le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

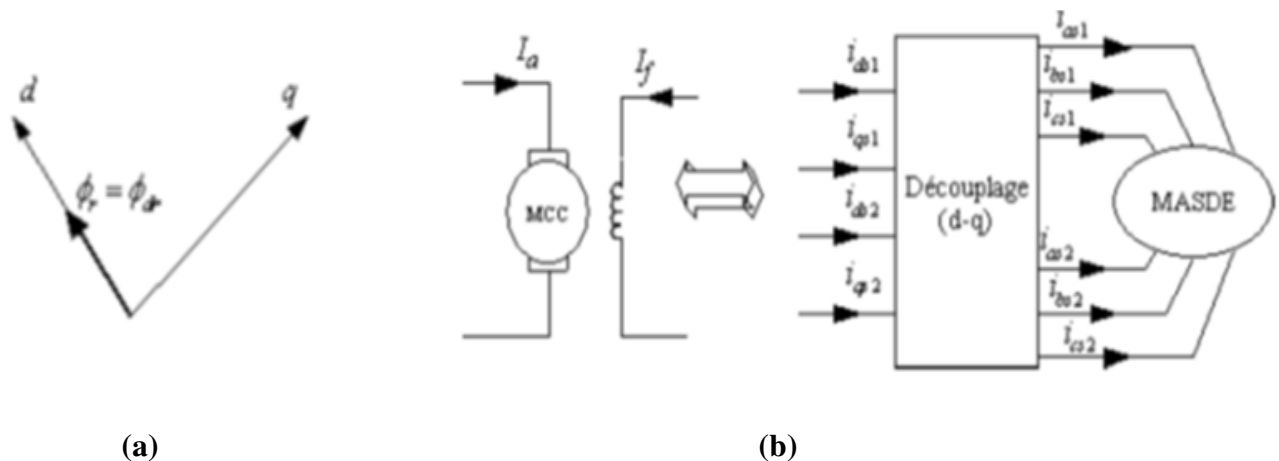
$$C_{em} = K \cdot \varphi \cdot I_a = K' \cdot I_a \cdot I_f \quad (IV.1)$$

avec :

$\varphi$ : flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ ;

$I_a$ : courant d'induit;

$K'$ ,  $K$ : constantes.



**Figure IV.3** : Principe de la commande vectorielle à flux orienté.

(a) Orientation du flux rotorique

(b) Commande découplée pour MCC et MASDE

### IV.3.2 Procédé d'orientation du flux

De nombreuses variantes de ce type de commande ont été présentées dans la littérature que l'on peut classer suivant l'orientation du repère ( $d, q$ ) :

- orientation du flux rotorique avec les conditions  $\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$ ,
- orientation du flux statorique avec les conditions  $\varphi_{ds} = \varphi_s, \varphi_{qs} = 0$ ,
- orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\varphi_{dm} = \varphi_m, \varphi_{qm} = 0$ .

Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

Dans l'expression du couple électromagnétique de la GASDE (III.24), si on fait coïncider le flux rotorique avec l'axe ( $d$ ) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire:  $\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$ , on obtient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2})] = K \cdot \varphi_r \cdot \iota_{qs} \quad (IV.2)$$

avec :

$$K = P \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$\iota_{qs} = \iota_{qs1} + \iota_{qs2}.$$

### IV.3.3 Méthodes du contrôle vectoriel

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première, appelée méthode directe, a été initiée par *F. Blaschke* et la seconde, connue sous le nom de méthode indirecte, a été introduite par *K. Hasse*.

#### IV.3.3.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [Boy06]. Pour cela, deux procédés sont utilisés :

- la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs,
- l'estimation du flux à l'aide de méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

### IV.3.3.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. L'appellation "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer l'estimateur de flux. Cette méthode exige, cependant, la présence d'un capteur de position du rotor. Elle est, en outre, sensible aux variations des paramètres de la machine [Ami08].

### IV.3.3.3 Méthode vectorielle indirecte de la régulation de vitesse par PI

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la GASDE selon la transformation de *Park* liée au champ tournant ( $d, q$ ) et par orientation du flux rotorique :

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \quad (IV.3)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \quad (IV.4)$$

$$i_{ds1}^* + i_{ds2}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \quad (IV.5)$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{dfs1} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qfs1} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = v_{dfs2} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qfs2} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{dfs1} = PI_1 \cdot (i_{ds1}^* - i_{ds1}) \\ v_{qfs1} = PI_3 \cdot (i_{qs1}^* - i_{qs1}) \\ v_{dfs2} = PI_2 \cdot (i_{ds2}^* - i_{ds2}) \\ v_{qfs2} = PI_4 \cdot (i_{qs2}^* - i_{qs2}) \end{cases}$$

et :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* \cdot (L_{s1} \cdot i_{qs1} + \tau_r \cdot \phi_{dr}^* \cdot \omega_{sl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* \cdot (L_{s1} \cdot i_{ds1} + \phi_{dr}^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* \cdot (L_{s2} \cdot i_{qs2} + \tau_r \cdot \phi_{dr}^* \cdot \omega_{sl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* \cdot (L_{s2} \cdot i_{ds2} + \phi_{dr}^*) \end{cases}$$

### IV.3.3.4 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\phi_r^n$  pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_r^n$ . Pour des vitesses

supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_r^n & \text{si } \Omega_r \leq \Omega_r^n \\ \frac{\Omega_r^n}{\Omega_r} \varphi_r^n & \text{si } \Omega_r > \Omega_r^n \end{cases} \quad (IV.7)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } C_{em\_cal}^* \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \cdot \text{sign}(C_{em\_cal}^*) & \text{si } C_{em\_cal}^* > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (IV.8)$$

A partir des expressions (IV.3), (IV.4), (IV.5), on obtient le schéma bloc de découplage en tension en admettant que :  $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$  et  $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$ .

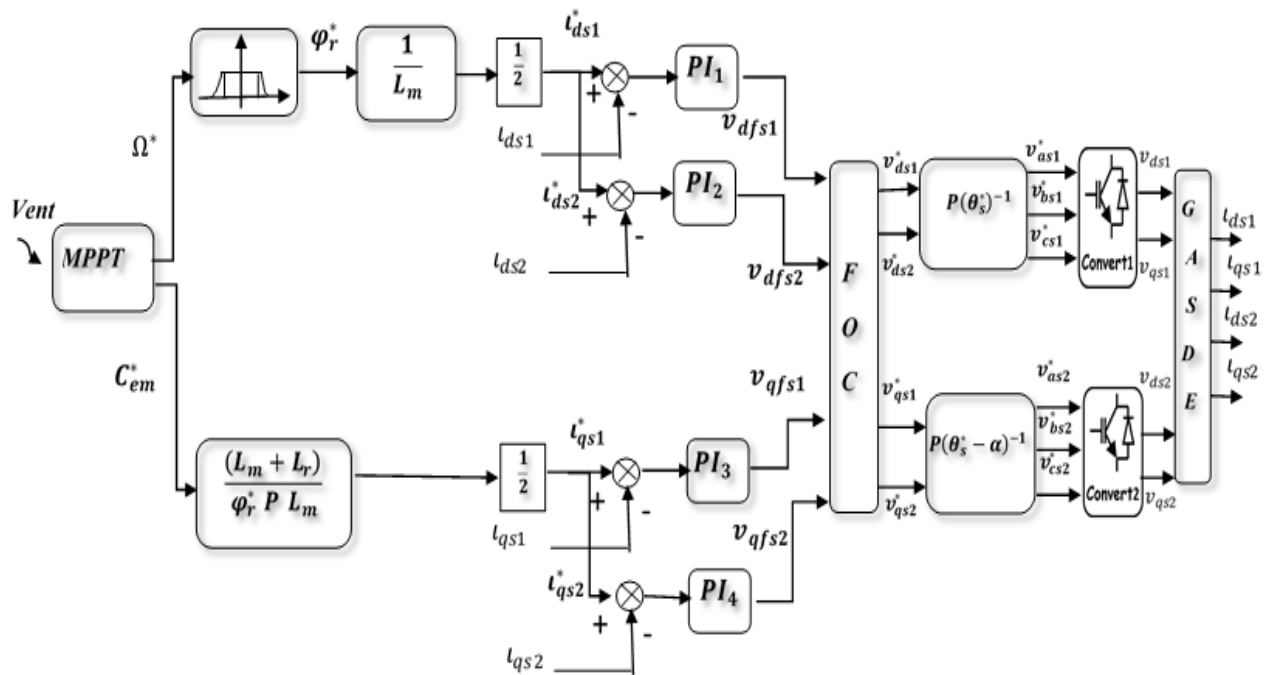


Figure IV.4 : Commande vectorielle FOC indirecte de la GASDE.

#### IV.3.3.5 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique

Le but de cet onduleur est d'assurer le bon fonctionnement de l'électronique de puissance, en régulant le bus continu à une valeur suffisamment élevée. L'onduleur doit également alimenter, après adaptation grâce à un transformateur, le réseau électrique avec une tension idéalement égale à celle du réseau.

### IV.3.3.6 Calcul de la tension du bus continu

Pour déterminer la valeur du bus continu nécessaire pour faire transiter une puissance donnée, on utilise les expressions suivantes [Che 11, Ami 12]:

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{P_{max} * X^2}{9 * E^4} + 1} \quad (IV.9)$$

$$u_{dc} = \alpha_1 * E_1 * 2\sqrt{2} \quad (IV.10)$$

La puissance nominale  $P_{nom} = 1.5MW$  est considérée pour une valeur de la tension simple efficace du réseau de  $E=400V$ , l'impédance de la self de lissage, de  $1\text{ mH}$ , a comme valeur  $X = 0.314\Omega$ .

Tous calculs faits, on trouve :  $\alpha_1 = 1.00005$  ;  $u_{dc} = 1131V$ .

### III.2.3.7 Régulation de la tension du bus continu

Le bus continu est composé d'une capacité qui a pour but de lisser la tension. L'évolution de cette tension est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif [Ela 04]:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dc} - i_{ond}) \quad (IV.11)$$

D'où :

$$i_c = i_{dc} - i_{ond} \quad (IV.12)$$

Avec :

$$i_{ond} = f_{11}i_{g1} + f_{12}i_{g2} + f_{13}i_{g3}$$

$$i_{dc} = i_{d1} + i_{d2}$$

$$i_{d1} = f_{11}i_{as1} + f_{12}i_{bs1} + f_{13}i_{cs1}$$

$$i_{d2} = f_{21}i_{as2} + f_{22}i_{bs2} + f_{23}i_{cs2}$$

### IV.3.3.8 Régulation des courants

Les tensions simples du réseau s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{g1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t) \\ v_{g2} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{g3} = V_m \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Avec :

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$$

Les tensions côté stator et côté réseau se transforment de la même façon :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = P[\theta_s]^{-1} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \\ v_{0g} \end{bmatrix} = P[\theta_s]^{-1} \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Les courants du réseau s'écrivent:

$$\begin{cases} i_{dg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{d\_ond} - v_{dg} - L_t \omega_s i_{qg}) \\ i_{qg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{q\_ond} - v_{qg} + L_t \omega_s i_{dg}) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Les tensions simples de références pour le réseau exprimées dans le repère de *Park* sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{d\_ond}^* = v_{dg}^* + v_{dg} - L_t \omega_s i_{qg} \\ v_{q\_ond}^* = v_{qg}^* + v_{qg} + L_t \omega_s i_{dg} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{dg}^* = PI. (i_{dg}^* - i_{dg}) \\ v_{qg}^* = PI. (i_{qg}^* - i_{qg}) \end{cases}$$

#### IV.3.3.9 Calcul des courants de références

Les puissances active et réactive de référence s'expriment par :

$$\begin{cases} P_g^* = v_{dg} \cdot i_{dg}^* + v_{qg} \cdot i_{qg}^* \\ Q_g^* = v_{qg} \cdot i_{dg}^* - v_{dg} \cdot i_{qg}^* \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

La puissance réactive de référence est imposée nulle. Le facteur de puissance côté réseau électrique est donc unitaire.

$$Q_g^* = 0 \quad (\text{IV.19})$$

La puissance active de référence côté réseau électrique est donnée par la relation suivante:

$$P_g^* = U_{dc} \cdot i_{dc} - U_{dc} \cdot i_c^* \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

$$i_c^* = PI. (U_{dc}^* - U_{dc})$$

D'après les expressions (IV.18), on calcule les courants de référence du réseau électrique, exprimés dans le référentiel de *Park*, par :

$$\begin{cases} i_{dg}^* = \frac{P_g^* v_{dg} + Q_g^* v_{qg}}{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} \\ i_{qg}^* = \frac{P_g^* v_{qg} - Q_g^* v_{dg}}{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

#### IV.3.3.10 Schéma bloc du contrôle des courants

Le schéma de contrôle des courants utilisé en simulation, est donné par la **figure IV.5**.

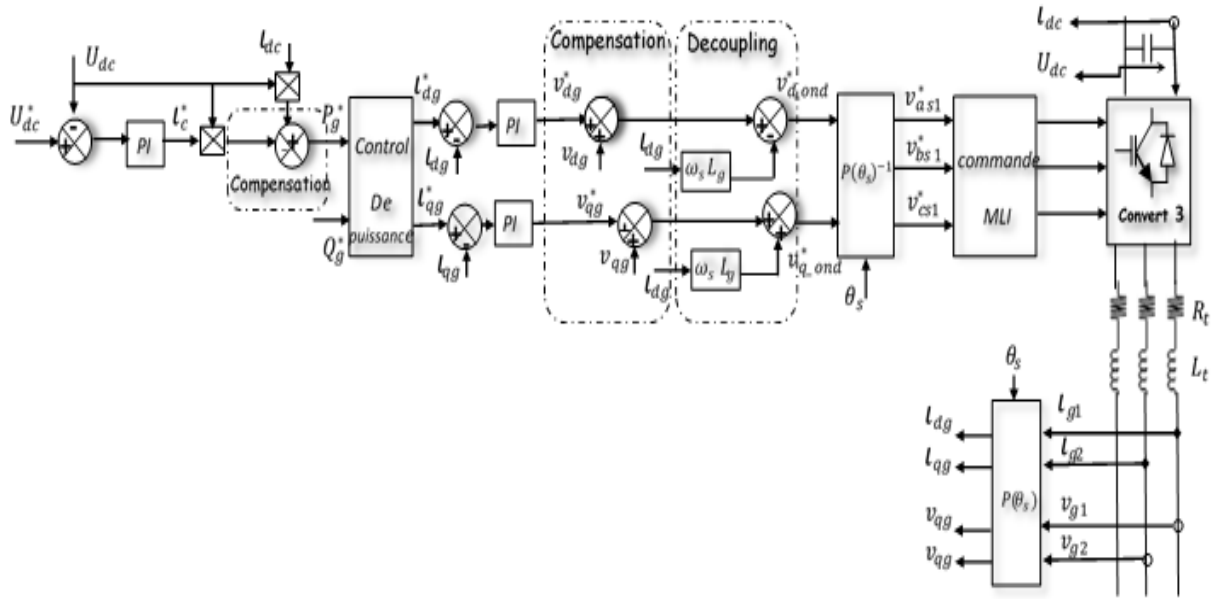


Figure IV.5 : Représentation schématique du bloc de commande du CCR

#### IV.4 Résultats de simulation

Les simulations ont été réalisées avec le logiciel Matlab ainsi qu'avec les bibliothèques associées à Matlab : SymPower Systems et Simulink.

La **figure IV.7** représente l'allure de la vitesse. On peut remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence qui est variable selon le profil du vent imposé (**figure IV.6**). Les allures du couple de référence, issues de l'algorithme MPPT et du couple électromagnétique de la génératrice, sont illustrées par la **figure IV.8**. La (**figure IV.9**) représente les courants statorique des deux étoiles, on remarque que la 2<sup>ème</sup> étoile est décalée d'un angle électrique  $\alpha=30^\circ$  par rapport à la 1<sup>ère</sup> étoile.

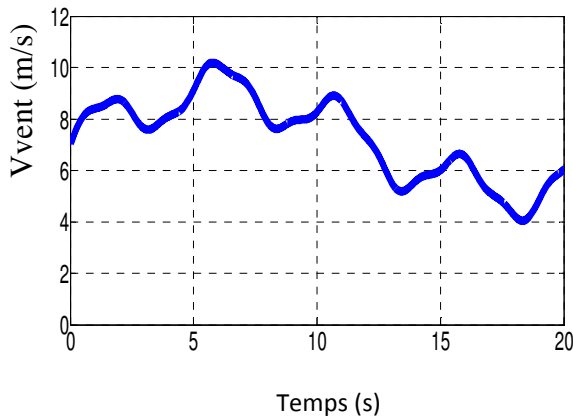
L'évolution de flux rotorique est illustrée sur la **figure IV.10**. L'allures des composantes du flux rotorique montre une bonne orientation du flux, garantissant une commande vectorielle bien découplée de la GASDE. La **figure IV.11** représente les allures des puissances statoriques active et réactive totales de la GASDE. La puissance active est de signe négatif, c'est-à-dire la GASDE génère cette puissance tout en présentant des fluctuations. Par contre, la puissance réactive est de signe positif, ce qui veut dire que la machine absorbe cette énergie nécessaire pour sa magnétisation.

Les tensions du bus continu  $U_{dc}$  et  $U_{dc}^*$  de la **figure IV.12** sont échantillonnées à une valeur de 1130V pour une puissance nominale de 1.5MW. La **figure IV.13** montre l'évolution de la tension et du courant statoriques de la première phase correspondant à la première étoile, Celles-ci d'évoilent que la tension et le courant sont presque déphasés de  $180^\circ$ , c'est-à-dire de signe opposé, ce qui signifie

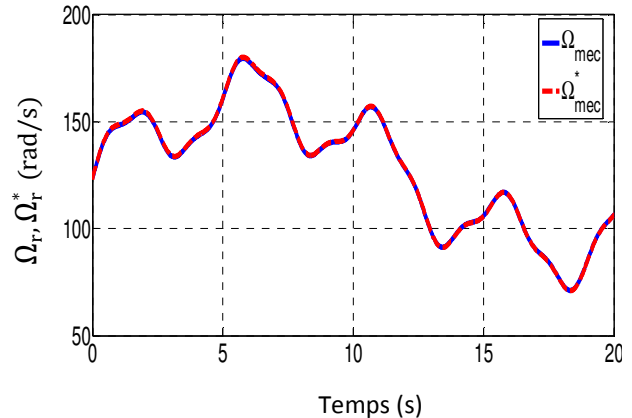
que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de la puissance active de la machine vers le réseau).

Pour maintenir le facteur de puissance du côté réseau unitaire, la puissance réactive de référence  $Q_g^*$  est fixée à une valeur nulle. La **figures IV.14** représente les puissances active et réactive, fournies au réseau électrique, on constate que la puissance active suit sa référence et la puissance réactive est nulle selon sa consigne imposée (une puissance négative représente une puissance générée). La **figure IV.15** montre que les courants côté réseau sont bien sinusoïdaux.

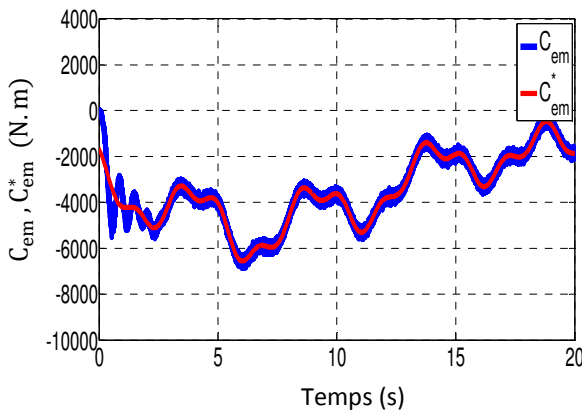
La tension d'une phase raccordée au réseau ainsi que le courant sont illustrés sur la **figures IV.16**, la fréquence du réseau électrique étant 50Hz. On a montré que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande. On a indiqué aussi que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase, ceci justifie que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique. La **Figure IV.17** donne le THD (distorsion harmonique totale) du courant  $I_{g1}$ . Ce THD est défini comme le rapport de la valeur effective totale des harmoniques (leur somme quadratique) à la valeur RMS du composant fondamental. Nous analysons une séquence du temps. Comme nous le voyons, les harmoniques apparaissant dans le courant du réseau  $I_{g1}$  sont minimisés.



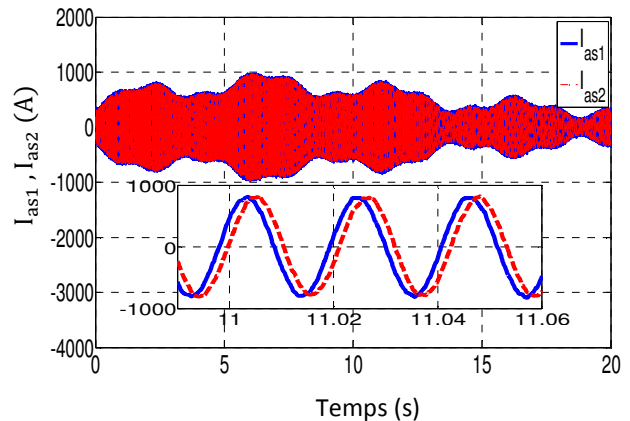
**Fig. IV.6 :** Vitesse du vent



**Fig.IV.7 :** Vitesse de la GASDE et sa référence



**Fig. IV.8 :** Couple électromagnétique et sa référence



**Fig. IV.9:** Courants statoriques

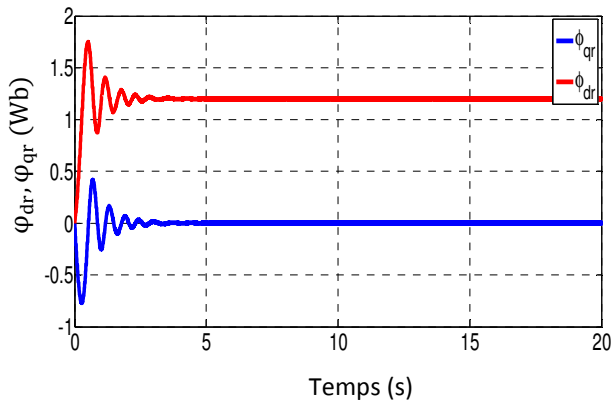


Fig. IV.10 : Flux rotoriques direct et quadratique.

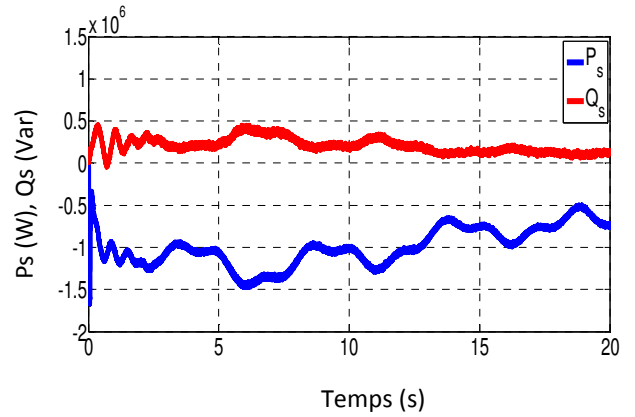


Fig. IV.11 : Puissances active et réactive de la GASDE

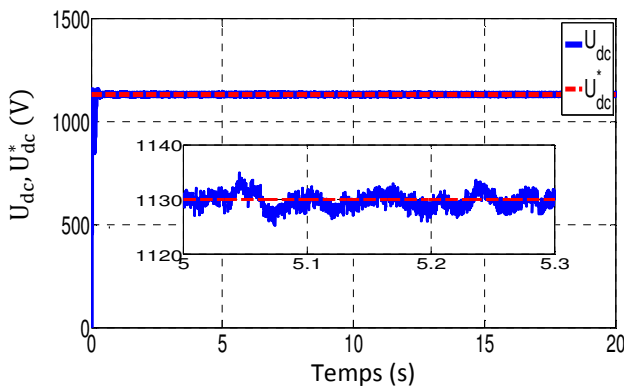


Fig. IV.12 : Tension du bus continu et sa référence

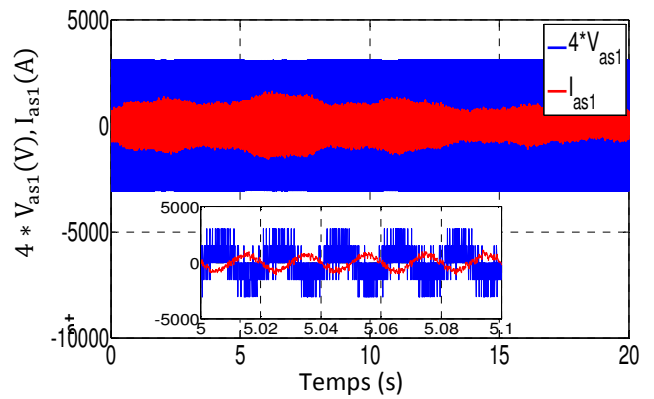


Fig. IV.13 : Tension et courant statoriques de la GASDE (phase 1 étoile 1)

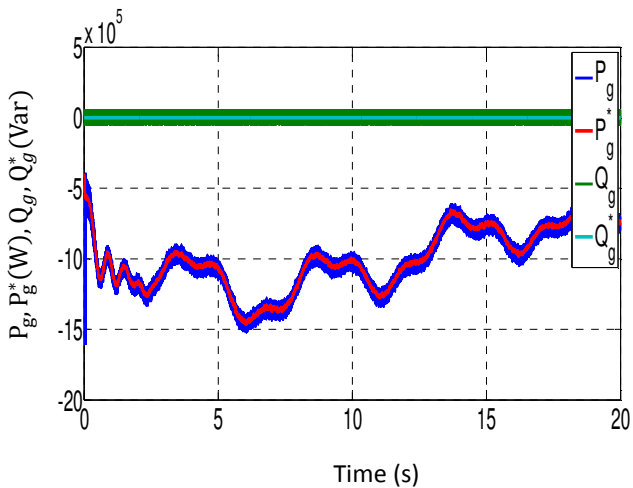


Fig. IV.14 : Puissances côté réseau et leurs références

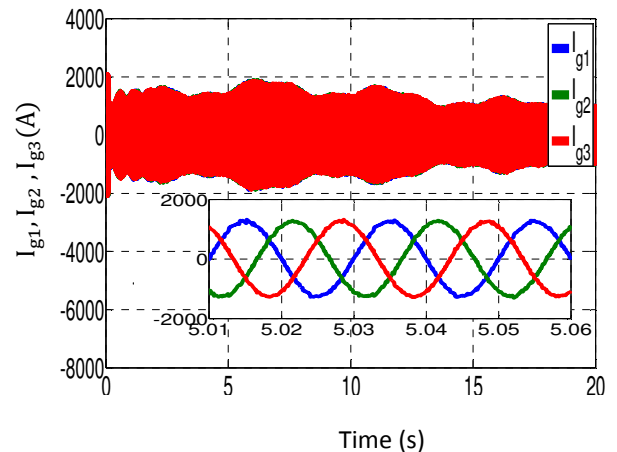


Fig. IV.15 : Courants côté réseau des 3 phases

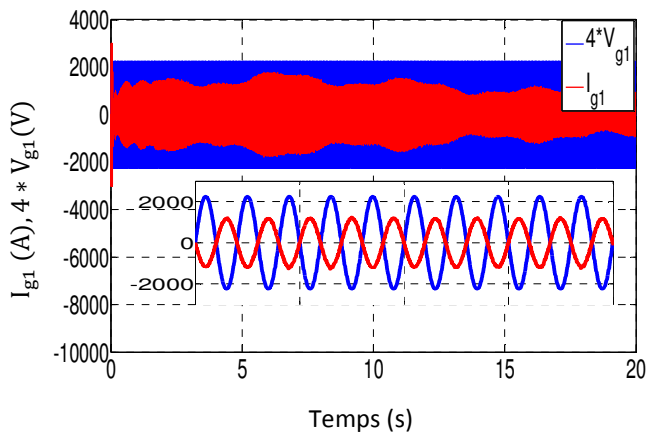


Fig.IV.16 : Tension et courant du réseau pour la phase 1.

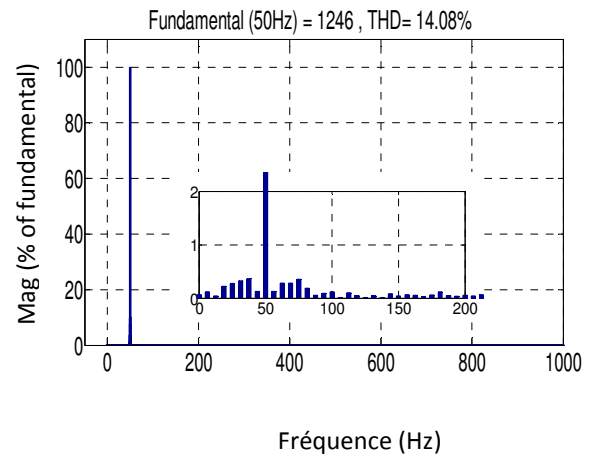


Fig. IV.17 : THD du courant de réseau  $I_{g1}$

## IV.5 Contrôle par mode de glissement

### IV.5.1 Bref historique de la commande par mode de glissement

Une commande vectorielle par modes glissants d'ordre un est présentée dans cette partie. Cette commande est non linéaire. Son succès pour la commande des moteurs électriques est dû à sa robustesse, son implantation facile et sa capacité de rejeter les perturbations. Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes à été étudiée et développée en ex-Union soviétique tout d'abord par le professeur *Emelyanov* [Eme67], puis par d'autres collaborateurs comme *Utkin*, à partir des résultats des études du mathématicien *Filippov* sur les équations différentielles à second membre discontinu. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [Utk77]. Cette stratégie de commande a été appliquée à la machine asynchrone avec capteur de vitesse par (*Sabanovic*, 1981), (*Soto*, 1992), (*Utkin*, 1993) et (*Utkin*, 1999). L'idée de base de la commande par modes glissants est de forcer l'état du système, via une commande discontinue, à évoluer en temps fini sur une surface dite de glissement. Les premiers travaux sur les systèmes à structure variable ont été proposés en ex-Union Soviétique par *Anosov* [Ano59], *Tzypkin* [Res80] et *Emelyanov* [Eme67], puis par d'autres collaborateurs comme *Utkin*, à partir des résultats des études du mathématicien *Filippov* sur les équations différentielles à second membre discontinue. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant aux Etats-Unis par *Slotine*, qu'au Japon par *Tong*, *Harashima* et *Hashimoto* [Has88]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années 70, lorsqu'*Utkin* introduit la théorie des modes glissants comme une technique de commande non-linéaire.

La commande vectorielle par modes glissants que nous allons présenter est basée sur le concept de la commande équivalente et la commande discontinue. La composante équivalente de la commande permet de forcer le mouvement de glissement idéal, c'est à dire dans le cas d'un système sans incertitudes. Elle est obtenue grâce aux *conditions d'invariance* de la surface de glissement (S).

Dans ce travail on présente le concept général de la commande par mode de glissement, ensuite l'application de cette technique de commande à la GASDE intégrée dans un système éolien. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle.

### IV.5.2 Principe de la commande par mode de glissement

Le terme système à structure variable apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, ou cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle il se produit, est dit mouvement de glissement.

La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général trois modes distincts (figure IV.18) :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) : Durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x, y)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- Le mode glissant (sliding mode) : Durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x,y)$ .

- Le mode du régime permanent (MRP) : la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [Gad09]. Les trois modes de fonctionnement sont illustrés par la figure suivante:

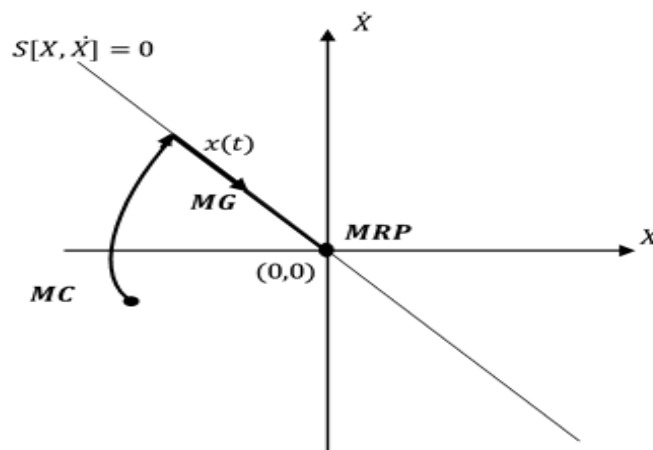


Figure IV.18 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

### IV.5.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la

dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation du modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes complémentaires définies par:

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

#### IV.5.3.1 Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, on considère le modèle d'état suivant [Utk77], [Ami11]:

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{IV.22})$$

Où  $[X] \in \mathfrak{R}^n$  est le vecteur d'état,  $[A]$  et  $[B]$  sont les matrices du système;  $[U] \in \mathfrak{R}^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ . Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur désirée  $x^*$ , plusieurs travaux [Slo91] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \gamma \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{IV.23})$$

Avec:

$\gamma$ : gain positif;

$e(x) = x^* - x$ , écart de la variable à régler ;

$r$  : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que :  $\frac{\partial S}{\partial t} \neq 0$  assurant la contrôlabilité ;

L'objectif est de garder la surface  $S(x)$  égale zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $S(x) = 0$ , pour un choix convenable de  $\gamma$

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' $r$ '.

### IV.5.3.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il existe deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système que nous citons ci-dessous :

#### a- Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par *Emilyanov* et *Utkin*. Elle s'exprime sous la forme :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{IV.24})$$

#### b- Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de *Lyapunov* par:

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{IV.25})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{IV.26})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{IV.27})$$

L'équation (IV.27) montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $(S^2(x)>0)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal. Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

### IV.5.3.3 Calcul de la loi de commande

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première concernant la linéarisation exacte  $u_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $u_n$ . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{IV.28})$$

$u_{eq}$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par  $\dot{S}(x) = 0$ .

La commande discrète  $u_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [Ami08].

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode glissement, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.22). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande  $u$ . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive

Soit la dérivée de la surface  $S(x)$  :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (IV.29)$$

En remplaçant (IV.22) et (IV.28) dans (IV.29), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A] \cdot [X] + [B] \cdot [u_{eq}] \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B] \cdot u_n \quad (IV.30)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = -\left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A] [X] \right\} \quad (IV.31)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.30), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

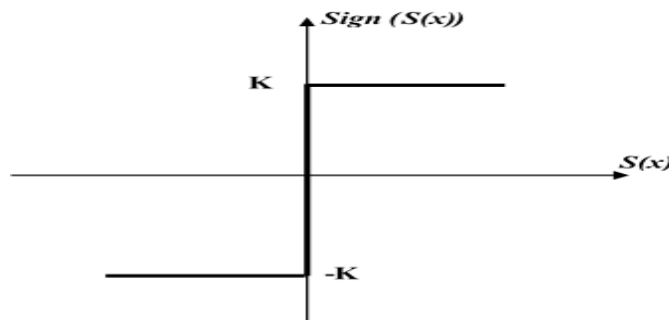
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} [B] \cdot u_n \quad (IV.32)$$

Et la condition d'attractivité devient :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B] u_n < 0 \quad (IV.33)$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais **figure IV.19** Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K_x \cdot \text{sign } S(x) \quad (IV.34)$$



**Figure IV.19 :** Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

En remplaçant  $u_n$  par son expression dans l'équation (IV.33) on aura :

$$\dot{S}(x).S(x) = \frac{\partial S}{\partial \dot{x}} [B]K_x |S(x)| < 0 \quad (IV.35)$$

Le gain  $K_x$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande Figure IV.20 représente le phénomène de broutement.

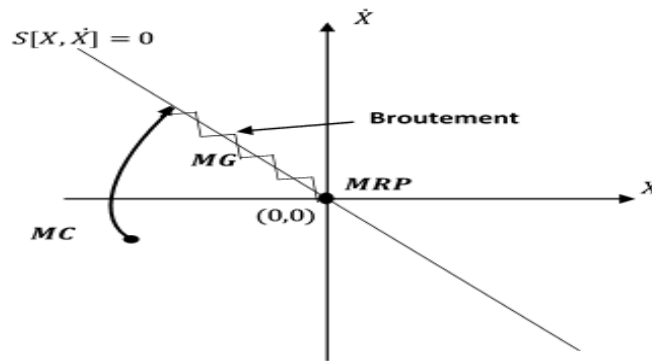


Figure IV.20 : Phénomène de broutement

Ces effets de "chattering" sont limités peut être (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci dessous un exemple de fonction de saturation Figure IV.21.

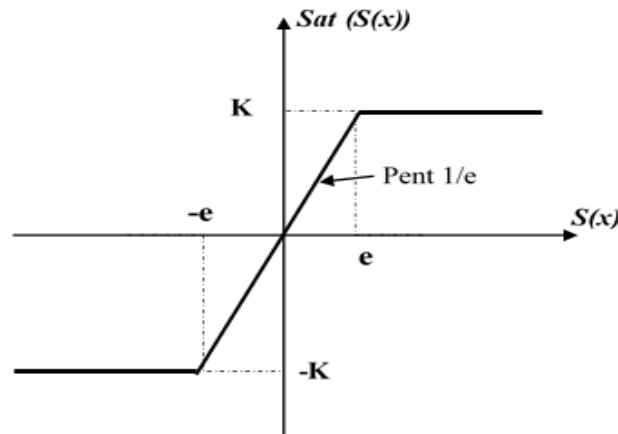


Figure IV.21 : Fonction de saturation

$$\begin{cases} \text{sat}(S(x)) = 1 & \text{si } S(x) > e_x \\ \text{sat}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < -e_x \\ \text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{e_x} & \text{si } |S(x)| \leq e_x \end{cases} \quad (IV.36)$$

Alors, on obtient la commande douce suivante :

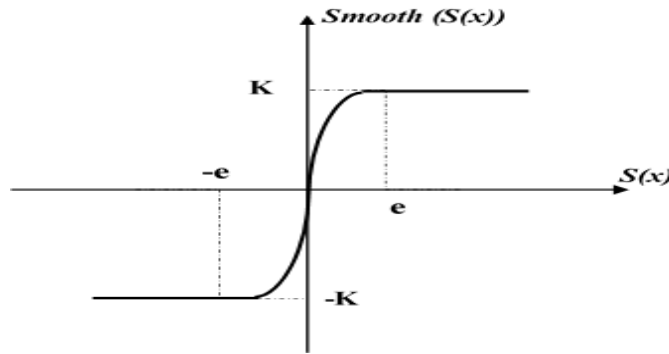
$$u_n = \begin{cases} K_x \text{sign}S(x) & \text{si } |S(x)| > e_x \\ \frac{K_x}{e_x} \text{sign}S(x) & \text{si } |S(x)| \leq e_x \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C_1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction **Figure IV.22**.

$$\text{smooth}S(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + e_x} \quad (\text{IV.38})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$u_n = K_x \frac{S(x)}{e_x + |S(x)|} \quad (\text{IV.39})$$



**Figure IV.22** : Fonction de classe  $C_1$

#### IV.5.4 Application de la commande par mode glissant à la GASDE

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la technique de réglage par mode glissant au génératrice asynchrone à double stator (GASDE) et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle suivant. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique et on tire le système d'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds1} = \frac{1}{L_{ds1}} \{v_{ds1} - r_1 i_{ds1} + \omega_s^* (L_{qs1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{qs1} = \frac{1}{L_{qs1}} \{v_{qs1} - r_1 i_{qs1} - \omega_s^* (L_{ds1} i_{ds1} + \varphi_{dr}^*)\} \\ \dot{i}_{ds2} = \frac{1}{L_{ds2}} \{v_{ds2} - r_2 i_{ds2} + \omega_s^* (L_{qs2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{qs2} = \frac{1}{L_{qs2}} \{v_{qs2} - r_2 i_{qs2} - \omega_s^* (L_{ds2} i_{ds2} + \varphi_{dr}^*)\} \\ \dot{\varphi}_{dr}^* = -\zeta \varphi_{dr}^* + \mu L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} [\mu \varphi_{dr}^* (i_{sq1} + i_{sq2}) - C_r - f_r \Omega] \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

Tel que :  $\zeta = R_r / (L_r + L_m)$ ,  $\mu = p L_m / (L_r + L_m)$

#### IV.5.4.1 Surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif de la surface est égal à un ( $r=1$ ), La surface de régulation de la vitesse est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (IV.41)$$

En dérivant la surface  $S(\omega_r)$ , on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (IV.42)$$

$$\text{On a: } \Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

D'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) \varphi_{dr}^* - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} \omega_r \quad (IV.43)$$

En posant  $\iota_{qs1} + \iota_{qs2} = \iota_{qs}$  et en introduisant l'équation (IV.42) dans (IV.43), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \iota_{qs} \varphi_{dr}^* + \frac{p}{J} C_r + \frac{f_r}{J} \omega_r \quad (IV.44)$$

A présent, en remplaçant le courant  $\iota_{qs}$  par le courant de commande  $\iota_{qs}^* = \iota_{qeq} + \iota_{qn}$  dans l'équation (IV.44), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \iota_{qeq} \varphi_{dr}^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \iota_{qn} \varphi_{dr}^* + \frac{p}{J} C_r + \frac{f_r}{J} \omega_r \quad (IV.45)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $\iota_{qn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.45) :

$$\iota_{qeq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r+L_m}{L_m \varphi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{f_r}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \quad (IV.46)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(x).S(x) < 0$  doit être vérifiée. On prend la commande douce suivante :

$$\iota_{qn} = \begin{cases} \frac{K_\omega}{e_\omega} \text{sign } S(\omega_r) & \text{si } |S(\omega_r)| \leq e_\omega \\ K_\omega S(\omega_r) & \text{si } |S(\omega_r)| > e_\omega \end{cases} \quad (IV.47)$$

#### IV.5.4.2 Surface de régulation du flux rotorique

Pour  $r = 1$ , l'expression de la surface de commande de flux rotorique a pour forme :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (IV.48)$$

D'où :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (\text{IV.49})$$

En posant  $\iota_{ds1} + \iota_{ds2} = \iota_{ds}$  et en substituant l'équation de  $\dot{\varphi}_r$  dans (IV.49), on trouve :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{ds} \quad (\text{IV.50})$$

En introduisant le courant de commande  $\iota_{ds}^* = \iota_{deq} + \iota_{dn}$  dans l'équation (IV.50), on aura :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{deq} - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{dn} \quad (\text{IV.51})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\varphi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\varphi_r) = 0$  et  $\iota_{dn} = 0$ , d'où l'on tire  $\iota_{deq}$  de la relation (IV.51) :

$$\iota_{deq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_m} \left[ \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r \right] \quad (\text{IV.52})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\varphi_r) \cdot S(\varphi_r) < 0$  doit être vérifiée.

On considère la commande non linéaire suivante :

$$\iota_{dn} = \begin{cases} \frac{K_\varphi}{e_\varphi} \text{sign } S(\varphi_r) & \text{si } |S(\varphi_r)| \leq e_\varphi \\ K_\varphi S(\varphi_r) & \text{si } |S(\varphi_r)| > e_\varphi \end{cases} \quad (\text{IV.53})$$

#### IV.5.4.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} S(\iota_{ds1}) = \iota_{ds1}^* - \iota_{ds1} \\ S(\iota_{qs1}) = \iota_{qs1}^* - \iota_{qs1} \\ S(\iota_{ds2}) = \iota_{ds2}^* - \iota_{ds2} \\ S(\iota_{qs2}) = \iota_{qs2}^* - \iota_{qs2} \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement

$$\begin{cases} \dot{S}(\iota_{ds1}) = \dot{\iota}_{ds1}^* - \dot{\iota}_{ds1} \\ \dot{S}(\iota_{qs1}) = \dot{\iota}_{qs1}^* - \dot{\iota}_{qs1} \\ \dot{S}(\iota_{ds2}) = \dot{\iota}_{ds2}^* - \dot{\iota}_{ds2} \\ \dot{S}(\iota_{qs2}) = \dot{\iota}_{qs2}^* - \dot{\iota}_{qs2} \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques ( $\dot{\iota}_{ds1}$ ,  $\dot{\iota}_{qs1}$ ,  $\dot{\iota}_{ds2}$  et  $\dot{\iota}_{qs2}$ ) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(\iota_{ds1}) = \dot{\iota}_{ds1}^* - \left[ \frac{1}{L_{ds1}} \{v_{ds1} - r_1 \iota_{ds1} + \omega_s^* \cdot (L_{qs1} \iota_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \right] \\ \dot{S}(\iota_{qs1}) = \dot{\iota}_{qs1}^* - \left[ \frac{1}{L_{qs1}} \{v_{qs1} - r_1 \iota_{qs1} - \omega_s^* \cdot (L_{ds1} \iota_{ds1} + \varphi_{dr}^*)\} \right] \\ \dot{S}(\iota_{ds2}) = \dot{\iota}_{ds2}^* - \left[ \frac{1}{L_{ds2}} \{v_{ds2} - r_2 \iota_{ds2} + \omega_s^* \cdot (L_{qs2} \iota_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \right] \\ \dot{S}(\iota_{qs2}) = \dot{\iota}_{qs2}^* - \left[ \frac{1}{L_{qs2}} \{v_{qs2} - r_2 \iota_{qs2} - \omega_s^* \cdot (L_{ds2} \iota_{ds2} + \varphi_{dr}^*)\} \right] \end{cases} \quad (\text{IV.56})$$

En remplaçant les tensions  $v_{ds1}$ ,  $v_{qs1}$ ,  $v_{ds2}$  et  $v_{qs2}$  par les tensions de commande  $v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n}$ ,  $v_{qs1}^* = v_{qs1eq} + v_{qs1n}$ ,  $v_{ds2}^* = v_{ds2eq} + v_{ds2n}$ ,  $v_{qs2}^* = v_{qs2eq} + v_{qs2n}$  respectivement, on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(\iota_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{ds1}} \left[ \{-r_1 \iota_{ds1} + \omega_s^* (L_{qs1} \iota_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} + v_{d1eq} + v_{d1n} \right] \\ \dot{S}(\iota_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{qs1}} \left[ \{-r_1 \iota_{qs1} - \omega_s^* (L_{ds1} \iota_{ds1} + \varphi_{dr}^*)\} + v_{q1eq} + v_{q1n} \right] \\ \dot{S}(\iota_{ds2}) = \dot{i}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{ds2}} \left[ \{-r_2 \iota_{ds2} + \omega_s^* (L_{qs2} \iota_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} + v_{d2eq} + v_{d2n} \right] \\ \dot{S}(\iota_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{qs2}} \left[ \{-r_2 \iota_{qs2} - \omega_s^* (L_{ds2} \iota_{ds2} + \varphi_{dr}^*)\} + v_{q2eq} + v_{q2n} \right] \end{cases} \quad (IV.57)$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(\iota_{ds1}) \cdot \dot{S}(\iota_{ds1}) < 0$ ,  $S(\iota_{qs1}) \cdot \dot{S}(\iota_{qs1}) < 0$ ,  $S(\iota_{ds2}) \cdot \dot{S}(\iota_{ds2}) < 0$  et  $S(\iota_{qs2}) \cdot \dot{S}(\iota_{qs2}) < 0$  doivent être vérifiées, on obtient :

$$\begin{cases} v_{d1eq} = L_{ds1} \dot{i}_{ds1}^* + r_1 \iota_{ds1} + \omega_s^* (L_{qs1} \iota_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1eq} = L_{qs1} \dot{i}_{qs1}^* + r_1 \iota_{qs1} - \omega_s^* (L_{ds1} \iota_{ds1} + \varphi_{dr}^*) \\ v_{d2eq} = L_{ds2} \dot{i}_{ds2}^* + r_2 \iota_{ds2} + \omega_s^* (L_{qs2} \iota_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2eq} = L_{qs2} \dot{i}_{qs2}^* + r_2 \iota_{qs2} - \omega_s^* (L_{ds2} \iota_{ds2} + \varphi_{dr}^*) \end{cases} \quad (IV.58)$$

On prend respectivement :

$$\begin{aligned} v_{d1n} &= \begin{cases} \frac{K_{d1}}{e_{d1}} \text{sign } S(\iota_{ds1}) & \text{si } |S(\iota_{ds1})| \leq e_{d1} \\ K_{d1} S(\iota_{ds1}) & \text{si } |S(\iota_{ds1})| > e_{d1} \end{cases} \\ v_{q1n} &= \begin{cases} \frac{K_{q1}}{e_{q1}} \text{sign } S(\iota_{qs1}) & \text{si } |S(\iota_{qs1})| \leq e_{q1} \\ K_{q1} S(\iota_{qs1}) & \text{si } |S(\iota_{qs1})| > e_{q1} \end{cases} \\ v_{d2n} &= \begin{cases} \frac{K_{d2}}{e_{d2}} \text{sign } S(\iota_{ds2}) & \text{si } |S(\iota_{ds2})| \leq e_{d2} \\ K_{d2} S(\iota_{ds2}) & \text{si } |S(\iota_{ds2})| > e_{d2} \end{cases} \\ v_{q2n} &= \begin{cases} \frac{K_{q2}}{e_{q2}} \text{sign } S(\iota_{qs2}) & \text{si } |S(\iota_{qs2})| \leq e_{q2} \\ K_{q1} S(\iota_{qs2}) & \text{si } |S(\iota_{qs2})| > e_{q2} \end{cases} \end{aligned}$$

#### IV.5.4.4 Application de la commande

Les applications de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur La génératrice asynchrone double étoile, associé à deux onduleurs MLI, sont illustrées respectivement par les figures suivantes.

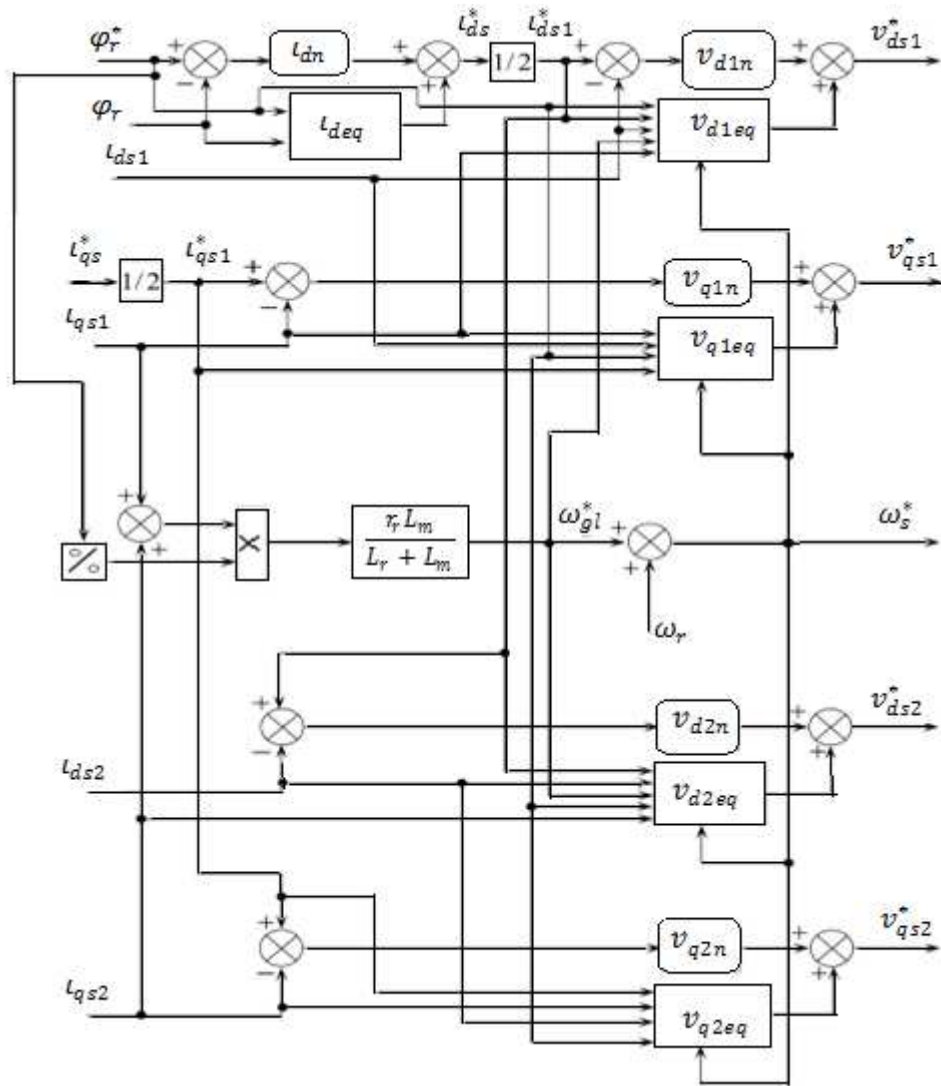


Figure IV.23 : Représentation schématique du bloc FOC (MG)

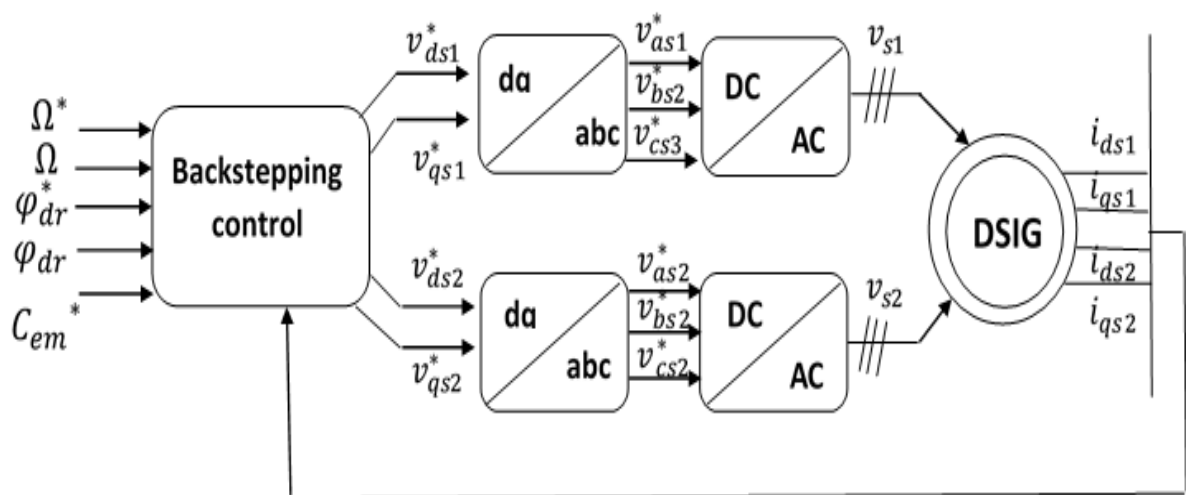


Figure IV.24 : Schéma bloc de commande par mode glissant de la GASDE alimentant deux redresseurs MLI

### IV.5.5 Résultats de simulation et interprétations

On applique un profil de vent aléatoire plus proche de l'évolution réelle qui ont un filtre pour l'adopter à la dynamique lente de notre système .Le but de ce profil est de voir le degré de la poursuite de point à maximum de puissance et l'efficacité du contrôle par mode glissant.

Les résultats de simulations de ce profil sont donnés par les figures suivantes.

La **figure IV.25** représente l'allure de la vitesse, on peut remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence, qui est variable selon le profil du vent imposé (**figure IV.6**). Les allures du couple de référence issu de l'algorithme MPPT et du couple électromagnétique de la génératrice sont illustrées par la **figure IV.26**. La **figure IV.27** représente les courants statorique des deux étoiles, on remarque que la 2<sup>ème</sup> étoile est décalée d'un angle électrique  $\alpha=30^\circ$  par rapport à la 1<sup>ère</sup> étoile.

L'évolution de flux rotorique est illustré sur la **figure IV.28**. La **figure IV.29** représente les allures des puissances statorique active et réactive totales de la GASDE. La puissance active est de signe négatif, c'est-à-dire la GASDE génère cette puissance tout en présentant des fluctuations. Par contre, la puissance réactive est de signe positif, ce qui veut dire que la machine absorbe cette énergie nécessaire pour sa magnétisation. Les tensions du bus continu  $U_{dc}$  et  $U_{dc}^*$  de la **figure IV.30** sont écrêtées à une valeur de 1130V pour une puissance nominale de 1.5MW.

La tension d'une phase raccordée au réseau ainsi que le courant sont illustrés sur la **figure IV.31** On a montré que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande, on a indiqué aussi que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase ceci justifié que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique. La **figure IV.32** donne le THD (distorsion harmonique totale) du courant  $I_{g1}$ . Pour maintenir le facteur de puissance du côté réseau unitaire la puissance réactive de référence  $Q_s^*$  est fixée à une valeur nulle. La **figure IV.33** représentent respectivement les puissances active et réactive, fournies au réseau électrique, on constate que la puissance active suit sa référence et la puissance réactive est nulle selon sa consigne imposée (une puissance négative représente une puissance générée). La **Figure VI. 34**. montre que les courants côté réseau sont bien sinusoïdaux.

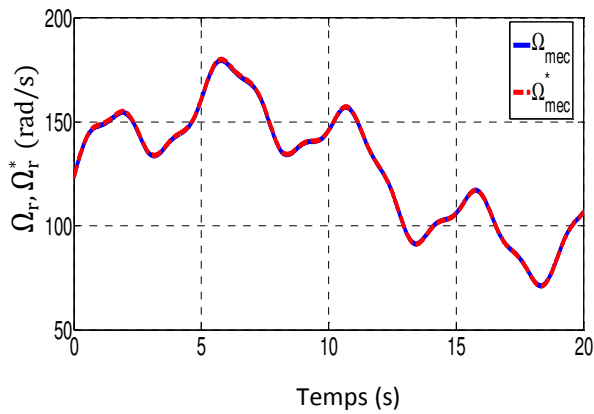


Fig. IV.25 : Vitesse de la GASDE et sa référence

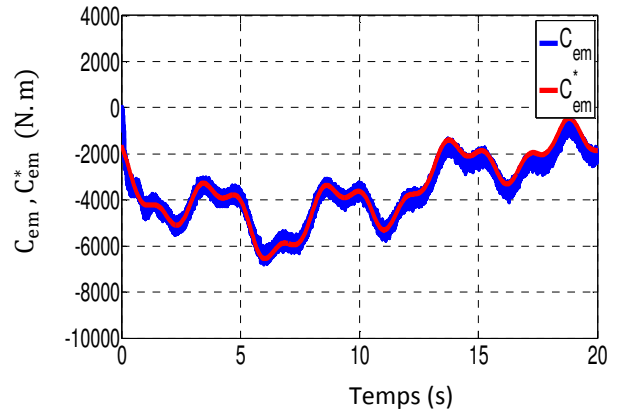


Fig. IV.26 : Couple électromagnétique et sa référence

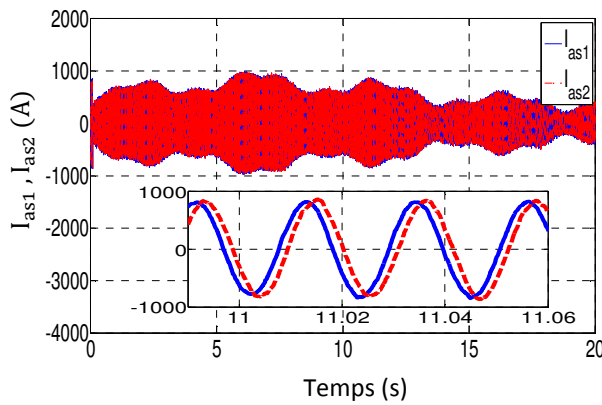


Fig. IV.27: Courants statoriques

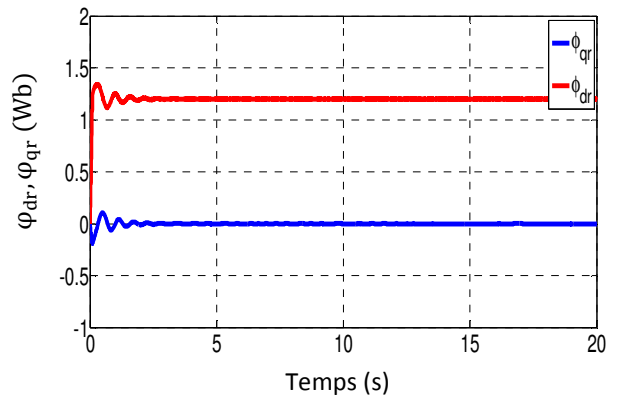


Fig. IV.28 : Flux rotoriques direct et quadratique.

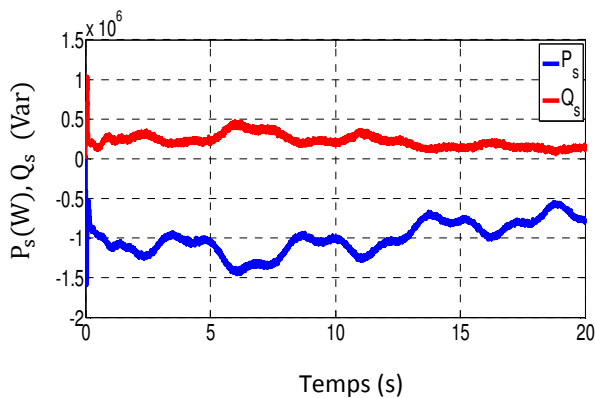


Fig. IV.29 : Puissances active et réactive de la GASDE

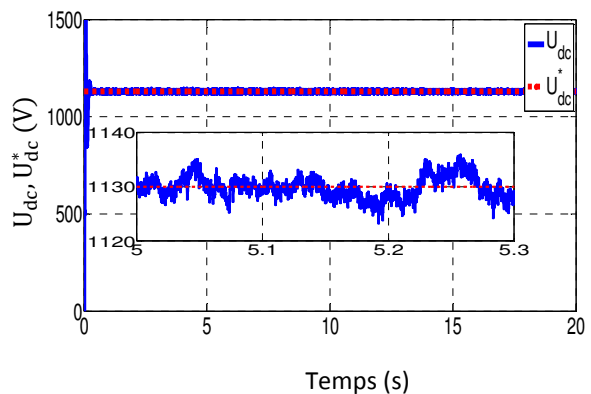


Fig. IV.30 : Tension du bus continu et sa référence

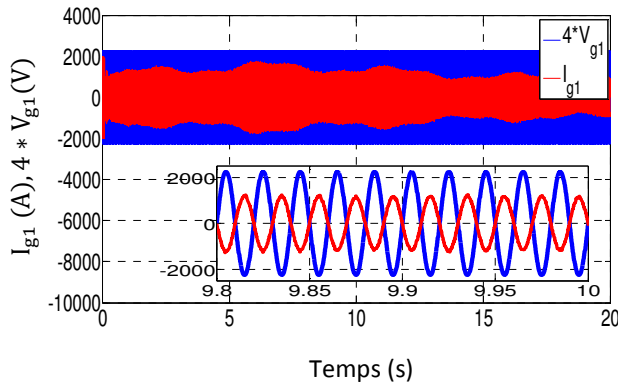


Fig. IV.31 : Tension et courant du réseau pour la phase 1

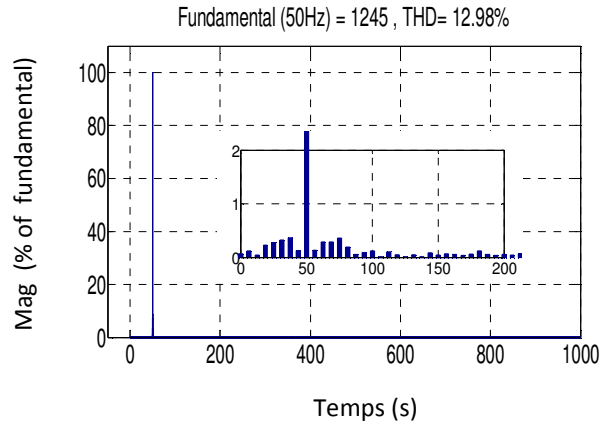


Fig. IV.32 : THD du Courant de réseau  $I_{g1}$

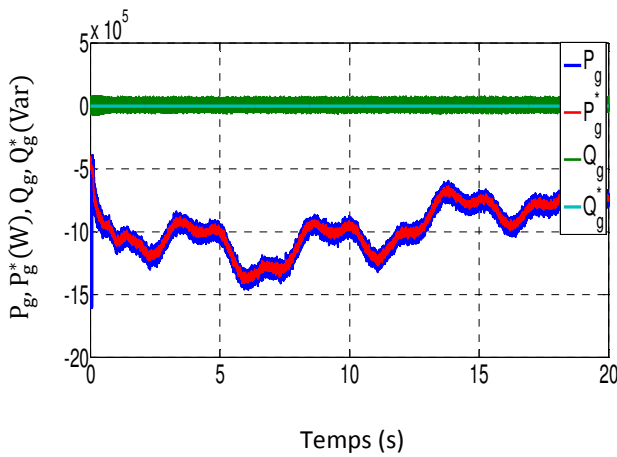


Fig. IV.33 : Puissances active côté réseau et sa référence

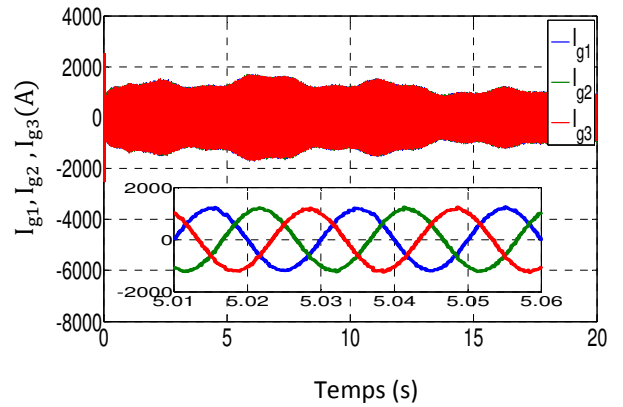


Fig. IV.34 : Courant côté réseau des trois phases

## IV.6 Commande vectorielle de type Backstepping

### IV.6.1 Bref historique de la commande par la méthode backstepping

La technique du backstepping est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaires à partir des fonctions de *Lyapunov* qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cette technique permet la synthèse des lois de commande en tenant compte éventuellement des perturbations ou de la méconnaissance des paramètres du système.

L'idée de base de la commande par backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de *Lyapunov*, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. L'objectif de la commande de type backstepping que nous allons synthétiser est de permettre l'asservissement des variables de sortie (flux, vitesse). Pour imposer à ces sorties une trajectoire, nous avons choisi comme variables intermédiaires les courants statoriques qui doivent suivre leurs valeurs de référence définies par la "commande virtuelle". Enfin, nous allons calculer les commandes en tension (tensions statoriques) nécessaires pour faire converger les "commandes virtuelles" vers les valeurs désirées tout en respectant à chaque étape la stabilité de la fonction de *Lyapunov* associée.

La technique du backstepping a été développée par *Kanellakopoulos* et al. (1991) [Mor91] et inspirés des travaux de *Feurer Morse* (1978), d'une part, et *Tsinias* (1989) et *Kokotovic Sussmann* (1989), d'autre part [Her15]. Le mot backstepping est particulièrement justifié par le processus récursif intrinsèque à la synthèse. Ce processus permet d'effectuer une synthèse constructive d'une loi de commande pour les systèmes non linéaires triangulaires en adoptant la théorie de *Lyapunov* [Bos15]. L'idée consiste à choisir une fonction de *Lyapunov* définie positive et telle que sa dérivée est toujours négative.

### IV.6.2 Conception de la commande de type Backstepping

La synthèse des régulateurs en utilisant la technique backstepping décrite dans cette section est divisée en deux grandes parties. Dans un premier temps, les boucles de vitesse et de flux sont synthétisées pour permettre l'asservissement de ces deux variables de sortie à leurs valeurs désirées  $\Omega^*$  et  $\varphi_{dr}^*$ , respectivement. Ensuite, la seconde étape est dédiée à la synthèse des boucles de courants.

### IV.6.2.1 Etape 1 : Boucle de vitesse et de flux

Dans cette partie, nous nous contenterons de l'application de la méthode du backstepping à la génératrice asynchrone double étoile et nous établirons les expressions des paramètres de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été établi par le principe d'orientation du flux rotorique. Dans le but de concevoir une loi de commande de type backstepping permettant d'assurer le suivi en vitesse et en flux pour la machine, on définit les erreurs de poursuite en vitesse et en flux :

$$\begin{cases} e_1 = \Omega^* - \Omega_{mec} \\ e_2 = \varphi_{dr}^* - \varphi_{dr} \end{cases} \quad (IV.59)$$

Les dérivés de (IV.59) sont:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega}_{mec} \\ \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{dr}^* - \dot{\varphi}_{dr} \end{cases} \quad (IV.60)$$

Considérons la fonction candidate de *Lyapunov* suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (IV.61)$$

Sa dérivée est:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 = e_1 \left[ \dot{\Omega}^* - \frac{1}{J} [\mu(\iota_{qs1} + \iota_{qs2})\varphi_{dr}^* - C_r - f_r \Omega] \right] + e_2 \left[ \dot{\varphi}_{dr}^* - [-\zeta \varphi_{dr} + \zeta L_m (\iota_{ds1} + \iota_{ds2})] \right] \quad (IV.62)$$

L'idée de base de la méthode Backstepping consiste à calculer une loi de contrôle afin de garantir que la dérivée de la fonction de *Lyapunov* est toujours négative ( $\dot{V}_1 < 0$ ), en choisissant les références des composantes actuelles qui représentent les fonctions de stabilisation comme suit. Dans le système d'équation (IV.40), nous remplaçons  $\iota_{qs1} + \iota_{qs2}$  par  $\iota_{qs1}^* + \iota_{qs2}^*$  et  $\iota_{ds1} + \iota_{ds2}$  par  $\iota_{ds1}^* + \iota_{ds2}^*$ . On obtient alors:

$$\begin{cases} \iota_{qs1}^* + \iota_{qs2}^* = \frac{J}{\mu \varphi_{dr}^*} \left[ K_{11} e_1 + \dot{\Omega}^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f_r \Omega}{J} \right] \\ \iota_{ds1}^* + \iota_{ds2}^* = \frac{1}{\zeta L_m} \left[ K_{22} e_2 + \dot{\varphi}_{dr}^* + \zeta \varphi_{dr} \right] \end{cases} \quad (IV.63)$$

$K_{11}, K_{22}$ : constantes positives.

Tel que :  $\zeta = R_r / (L_r + L_m)$ ,  $\mu = p L_m / (L_r + L_m)$

On suppose que les deux étoiles ont les mêmes valeurs des courants de référence:  $\iota_{ds1}^* = \iota_{ds2}^*$ ,  $\iota_{qs1}^* = \iota_{qs2}^*$ .

### IV.6.2.2 Boucle des courants

Pour cette étape, notre objectif est de calculer les tensions de contrôle. D'autres erreurs concernant les composantes des courants du stator et leurs références sont d'abord définies:

$$\begin{cases} e_3 = i_{qs1}^* - l_{qs1} \\ e_4 = i_{ds1}^* - l_{ds1} \\ e_5 = i_{qs2}^* - l_{qs2} \\ e_6 = i_{ds2}^* - l_{ds2} \end{cases} \quad (\text{IV.64})$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (III.13), les dérivées de (IV.64) s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{i}_{qs1}^* - \dot{l}_{qs1} = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{qs1}} \{v_{qs1} + \sigma_1\} \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{ds1}^* - \dot{l}_{ds1} = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{ds1}} \{v_{ds1} + \sigma_2\} \\ \dot{e}_5 = \dot{i}_{qs2}^* - \dot{l}_{qs2} = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{qs2}} \{v_{qs2} + \sigma_3\} \\ \dot{e}_6 = \dot{i}_{ds2}^* - \dot{l}_{ds2} = \dot{i}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{ds2}} \{v_{ds2} + \sigma_4\} \end{cases} \quad (\text{IV.65})$$

avec :

$$\begin{cases} \sigma_1 = \frac{1}{L_{qs1}} \{-r_1 l_{qs1} - \omega_s^* (L_{ds1} \cdot l_{ds1} + \varphi_{dr}^*)\} \\ \sigma_2 = \frac{1}{L_{ds1}} \{-r_1 l_{ds1} + \omega_s^* (L_{qs1} \cdot l_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \\ \sigma_3 = \frac{1}{L_{qs2}} \{-r_2 l_{qs2} - \omega_s^* (L_{ds2} \cdot l_{ds2} + \varphi_{dr}^*)\} \\ \sigma_4 = \frac{1}{L_{ds2}} \{-r_2 l_{ds2} + \omega_s^* (L_{qs2} \cdot l_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \omega_{gl}^*)\} \end{cases}$$

La fonction finale de *Lyapunov* est donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_6^2) \quad (\text{IV.66})$$

Sa dérivée en fonction du temps est:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 \\ &= -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 - K_5 e_5^2 - K_6 e_6^2 + e_3 \left( K_3 e_3 - \sigma_1 + \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L} v_{qs1} \right) + e_4 \left( K_4 e_4 - \sigma_2 + \right. \\ &\quad \left. \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L} v_{ds1} \right) + e_5 \left( K_5 e_5 - \sigma_3 + \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L} v_{qs2} \right) + e_6 \left( K_6 e_6 - \sigma_4 + \dot{i}_{ds2}^* - \frac{1}{L} v_{ds2} \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.67})$$

Où  $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$  sont des constantes positives.

La stratégie de la commande par orientation du flux implique  $\varphi_{qr} = 0$ , alors les tensions de commande sont données par :

$$\begin{cases} v_{qs1}^* = L_{qs1} [K_3 e_3 - \sigma_1 + \dot{i}_{qs1}^*] \\ v_{ds1}^* = L_{ds1} [K_4 e_4 - \sigma_2 + \dot{i}_{ds1}^*] \\ v_{qs2}^* = L_{qs2} [K_5 e_5 - \sigma_3 + \dot{i}_{qs2}^*] \\ v_{ds2}^* = L_{ds2} [K_6 e_6 - \sigma_4 + \dot{i}_{ds2}^*] \end{cases} \quad (\text{IV.68})$$

La stabilité du contrôle est obtenue si et seulement si un bon choix de gains  $K_3, K_4, K_5, K_6$  est fait.

La figure suivante montre le schéma de principe de la conception de commande proposée.

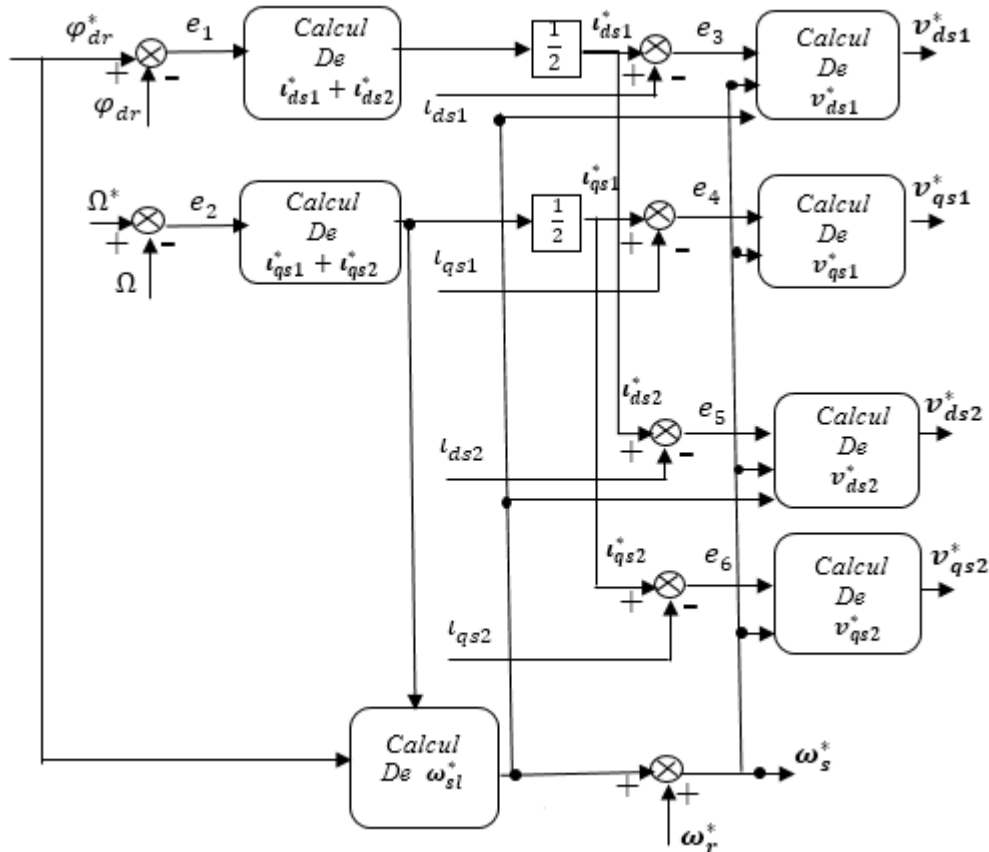


Figure IV.35 : Représentation schématique du bloc Backstepping

### IV.6.3 Résultats de simulation et interprétations

On applique un profil de vent aléatoire plus proche de l'évolution réelle à un filtre pour l'adopter à la dynamique lente de notre système. Le but de ce profil est de voir le degré de la poursuite de point à maximum de puissance et l'efficacité du contrôle par Backstepping. Les résultats des simulations de ce profil sont donnés par les figures suivantes.

Comme les grandeurs des commandes précédentes possèdent les mêmes allures, donc on a les mêmes remarques. La vitesse de la GASDE est l'image du vent entraînant l'éolienne. Elle suit convenablement sa référence. Les allures du couple électromagnétique de la GASDE et de sa

référence sont pratiquement identiques, mais différentes de l'allure du profil de la vitesse du vent à cause du couple dynamique dû à l'inertie.

Les (figures IV.38, 39) respectivement montrent les erreurs de vitesse et de flux et leurs références convergent vers zero. La figure IV.40 représente les courants statorique des deux étoiles, on remarque que la 2<sup>ème</sup> étoile est décalée d'un angle électrique  $\alpha=30^\circ$  par rapport à la 1<sup>ère</sup> étoile.

La figure IV.41 représente les allures des puissances statorique active et réactive totales de la GASDE. La puissance active est de signe négatif, c'est-à-dire la GASDE génère cette puissance tout en présentant des fluctuations. Par contre, la puissance réactive est de signe positif, ce qui veut dire que la machine absorbe cette énergie nécessaire pour sa magnétisation. Les tensions du bus continu  $U_{dc}$  et  $U_{dc}^*$  de la figure IV.43 sont écrêtées à une valeur de 1130V pour une puissance nominale de 1.5MW.

La tension d'une phase raccordée au réseau ainsi que le courant sont illustrés sur la figure IV.44. On a montré que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande, on a indiqué aussi que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase ceci justifié que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique. Figure IV.45 donne le THD (distorsion harmonique totale) du courant  $I_{g1}$ . Pour maintenir le facteur de puissance du côté réseau unitaire la puissance réactive de référence  $Q_s^*$  est fixée à une valeur nulle. La figure IV.46 représentent respectivement les puissances active et réactive, fournies au réseau électrique, on constate que la puissance active suit sa référence et la puissance réactive est nulle selon sa consigne imposée (une puissance négative représente une puissance générée). Figure IV. 47 montre que les courants côté réseau sont bien sinusoïdaux.

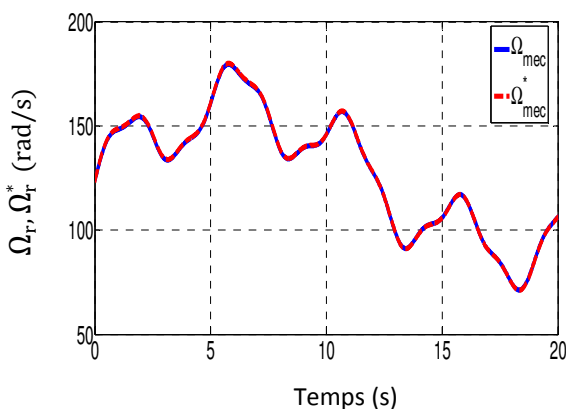


Fig.IV.36 : Vitesse de la GASDE et sa référence

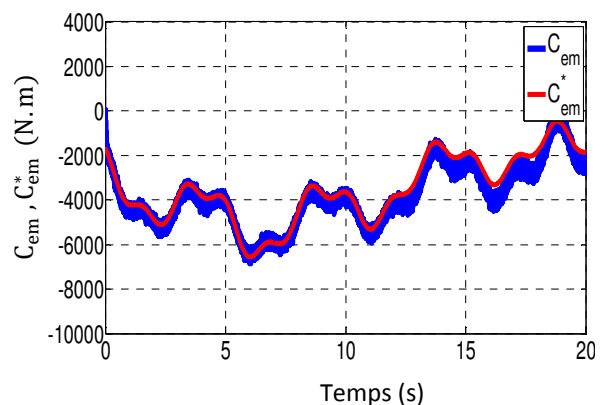


Fig.IV.37 : Couple électromagnétique et sa référence

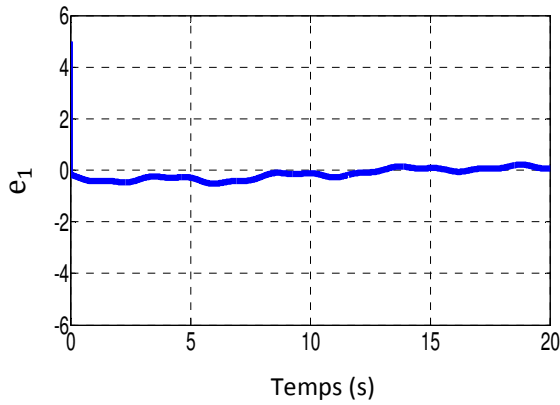


Fig.IV.38 : Erreur de vitesse de la GASDE et sa référence

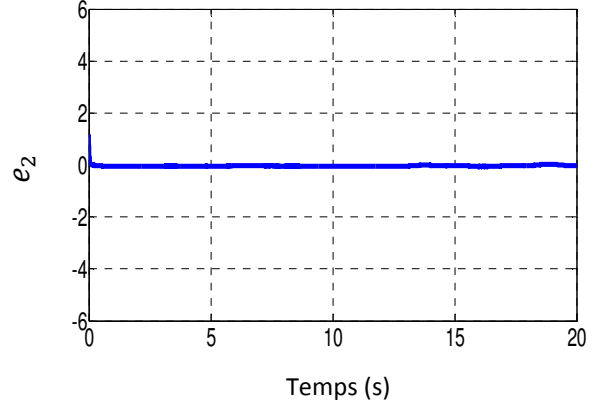


Fig.IV.39 : Erreur du flux direct et sa référence

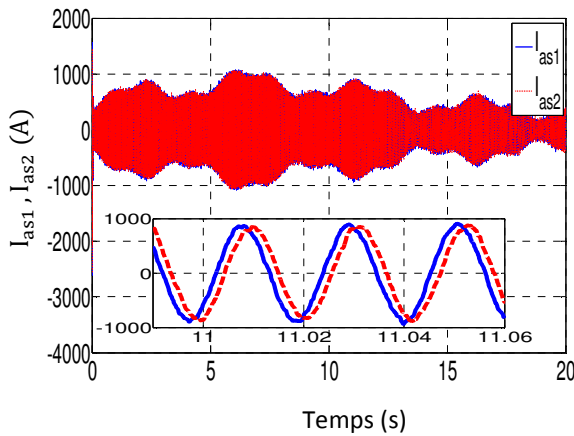


Fig. IV.40: Courants statoriques

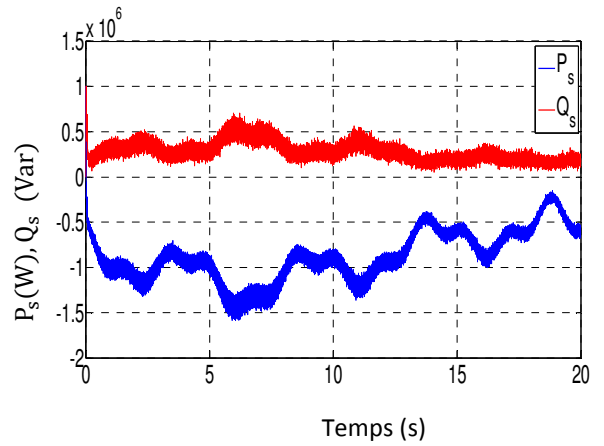


Fig. IV.41 : Puissances active et réactive de la GASDE

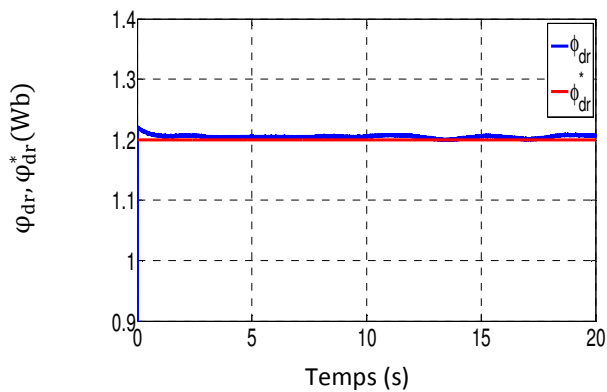


Fig.IV.42 : Flux rotoriques direct et quadratique.

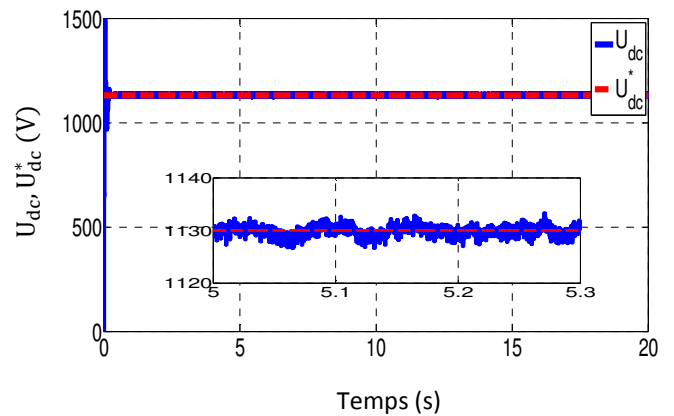


Fig.IV.43 : Tension du bus continu et sa référence

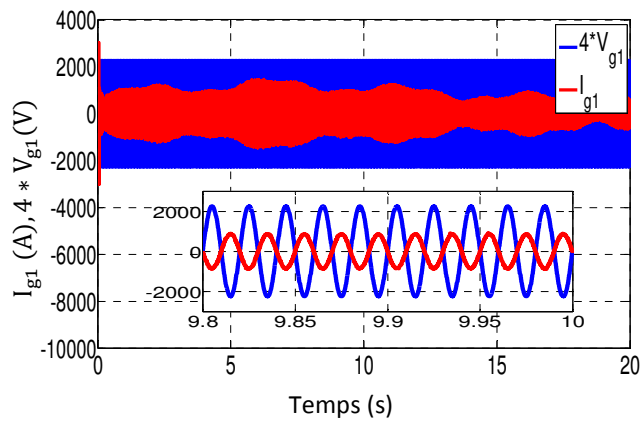


Fig.IV.44 : Tension et courant du réseau pour la phase 1.

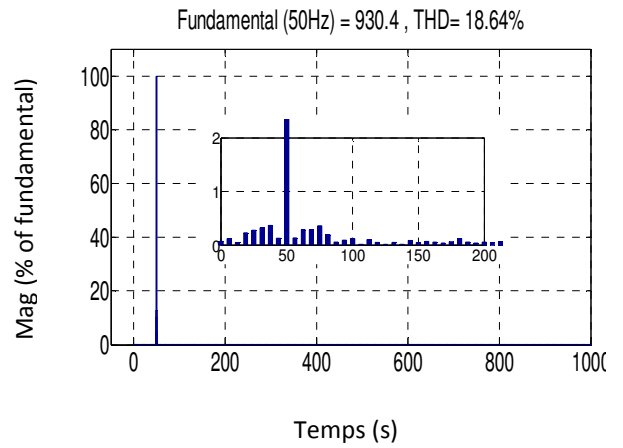


Fig.IV.45 : THD du courant du réseau  $I_{g1}$

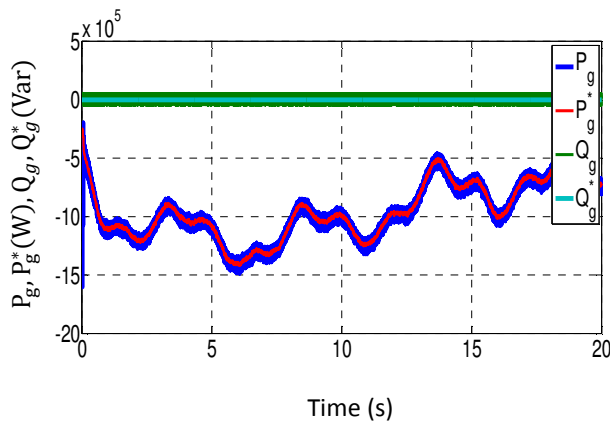


Fig.IV.46 : Puissances active côté réseau et sa référence

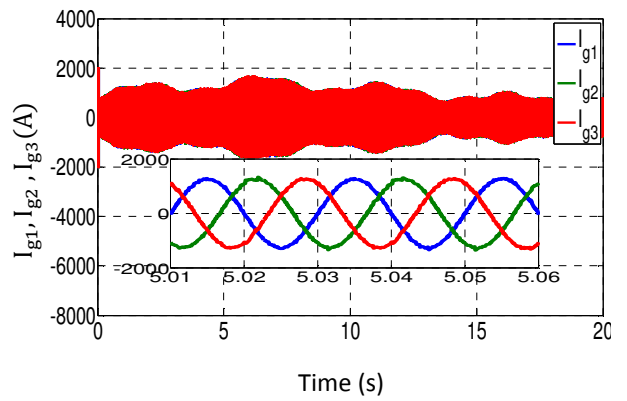


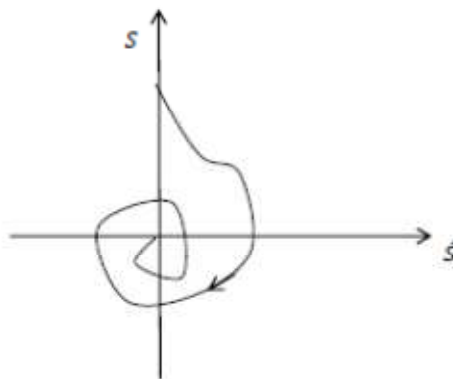
Fig.IV.47 : Courants côté réseau des trois phases

## IV.7 Commande par mode glissant d'ordre 2

Le contrôle de cette partie du système a pour objectif d'assurer l'écoulement du maximum de la puissance que peut générer la turbine éolienne vers le bus continu à travers la commande du redresseur lorsqu'elle fonctionne en zone II. Parmi les techniques de contrôle des générateur éoliens, l'approche par mode glissant a fait preuve d'une efficacité satisfaisante vu la nature de la source d'énergie éolienne caractérisée par ses turbulences. Le mode glissant d'ordre un quoique simple à implémenter, son majeur inconvénient est le phénomène de broutement (chattering en anglais). Pour un contrôle plus robuste, nous proposons un contrôle par mode glissant d'ordre deux (supertwisting) qui sera présenté par la suite.

### IV.7.1 Description de la commande par mode glissant d'ordre 2

La commande par mode glissant d'ordre 2 est une technique généralisée du mode glissant d'ordre un. La commande d'ordre supérieur (d'ordre  $n$ ) agit sur les dérivées  $n$  de la surface de glissement ce qui permet d'éliminer l'inconvénient du phénomène de broutement tout en bénéficiant de la robustesse du contrôle par mode glissant standard. Alors que le mode glissant d'ordre élevé ( $n > 2$ ) nécessite d'avoir des informations sur les  $n$  dérivées de la surface de glissement  $S$ , l'algorithme du supertwisting, n'a besoin que d'informations sur la surface glissante. Les trajectoires sur le plan de phase du glissement d'ordre 2 sont caractérisées par une torsion autour de l'origine (**Figure IV.48**) [Cha11].



**Figure IV.48 :** Trajectoire de l'algorithme du supertwisting sur le plan de phase

Considérons le système non linéaire perturbé suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{IV.69})$$

$$y = s(t, x) \quad (\text{IV.70})$$

Avec  $x \in R^n$ ,  $x \in R$  et  $f(x)$ ,  $g(x)$  sont des fonctions incertaines lisses de  $x$  et  $y \in R$ .

De l'équation (IV.69), la dérivée temporelle de la surface de glissement peut être écrite ainsi :

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) \cdot (f(x) + g(x) \cdot u) \quad (\text{IV.71})$$

La dérivée seconde s'écrit sous la forme :

$$\ddot{S} = u(t, x) + \vartheta(t, x) \cdot \dot{u} \quad (\text{IV.72})$$

Avec  $u(t, x), \vartheta(t, x)$  sont des fonctions incertaines qui pour un certain degré d'incertitudes des paramètres et les paramètres opérationnels du système peuvent être limitées par :

$$|\mu| < \Phi, 0 < \Gamma_m < \vartheta(t, x) < \Gamma_M; \Phi > 0$$

La dérivée seconde de la surface de glissement doit être contenue dans l'inclusion suivante :

$$\ddot{S} = [-C, C] + [\Gamma_m, \Gamma_M] \cdot \dot{u} \quad (\text{IV.73})$$

En gardant la dérivée seconde dans cette inclusion différentielle, la dynamique du système converge en un temps fini à l'origine du plan de phase tel que  $S = \dot{S} = 0$ .

La loi de contrôle est une combinaison de deux termes. Alors que le premier terme est une fonction continue de la variable de glissement, le second est une dérivée temporelle discontinue et s'écrit ainsi [FRI 02]:

$$u = -\alpha |S|^k \text{sing}(S) + u_1 \quad (\text{IV.74})$$

$$\dot{u} = -\beta \text{sing}(S) \quad (\text{IV.75})$$

Pour une convergence du système en un temps fini, les gains peuvent être choisis de manière à satisfaire les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \beta^2 \geq \frac{4\Phi\Gamma_M(\alpha+\Phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(\alpha-\Phi)} \\ 0 < k < 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.76})$$

### IV.7.2 Conception des contrôleurs supertwisting

Pour assurer la poursuite du point de puissance maximale, nous rappelons les expressions des courants de référence:

$$l_{qs1}^* + l_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{PL_m \varphi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{IV.77})$$

$$l_{ds1}^* + l_{ds2}^* = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \quad (\text{IV.78})$$

Pour assurer la convergence des courants vers leurs références, nous considérons les surfaces de glissement suivantes [Amm 17] :

$$\begin{cases} S_1 = \iota_{ds1}^* - \iota_{ds1} \\ S_2 = \iota_{ds2}^* - \iota_{ds2} \\ S_3 = \iota_{qs1}^* - \iota_{qs1} \\ S_4 = \iota_{qs2}^* - \iota_{qs2} \end{cases} \quad (\text{IV.79})$$

L'approche de contrôle proposée a été conçue à l'aide de l'algorithme de superwisting qui présente l'avantage supplémentaire de ne requérir que des informations sur la variable glissante, mais pas sur sa dérivée.

L'algorithme de super-torsion converge vers le jeu à 2 glissières  $S = \dot{S} = 0$  en temps fini. Les trajectoires de la super torsion se caractérisent par une torsion autour de l'origine du portrait de phase de la variable glissante. La loi de contrôle est définie comme une combinaison de deux termes. Le premier terme est défini comme sa dérivée temporelle discontinue alors que le second terme est la fonction continue du mode glissant variable qui est présent durant la phase atteinte:

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = u_1 + u_2 \\ v_{ds2}^* = u_3 + u_4 \\ v_{qs1}^* = u_5 + u_6 \\ v_{qs2}^* = u_7 + u_8 \end{cases} \quad (\text{IV.80})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} u_1 = -\alpha_1 |S_1|^k \text{sign}(S_1) \\ \dot{u}_2 = -\beta_1 \text{sign}(S_1) \\ u_3 = -\alpha_2 |S_2|^k \text{sign}(S_2) \\ \dot{u}_4 = -\beta_2 \text{sign}(S_2) \\ u_5 = -\alpha_3 |S_3|^k \text{sign}(S_3) \\ \dot{u}_6 = -\beta_3 \text{sign}(S_3) \\ u_7 = -\alpha_4 |S_4|^k \text{sign}(S_4) \\ \dot{u}_8 = -\beta_4 \text{sign}(S_4) \end{cases}$$

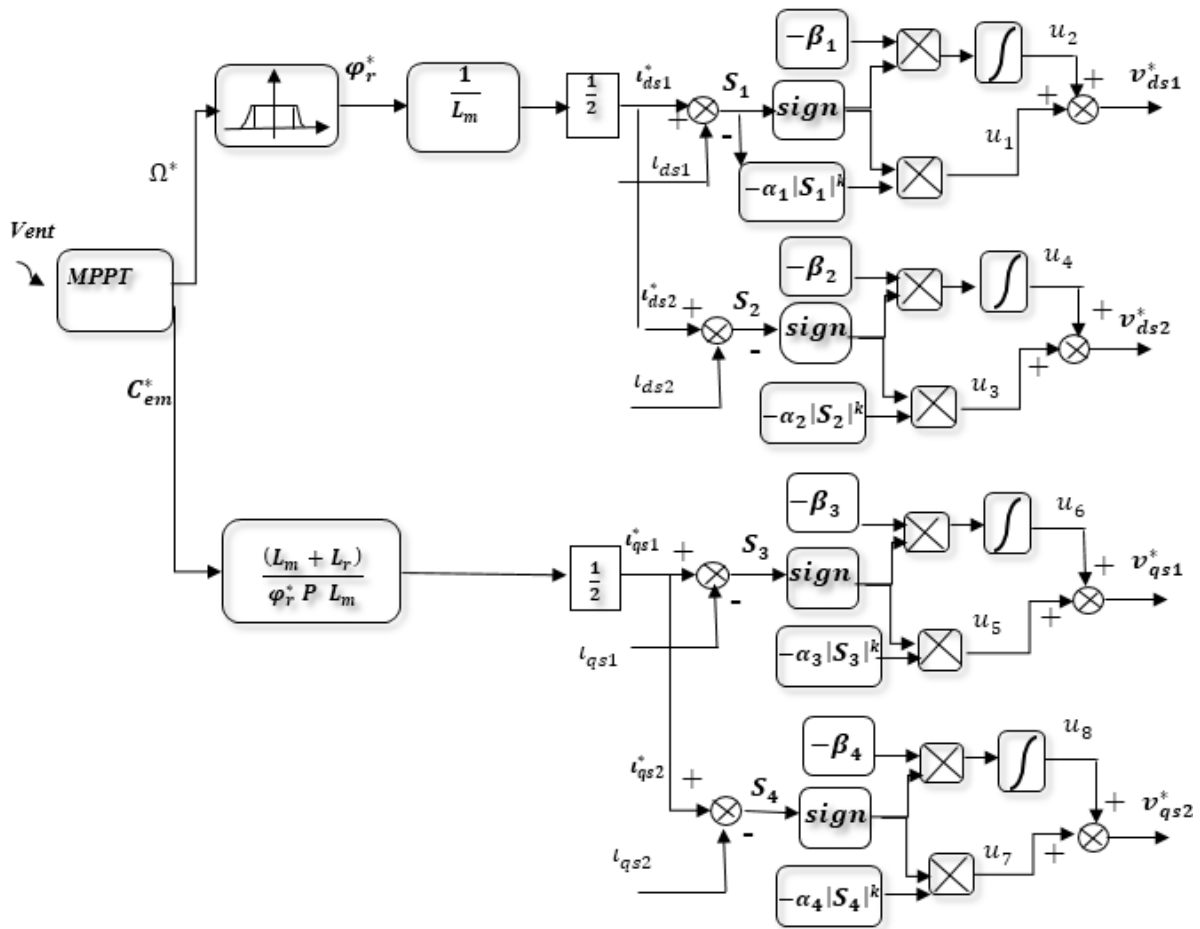


Figure IV.49 : Représentation schématique de la commande par mode glissant d'ordre 2

### IV.7.3 Résultats de simulation et interprétations

Afin de mettre en évidence, les performances de la technique de commande étudiée, on présente dans ce qui suit les résultats de simulation de la régulation de vitesse l'aérogénérateur asynchrone double étoile par mode glissant d'ordre deux. Le fonctionnement en mode MPPT du système éolien a été testé un profil du vent aléatoire (Figure IV.6). La figure IV.50 représente l'allure de la vitesse, on peut remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence. Les allures du couple de référence issu de l'algorithme MPPT et du couple électromagnétique de la génératrice sont illustrées par la figure IV.51. La figure IV.52 représente les courants statorique des deux étoiles, on remarque que la 2<sup>ème</sup> étoile est décalée d'un angle électrique  $\alpha=30^\circ$  par rapport à la 1<sup>ère</sup> étoile.

L'évolution de flux rotorique est illustré sur la figure IV.53. La figure IV.54 représente les allures des puissances statorique active et réactive totales de la GASDE. La puissance active est de signe négatif, c'est-à-dire la GASDE génère cette puissance tout en présentant des fluctuations. Par contre, la puissance réactive est de signe positif, ce qui veut dire que la machine absorbe cette

énergie nécessaire pour sa magnétisation. Les tensions du bus continu  $U_{dc}$  et  $U_{dc}^*$  de la **figure IV.55** sont écrêtées à une valeur de 1130V pour une puissance nominale de 1.5MW.

La tension d'une phase raccordée au réseau ainsi que le courant sont illustrés sur la **figure IV.56**. On a montré que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande, on a indiqué aussi que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase ceci justifié que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique. Figure IV.57 donne le THD (distorsion harmonique totale) du courant  $I_{g1}$ .

Pour maintenir le facteur de puissance du côté réseau unitaire la puissance réactive de référence  $Q_s^*$  est fixée à une valeur nulle. La **figure IV.58** représentent respectivement les puissances active et réactive, fournies au réseau électrique, on constate que la puissance active suit sa référence et la puissance réactive est nulle selon sa consigne imposée (une puissance négative représente une puissance générée). La **figure VI. 59** montre que les courants côté réseau sont bien sinusoidaux.

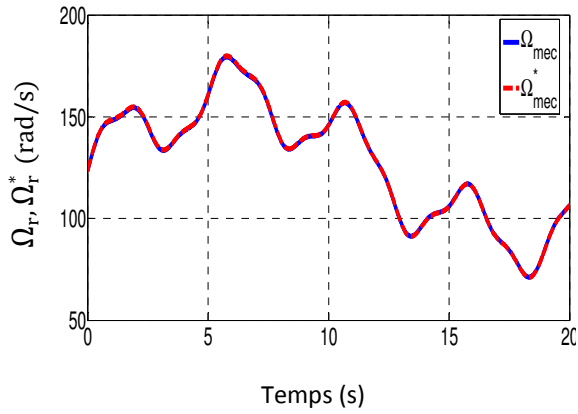


Fig.IV.50 : Vitesse de la GASDE et sa référence

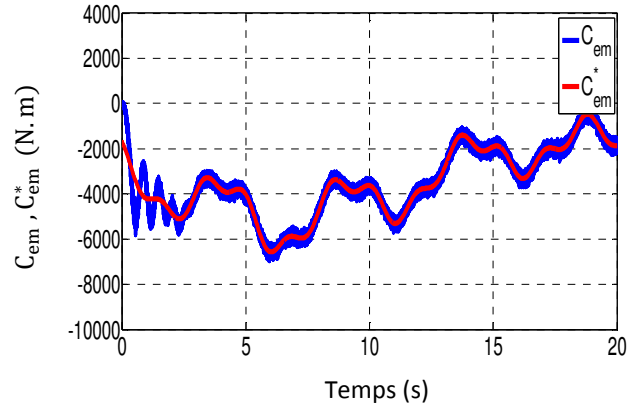


Fig. IV.51 : Couple électromagnétique et sa référence

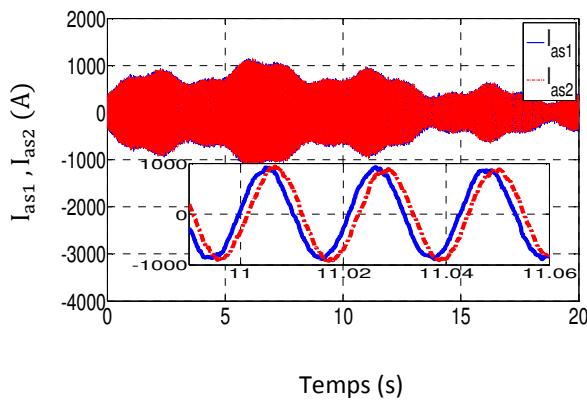


Fig. IV.52: Courants statoriques

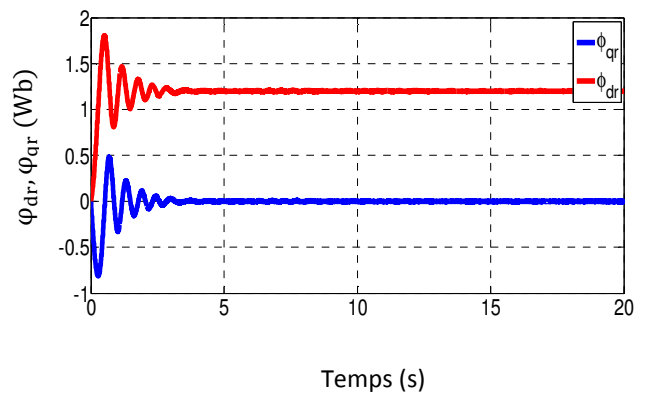


Fig. IV.53 : Flux rotoriques direct et quadratique.

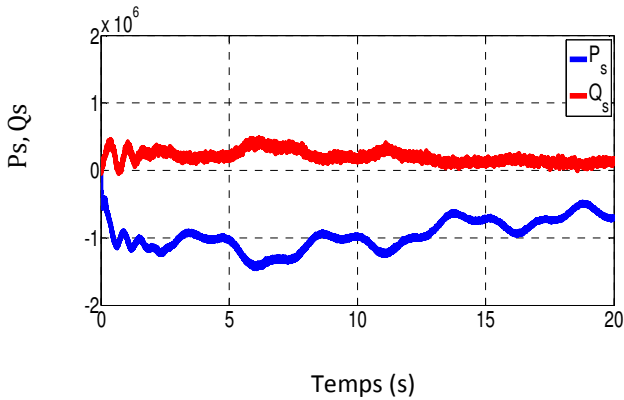


Fig. IV.54 : Puissance active et réactive de la GASDE.

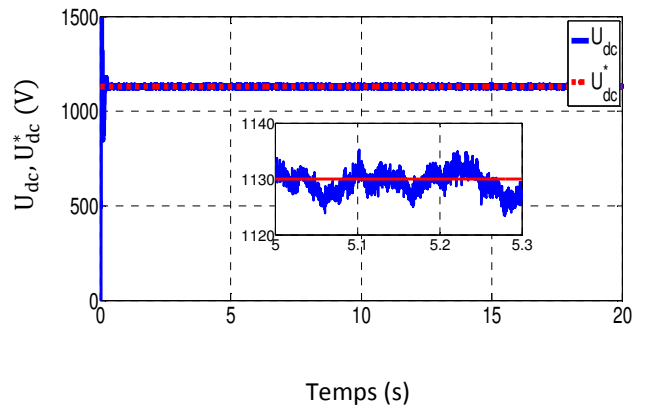


Fig. IV.55 : Tension du bus continu et sa référence

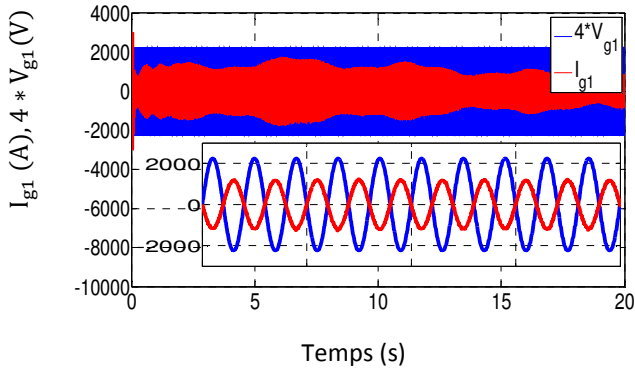


Fig. IV.56 Tension et courant du réseau pour la phase 1.

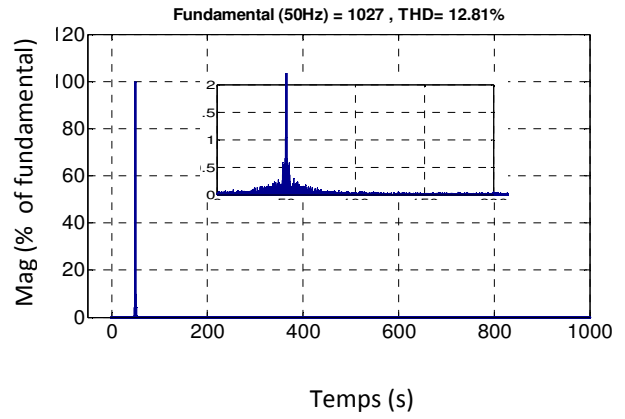


Fig. IV.57 : THD du Courant de réseau  $I_{g1}$

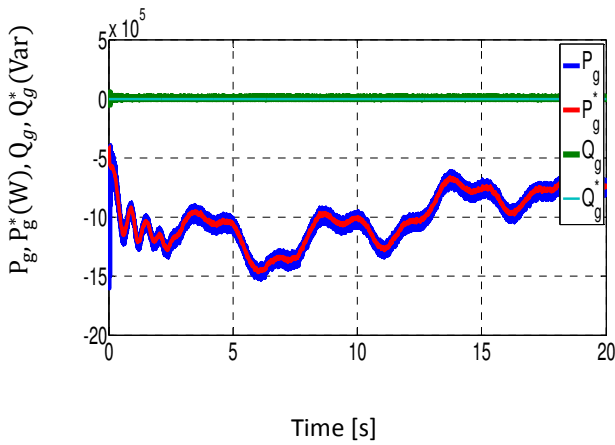


Fig. IV.58 : Puissance active côté réseau et sa référence

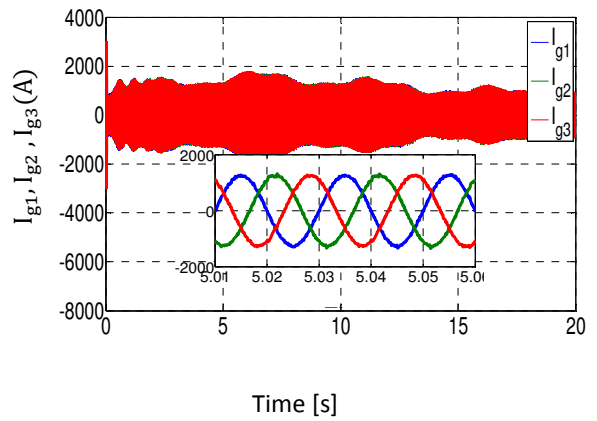


Fig. IV.59 : Courant côté réseau des trois phases

## IV.8 Contrôle hybride mode glissant - backstepping

Les aspects du développement théorique du contrôleur à mode glissant (SMC) sont bien documentés dans [Ami08]. En plus de ces techniques, une conception de contrôle basée sur le backstepping est également utilisée pour gérer les systèmes non linéaires. Les conceptions de backstepping non linéaires sont fortement liées à la linéarisation des retours [Raj15]. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques avec une procédure très simple.

Dans ce travail, une stratégie du backstepping incorporée à un schéma de contrôle de mode glissant pour les systèmes dynamiques non linéaires affine à temps continu est présentée. Le contrôleur proposé est basé sur le contrôle en mode glissant et le backstepping. Ici, l'algorithme du backstepping est modifié à la dernière étape en incorporant un contrôle en mode glissant. La méthodologie présentée dérive la fonction du contrôleur de manière systématique pour obtenir une régulation asymptotique du vecteur d'état du système selon les trajectoires souhaitées.

### IV.8.1 Synthèse de la commande

La machine asynchrone double étoile est décrite par un système d'équations non linéaires multi variables dans le référentiel lié au rotor ( $d, q$ ) en choisissant comme variables d'états les courants statoriques donnés par l'expression (IV.5) et le flux rotorique. Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multi variables permettant de stabiliser les variables d'états de la génératrice sur les références désirées. En faisant un changement de variables, les nouvelles variables sont les erreurs entre la consigne et la variable d'état. Cette commande est présentée dans les quatre étapes ci-dessous.

#### IV.8.1.1 Etape1 : Régulation de vitesse

Dans cette étape, on définit l'erreur  $e_1$  représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse de référence.

$$e_1 = \Omega^* - \Omega_{mec} \quad (IV.81)$$

Sa dérivée est:

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega}_{mec} \quad (IV.82)$$

On choisit aussi une première fonction de *Lyapunov* avec :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.83)$$

Sa dérivée est:

$$\dot{V}_1 = e_1 \cdot \dot{e}_1 = e_1 \left[ \frac{\mu \varphi_{dr}^*}{J} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) - \frac{c_r}{J} - \frac{f_r \Omega}{J} - \dot{\Omega}^* \right] = -K_1 e_1^2 < 0 \quad (\text{IV.84})$$

Pour stabiliser la grandeur  $e_1$  vers zéro, on choisit les commandes virtuelles pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative :

$$\begin{cases} e_{eff1} = \frac{\mu \varphi_{dr}^*}{J} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) - \frac{f_r \Omega}{J} \\ e_{eff2} = -K_1 e_1 + \frac{c_r}{J} + \dot{\Omega}^* \end{cases} \quad (\text{IV.85})$$

$K_1$  : constante positive.

Tel que :  $\mu = p L_m / (L_r + L_m)$

#### IV.8.1.2 Etape 2 : Elaboration de l'équation de commande en $v_{qs1}$ et $v_{qs2}$

On va faire un changement de variable avec  $s_1$  une nouvelle erreur :

$$s_1 = e_{eff1} - e_{eff2} \quad (\text{IV.86})$$

La dérivée  $\dot{s}_1$  après simplification est donnée sous la forme suivante :

$$\dot{s}_1 = \xi_0 + \xi_1 v_{qs1} + \xi_2 v_{qs2} \quad (\text{IV.87})$$

En utilisant  $e_1$  et  $s_1$  comme nouvelles variables, la fonction de *Lyapunov* augmentée devient :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + s_1^2) \quad (\text{IV.88})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + s_1 \dot{s}_1 \quad (\text{IV.89})$$

Pour stabiliser  $e_1$  à l'origine, il faut que la dérivée de  $v_2$  soit négative, ce qui peut se traduire avec le critère de convergence des modes glissants par la relation suivante:

$$\dot{s}_1 = -q_0 \cdot \text{sign}(s_1) - q_1 (s_1) \quad (\text{IV.90})$$

Avec :  $q_0, q_1 > 0$

Nous aboutissons à une équation des tensions de commande  $v_{qs1}$  et  $v_{qs2}$  suivante :

$$\xi_1 v_{qs1} + \xi_2 v_{qs2} = -\xi_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1 (s_1) \quad (\text{IV.91})$$

#### IV.8.1.3 Etape 3 : Régulation du flux

Soit  $e_2$  l'erreur des flux tel que :

$$e_2 = \varphi_{dr}^* - \varphi_{dr} \quad (\text{IV.92})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{dr}^* - [-\zeta \cdot \varphi_{dr} + \zeta \cdot L_m \cdot (\iota_{ds1} + \iota_{ds2})] \quad (\text{IV.93})$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie définie par :

$$V_3 = \frac{1}{2}(e_1^2 + s_1^2 + e_3^2) \quad (IV.94)$$

Sa dérivée est donnée par l'équation :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + s_1 \dot{s}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (IV.95)$$

En choisissant les commandes virtuelles :

$$\begin{cases} e_{eff3} = -\zeta L_m (\iota_{ds1} + \iota_{ds2}) \\ e_{eff4} = -K_2 e_2 - \alpha \varphi_{dr} - \dot{\varphi}_{dr}^* \end{cases} \quad (IV.96)$$

Tel que :  $K_2 > 0$

Et :  $\zeta = R_r / (L_r + L_m)$

#### IV.8.1.4 Etape 4 : Elaboration de l'équation de commande en $v_{ds1}$ et $v_{ds2}$

En faisant un changement de variable,  $s_2$  avec une nouvelle erreur tel que :

$$s_2 = e_{eff3} - e_{eff4} \quad (IV.97)$$

Après simplification, on trouve  $\dot{s}_1$  sous la forme suivante :

$$\dot{s}_2 = \xi_3 + \xi_4 v_{dr} + \xi_5 v_{qr} \quad (IV.98)$$

La surface  $s_2$  doit être choisie en respectant le critère de convergence des modes glissants.

$$\dot{s}_2 = -q_2 \text{sign}(s_2) - q_3(s_2) \quad (IV.99)$$

Avec :  $q_0, q_1 > 0$

Ce qui nous donne :

$$\xi_4 v_{ds1} + \xi_5 v_{ds2} = -\xi_3 - q_2 \text{sign}(s_2) - q_3(s_2) \quad (IV.100)$$

$$\xi_1 v_{qs1} + \xi_2 v_{qs2} = -\xi_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1(s_1)$$

### IV.9 Résultats de simulation et interprétations

Les figures suivantes présentent les résultats obtenus pour cette application. On y note en général que la poursuite, pilotée par la commande hybride, est satisfaisante et que le fonctionnement avec un facteur unitaire est maintenu, comme le montre l'opposition de phase entre la tension et les courants statoriques, ce qui conduit à une production d'une puissance purement active. En plus, on a remarqué que les autres grandeurs ont pratiquement les mêmes allures établies auparavant et évoluent selon le profil du vent appliqué au système.

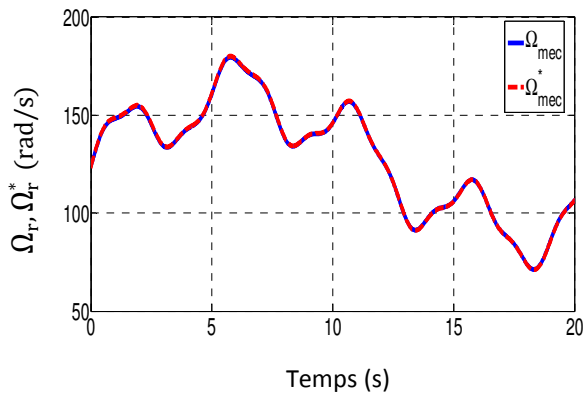


Fig. IV.60 Vitesse de la GASDE et sa référence

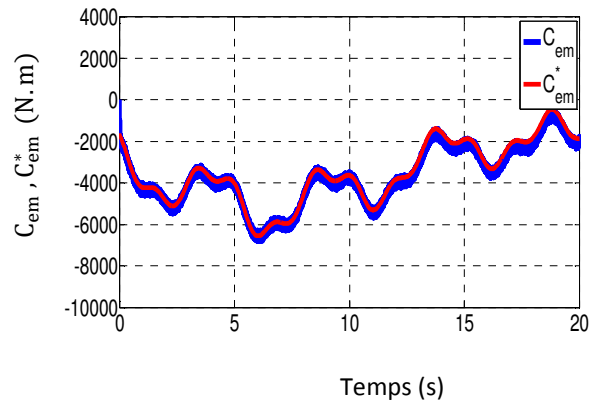


Fig. IV.61 Couple électromagnétique et sa référence

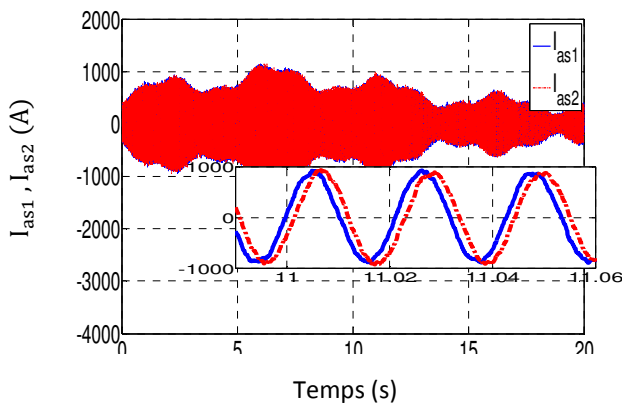


Fig IV.62: Courants statoriques

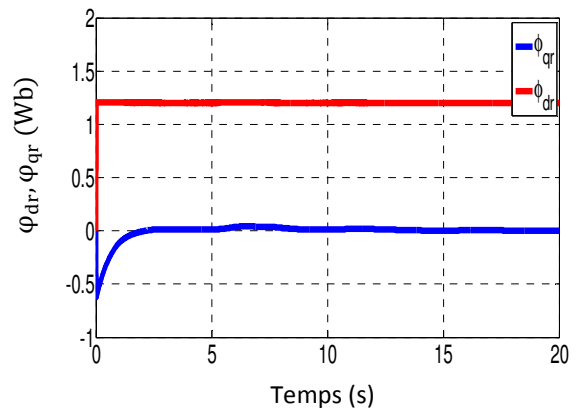


Fig. IV.63 : Flux rotoriques direct et quadratique.

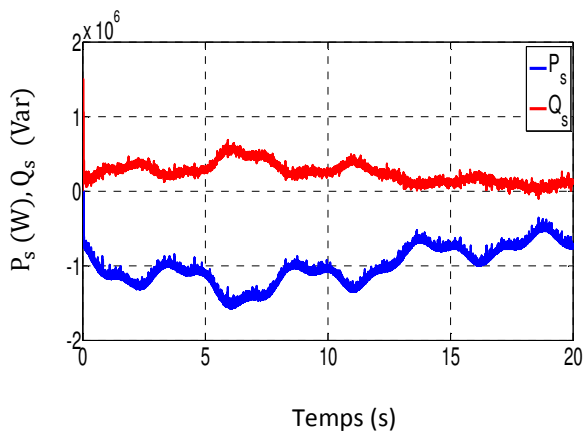


Fig. IV.64 : Puissances active et réactive de la GASDE.

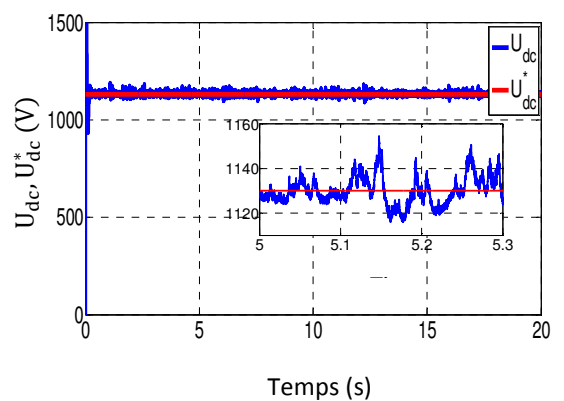
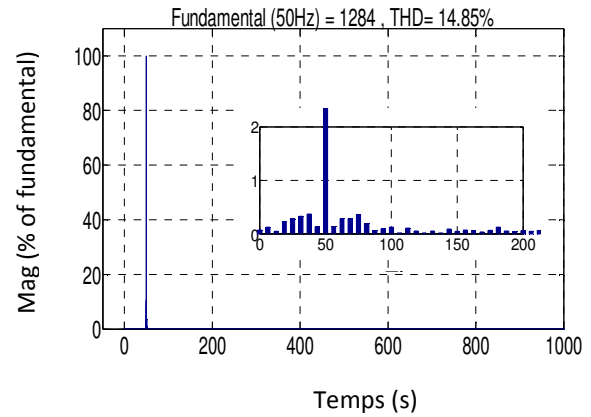
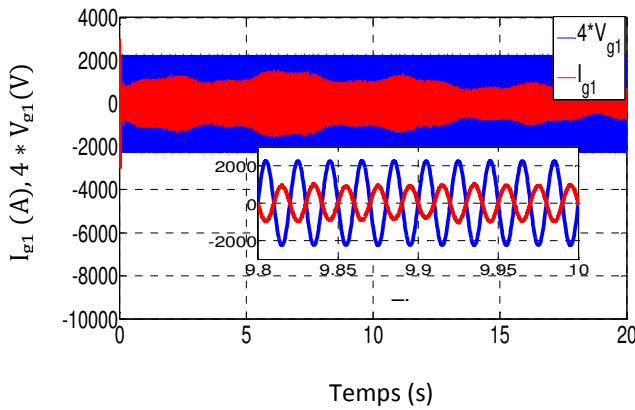
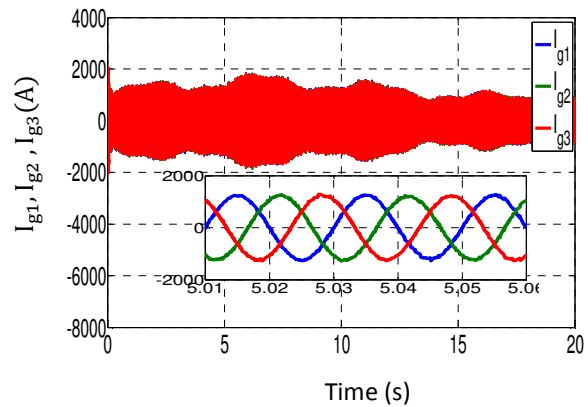
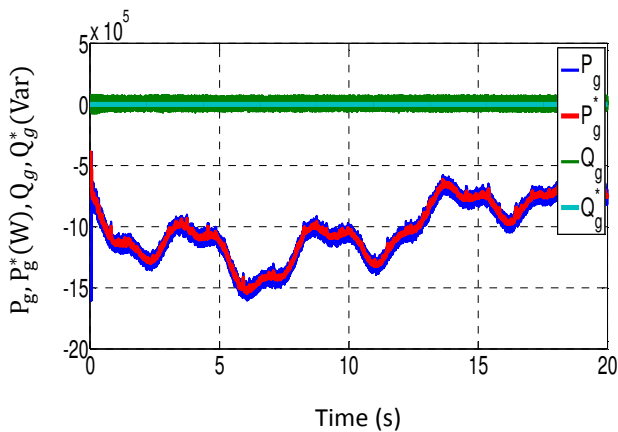


Fig. IV.65 : Tension du bus continu et sa référence



**Fig. IV.65 :** Tension et courant du réseau pour la phase 1. **Fig. IV.66 :** THD du courant de réseau  $I_{g1}$



**Fig. IV.67 :** Puissance active côté réseau et sa référence **Fig. IV.68 :** Courant côté réseau des trois phases

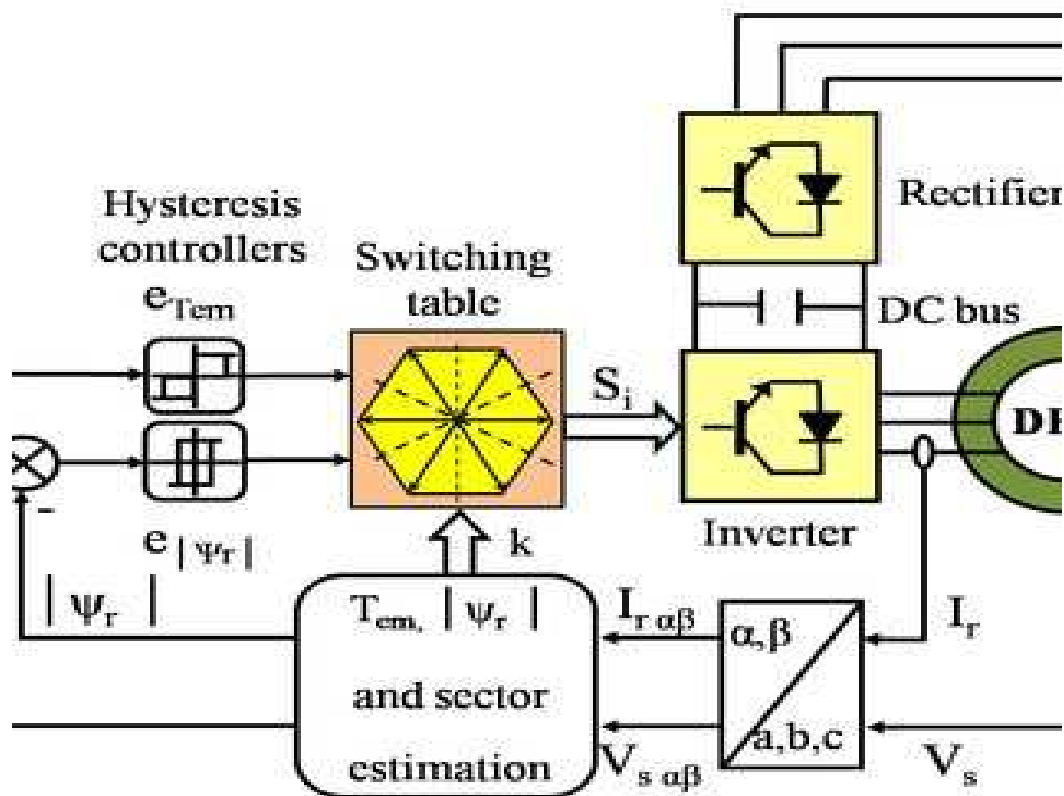
## IV.4 Conclusion

Ce chapitre a pour objectifs de présenter la commande du système éolien à vitesse variable basé sur une GASDE, dont la complexité est réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de *Park*. La commande de la GASDE est réalisée par diverses techniques de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (commande par PI, par modes glissants d'ordre 1 et 2, par backstepping et par commande Hybride modes glissants- backstepping (HSMBC)). L'analyse des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système en général. Les différences qui peuvent exister au niveau des performances seront analysées et présentées en fin du chapitre 5.

Toujours dans le but de rechercher l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique générée par le système éolien, nous allons au chapitre suivant, nous intéresser à un autre type de contrôle vectoriel direct : contrôle direct de couple avec et sans régulateur de vitesse.

# CHAPITRE V

## Commande vectorielle directe de couple (DTC) de la GASDE



# Chapitre V : Commande vectorielle directe de couple (DTC) de la GASDE

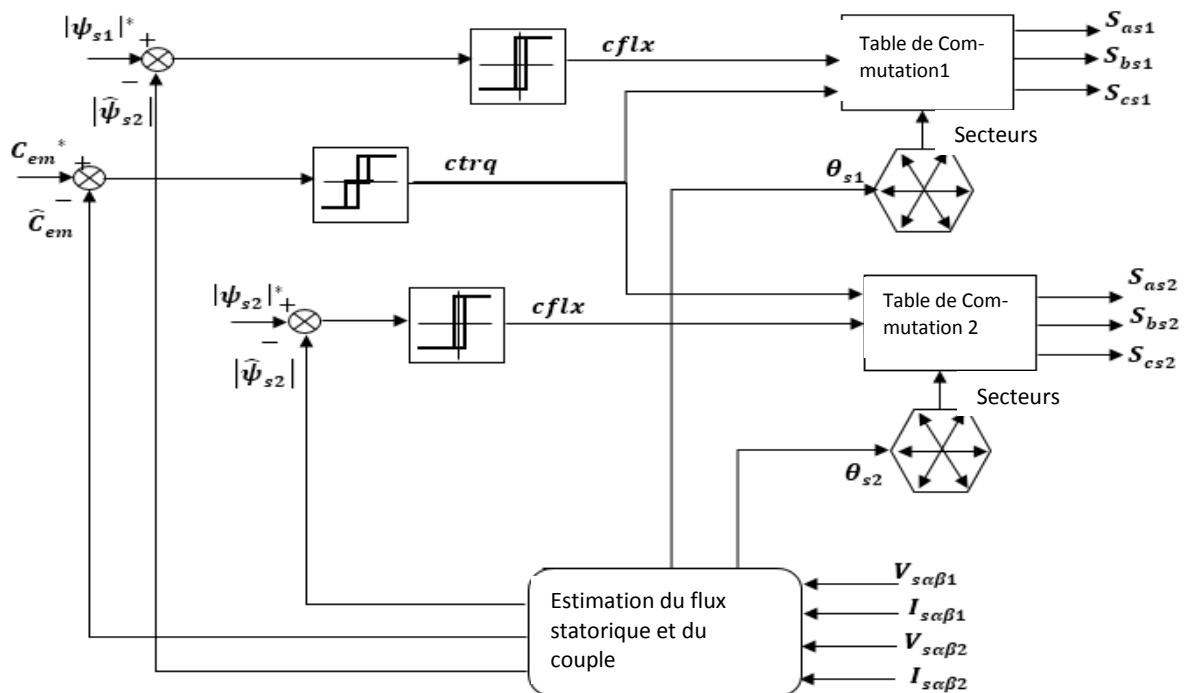
## V.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC), pour «*Direct Torque (and Flux) Control*» en anglais, est basé sur l'orientation du flux statorique. Il a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées [Car00]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie pour remplacer la stratégie de commande par le flux orienté (FOC *Field Oriented Control*). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentées par un onduleur de tension sans régulation de courant. Les performances sont comparables à celles obtenues avec une commande vectorielle à flux orienté [Cha96].

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (courants, tension) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés [Lac95], [Bag99]. De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne [Bil03]. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût. On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. On s'intéresse, dans ce qui suit, à celles qui peuvent être utilisées dans le cadre d'une commande directe de la GASDE. Des articles généraux sur l'état de l'art ont déjà fait l'objet de nombreuses publications [Haq02 ; Yoo00 ; Pei95]. Dans ce chapitre, on présente une méthode de commande par DTC de la GASDE avec et sans capteur de vitesse dotée d'un Système adaptatif avec modèle de référence (MRAS). Elle permet avantageusement d'estimer la vitesse et de compenser les variations paramétriques.

## V.2 Principes généraux de la commande directe de couple

La commande DTC d'une génératrice asynchrone double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs des onduleurs de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [Ame16 ; Tah16]. La commande par DTC de la GASDE peut être schématisée par la figure suivante :



**Figure V.1** : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une GASDE [Tak86].

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple / vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bonne bande passante en couple [Ari00; Luu00; Mok04]. En plus :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine,
- l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator),
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple,

- la mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques. Elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants,
- les commandes de type DTC correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

### V.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

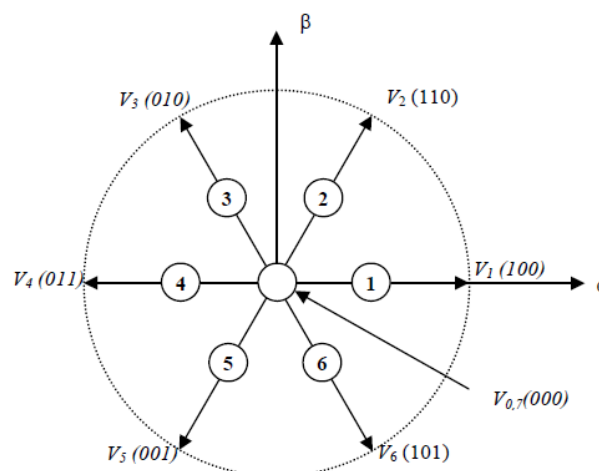
À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par *Takahashi*, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des possibilités offertes par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité, définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [Car00; Ari00; Rah00]. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de *Takahashi* et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur (voir **figure V.2**). On peut écrire :

$$\bar{V}_{sn0} = \bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \sqrt{2/3} \cdot [V_{an0} + V_{bn0} \cdot e^{j2\pi/3} + V_{cn0} \cdot e^{j4\pi/3}] \quad (V.1)$$

$[V_{an0} \ V_{bn0} \ V_{cn0}]^T$  est le vecteur de tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté théoriquement par 3 grandeurs booléennes de commande  $K_i (i = 1,2,3)$ , où  $K_i$  est l'état de l'interrupteur, supposé parfait, tel que pour le  $i^{ème}$  bras de l'onduleur ( $i = 1,2,3$ ):

- $K_i = 1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
- $\bar{K}_i = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.



**Figure V.2 :** Séquences de fonctionnement d'un onduleur dans le plan complexe à 6 secteurs Angulaires

Avec :

$$\bar{V}_0 \leftrightarrow (K_1, K_2, K_3) = (0,0,0) \text{ et } \bar{V}_7 \leftrightarrow (K_1, K_2, K_3) = (0,0,0).$$

#### V.4. Stratégie de commande directe de couple et de flux

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [Tan01; Rod04; Ame05]:

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ) ;
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la GASDE,
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique,
- on estime le couple électromagnétique de la GASDE en utilisant l'estimation du flux statorique en utilisant l'équation (V.12) et la mesure des courants de lignes,
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

##### V.4.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique de la GASDE est obtenu à partir de l'équation suivante [Amm17 ;Yah11] :

$$\bar{V}_s = -r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (V.2)$$

On obtient :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s + r_s \bar{i}_s) dt \quad (V.3)$$

$\bar{\varphi}_{s0}$ : le vecteur de flux à l'instant  $t = 0s$ .

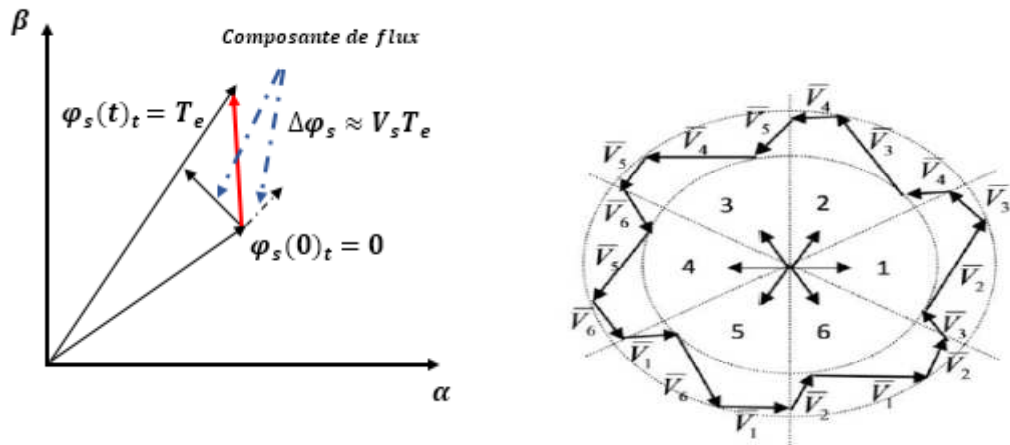
En appliquant un vecteur non nul dans  $T_e$  période d'échantillonnage, on peut négliger la chute de tension de la résistance du stator  $r_s i_s$  par rapport à  $V_s$  pour les régions à grande vitesse. Alors l'équation (V.3) peut être réécrite comme suit:

$$\bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e + \bar{\varphi}_s(0) \quad (V.4)$$

La relation entre la tension du stator et le changement de flux du stator peut être établie comme suit:

$$\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(t) - \bar{\varphi}_s(0) = \bar{V}_s T_e \quad (V.5)$$

La relation (V.5) signifie que le flux de stator peut être modifié en appliquant une tension statorique pendant un temps  $T_e$ . L'extrémité du vecteur du flux du stator se déplace dans le sens indiqué par le vecteur de tension et effectue une trajectoire circulaire. (**Figure V.3**) [Amm16].



**Figure V.3 :** Évolution du vecteur du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

Pour augmenter le flux statorique, il suffit donc d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

#### V.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [Ame16 ;Zia13] :

$$C_{em} = K(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r) \sin(\delta) \quad (\text{V.6})$$

avec :

$\bar{\varphi}_s$ : vecteur du flux statorique,

$\bar{\varphi}_r$ : vecteur du flux rotorique ramené au stator,

$\delta$  : angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\varphi}_s$  et  $\bar{\varphi}_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\varphi}_s$  (à partir de  $\bar{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\bar{\varphi}_s$  et le couple électromagnétique de façon découplée.

### V.5 Estimation du flux et du couple

#### V.5.1. Estimation du flux

L'estimation du flux statorique est généralement réalisée par l'intégration du facteur de force électromotrice (f.e.m.). Les composantes du flux du stator peuvent être exprimées en utilisant des tensions et des courants du stator dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  par [Ame05]:

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha 1} = \int_0^t (v_{s\alpha 1} - r_{s1} i_{s\alpha 1}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\alpha 2} = \int_0^t (v_{s\alpha 2} - r_{s2} i_{s\alpha 2}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta 1} = \int_0^t (v_{s\beta 1} - r_{s1} i_{s\beta 1}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta 2} = \int_0^t (v_{s\beta 2} - r_{s2} i_{s\beta 2}) dt \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Le module du flux de l'étoile 1 (par exemple) et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \|\hat{\varphi}_{s1}\| = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha 1}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta 1}^2} \\ \angle \hat{\varphi}_{s1} = \arctg(\hat{\varphi}_{s\alpha 1} / \hat{\varphi}_{s\beta 1}) \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

On obtient les tensions  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  à partir des commandes  $(K_1, K_2, K_3)$ . On obtient la mesure de la tension  $U_c$  en appliquant la transformée de Concordia:

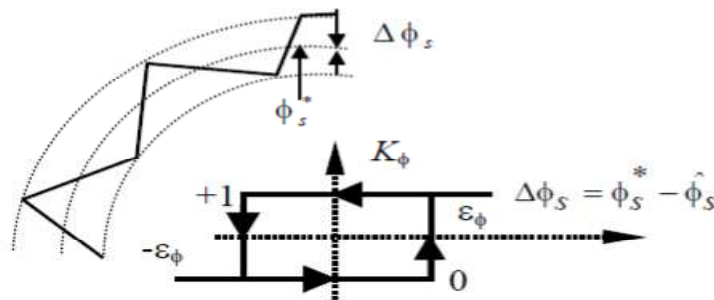
$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (K_1 - 1/2(K_2 + K_3)) \\ v_{s\beta} = \sqrt{2/3} U_c (K_2 + K_3) \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage  $T_e$ , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha}(n) = \hat{\varphi}_{s\alpha}(n-1) + [v_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \hat{\varphi}_{s\beta}(n) = \hat{\varphi}_{s\beta}(n-1) + [v_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{V.10})$$

#### V.5.1.1 Correction du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique  $\varphi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la **figure V.4**.



**Figure V.4 :** Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s \leq -\varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 0 \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\varphi_s$ , entre le flux de référence  $\varphi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\varphi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur  $K_\varphi = +1$  pour augmenter le flux et  $K_\varphi = 0$  pour le réduire. Cela permet, en outre, d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux

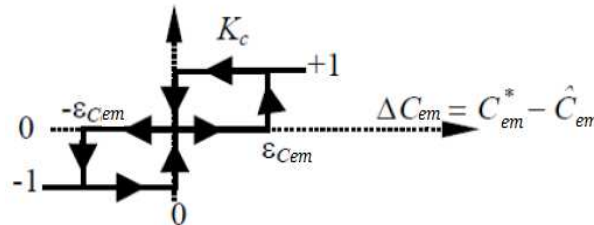
## V.5 2. Estimation du couple électromagnétique

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après l'expression suivante [Che14] :

$$\hat{C}_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(\hat{\varphi}_{s\alpha 1} + \hat{\varphi}_{s\alpha 2})(i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) - (\hat{\varphi}_{s\beta 1} + \hat{\varphi}_{s\beta 2})(i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})] \quad (\text{V.12})$$

### V.5.1.2 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, soit un couple négatif [Tou08 ;Seb11]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (V.13), tel que  $K_c$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{Cem}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir **figure V.5**) :



**Figure V.5** : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{Cem} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Cem} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem} & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } \Delta C_{em} < -\varepsilon_{Cem} & \text{alors } K_c = -1 \end{cases} \quad (\text{V.13})$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_{em}$ , entre le couple électromagnétique de référence  $\Delta C_{em}^*$  et celui estimé  $\Delta \hat{C}_{em}$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $K_c = 1$  pour augmenter le couple,  $K_c = -1$  pour le réduire et  $K_c = 0$  pour le maintenir constant dans une bande

$\varepsilon_{Cem}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\bar{\varphi}_s$ ), on peut par exemple appliquer les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  ou  $\bar{V}_{i+2}$ . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\bar{\varphi}_r$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\bar{\varphi}_s$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$ ".

## V.6 Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\bar{\varphi}_s$ , du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$  et également de l'évolution souhaitée pour le couple. En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace de  $\bar{\varphi}_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes du flux suivant les axes  $(\alpha)$  et  $(\beta)$ . L'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase  $(a)$  de l'enroulement triphasé  $(a, b, c)$  (voir **figure V.6**) où :

Secteur1:  $11\pi/6 \leq \theta_s \leq \pi/6$ , secteur2 :  $\pi/6 \leq \theta_s \leq \pi/2, \dots$ , secteur6 :  $3\pi/2 \leq \theta_s \leq 11\pi/6$

Lorsque le flux  $\bar{\varphi}_s$  se trouve dans une zone  $i$  ( $i=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [Ben10; Ame05]:

- Si  $V_i$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_0$ , ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\varphi}_s$  reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$ .

Le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\varphi}_s$ .

Un estimateur de module de  $\bar{\varphi}_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

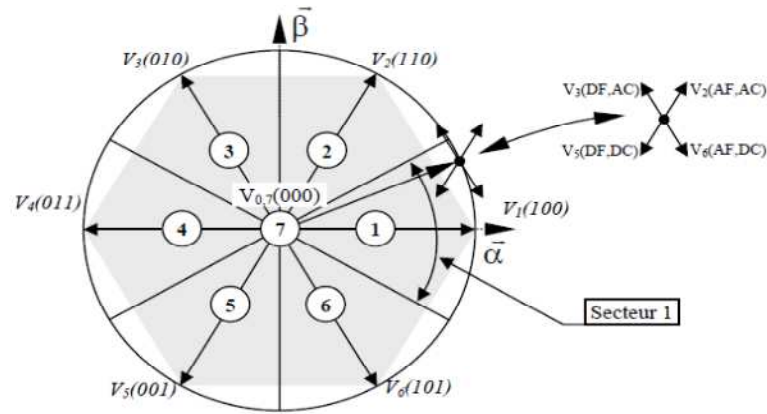


Fig.V.6 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i=1\dots6$ .

AF : Augmenter le Flux      DF : Diminuer le Flux  
 AC : Augmenter le Couple      DC : Diminuer le Couple

## V.7. Elaboration des tables de commutation

### V.7.1 Élaboration de tables de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$ , et selon la position du vecteur du flux statorique ( $S_i=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la **figure V.6** permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [Car00 ;Zha16].

	Augmentation	Diminution
$\varphi_s$	$V_{i-1}, V_i, \text{ et } V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}, \text{ et } V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1} \text{ et } V_{i+2}$	$V_{i-1} \text{ et } V_{i-2}$

Tableau V.1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur cette table généralisée, on peut établir la table classique des séquences ci-dessous proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la GASDE.

$K_\varphi$	$K_c$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tableau V.2 :** Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux. Elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta C_{em}$ . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande:  $-\varepsilon_{Cem} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem}$ .

## V.8 Méthodes de commandes sans capteur de vitesse

Les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. On remarque dans la littérature, que nombreuses sont les méthodes qui traitent la commande sans capteur de vitesse, en utilisant des estimateurs et des observateurs [yah11].

### V.8.1 Techniques d'estimation indirecte de vitesse

On peut en citer :

- la relation d'autopilotage,
- le système MRAS,
- les observateurs : observateurs d'état, filtre de *Kalman*, observateur par mode glissant,
- l'intelligence artificielle.

### V.8.2 Techniques d'estimation directe de vitesse

On peut en citer :

- méthode d'harmonique d'encoques,
- méthode d'injection des signaux,

Dans cette section, nous avons utilisé un système adaptatif avec modèle de référence MRAS pour estimer la vitesse de la GASDE.

### V.9 Structure générale de la commande sans capteur de vitesse

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. Cette section présente l'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative de référence pour estimer la vitesse (dans notre cas). Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la **figure V.7** est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS a été faite sur la machine asynchrone par *Schauder* [abd14 ; Wu13 ; Smi16].

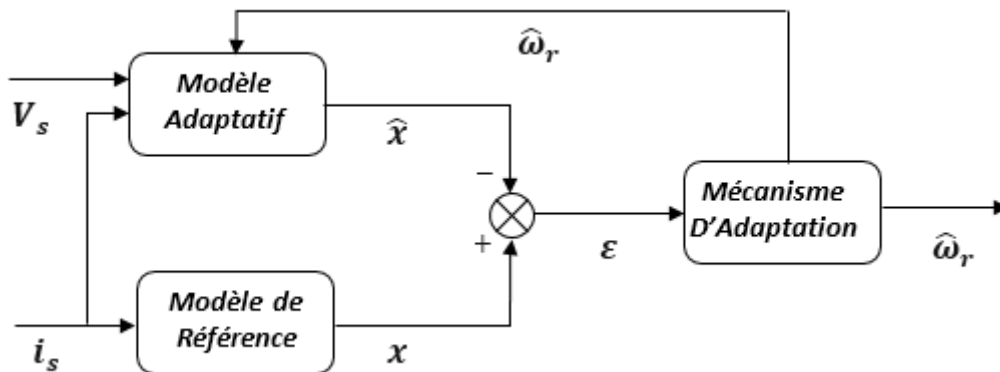


Figure V.7 : Structure MRAS

### V.10 Commande par DTC de la GASDE sans capteur de vitesse à système adaptatif avec modèle de référence (MRAS)

Différentes structures d'observateur sont conçues pour éliminer le capteur de vitesse dans le schéma de contrôle non linéaire. Cette section représente une structure d'observateur MRAS pour la vitesse du rotor. Il se compose de deux parties, un modèle de référence et un modèle adaptatif. L'erreur entre ces modèles générés s'appelle le signal adaptatif. Sur la base de cette erreur, un mécanisme d'adaptation a été ajouté pour produire la vitesse estimée du rotor à l'aide d'un contrôleur PI [Ame05; Amm16].

La vitesse estimée du rotor est décrite par:

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) e_r \quad (V.14)$$

$K_p, K_i$  sont des gains du régulateur PI.

$$e_r = 0.5(e_{\varphi_{r1}} + e_{\varphi_{r2}}) \quad (V.15)$$

La valeur d'erreur adaptative est donnée par :

$$\begin{cases} e_{\varphi_{r1}} = (\hat{\varphi}_{s\alpha1a} \cdot \hat{\varphi}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\alpha} \cdot \hat{\varphi}_{s\beta1a}) - \sigma L_s \cdot (i_{s\alpha} \cdot (\hat{\varphi}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta1a}) - i_{s\beta} \cdot (\hat{\varphi}_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{s\alpha1a})) \\ e_{\varphi_{r2}} = (\hat{\varphi}_{s\alpha1a} \cdot \hat{\varphi}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\alpha} \cdot \hat{\varphi}_{s\beta1a}) - \sigma L_s \cdot (i_{s\alpha} \cdot (\hat{\varphi}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta1a}) - i_{s\beta} \cdot (\hat{\varphi}_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{s\alpha1a})) \end{cases} \quad (V.16)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha1a} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left( \sigma L_s \hat{\omega}_r i_{s\beta1} + \frac{L_s}{L_r} (R_r + \sigma L_r s) i_{s\alpha1} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{s\beta1a} \right) \\ \hat{\varphi}_{s\beta1a} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left( \sigma L_s \hat{\omega}_r i_{s\alpha1} + \frac{L_s}{L_r} (R_r + \sigma L_r s) i_{s\beta1} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{s\alpha1a} \right) \\ \hat{\varphi}_{s\alpha2a} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left( \sigma L_s \hat{\omega}_r i_{s\beta2} + \frac{L_s}{L_r} (R_r + \sigma L_r s) i_{s\alpha2} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{s\beta2a} \right) \\ \hat{\varphi}_{s\beta2a} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left( \sigma L_s \hat{\omega}_r i_{s\alpha2} + \frac{L_s}{L_r} (R_r + \sigma L_r s) i_{s\beta2} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{s\alpha2a} \right) \end{cases}$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \left( \frac{M_{sr}}{L_s * L_r} \right)$$

Le schéma de principe pour l'estimation de la vitesse par la structure MRAS est montré sur la figure suivante :

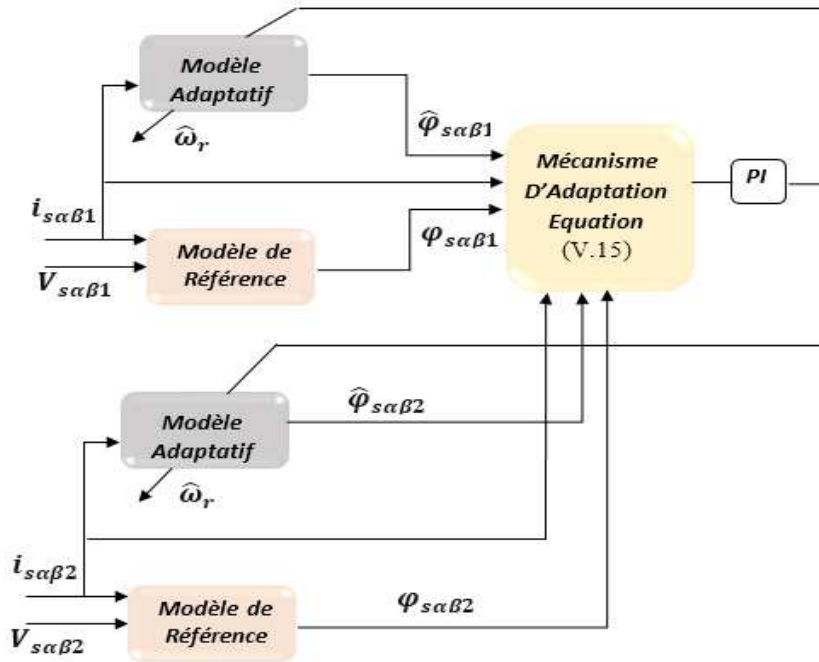


Figure V.8 : Structure MRAS de la GASDE

### V.11 Structure générale de la DTC appliquée à la GASDE

La structure d'une commande par MRAS-DTC appliquée à la GASDE est représentée sur la figure V.9.

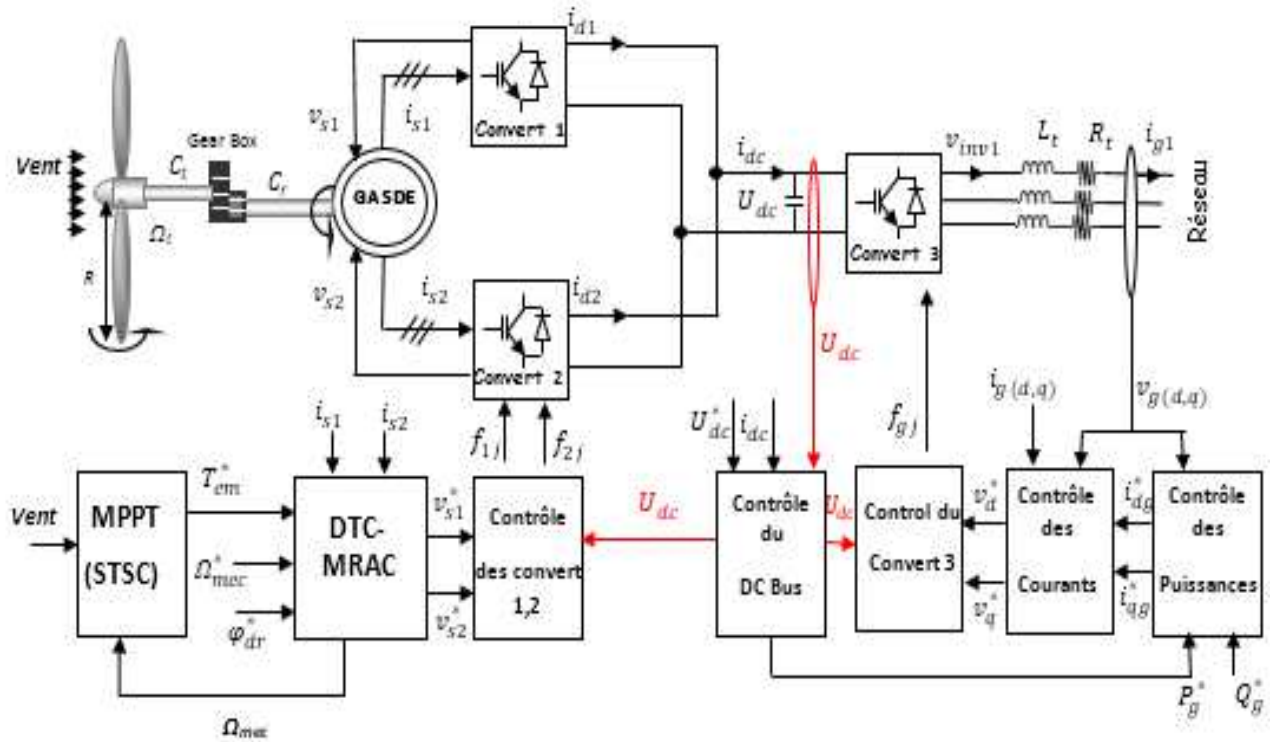


Figure V.9 : Schéma global de la chaîne de conversion à base de la commande DTC-MRAS

### V.12 Résultats de simulation et interprétations

De la même façon que pour les chapitres précédents, on a simulé numériquement le système étudié commandé par la technique DTC munie d'un régulateur avec et sans capteur de vitesse. Cette commande est réalisée en s'assurant du maintien de la MPPT du système éolien. Les figures sont spécifiés (a) pour la commande avec capteur de vitesse et (b) pour la commande sans capteur de vitesse.

La figure V.10 représente l'allure de la vitesse. Nous pouvons remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence, qui est variable selon le profil du vent imposé. Nous pouvons trouver sur la figure V.11 que l'erreur de la vitesse de rotation converge vers zéro. Les allures du couple de référence issu de l'algorithme MPPT et du couple électromagnétique de la génératrice sont illustrées par la figure V.12.

L'évolution du flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est illustré sur la figure V.13.

Les tensions du bus continu  $U_{dc}$  et  $U_{dc}^*$  de la **figure V.14** sont échantillonnées à une valeur de 1130V pour une puissance nominale de 1.5MW.

La tension d'une phase raccordée au réseau ainsi que le courant sont illustrés sur les **figures V.15**. La fréquence du réseau électrique est de 50Hz. On a montré que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande. On remarque aussi que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase. Ceci justifie que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique.

Pour maintenir le facteur de puissance du côté réseau unitaire la puissance réactive de référence  $Q_r^*$  est fixée à une valeur nulle. La **figure V.16** montre les puissances active et réactive fournies au réseau électrique. Nous constatons que la puissance active suit sa référence et la puissance réactive est nulle selon sa consigne imposée (une puissance négative représente une puissance générée).

Enfin, les résultats obtenus par les deux méthodes (avec et sans capteur de vitesse) sont quasi identiques.

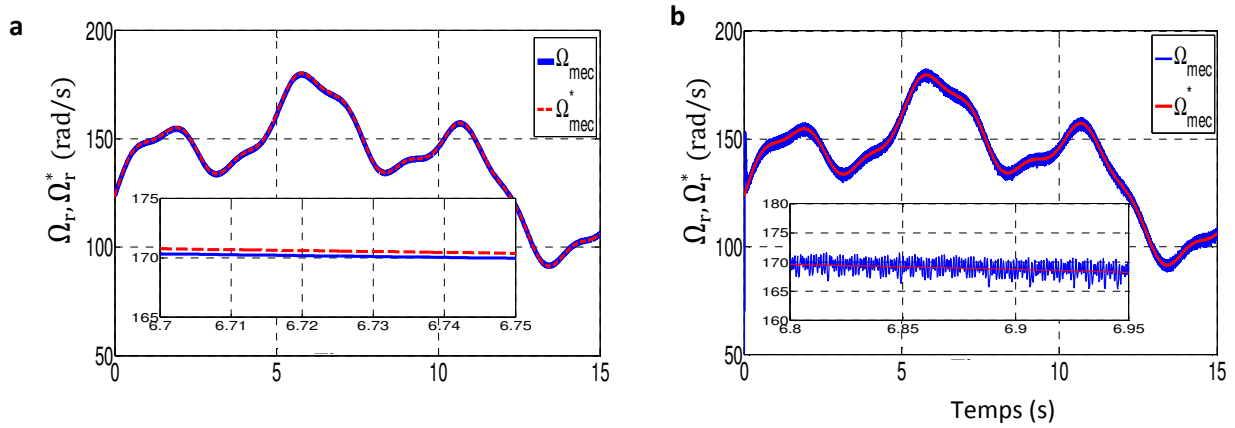


Figure V.10 : Vitesse de la GASDE et sa référence

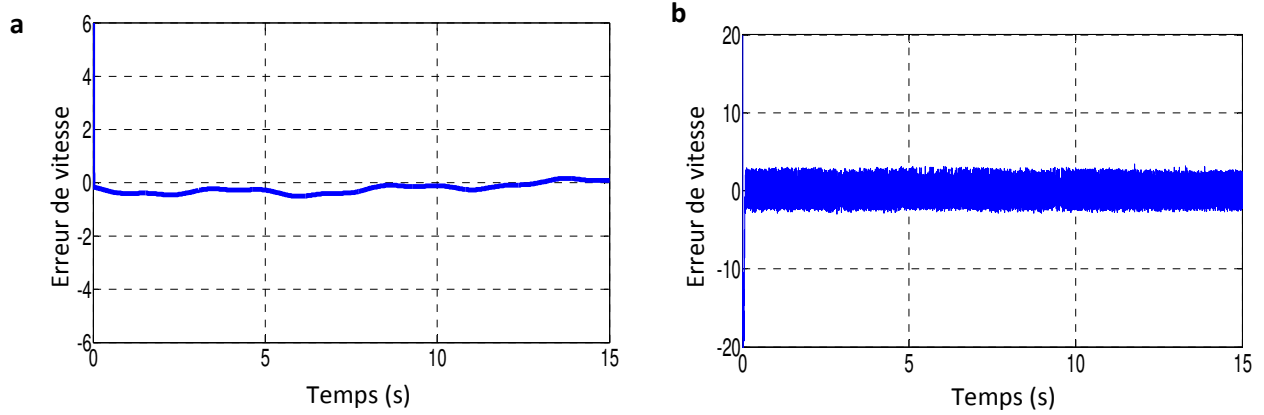


Figure V.11 : Erreur entre la vitesse de la GASDE et sa référence  
(avec puis sans capteur de vitesse)

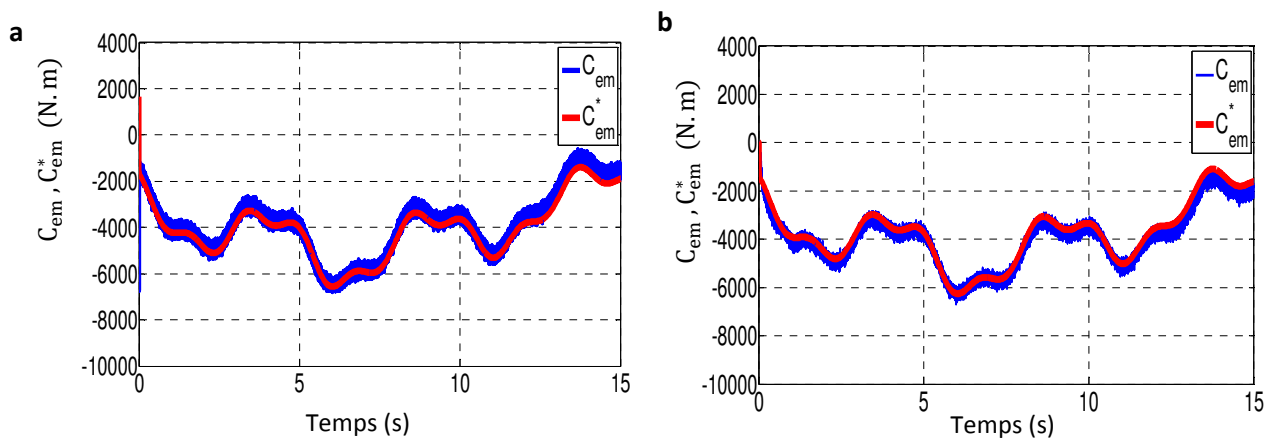


Figure V.12 : Couple électromagnétique et sa référence.

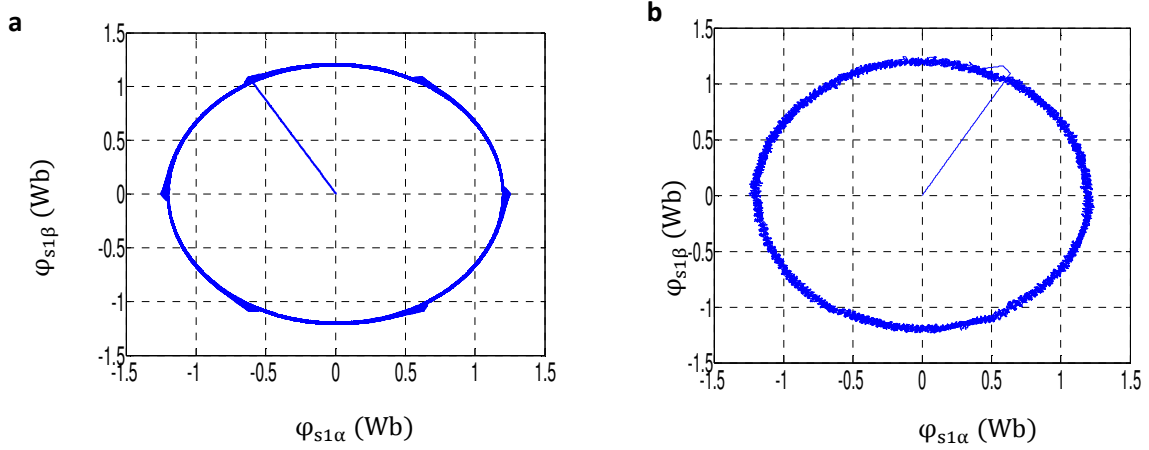


Figure V.13 : flux statorique réel dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

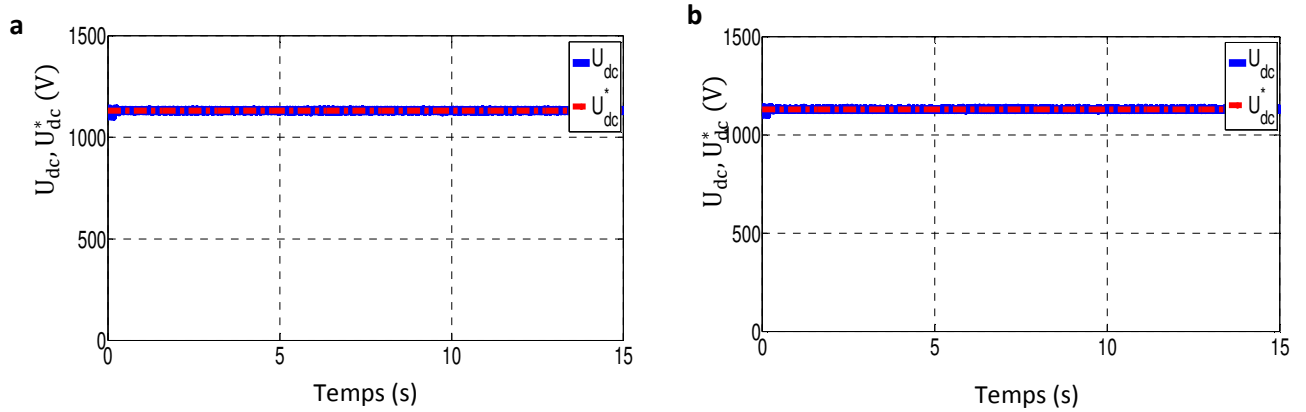


Figure V.14 : Tension du bus continu et sa référence.

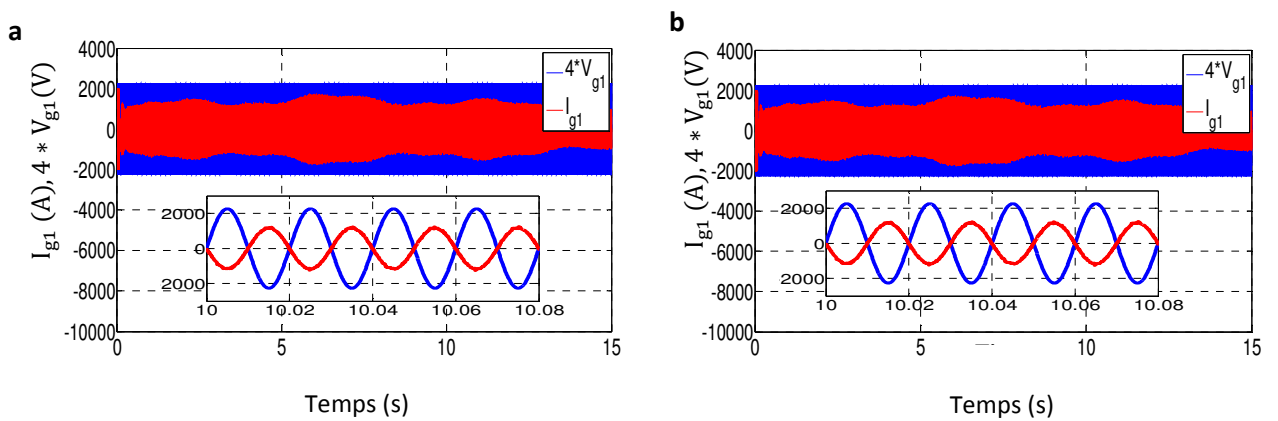
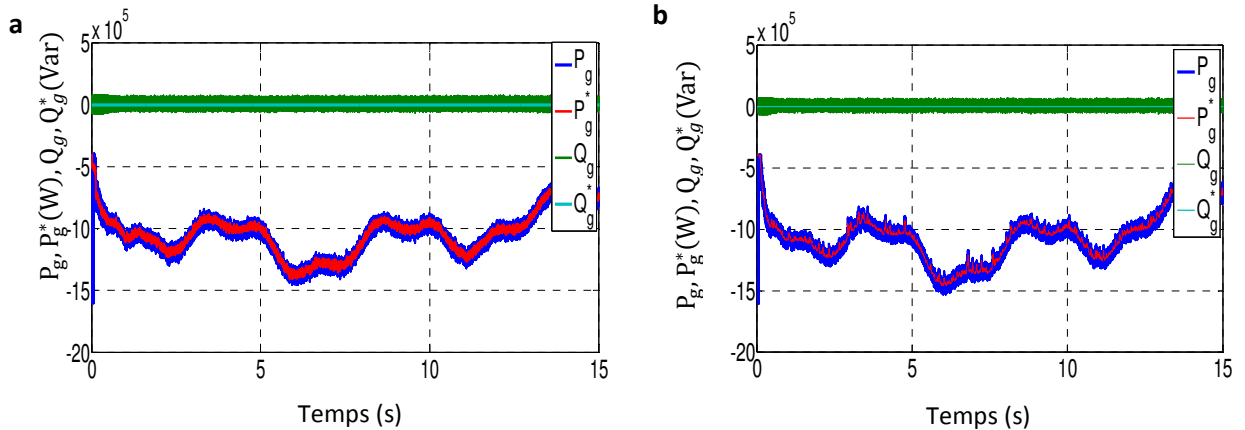


Figure V.15 : Tension et courant du réseau pour la phase 1.



**Figure V.16 :** Puissances active et réactive côté réseau et sa référence.

### V.13 Etude comparative entre les performances des techniques de commandes élaborées

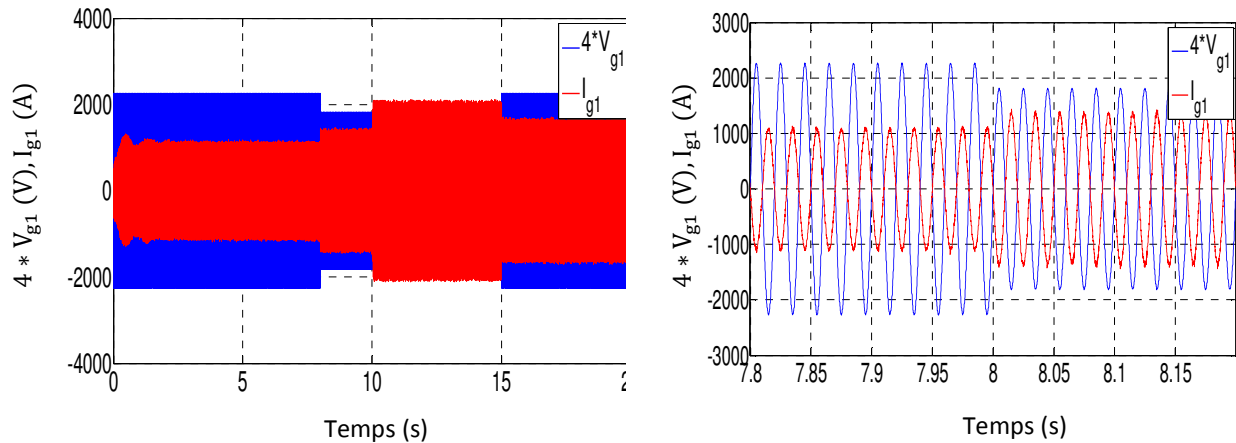
Pour examiner les différentes lois de commandes développées et synthétisées sur le système de production d'énergie éoliennes considéré dans cette thèse, nous allons présenter une étude comparative entre ces différentes techniques que nous avons détaillées dans les chapitres IV et V. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les régimes transitoires et permanents du système en présence d'un défaut de tension. Cette étude a été effectuée dans les mêmes conditions :

- machine entraînée à une vitesse fixe,
- introduction d'un échelon de vitesse du vent de 7 m/s entre les instants:  $t = 0$  s et  $t = 15$  s, et un échelon de 10 m/s entre  $t = 15$  s et  $t = 20$  s,
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

#### V.13.1 Performances en présence d'un creux de tension de 20%

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension d'alimentation, en un point d'un réseau d'énergie électrique. Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et leur durée. En effet, un creux de tension peut durer de 10 ms à 3 mn. Les phénomènes de durée inférieure à 10 ms sont considérés comme des phénomènes transitoires. Les creux de tension sont causés par des phénomènes menant à des courants élevés qui engendrent une chute de tension plus au moins importante à travers les impédances des éléments du réseau. De plus, ils sont capables de perturber le fonctionnement de certaines installations et appareils connectés au réseau. Ils sont la cause la plus fréquente des problèmes de qualité de l'énergie. En effet, ce type de défaut peut causer des

dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la détérioration totale. Dans le cadre de cette partie, on va tester le comportement de notre système vis-à-vis d'un défaut de tension symétrique, variant en amplitude et en durée et correspondant à un creux de tension de 20% qui aura lieu à  $t=8s$  et disparaît à  $t=15s$ . Nous avons effectué la simulation de la chaîne de conversion pour un échelon de vitesse vent de 7 m/s à 10 m/s.



**Figure V.17** : Tension et courant du réseau pour la phase 1 et leur zoom

Etant donné que la machine fonctionne en régime établi, la forme de tension  $V_{g1}$  du réseau en présence du défaut persiste durant 7s. En regardant la **Figure V.17**, on constate une diminution qui apparaît sur la tension de ligne  $V_{g1}$ .

La forme du courant de ligne  $I_{g1}$ , côté réseau, en fonction du temps est maintenue sinusoïdale durant l'apparition du défaut. Il s'agit de la modification de l'amplitude tandis que la fréquence reste constante.

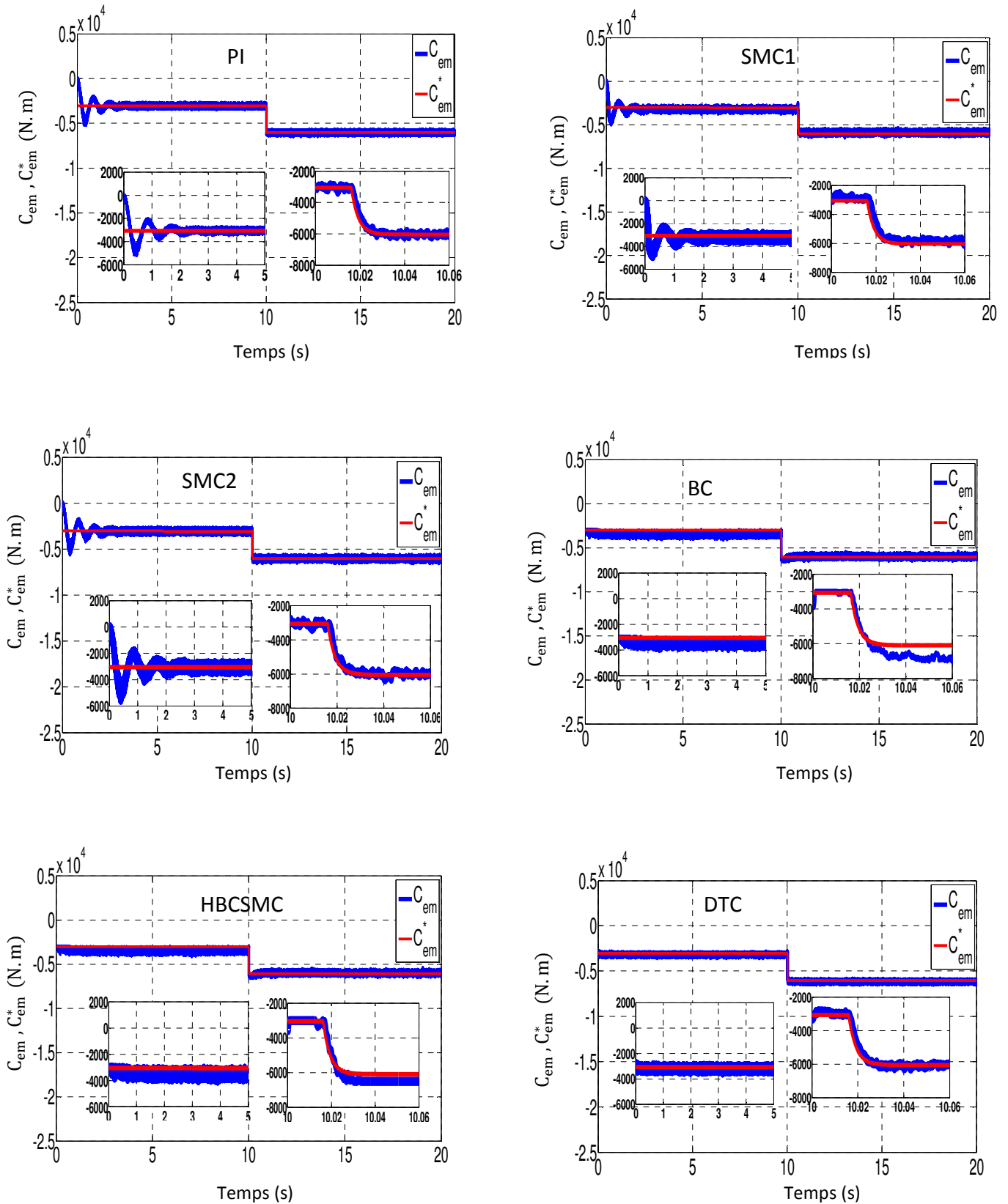
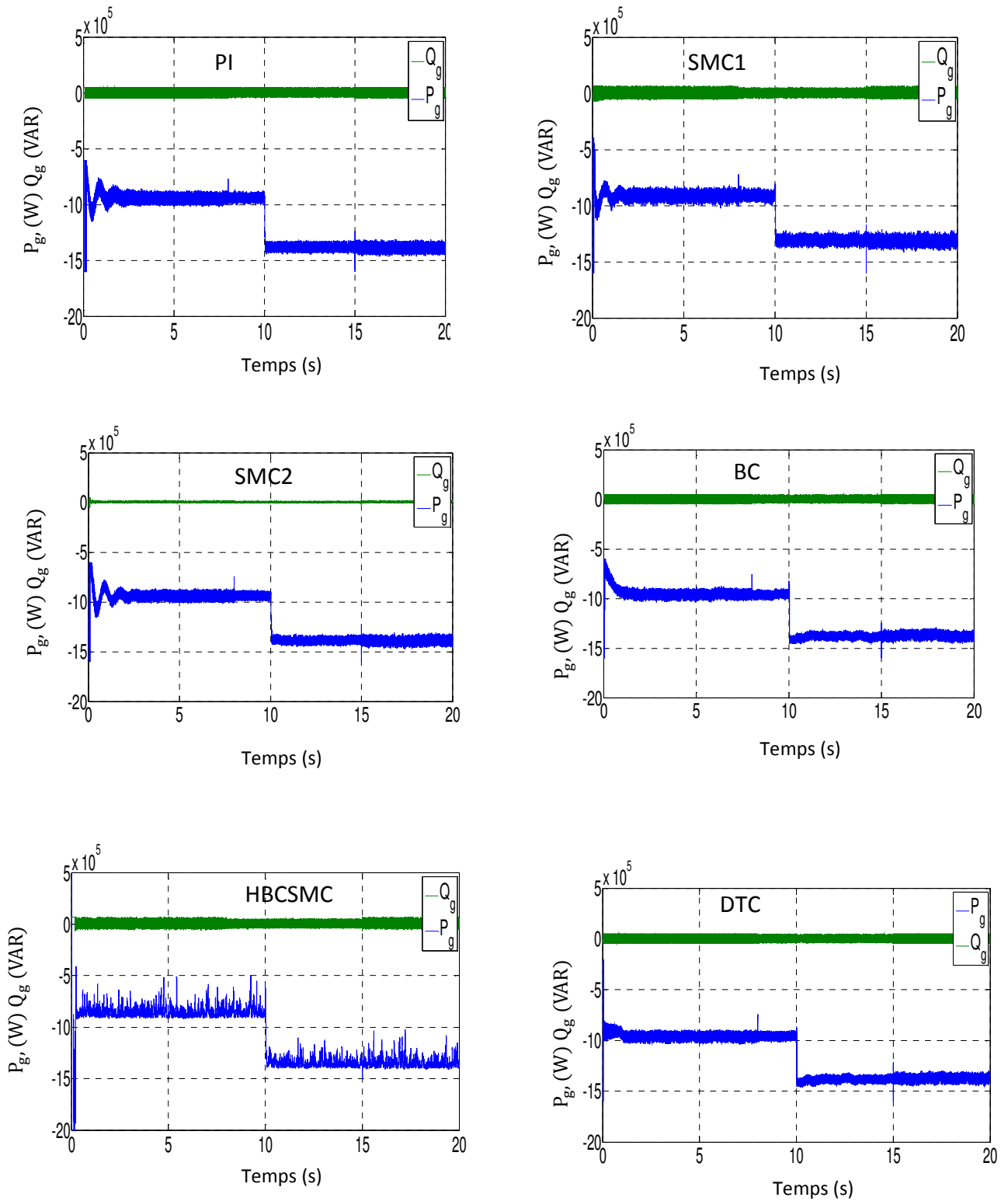


Figure V.18 : Couple électromagnétique pour les six commandes avec un zoom.



**Figure V.19 :** Puissances active et réactive pour les six commandes

Le couple électromagnétique suit sa référence et change sa valeur environ de -3000 N.m à -6000 N.m.

La variation de la puissance active générée en fonction du temps est donnée par la **Figure V.19**. Cette variation est semblable à celle du couple électromagnétique de la GASDE. Après une phase transitoire très courte, on note l'apparition de deux impulsions au départ et vers la fin du creux mais au cours du creux (8 s et 15 s), elle reste constante et égale à sa même valeur (-9.6 MW et -1.39 MW). La puissance réactive garde sa valeur moyenne nulle même en présence de défaut.

L'observation des résultats de simulation montre que les puissances active et réactive suivent leurs références dans les six types de commandes. Cependant, le temps de réponse (TR), le dépassement (D) et les oscillations des grandeurs réglées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande par DTC, qu'on peut considérer comme la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes signifiant que la GASDE génère. La synthèse de cette analyse est résumée dans le **Tableau V.3**.

**Tableau V.3** : Comparaison de quelques performances des techniques de commande élaborées

	PI		MG1		MG2		B		B-MG1		DTC	
	TR (s)	D (%)	TR (s)	D (%)	TR (s)	D (%)	TR (s)	D (%)	TR (s)	D (%)	TR (s)	D (%)
Couple	0.2776	46.80	0.1301	34.15	0.2754	39.48	0.083	<b>0.0</b>	0.0789	<b>0.0</b>	0.0	<b>0.0</b>
Puissance générée	0.2283	10.81	0.1227	2.50	0.2174	5.94	0.4818	<b>0.0</b>	0.1006	<b>0.0</b>	0.0	<b>0.0</b>
THD (%)	14.08		12.98		12.81		18.64		14.85		12.01	
Mise en œuvre	Assez difficile		Difficile		Assez difficile		<b>Moyenne</b>		Assez difficile		<b>Moyenne</b>	

D (%) : dépassement

TR (s) : temps de réponse

PI : régulateur Proportionnel Intégral

MG1 : régulateur à mode glissant d'ordre 1

MG2 : régulateur à mode glissant d'ordre 2

B: régulateur à mode backstepping

B-MG1 : régulateur à mode backstepping - mode glissant d'ordre 1

DTC : Commande par DTC

### **V.13 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons traité de la commande vectorielle directe de couple (DTC) appliquée à la GASDE. Considérée comme une alternative à la commande vectorielle indirecte, la DTC est mise en œuvre afin de pouvoir comparer ses performances à celles de la commande vectorielle indirecte dans cette application de génération de l'énergie électrique. Pour ce faire, nous avons d'abord rappelé la stratégie de contrôle DTC et donné, ensuite, les principes de l'observateur de type MRAS (estimation de flux statorique, découplage entre les grandeurs de contrôle,...).

Les résultats des simulations obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants du point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global. Cette méthode de contrôle permet de se rapprocher rapidement de la MPPT à l'aide de l'estimation de la vitesse de rotation, c'est-à-dire sans utilisation de capteur de vitesse et de réduire le temps de calcul avec l'algorithme de recherche de la puissance maximale.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

---

Conclusion générale

Con**clusion** A magnifying glass with a black handle and a silver rim is positioned over the word 'Conclusion'. The lens is centered over the letters 'clu', making them appear significantly larger and more prominent than the rest of the word. The word 'Conclusion' is written in a bold, black, sans-serif font.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'application de quelques stratégies de commandes vectorielles à un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone double étoile (GASDE) à rotor en cage. Les résultats de simulation obtenus avec ces différentes commandes sont comparés entre – eux afin de juger des performances de régulation dans les deux régimes de fonctionnement (transitoire et permanent). Les critères de performances utilisés sont généralement : la robustesse, la rapidité, la précision, le dépassement, la poursuite, la facilité de mise en œuvre de la méthode et le temps de calcul.

Après avoir présenté un aperçu statistique sur les énergies renouvelables (et en particulier l'énergie éolienne) dans le monde et en Algérie, nous avons décrit et modélisé mathématiquement la turbine à vitesse variable et les composants associés, la puissance du vent capté et la puissance électrique convertie. Nous avons ensuite décrit quatre méthodes permettant de maximiser la puissance convertie.

Nous avons ensuite présenté la modélisation mathématique de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE) dans le repère naturel  $(a, b, c)$  et dans le repère biphasé de *Park*. Comme il est fait d'habitude, la complexité de ce modèle est relativement réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de *Park*. La modélisation du système sous forme d'équation d'état est également déduite pour résoudre, par une méthode de *Runge-Kutta*, le système d'équations modélisant le système éolien complet.

Après la phase modélisation de la chaîne éolienne, nous nous sommes intéressés à l'aspect commande. Deux types de commandes vectorielles sont mises en œuvre :

- commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IFOC),
- commande vectorielle directe de couple (DTC).

Avec la commande IFOC, quatre types de régulations sont synthétisées:

- régulation avec un contrôleur PI classique,
- régulation avec un contrôleur à modes glissants d'ordre 1 et d'ordre 2,
- régulation avec un contrôleur type backstepping,
- régulation hybride modes glissants – backstepping.

La théorie relative à chaque approche est d'abord présentée. Les simulations sont réalisées sachant que l'approche adoptée pour le captage de l'air au niveau de la turbine est une technique

MPPT (maximum power point tracking). Une large simulation numérique est menée et commentée afin de juger des performances de ces commandes dans la deuxième zone de fonctionnement de l'éolienne où l'angle de calage est considéré fixe.

Avec la commande DTC et pour l'estimation du flux statorique, nous avons synthétisé un observateur de type MRAS.

Les résultats des simulations obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants du point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global. Cette méthode de contrôle permet de se rapprocher rapidement de la MPPT à l'aide de l'estimation de la vitesse de rotation et de réduire le temps de calcul avec l'algorithme de recherche de la puissance maximale. L'outil logiciel utilisé durant la réalisation des simulations est Matlab avec ses toolboxes Simulink et SimPower.

On déduit des résultats des simulations consignés à la fin du chapitre cinq que :

- Avec une régulation par PI, nous avons obtenu une bonne poursuite, mais un dépassement et un temps de réponse relativement grands.
- Avec une régulation par modes glissants, nous avons obtenu une bonne robustesse, un faible dépassement, une rapidité d'exécution, mais trop de gains à synthétiser.
- Avec une régulation Backstepping, on a éliminé les régulateurs, minimisé le nombre de gains, mais obtenu une moins bonne poursuite par rapport à la régulation PI.
- Avec une régulation par modes glissants d'ordre 2, les résultats sont comparables à une régulation backstepping.
- Avec une régulation hybride (modes glissants – backstepping), on a obtenu les avantages du mode glissant et du backstepping avec une mise en œuvre facile des algorithmes de commande.
- Avec le contrôle DTC, on a surtout constaté la facilité d'implémentation des algorithmes (pas de gains à calculer, pas de boucles de régulation).

Comme perspectives futures, ce travail peut être poursuivi comme suit:

- Etudier l'interaction GASDE - réseau en présence d'une instabilité du réseau.
- Étudier l'interaction entre le vent et l'aéroturbine dans le but de bien comprendre certains phénomènes qui ne sont pas pris en compte ici.
- Envisager d'autres techniques MPPT pour optimiser le rendement de conversion de l'énergie et approcher la limite théorique de *Betz*.
- Afin de valider les algorithmes de commande élaborés, il convient de réaliser un banc d'essai expérimental.

# ANNEXES

---

Annexes



## Annexe A : Description de l'éolienne étudiée

Une éolienne à 1.5 MW est à calage variable des pales et à vitesse de rotation variable.

### A.1 Rotor

Le rotor se compose de trois pales, fixées par bride au moyeu central. La modification de l'angle des pales est effectuée individuellement sur chaque pale par un moteur électrique. Le rotor est placé face au vent. Le diamètre total du rotor est de 72 m.

A charge partielle (puissance inférieure à 1,5 MW), l'éolienne travaille à vitesse de rotation variable, l'angle des pales étant fixe. Quand la vitesse du vent est supérieure à la vitesse de vent nominale (puissance égale à 1,5 MW), la puissance est régulée par modification de l'angle des pales. Les rafales de vent ne sont pas absorbées exclusivement par la modification de la position des pales, des variations de la vitesse de rotation sont également admissibles à court terme.

### A.2 Multiplicateur

Le multiplicateur est constitué de type planétaire épicycloïdal à haute performance. Le rapport de multiplication est de 90. Il est installé sur support élastique fixé sur la nacelle. Une importance particulière a été accordée lors du développement à la réduction de la nuisance acoustique.

### A.3 Systèmes de freinage

Le dispositif de réglage de la position des pales étant autonome et indépendant pour chaque pale, il peut également être utilisé en système de frein primaire et en système de frein secondaire. Pour arrêter en toute sécurité l'éolienne, il suffit de mettre une seule pale en drapeau. Chaque moteur d'orientation dispose d'une batterie de secours à l'intérieur du moyeu, permettant d'assurer la mise en drapeau des pales en cas de défaillance du réseau. De plus, un frein à disque est installé sur l'arbre rapide entre le multiplicateur et la génératrice. Ce frein est activé uniquement durant les arrêts d'urgence, les arrêts manuels ainsi qu'en cas de défaillance du réseau.

### A.4 Génératrice

La génératrice est une machine asynchrone double étoile, avec rotor en cage d'écureuil. L'énergie mécanique captée par la turbine tripale est convertie en énergie électrique par la génératrice. Car il y a deux bobinages statoriques (deux étoiles), cette énergie est redressée par deux convertisseurs alternatif – continu, puis injectée, via un bus continu, dans un convertisseur de fréquence pour être adaptée à l'utilisation.

La génératrice est de classe de protection IP54. Cela assure une protection totale contre le contact avec toutes les pièces conductrices ou en mouvement à l'intérieur de la génératrice. La génératrice est reliée à la terre. Les bobinages sont refroidis par un circuit de refroidissement interne à échangeur air/air. Ainsi, le rotor et le stator ne sont pas en contact avec l'air extérieur, souvent très agressif. Pour le contrôle de la température, la machine est équipée de sondes de températures au niveau des deux paliers et des bobinages. La génératrice est montée sur plots élastiques sur la nacelle.

### **A.5 Système d'orientation**

La nacelle est montée sur le mât par le biais d'un roulement à quatre points de contact. La rotation de la nacelle a lieu par l'intermédiaire de trois moto - réducteurs électriques, équipés de freins à disques sur l'arbre rapide. Un couple de frottement permanent permet de maintenir la nacelle à un angle d'orientation constant pour des moments de rotation standards, sans forte turbulence. Dans le cas de moments supérieurs liés à des rafales ou des turbulences, trois moto-freins permettent de stabiliser volontairement l'orientation.

Les freins à sécurité positive sont activés lorsque la machine est à l'arrêt. La durée de mise en marche et le sens de rotation du moteur sont commandés par l'intermédiaire d'une girouette. Le système d'orientation fonctionne même dans des vitesses de vent inférieures à la vitesse de vent de démarrage, c'est-à-dire avant que la génératrice ne puisse produire de l'énergie.

### **A.6 Nacelle**

La nacelle est protégée par un capot en composite renforcé par fibres de verre. Elle est équipée d'une isolation acoustique épaisse sur les parois intérieures. L'entrée depuis le mât a lieu par une trappe dans la nacelle de la génératrice. La nacelle et le pied du mât comportent une unité de commande à partir de laquelle il est possible de contrôler l'éolienne. Il est donc possible de mettre l'éolienne en marche, de l'orienter face au vent ou de procéder à un freinage également à partir de la nacelle. Lorsque l'on se trouve dans la nacelle, il est possible d'empêcher une commande à partir du pied du mât (système de réglage de la position des pales, système hydraulique). L'actionnement du bouton d'arrêt d'urgence interdit une mise en marche involontaire de l'éolienne.

L'isolation acoustique complète du capot de la nacelle et le dispositif de neutralisation des bruits du multiplicateur et de la génératrice assurent une réduction maximale du bruit.

### **A.7 Mât**

Le mât est un mât en tube conique en acier composée de trois ou quatre sections (hauteur de moyeu 92 m) et munie d'un revêtement protecteur en 3 couches. Les soudures sont soumises à des contrôles de qualité à 100%, de type DIN 18-800.

Conformément aux consignes de sécurité, des paliers de repos se trouvent dans le mât, et chaque section du mât est éclairée. Les échelles intérieures permettent de grimper, avec des dispositifs de protection d'accès agréé. Pour la génératrice d'une hauteur de moyeu de 92 m, un ascenseur est proposé en option. Les armoires électriques de l'éolienne sont installées dans le mât. Les systèmes électroniques de commande et de puissance sont donc ainsi doublement protégés des intempéries, de l'humidité, de la poussière, etc...

### **A.8 Protection contre la corrosion**

Les différentes parties de l'éolienne sont protégées contre la corrosion par un revêtement spécial à plusieurs couches. Les éléments particulièrement exposés aux intempéries, comme par exemple le moyeu du rotor, sont galvanisés.

### **A.9 Paratonnerre**

Les pales du rotor sont munies d'un système de paratonnerre qui a fait ses preuves sur site réel. De plus, l'éolienne est protégée contre la foudre en la raccordant directement à la terre avec des tiges métalliques souterraines.

## Annexe B : Données techniques de l'éolienne étudiée

### B.1 Données opérationnelles

- Vitesse de vent de démarrage : 3 m/s
- Vitesse nominale du vent env. : 11,8 m/s
- Vitesse d'arrêt : 25 m/s
- Vitesse de rotation : 11,0 – 20,0 tr./mn
- Mât conique en acier : 92 m

### B.2 Rotor

- Nombre de pales : 3
- Inclinaison de l'axe de l'arbre du rotor : 4°
- Angle de cône du rotor : 0°
- Diamètre : 72 m
- Position par rapport au mât : Face au vent
- Vitesse maximale en bout de pale : 73.8 m/s

### Moyeu

- Matière : acier moulé
- Protection Corrosion : sablage + peinture multi couches

### B.3 Calage des pales

- Principe : réglage individuel de la position des pales par moteur électrique
- Roulements de calage : double rangée de billes, quatre points de contact
- Entraînement : roue dentée à denture intérieure, multiplicateur planétaire 3 étages

### B.4 Multiplicateur

- Type : 3 étages, 1er étage : épicycloïdal planétaire, 2 et 3ème étage : denture droite
- Puissance nominale : 1650 kW
- Transmission : rapport = 89,9
- Rendement nominal : 96,8 %

## B.5 Génératrice/convertisseur

- Puissance nominale : 1 500 kW
- Type : générateur asynchrone à double étoile
- Tension entre phases : 693 V, 50 Hz
- Intensité à pleine charge : 1 255 A
- Classe de protection : IP 54
- Classe d'isolement : F
- Vitesse de rotation synchrone : 1500 tr/mn
- Vitesse de rotation nominale : 1800 tr/mn
- Plage de variation de vitesse : de 1000 à 2 000 tr/mn
- Rendement nominal : 96,1 %
- Facteur de puissance ( $\cos\phi$ ) : ajustable de -0,95 à + 0,95

## B.6 Masses

- Pales : environ 5 230 kg
- Moyeu (avec pales) : env. 14 000 kg
- Nacelle complète sans rotor : env. 49 000 kg

## B.7 Systèmes de freinage

- Système de freins primaire : réglage individuel des pales (avec batterie de sécurité)
- Système de freins secondaire : réglage individuel des pales (avec batterie de sécurité)
- Frein d'arrêt mécanique : frein à disque à actionnement à ressort du côté rapide à sécurité intrinsèque

## B.8 Système d'Orientation

- Vitesse de rotation : env. 0,5 °/seconde
- Moteur électrique + réducteur planétaire 4 étages

## Annexe C : Approximation du coefficient de performance par des fonctions analytiques

Les courbes  $C_p(\lambda, \beta)$  obtenues par mesure ou par calcul peuvent également être approximées par des fonctions non linéaires. Suivant la référence [Man81], un modèle pour une éolienne de grande puissance peut être dérivé sous la forme :

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \cdot (c_2 - c_3 \cdot \beta - c_4 \cdot \beta^x - c_5) \cdot e^{c_6(\lambda, \beta)}$$

Selon la référence [And83] , les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} c_1 &= 0.5 & c_2 &= \frac{v_{vent}}{\Omega_{turb}} & c_3 &= 0 & x &= 2 \\ c_4 &= 0.022 & c_5 &= 5.6 & c_6 &= 0.17 \frac{v_{vent}}{\Omega_{turb}} \end{aligned}$$

peuvent être utilisés pour la turbine horizontale tripales, où  $v_{vent}$  représente la vitesse du vent et  $\Omega_{turb}$  est la vitesse angulaire de la turbine. En revanche, les procédures en référence [Am192] donnent :

$$\begin{aligned} c_1 &= 0.5 & c_2 &= \frac{116}{\lambda_i} & c_3 &= 0.4 \\ c_4 &= 0 & c_5 &= 5 & c_6 &= \frac{21}{\lambda_i} \end{aligned}$$

Et

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

Variantes parfois utilisées:

$$C_p(\lambda, \beta) = \left[ 0.2404 * \left( \frac{116}{\lambda'} \right) - 0.4\beta - 5 \right] * \exp \left( \frac{-12.5}{\lambda'} \right)$$

$$\lambda' = 1 / \left( \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.44 * \left[ 125 * \left( \frac{1}{\lambda} + 0.002 \right) - 6.94 \right] * \exp \left( -16.5 * \left( \frac{1}{\lambda} + 0.002 \right) \right)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 * \left[ \frac{116}{\lambda'} - 0.4\beta - 5 \right]^{\frac{-21}{\lambda'}} + 0.0068\lambda$$

$$\lambda' = 1 / \left( \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)$$

## Annexe D : Paramètres de simulation de l'éolienne étudiée

Paramètres Turbine										
R (m)		Nombre de pales		G	$C_{pmax}$		$\lambda_{opt}$			
36		3		90	0.44		7.05			
Paramètres GASDE										
$P_n$ (MW)	U (V)	F (Hz)	Paire pôles	$R_{s1}, R_{s2}$ ( $\Omega$ )	$L_{s1}, L_{s2}$ (mH)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$L_r$ (H)	$L_m$ (H)	J (kg.m <sup>2</sup> )	$f_r$ (Nm.s/rd)
1.5	400	50	2	0.008	0.134	0.007	6.7e-5	0.0045	10	2.5
Paramètres régulateur PI (MPPT)										
$K_p$						$K_i$				
$3 * R_r * J / L_r$						$3 * R_r * f / L_r$				
Paramètres régulateur PI (FOC)										
$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = K_{p4}$						$K_{i1} = K_{i2} = K_{i3} = K_{i4}$				
30						30000				
Paramètres régulation SMC (mode glissant d'ordre1)										
$K_\omega = K_\varphi$	$e_\omega$	$e_\varphi$	$K_{d1} = K_{d2} = K_{q1} = K_{q2}$				$e_{d1} = e_{d2} = e_{q1} = e_{q2}$			
1500	500	0.1	1500				500			
Paramètres régulation SMC2 (mode glissant d'ordre 2)										
$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4$						$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4$				
100						10000				
Paramètres régulation Backstepping										
$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$K_5$	$K_6$					
500	20	20000	20000	20000	20000					
Paramètres régulation Hybride Backstepping - mode glissant d'ordre1 (BCSMC)										
$K_1 = K_2$						$\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = \xi_4$				
500						90000				
Paramètres filtre										
$L_t$ (H)			$R_t$ ( $\Omega$ )				C(F)			
0.001			0.01				0.072			

## Annexe E : Identification paramétrique de la GASDE

L'identification paramétrique d'une machine électrique doit précéder toute opération de commande électrique de cette machine car nous avons besoin de connaître un certain nombre de ses paramètres. Cette identification peut être associée à une étude d'optimisation par des méthodes classiques ou plus récentes comme les algorithmes génétiques.

Il existe plusieurs méthodes d'identification paramétrique de la machine asynchrone :

- méthodes d'essais en régime permanent sinusoïdal,
- méthodes d'essais tenant compte du comportement transitoire électrique et mécanique :
  - démarrage à vide sous pleine tension,
  - utilisation d'un échelon de tension continue.

### E.1 Identification analytique [Rog93]

Nous donnons ci-dessous quelques éléments d'identification de la MASDE juste pour avoir un ordre de grandeur des valeurs de quelques paramètres car la machine réelle est quelque peu différente de ce que l'on peut prévoir.

#### E.1.1 Résistance statorique de la machine

Un essai en courant continu permet de mesurer la résistance (à chaud) d'une phase du stator  $R_s$  et d'une phase du rotor  $R_r$  (cas d'une machine à rotor bobiné).

#### E.1.2 Inductances statoriques de la machine

Soient deux phases, de  $N_s$  spires chacune et d'ouverture diamétrale. Le diamètre intérieur du stator est  $D_1$ , la longueur du stator  $l$  et l'épaisseur d'entrefer est  $e$ .

##### E.1.2.1 Inductance principale d'une phase d'une étoile

$$L_{ps} = \frac{2N_s^2 \mu_0 D_1}{2e} \quad (\text{E.1})$$

##### E.1.2.2 Inductance mutuelle entre deux phases d'une même étoile

En général, on a :

$$M_s = \frac{2N_s^2 \mu_0 D_1}{\pi e} \cdot \cos(x) \quad (\text{E.2})$$

$x$  : décalage angulaire entre deux phases d'une même étoile

$$\text{Avec : } x = \pm \frac{2\pi}{3}$$

On obtient :

$$M_s = -\frac{N_s^2 \mu_0 D_1}{\pi e} \quad (\text{E.3})$$

$$\text{D'où : } M_s = \frac{-\mathcal{L}_{ps}}{2}$$

### E.1.2.3 Inductances mutuelles entre phases des deux étoiles

Les inductances mutuelles qui expriment le couplage entre les deux étoiles sont en nombre de 9 et peuvent être regroupées dans la matrice  $[M_{s1s2}]$  suivante :

$$[M_{s1s2}(\alpha)] = \begin{bmatrix} M_{as1as2} & M_{as1bs2} & M_{as1cs2} \\ M_{bs1as2} & M_{bs1bs2} & M_{bs1cs2} \\ M_{cs1as2} & M_{cs1bs2} & M_{cs1cs2} \end{bmatrix} = \mathcal{L}_{ps} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{E.4})$$

$\alpha$  : décalage angulaire entre les entrées des deux premières phases des deux étoiles.

## E.1.3 Inductances rotoriques de la machine (cas du rotor bobiné)

### E.1.3.1 Inductance principale de chaque phase du rotor

Pour un rotor bobiné, on a :

$$L_{pr} = \frac{2N_r^2 \mu_0 D_1}{2e} \quad (\text{E.5})$$

### E.1.3.2 Inductance mutuelle entre deux phases du rotor

$$M_r = -\frac{N_r^2 \mu_0 D_1}{\pi e} = -\frac{L_{pr}}{2} \quad (\text{E.6})$$

### E.1.3.3 Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

Si les axes d'une phase statorique et d'une phase rotorique coïncident, l'inductance mutuelle  $M$  entre celles-ci est maximale.

$$M = \frac{2N_s N_r \mu_0 D_1}{\pi e} = \mathcal{L}_{pr} \frac{N_s}{N_r} \quad (\text{E.7})$$

La position du rotor par rapport l'étoile 1 étant caractérisée par l'angle  $\theta_1$ , les neuf coefficients d'inductance mutuelle exprimant le couplage entre enroulements peuvent être regroupés dans la matrice  $[M_{sr}(\theta_1)]$  :

$$[M_{s1r}(\theta_1)] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_1) & \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (\text{E.8})$$

La position du rotor par rapport l'étoile 2 étant caractérisée par l'angle  $\theta_2$ , les neuf coefficients d'inductance mutuelle exprimant le couplage entre enroulements peuvent être regroupés dans la matrice  $[M_{sr}(\theta_2)]$  :

$$[M_{s2r}(\theta_2)] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{E.9})$$

## E.2 Identification expérimentale

### E.2.1 Tests $(d, q)$ [Had01]

Les tests  $(d, q)$  consistent à exciter la MASDE par un système de tensions équilibrées de séquence  $(d, q)$ . Celle-ci est donnée par les arguments des termes du vecteur [Had01]:

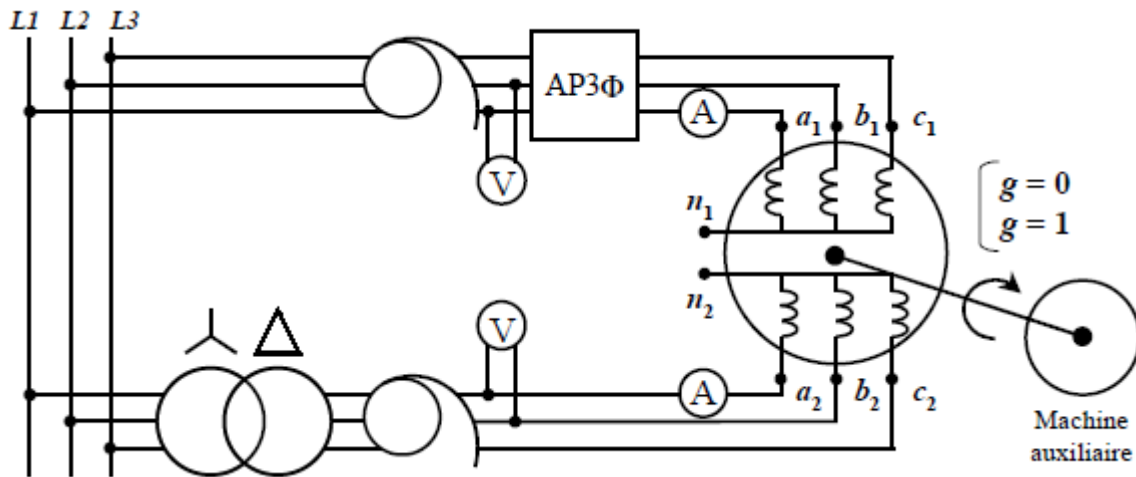
$$\left[ \sin(0) \quad \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{E.9})$$

$$\mathcal{L}_S = L_{lS} + 3L_{mS}$$

$\mathcal{L}_S$ : inductance propre cyclique statorique

$L_{lS}$  : inductance propre de fuite statorique

$L_{mS}$  : inductance propre de magnétisation statorique



**Figure A.1** : Tests ( $d, q$ ) : essai au synchronisme et essai à rotor bloqué [Had01]

### E.2.1.1 Essai au synchronisme ( $g=0$ )

Un moteur auxiliaire d'entraînement entraîne la MASDE au synchronisme ( $g=0$ ).

Le bilan des puissances permet d'identifier l'inductance  $\mathcal{L}_s$  :

$$\mathcal{L}_s = \frac{6E^2}{\omega_s \cdot Q_{dq6phases}} \quad (\text{E.10})$$

$Q_{dq6phases}$  est la puissance réactive totale absorbée par les deux étoiles.

$E$  est la force électromotrice (f.é.m.) calculée comme suit :

$$E = \frac{V_s - R_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)}{\cos(\gamma)} = \frac{R_s \cdot I_s \cdot \sin(\varphi)}{\sin(\gamma)} \quad (\text{E.11})$$

$$\gamma = \arctg \left[ \frac{R_s \cdot I_s \cdot \sin(\varphi)}{V_s - R_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)} \right] \quad (\text{E.12})$$

$\varphi$  : déphasage entre la tension  $v_s$  et le courant  $i_s$

### E.2.1.2 Essai à rotor bloqué ( $g=1$ )

La machine utilisée étant à cage, l'inductance de fuite  $L_{lsdq}$  ne peut être extraite de  $\mathcal{L}_s$ . Un second essai à rotor bloqué sous tension réduite est nécessaire pour identifier le coefficient de dispersion  $\sigma$ . On doit d'abord identifier la constante de temps rotorique  $\tau_r$  à partir des mesures de puissance active et réactive :

$$\tau_r = \frac{\mathcal{L}_r}{R_r} = -\frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{\left[ \frac{Q_{dq6phases}}{6I_s^2} - \mathcal{L}_s \cdot \omega_s \right]}{\left[ \frac{P_{dq6phases}}{6I_s^2} - R_s \right]} \quad (\text{E.13})$$

On en déduit le coefficient de couplage stator – rotor  $k$  qui caractérise le couplage magnétique entre l'ensemble des deux étoiles et le rotor :

$$k^2 = \frac{M^2}{L_s L_r} = \frac{\left(\frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}}\right)^2}{(L_{lsdq} + 3L_{ms}) \cdot (L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})} \quad (\text{E.14})$$

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{Pdq6phases}{6I_s^2} - R_s\right) \cdot (1 + \tau_r^2 \cdot \omega_s^2)}{\tau_r \cdot L_s \cdot \omega_s^2}} = \sqrt{\frac{-\left(\frac{Qdq6phases}{6I_s^2} - L_s \cdot \omega_s\right) \cdot (1 + \tau_r^2 \cdot \omega_s^2)}{\tau_r \cdot L_s \cdot \omega_s^3}}$$

Le coefficient de dispersion  $\sigma$  stator – rotor se déduit par :

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (\text{E.15})$$

L'inductance de fuite totale vue du stator  $\sigma \cdot L_s$  peut être utilisée à la place du paramètre non mesurable  $L_{lsdq}$ .

$$\sigma \cdot L_s = L_{lsdq} + \frac{3L_{ms} \cdot L_{lr}}{(L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})} \approx L_{lsdq} + 2 \frac{(k_{bs} \cdot n_s)^2}{(k_{br} \cdot n_r)^2} \cdot L_{lr} \quad (\text{E.16})$$

$L_s$  doit être obtenue avec la même tension que pour l'essai à rotor bloqué.

### E.2.2 Tests (x, y) [Had01]

Les tests (x, y) consistent à exciter la MASDE par un système de tensions équilibrées de séquence (x, y). Celle-ci est donnée par les arguments des termes du vecteur [Had01]:

$$\left[ \sin(0) \quad \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\pi - \frac{\pi}{6}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \quad \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{E.17})$$

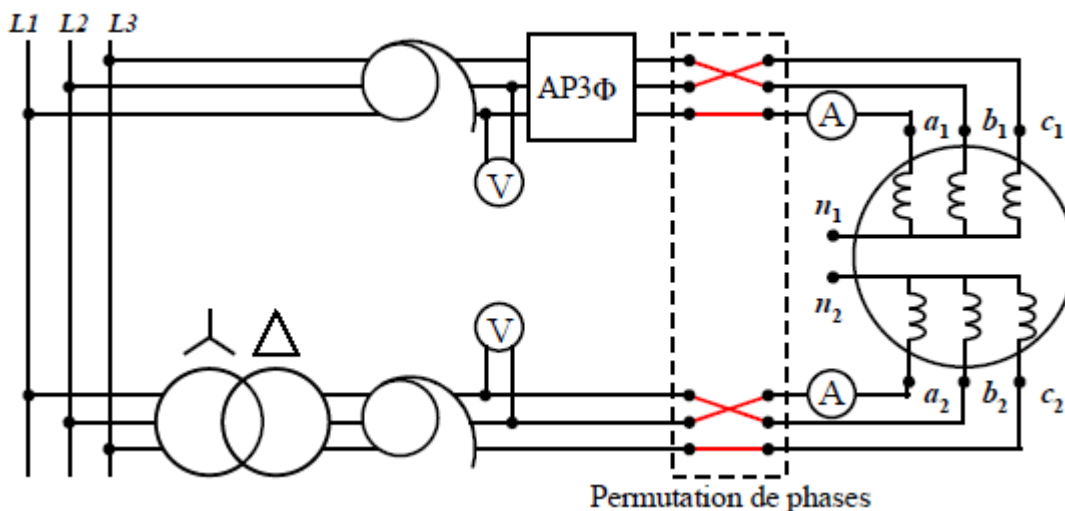


Figure A.2 : Tests (x, y) : essai à vide [Had01]

Pour obtenir la séquence de tensions désirée, il suffit de réaliser les permutations indiquées sur le schéma de la **Figure A.2**. Ce test permettra d'identifier l'inductance de fuite  $L_{lsxy}$  :

$$L_{lsxy} = \frac{6E^2}{\omega_s \cdot Q_{xy6phases}} \quad (\text{E.18})$$

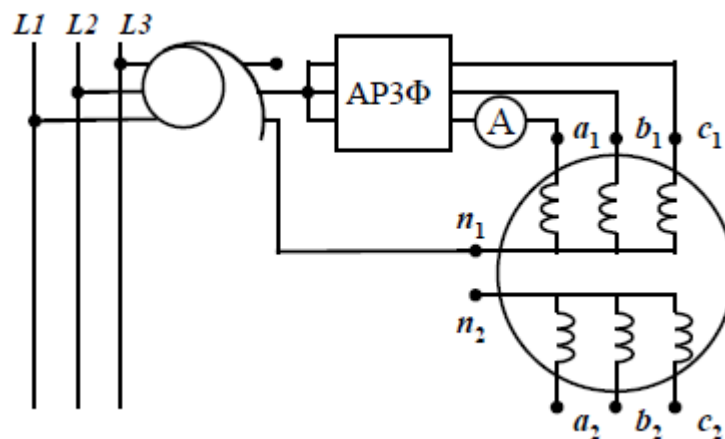
$Q_{xy6phases}$  : est la puissance réactive totale absorbée par les six phases. L'essai peut être mené à vide avec rotor à l'arrêt. Il doit être réalisé sous tension réduite.

### E.2.3 Tests (o1, o1) [Had01]

Le test (o1-o1) consiste à alimenter la MASDE par un système de trois tensions équilibrées de séquence homopolaire (alimentation des trois phases d'une même étoile par la même tension).

Séquence homopolaire pour l'étoile 1 [1 1 1 0 0 0]

Séquence homopolaire pour l'étoile 2 [0 0 0 1 1 1]

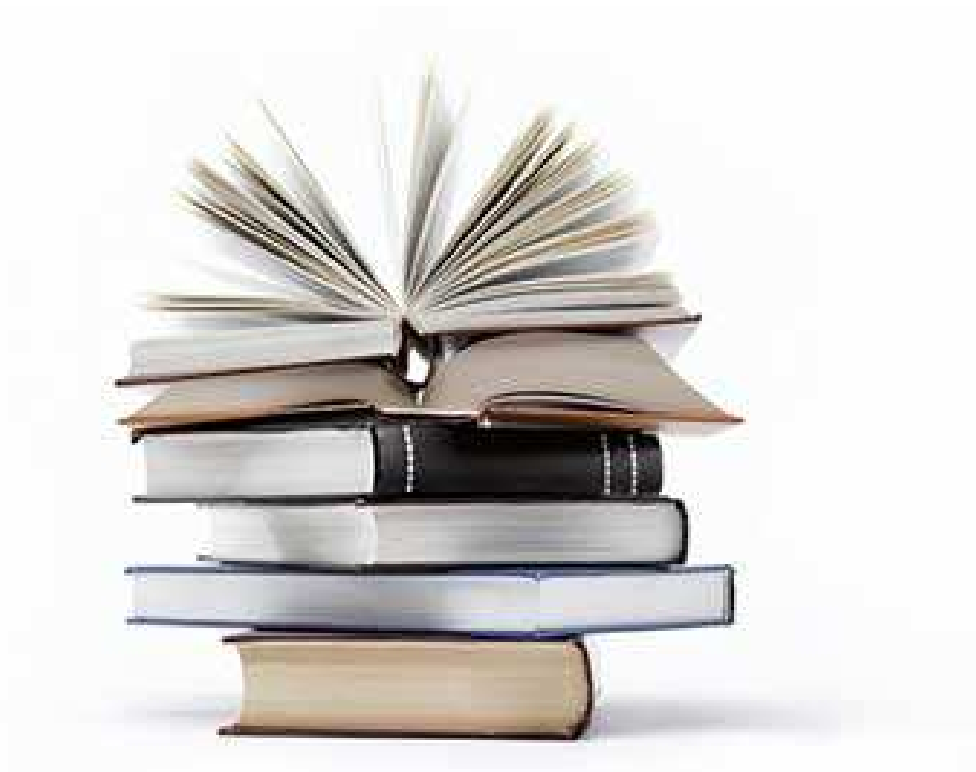


**Figure A.3** : Tests (o1, o2) : alimentation avec des tensions de séquence homopolaire [Had01]

Comme pour le test (x, y), il n'y a pas de couplage avec le rotor.

$$L_{lso} = \frac{3E^2}{\omega_s \cdot Q_{o3phases}} \quad (\text{E.19})$$

## Références bibliographiques



## Références bibliographiques

- [Abd11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Edition Ellipses, 2011
- [Abd12] L. Abdelhamid, " *Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement*", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2012
- [Ame05] A. Ameer, " *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants*", Thèse de Magister, Université de Batna, Alger, 2005.
- [Ame16] F. Ameer, K. Kouzi, A. Ameer, N.M. Kasbadji, " *Robust Control of dual stator induction generator used in wind conversion system Connected to the grid Using Direct Torque Control* ", in 4<sup>th</sup> International Conference on Renewable Energy Generation and Applications Belfort – France 08-10 February 2016.
- [Ami08] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, " *Modeling and analysis of dual-stator windings self-excited induction generator*", J.E.E., pp. 1-6, 8(3),2008.
- [Ami12] H. Amimeur, " *Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile* ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2012.
- [Aml92] Amlang, B., Arsurdis, D., Leonhard, W., Vollstedt, W. and Wefelmeier, K., " *Elektrische Energieversorgung mit Windkraftanlagen* », Abschlußbericht BMFT-Forschungsvorhaben 032- 8265-B Braunschweig, 1992.
- [Amm16] A. Ammar, A. Zemmit " *Design of combined vector control and direct torque control for induction motor drive with speed MRAS observer*" The 9th International Conference on Electrical Engineering and First Workshop on Robotics and Controls CEE 2016, October 2-4, 2016, Batna. Algeria.
- [Amm17] A. Ammar, " *Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires*", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Alger, 2017.
- [And83] Anderson, P. M. and Bose, A., " *Stability Simulation of Wind Turbine Systems, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* ", December 1983, PAS-102(12).
- [Ano59] D. V. Anosov " *On stability of equilibrium points of relay systems*", Automation and remote control, Vol. 2, pp. 135149, 1959.
- [Ari00] P. A. Arias, " *Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [Aub16] R. Aubrée, F. Auger, M. Macé, L. Loron, " *Design of an efficient small wind-energy conversion system with an adaptive sensorless MPPT strategy*", Renewable Energy, 2016, (86), pp. 280-291.
- [Bag99] L. Baghli, " *Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [Ben10] S. Benaïcha, " *Contribution à la commande tolérante aux défauts d'un système à motorisation asynchrone apport de l'intelligence artificielle pour l'aide à la supervision et à la décision*", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2010.
- [Bil03] A. Bilal, " *State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors*", Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.
- [Bou14] O. Boughazi, A. Boumedienne, G. Glaoui, " *Sliding Mode Backstepping Control of Induction Motor*". Int. J of Power Electronics and Drive System (IJPEDS). 4, 481-488 (2014).
- [Boy06] A. Boyette, " *Contrôle-commande d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation avec Système de Stockage pour la Production Eolienne*", Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale : Informatique, Automatique, Electronique-Electrotechnique, Mathématiques, Université Henri Poincaré, Nancy I, France, 2006.
- [Bos15] B. Bossoufi, M. Karim, A. Lagrioui, M. Taoussi, A. Derouich, " *Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed: FPGA-based implementation*", Renewable Energy, vol. 81, pp. 903-917, .2015.
- [Car00] C. Carlos, " *Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [Cha96] Y. A. Chapuis, " *Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique*", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [Cha12] O. Charrouf, " *Optimisation d'Un Système De Dessalement Renouvelable* ", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Alger, 2012.
- [Che11] S. Chekkal, " *Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à base de la Machine Asynchrone*

- [Che14] *Double Etoile Connecté au Réseau Electrique*", Mémoire de magister, Université de Béjaia, 2011.
- [Che14] H. S. Che, E. Levi and M. Jones, W.-P. Hew and N. A. Rahim, "Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No.1, January 2014.
- [Don07] Donghua Pan, Fengxiang Wang, "Modeling and Simulation of Fuzzy Control System for Dual Stator Winding Induction Generator", Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8-11, Seoul, Korea.
- [Ela04] S. El Aïmani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne Tension", Thèse de Doctorat, France: L2EP Ecole central de Lille, 2004.
- [Eme67] S.V. Emelyanov, "Variable structure control systems". Moscow, Nouka, 1967.
- [Err15] Y. Errami, M. Ouassaid, M. Maaroufi, "Optimal Power Control Strategy of Maximizing Wind Energy Tracking and Different Operating Conditions for Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Farm", Energy Procedia 2015, (74), pp. 477 – 490.
- [Gai10] 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 de Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [Had01] D. Hadiouche, "Contribution to the study of dual stator induction machines: modelling, supplying and structure", Ph.D. Dissertation, GREEN, Faculty Sci Tech Univ Henri Poincaré-Nancy I, France; 2001.
- [Had06] D. Hadiouche, L. Baghli, A.Rezzoug, "Space-Vector PWM Techniques for Dual Three-Phase AC Machine: Analysis, Performance Evaluation, and DSP Implementation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, July/August 2006
- [Haq02] M. E. Haque, L. Zhong , and M. F. Rahman, "A Sensorless Speed Estimator for Application in a Direct Torque Controller of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", In Prerecordings of Power Electronics Specialist's Conference, (PESC'02), Vol. 1, pp. 276-281, Cairns, Australia, June 2002
- [Has88] H. Hashimoto F. Harashima H. Yamamoto, S. Yanagizawa, "Brushless servo motor control using variable structure approach", IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. 24, N°1, pp. 160170, 1988.
- [Her15] A. Herizi, R. Balla, S.A. Ahmani, "Backstepping Control of Induction Motors", El Wahat pour les Recherches et les Etudes, vol. 8, pp. 132– 145, 2015.
- [Jab16] H. Jabbari Asl, J. Yoon, "Power capture optimization of variable-speed wind turbines using an output feedback controller", Renewable Energy, 2016, (86), pp. 517-525.
- [Jin05] Jin-Woo Jung, "Space Vector PWM Inverter", Mechatronic Systems Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering, The Ohio State University, 2005
- [Kad02] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [Lac95] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier,1995.
- [Lev08] E. Levi. " Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, May 2008.
- [Lou16] M. Loucif, " Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur", Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Alger, 2016.
- [Luu00] J. Luukko, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [Man81] Man, D. T., Sullivan, J. P. and Wasynczuk, O., "Dynamic Behavior of a Class of Wind Turbine Generators During Random Wind Fluctuations", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, June 1981, PAS-100(6).
- [Mer08] Merabet Elkeir, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Batna 2008.
- [Mok04] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [Mor91] A. S. Morse. I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems",IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36(11) : pp. 12411253, 1991.
- [Mul03] B. Multon, G. Robin, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, "Le Génie Electrique dans le vent : état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne ", JCGE'03, Saint-Nazaire, 5 et 6 juin 2003.
- [Pei95] Z. M. A. Peixo, F. M. F. Sa, P. F. Seixas, B. R. Menezes, and P. C. Cortizo, "Speed Control of Permanent Magnet Motors using Sliding Mode Observers for Induced EMF Position and Speed Estimation", In Proceedings of the IEEE IECON 21<sup>st</sup> International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, Vol.2, pp. 1023-1028, November 1995.

- [Pra15] Praveen Shukla, Neelabh Tiwari, Shimi S.L., "Maximum Power Point Tracking Control for Wind Energy Conversion System: A Review", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 4, Issue 6, June 2015.
- [Rah00] M. F. Rahman, L. Zhong, and M. E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [Raj15] S. Rajendran, D. Jena, "Backstepping sliding mode control of a variable speed wind turbine for power optimization". J. Mod. Power Syst Clean Energy. 3(3), 402–410, (2015).
- [Ren18] Renewables Energy Policy Network for the 21 st Century REN21, « Renewables 2018, Global Status Report»
- [Res80] W. Respondek. B. Jakubezyk, "On linearisation of control systems", Bulletin de l'academie Polonaise des sciences, Vol. 28, No. 9, pp. 517522, 1980.
- [Rod04] J. Rodríguez, J. Pontt, César Silva, S. Kouro, H. Miranda, "A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [Rog93] D. Roger, « La machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation à fréquence variable », thèse de doctorat, Université de Lille, 1993.
- [Sad11] R. Sadouni, A. Meroufel, "Réglage Flou de la Vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE) avec Orientation du Flux Rotorique", EMP, ALGERIE, 12-13 Avril, 2011.
- [Seb11] S. Belkacem, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Alger, 2016.
- [Sin05] K.G. Singh, K. Nam, S.K. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine", IEEE Trans Ind Electron 2005;52 (4):1177–84.
- [Slo91] J. J. E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control, Englewood Cliffs", New Jersey, Prentice-Hall, 1991.
- [Smi16] A. Smith, S. Gadoue and J. Finch, "Improved Rotor Flux Estimation at Low Speeds for Torque MRAS-Based Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 31, no. 1, pp. 270 282, 2016.
- [Tah12] A. Taheri, A. Rahmati, S. Kaboli, "Comparison of Efficiency for Different Switching Tables in Six-Phase Induction Motor DTC Drive", Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 1, January 2012.
- [Tah16] A. Taheri, «Harmonic reduction of Direct Torque Control of six-phase induction motor», ISA Transactions (2016), <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2016.02.014j>.
- [Tam15] A. Tamaarat, "Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Alger, 2015.
- [Tan01] L. Tang and M. F. Rahman, "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
- [Tho11] Jogendra Thongam, Mohand Ouhrouche, «MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems », Fundamental and Advanced Topics in Wind Power, 2011, DOI: 10.5772/21657 · Source: InTech
- [Tir14] Z. Tir, "Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Énergie Eolienne ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2014.
- [Tir16] Z. Tir, O.P. Malik, A.M. Eltamaly, "Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented Controlled Double Star Induction Motors connected in parallel to a singlesix-phase inverter supply", Electric Power Systems Research, 2016, (134), pp.126-133.
- [Tou07] R. Toufouti, S. Meziane, H. Benalla, "Direct torque control strategy of induction motors", acta electrotechnica et informatica vol. 7, no. 1, 2007.
- [Tra08] D. Traore, "Commande Non Linéaire Sans Capteur de La Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, L'École Centrale de Nantes, France, 2008.
- [Tri17] F. Z. Tria, K. Srairi, M. T. Benchouia, M. E. H. Benbouzid, "An integral sliding mode controller with super twisting algorithm for direct power control of wind generator based on a doubly fed induction generator", Int J Syst Assur Eng Manag (December 2017), 8(4), pp.762–769.
- [Utk77] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212–222, 1977.
- [Wen17] Bo Li, Wenhu Tang \*, Kaishun Xiahou and Qinghua Wu, "Development of Novel Robust Regulator for Maximum Wind Energy Extraction Based upon Perturbation and Observation", Energies 2017, 10, 569; doi:10.3390/en10040569
- [Wu13] G.Q. Wu, S.N Wu, Y.G. Bai, L. Liu, " Experimental studies on model reference adaptive control with integral action employing a rotary encoder and tachometer sensors". Sensors, 2013, 13:4742–4759. doi:10.3390/s130404742.

- [Yah11] A. Yahdou, "*Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants*", Mémoire de Magister, Université de Chlef, Alger, 2011.
- [Yoo00] H. Yoon-Seok, C. Jung-Soo, and K. Young-Seok, "*Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, pp. 3588-3591, September 2000.
- [Zha16] Z. Zhang, C. Wei, W. Qiao, L. Qu, "*Adaptive Saturation Controller-Based Direct Torque Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines*", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 7112-7122, 2016.
- [Zia13] D. Ziane, A. Azib, N. Taib, T. Rekioua, "*Study and Design of the direct torque control of Double star induction motor*", J. Electrical Systems 9-1 (2013): 114-124