

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.

جامعة العلوم والتكنولوجيا بوهران محمد بوضياف  
Université des Sciences et de La Technologie d'Oran- Mohamed Boudiaf.



Faculté de Génie Électrique.

## THÈSE DE DOCTORAT

Présentée par :

**Djilali KAIROUS**

Thème :

**Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien a  
Machine Asynchrone à Double Alimentation**

Soutenue le 24 Février 2013

Jury composé de Mrs:

Président :	B. MAZARI,	Professeur USTO.MB, Oran
Rapporteur :	B. BELMADANI,	Professeur UHBC, Chlef
Examineurs :	M. BOUHAMIDA,	Professeur USTO.MB, Oran
	A. BOUHENNA,	MC (A) ENSET, Oran
	M. CHENAFI,	MC (A) ENSET .Oran

## REMERCIEMENTS

Je voudrais d'abord exprimer ma gratitude et mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, le professeur **Bachir BELMADANI**, de l'Université Hassiba-Ben-Bouali à Chlef (UHBC), afin de m'avoir accepté dans son équipe d'encadrement et de m'avoir donné une chance unique de repousser les limites de mes ambitions.

Je remercie également le Docteur **Mostapha BENGHANEM**, enseignant et chercheur à l'USTO.MB, pour les précieux commentaires fournis durant la réalisation de cette thèse.

Je tiens également à remercier:

Le Professeur **Benyounes MAZARI** enseignant à l'USTO.MB, Oran, président de jury, ainsi que les membres du jury le Professeur **Mohamed BOUHAMIDA** (enseignant à l'USTO.MB, Oran), le Docteur **Abderrahmane BOUHENNA** (Maitre de Conférence –A- à l'ENSET, Oran) et le Docteur **Mohammed CHENAFI** (Maitre de Conférence –A- à l'ENSET, Oran) pour leurs évaluations de mon travail.

Je voudrais remercier Professeur **René WAMKEUE** de l'UQAT à Canada pour ses nombreux conseils très judicieux au cours des différentes discussions qui vont au fond du sujet.

Je remercie Monsieur **Jean-Jacques BEAUDOIN** directeur de laboratoire de l'UQAT avec qui j'ai partagé des moments inoubliables sur le sens de travail en groupe et la conservation de sa cohésion.

Je tiens à remercier également Mrs :

Les membres de laboratoire de recherche en machines électriques à l'ENP (Alger), Le professeur **Rachid IBTIOUEN**, directeur de recherche à l'ENP d'Alger, le Professeur **Rachid**.

**ABDESSEMED** de l'université de Batna, les membres de BEAMS à l'ULB (Belgique) et particulièrement le Docteur **Michaël HURTGEN**, le Professeur **Frédéric MILANO** de l'université Ciudad Real en Espagne) le Docteur **Alfeu JOAOZINHO SQUAREZI FILHO** de l'Universidade Estadual de Campinas du Brésil. Je tiens également à remercier les Professeurs **Ahmed BETTAHAR, Ben-Abdallah ABDI, Miloud TAHAR-ABBES, Larbi LOUKERFI** le Docteur **Abdallah BENAROUS** ainsi que monsieur le chef de département d'électrotechnique Mr Hadj ALWACHE et tous mes professeurs, mes collègues et mes amis de la faculté de technologie de l'université Hassiba Benbouali de Chlef.

Un remerciement spécial est dédié à mon meilleur ami le Docteur **Mourad FOUKA** (chercheur au CRAAG à Alger).

Pour terminer, je dédie ce travail à ma famille, particulièrement à **ma mère** dont le support psychologique m'a permis de surmonter les écueils et difficultés rencontrés tout au long de ce pénible mais intéressant travail de recherche, qu'elle trouve ici toute ma gratitude.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

---

مَنْ جَاءَ بِالْحَسَنَةِ فَلَهُ عَشْرُ أَمْثَالِهَا وَمَنْ جَاءَ بِالسَّيِّئَةِ فَلَا يُجْزَى إِلَّا مِثْلَهَا وَهُمْ لَا يُظْلَمُونَ (١٦٠) قُلْ إِنِّي هَدَيْتَنِي رَبِّي إِلَى صِرَاطٍ مُسْتَقِيمٍ دِينًا قِيمًا مِثْلَ إِبْرَاهِيمَ حَنِيفًا وَمَا كَانَ مِنَ الْمُشْرِكِينَ (١٦١) قُلْ إِنَّ صَلَاتِي وَنُسُكِي وَمَحْيَايَ وَمَمَاتِي لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ (١٦٢) لَا شَرِيكَ لَهُ وَبِذَلِكَ أُمِرْتُ وَأَنَا أَوَّلُ الْمُسْلِمِينَ (١٦٣)

---

الأنعام



## Principales notations utilisées

### Chapitre 2 :

$V_v$  : La vitesse du vent .

$p$  : Fonction de probabilité de la vitesse du vent.

$A_\omega$  : Facteur d'échelle.

$\zeta$  : Un facteur de forme.

$\Gamma$  : La fonction mathématique Gamma

$\mu_v$  : La fonction de Weibull.

$E_c$  : L'énergie cinétique.

$m_a$  : Masse d'air.

$r_t$  : Rayon du capteur de vent.

$\rho_a$  : Densité de l'aire.

$F$  : Effort  $F$  correspond à la variation de la quantité de mouvement.

$P_v$  : Une puissance correspond à la variation de la quantité de mouvement.

$P_{turb}$  : Une puissance réelle.

$C_p$  : Coefficient de puissance ou coefficient de performance..

$\beta$  : L'angle de calage des pales.

$\lambda_t$  : La vitesse relative en bout de pale.

$\lambda_t$  : Constante dépend au  $\beta$  et  $\lambda_t$

$\Omega_{mec}$  : Vitesse angulaire mécanique.  $\Omega_{mec}$  : Vitesse angulaire mécanique référence.

$C_t$  : Le couple mécanique de la turbine,  $C_{mec}$  le couple mécanique de la génératrice.

$C_e$  : Le couple électromagnétique.  $C_r$  : Le couple résistant.

$G$  : Le rapport de multiplicateur.

$J_t$  : L'inertie de l'éolien.

$J_g$  : L'inertie de la GADA.

$C_{f_{rt}}$  : Coefficient de frottement

### Chapitre 3 :

Indices s et r : Désigne stator et rotor respectivement.

Indices : d et q : Désigne l'axe direct et l'axe quadrature respectivement.

Indices  $\alpha\beta$  : Désigne les composantes de Concordia.

Indices ref et mes : Désigne référence et mesuré respectivement.

$P, Q$  : Puissances active et réactive respectivement.  $P_{ref}, Q_{ref}$  : Puissances références active et réactive respectivement.

$j$  : nombre complexe ( $j^2 = -1$ )

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle inductance.

$R$  : Résistance.

$L$  : Inductance propre.

$N_{pol}$  : Nombre de pair des pôles.

$T_s, T_r$  : Constant de temps : statorique et rotorique.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$f$  : La fréquence.

$f_m$  : La fréquence de rotation du rotor.

$V_r'$  : La tension rotorique reportée au stator.

$g$  : Glissement.

$a$  : Le rapport de transformation stator-rotor.

$n_s, n_r$  Est le nombre des spires statorique et rotorique respectivement.

$\psi$  : Flux.

$V_r$  : Tension rotorique.

$I_r'$  : Courant rotorique reporté au stator.

$I_s$  : Courant statorique.

$P(\theta_a)$  : La matrice de transformation de Park.  
 $P^{-1}(\theta_a)$  : La matrice de transformation inverse de Park.  
 $\theta$  : L'écart angulaire.  
 $\omega$  : Pulsation.  
 $A$  : Matrice d'état.  
 $X$  : Vecteur d'état.  
 $U$  : Vecteur des commandes.  
 $F(p)$  : La fonction de transfert.  
 $k_p$  et  $k_i$  : Gains proportionnelle et intégral de régulateur PI, respectivement.  
 $p$  : Opérateur de Laplace.  
 $V_{dc}$  : Tension de bus continue.  
 $T_z$  : Période d'échantillonnage pour la SVM.  
 $i_{os}$  : Courant de bus continue.  
 $m_l$  : L'indice de modulation.  
 $E$  : Tension de bus continue.  
 $C$  : Capacité de bus continue.

#### Chapitre 4 :

$N$  : Nombre réel.  
 $b$  : Bite.  
 $\Delta\theta$  : La variation de l'angle.  
 $N_c$  : Rapport la fréquence d'échantillonnage choisis ( $N_c$ ).  
 $T_f$  : La période de signale fondamentale.

#### Chapitre 5 :

$\sigma(x)$ ,  $S(x_1, x_2)$  : Surfaces de commutation.  
 $\dot{\sigma}$  : Dérivée de Surfaces de commutation.  
 $U(x)$  : Commande (entrée).  
 $U_{eq}$  : Commande équivalent.  
 $U_{max}$ ,  $U_{min}$  : Commande maximum et minimum respectivement.  
 $\sigma$  : Coefficient de dispersion de la machine.  
 $P$  : Puissance active.  
 $Q$  : Puissance réactive.  
 $S_p$ ,  $S_r$  surface de glissement liée à la puissance active et puissance réactive respectivement.  
 $\zeta$  : Gain de la fonction intégrale.

#### Chapitre 6 :

L'indice  $h$  : Désigne harmonique.  
 L'indice  $L$  : Désigne la charge.  
 L'indice nom : Désigne la valeur nominale.  
 $\bar{P}$ ,  $\tilde{P}$  : Comparantes continue et harmonique de la puissance active respectivement.  
 $\bar{Q}$ ,  $\tilde{Q}$  : Comparantes continue et harmonique de la puissance active respectivement.  
 $Q_h^*$ ,  $P_h^*$  : Puissance de référence harmonique active et réactive.  
 $Q_T^*$ ,  $P_T^*$  : Puissance totale active et réactive.  
 $E_c$  : Quantité d'énergie cinétique.  
 $\Omega_{vol}$  : Vitesse de rotation du volant d'inertie.  
 $\sigma$  : Contrainte maximale admissible.  
 $\rho$  : La masse volumique du matériau.  
 $k_f$  : Le facteur de forme géométrique du mobile en rotation.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>06</b>
<b>CHAPITRE 1: L'ÉNERGIE ÉOLIENNE. L'UTILISATION DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION-GADA- POUR LA PRODUCTION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE.</b>	
1.1 Introduction générale.....	09
1.2 Développement de l'énergie éolienne.....	10
1.2.1 Technologie d'éoliens.....	14
1.2.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne.....	16
1.2.3 Tendances actuelles dans le domaine des aérogénérateurs .....	18
1.2.4 Constitution des aérogénérateurs utilisant la GADA.....	23
1.3 Intégration de la GADA dans un système éolien.....	26
1.4 La GADA en vitesse variable .....	27
1.5 Performances et commande de la machine GADA.....	28
1.6 Support de commande en temps réel de la GADA.....	34
1.7 Conclusion.....	38
<b>CHAPITRE 2 : MODÉLISATION DES SYSTÈMES GÉNÉRATEURS ÉOLIENS</b>	
2.1 Introduction .....	39
2.2 Modélisation du gisement éolien sur le site de l'aérogénérateur.....	39
2.3 La conversion de la puissance éolienne.....	42
2.3.1 Puissance disponible dans le vent et puissance utilisable.....	42
2.3.2 Caractéristiques simplifiées de la puissance d'une turbine éolienne.	45

2.3.3	Limitation de la vitesse de rotation de la turbine éolienne.....	47
2.3.4	Caractéristiques de puissance des turbines éoliennes réelles.....	48
2.4	Modélisation de l'éolienne.....	50
2.4.1	Modèle du multiplicateur.....	51
2.4.2	Modèle de l'arbre.....	52
2.5	Contrôle de l'angle des pales « pitch control ».....	52
2.5.1	Contrôle dans la zone basse vitesse.....	53
2.5.2	Contrôle dans la zone médiane.....	53
2.5.3	Contrôle dans la zone haute vitesse.....	54
2.6	Conclusion.....	55

### **CHAPITRE 3: MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION**

3.1	Introduction .....	56
3.2	Fonctionnement de la GADA.....	57
3.3	Modélisation de la machine asynchrone.....	60
3.3.1	Modèle triphasé de la GADA.....	60
3.3.2	Modèle biphasé de la GADA.....	63
3.4	Les équations de la machine sous forme d'état.....	65
3.5	Commande de la GADA .....	67
3.5.1	Orientation du flux statorique.....	68
3.5.2	Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	71
3.6	Commande directe des puissances. ....	72
3.7	Commande indirecte des puissances.....	73
3.8	Modélisation et commande du convertisseur de puissance côté machine	74
3.9	La stratégie de commande SVM.....	77
3.10	Modélisation et commande du convertisseur de puissance côté réseau....	83
3.10.1	Commande vectorielle du convertisseur.....	83
3.10.2	Modèle de convertisseur côté réseau.....	84
3.10.3	Calcul des régulateurs.....	86
3.10.4	Régulateur de tension bus continu.....	87
3.11	Résultats de simulation.....	87

3.12	Conclusion.....	91
<b>Chapitre 4 : RÉALISATION DU BANC D'ESSAI</b>		
4.1	Introduction .....	93
4.2	Présentation du banc d'essai .....	94
4.3	Présentation de la carte ADSP-BF527 EZ-KIT .....	98
4.3.1	Architecture du processeur ADSP-BF527.....	100
4.3.2	Les mémoires d'instructions et les mémoires de données .....	101
4.3.3	Le Core-Timer.....	102
4.3.4	Les ports généraux d'Entrées/Sorties.....	103
4.3.5	Base de temps d'usage général PWM.....	103
4.3.5a	Description fonctionnelle des Timers.....	105
4.3.5b	Initialisation des Timers.....	106
4.3.6	L'interface SPI du BF527.....	106
4.3.6a	Les lignes du port SPI du BF527.....	107
4.3.6b	Le signal d'horloge SCK.....	108
4.4	Le convertisseur Analogique/Numérique MCP3204.....	108
4.5	La communication série avec le convertisseur A/D.....	109
4.6	Circuit de conditionnement des grandeurs électriques.....	110
4.7	Circuit de conditionnement de mesure de la vitesse.....	111
4.8	Circuit de conditionnement des signaux SVM.....	113
4.9	Réalisation du code pour commander la GADA.....	116
4.9.1	Structure du programme.....	116
4.9.2	L'initialisation des interruptions.....	118
4.9.3	Représentation des données.....	120
4.9.4	Le système de calcul utilisé.....	121
4.10	Génération de SVM.....	122
4.11	Résultats expérimentaux.....	126
4.11.1	Alimentation de la machine utilisant l'onduleur SVM.....	126
4.11.2	Connexion du système au réseau.....	129
4.11.3	Fonctionnement en boucle fermée : commande des puissances....	134

4.12	Difficultés de l'implémentation expérimentale.....	141
4.13	Conclusion.....	142

## **CHAPITRE 5: COMMANDE AVANCÉE DE LA GADA**

5.1	Introduction .....	143
5.2	Généralités sur la commande par mode glissant .....	144
5.3	Conception de la commande par mode de glissement.....	146
5.3.1	La surface de glissement.....	147
5.3.2	Calcul de la commande .....	148
5.3.3	Commande équivalent.....	148
5.3.4	Condition d'existence du mode glissement.....	150
5.3.5	Régime de glissement réel.....	151
5.4	La logique Floue.....	152
5.4.1	La fuzzification.....	154
5.4.2	Inférence.....	154
5.4.3	Déffuzification.....	154
5.4.4	Commande hybride, floue - mode de glissement.....	154
5.5	Commande directe de puissance par mode glissant.....	157
5.6	Résultats de la simulation.....	159
5.7	Test de robustesse.....	166
5.8	Conclusion.....	172

## **CHAPITRE 6 : L'UTILISATION DE LA MADA COMME FILTRE ACTIF ET MOYEN DE STOCKAGE INERTIEL.**

6.1	Introduction .....	173
6.2	Filtrage actif.....	174
6.2.1	Harmoniques et inter-harmoniques.....	175
6.2.2	Principe du filtrage actif.....	176
6.2.3	Détermination des références des courants et puissances.....	177
6.2.4	Utilisation de la machine à double alimentations comme filtre actif.....	178
6.2.5	Contrôle des courants.....	179

---

6.2.6	Résultats de simulation.....	180
6.3	Utilisation du MADA en stockage inertiel.....	188
6.3.1	Stockage inertiel.....	188
6.3.2	Stockage par volant d'inertie.....	189
6.3.3	Avantages et inconvénients du stockage par volant d'inertie.....	191
6.3.4	Comparaison entre les modes de stockage.....	191
6.3.5	Utilisation de la MADA pour le stockage.....	192
6.3.6	Le contrôle du système SISE associé au générateur éolien.....	195
6.3.6a	Calcul de la vitesse de référence.....	196
6.3.6b	Calcul du flux de référence.....	197
6.3.7	Résultats de simulation.....	197
6.4	Conclusion .....	201
	<b>CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>202</b>
	<b>ANNEXE.....</b>	<b>205</b>
	<b>RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>207</b>

## INTRODUCTION GENERALE

L'éolienne à génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types de machines à vitesse variable. En effet, le convertisseur d'énergie utilise, afin de redresser - onduler les courants alternatifs du rotor, une puissance nominale fractionnaire de celle du générateur. Ceci implique moins de pertes par commutations, un coût de production du convertisseur moins élevé et une réduction de la taille des filtres passifs impliquant ainsi une réduction des coûts et des pertes additionnelles.

Il existe déjà plusieurs techniques de commande de la GADA dans la littérature. Malheureusement, elles sont complexes et dépendent largement des paramètres de la machine.

Certaines des récentes techniques proposent d'utiliser la GADA afin d'injecter de la puissance réactive dans le réseau électrique. Ceci est dû à l'intérêt des opérateurs de réseaux à génération distribuée d'augmenter la stabilité, la fiabilité et la qualité de l'onde de leur réseau à partir des sites de génération. Certaines études iront même jusqu'à injecter une compensation de courants harmoniques à travers le rotor de la machine afin d'améliorer la qualité de l'onde des réseaux électriques.

Il n'est pas clair aujourd'hui que la GADA pourrait être commandée à l'aide d'un algorithme simple, indépendant des paramètres de la machine, tout en permettant à l'éolienne d'améliorer la qualité de l'onde du réseau électrique auquel elle est connectée. Il n'est pas non plus certain que la simulation d'un système aussi complexe serait suffisante afin de valider des théories et applications.

Nous voici donc confrontés aux objectifs de notre travail. Il consistera à explorer différentes techniques de commande de la GADA. La technique choisie devra être très robuste et



permettre d'utiliser le convertisseur d'énergie afin de compenser n'importe quelle perturbation des courants qui pourraient être occasionnée par une charge non linéaire connectée au réseau. Afin de valider le nouveau système, nous devons :

- Procéder à des simulations détaillées à l'aide de MATLAB en préparation à l'implantation en laboratoire.

- Monter le banc d'essai permettant d'alimenter, de mesurer, d'acquisition, et conditionner les différentes grandeurs.

- Contrôler les modules à l'aide de processeurs numériques de signaux discrets programmés en langage assembleur permettant l'acquisition, le traitement et le contrôle du système.

- Concevoir l'interface DSP-convertisseur en conditionnant les différents signaux.

La thèse sera divisée en six chapitres permettant de suivre la démarche poursuivie tout au long de notre travail. Dans le premier chapitre, nous passerons en revue les connaissances de base de l'énergie éolienne ainsi que les techniques et technologies existantes nécessaires à la réussite du travail. Au deuxième chapitre, nous étudierons les technologies d'éoliennes, plus particulièrement et en détail celle avec la GADA. L'étude détaillée de la représentation électrique sera le tremplin vers les chapitres 3 et 5 portant spécifiquement sur la commande de la GADA.

Le chapitre 3 porte sur la commande vectorielle directe et indirecte de la GADA, plus spécifiquement celle avec orientation du flux statorique. Cette technique est bien connue dans la littérature, plus particulièrement pour sa dépendance aux paramètres du système. Elle sera néanmoins un outil de familiarisation et de comparaison pour les techniques avancées du chapitre 5.

Dans le quatrième chapitre, on aborde la partie expérimentale. Cette partie est consacrée aux différents détails de l'implémentation expérimentale. Les deux aspects, matériel et programmation, sont détaillés dans l'objectif de réalisation d'un banc d'essai global, facilite l'implémentation de l'algorithme de contrôle et ainsi commander la GADA pour un tel régime de fonctionnement.

Dans le chapitre 5, nous aborderons la technique de commande par mode de glissement, mieux connue sous l'abréviation SMC qui signifie Sliding Mode Control (anglais). Les deux

types de commande par SMC directe et indirecte de puissance sont analysés et comparés par rapport à la commande vectorielle.

La contribution de la GADA dans l'amélioration de la qualité d'énergie est présentée dans la dernière partie de cette thèse. On détaille, dans cette partie, l'utilisation de la GADA comme filtre actif d'une part et comme un moyen de stockage inertiel d'autre part. Les résultats de simulations prouvent la validité de la démarche proposée.

Pour chaque chapitre, lorsque nécessaire, nous présenterons et analyserons les résultats de simulations et ceux expérimentaux obtenus en laboratoire (Laboratoire de génie électrique à l'université de Québec en Abitibi-Témiscamingue à Canada). en plus de discuter les problèmes rencontrés et solutions.

## **Chapitre 1 :**

### **L'ÉNERGIE ÉOLIENNE**

#### **L'UTILISATION DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION-GADA- POUR LA PRODUCTION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE.**

##### **1.1 Introduction.**

Le développement récent des technologies de conversion en électricité de l'énergie éolienne trouve son justification dans les préoccupations environnementales, particulièrement le changement climatique dû en grande partie aux émissions de gaz carbonique, et dans le besoin de beaucoup de pays de réduire leur dépendance énergétique. Le rapport du GIEC (Groupe Intergouvernemental sur l'Évolution du Climat) confirme et amplifie les prévisions pessimistes des précédents rapports. Le réchauffement prévu en 2100 est compris entre 1.4 et 5.8 °C. La prévision la plus pessimiste de l'augmentation du niveau général de la mer est d'un peu moins d'un mètre en 2100. Ce niveau peut continuer à s'élever, par l'effet d'inertie, pendant plusieurs siècles même si le réchauffement de la planète était stoppé en 2100.

L'énergie éolienne est l'une des plus économiques options «énergies renouvelables » permettant de réduire les émissions de CO<sub>2</sub> provenant de la production d'électricité. On pourrait se dire que, l'électricité éolienne se substituant de l'électricité nucléaire qui n'émet pas de CO<sub>2</sub>, l'effet sera nul de ce point de vue. Ce serait oublier que de nouvelles capacités de production d'électricité seront nécessaires d'ici quelques années pour environ quelques centaines de térawatt-heures par an et que les centrales à cycles combinés au gaz sont aujourd'hui les plus compétitives et qu'elles émettent du CO<sub>2</sub>. C'est donc à elles que se substitueront pour partie les centrales éoliennes.

## 1.2 Développement de l'énergie éolienne.

Le vent a été identifié comme une source d'énergie utile autour de cinq mille ans, quand il fut capturé par les voiles et utilisé pour propulser les bateaux en Égypte.

L'énergie du vent a été transformée en énergie mécanique afin de propulser des navires (3000 ans av. J.-C.), d'entraîner divers types de moulins à céréales et à huile ou encore des pompes à eau au Moyen Age [Mul.02]. Il existe beaucoup d'incertitudes par rapport aux origines des moulins et des turbines entraînées par le vent dans diverses civilisations (Égypte, Grèce, Empire Romain, etc.). Par contre, des preuves irréfutables confirment leur existence dès 644 ap. J.-C. [Hau.06]. Leurs premières traces ont été relevées en Perse où elles présentaient un axe de rotation vertical [Hau.06] [Hei.06] [Man.02]. Comme exemple sur les premiers turbines utilisés, celle de Figure.1.1. Elle montre un principe simple d'utilisation dans les bateaux à voile en Perse.

Ce n'est qu'après les développements de la technologie électrique, à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, que les éoliennes ont été considérées pour la production d'énergie électrique. Ces nouveaux systèmes sont alors appelés "aérogénérateurs".

Aux États-Unis, la première centrale électrique éolienne a été inventée en 1888 par Charles F. Brush dans l'Ohio (États-Unis). Le système (Figure 1.2.a) avait un diamètre de rotor de 17m, et a généré 12 kW. La machine a travaillé pendant 20 ans et était même dotée d'un système de contrôle complet électrique, basé sur les solénoïdes standard qui a continué à exister pendant un siècle.

En 1891, Poul La Cour (au Danemark) conçoit plusieurs éoliennes expérimentales et mène des recherches en soufflerie. Il découvre que des turbines à rotation rapide composées d'un nombre moins grand de pales génèrent davantage d'électricité que des turbines plus lentes composées de nombreuses pales. Il met au point les premières éoliennes (Figure 1.2b) conçues à partir des principes modernes de l'aérodynamique. D'une puissance 25 kW grâce à des rotors à quatre pales, elles affichent une plus grande efficacité [Eol.].

L'énergie hydraulique, qui est aussi renouvelable, s'est beaucoup plus développée par la suite en raison de ses facilités de stockage spécifiques [Mul.02]. Elle est ainsi restée toujours dominante et les aérogénérateurs ne se sont développés que dans le cadre de recherches ou dans des niches d'application bien spécifiques en petites séries. On peut citer, par exemple, l'éolienne

bipale de 20 m de diamètre, commercialisé par la compagnie CEM (dans les années 1920) en France.

Aux États-Unis d'Amérique (EUA), en 1930, des centaines de milliers de petites turbines étaient utilisés pour l'alimentation des fermes, à l'époque leur utilisation étant de charger des batteries. Elles ont aussi servi pour l'alimentation des équipements de puissance dans des domaines de communication.

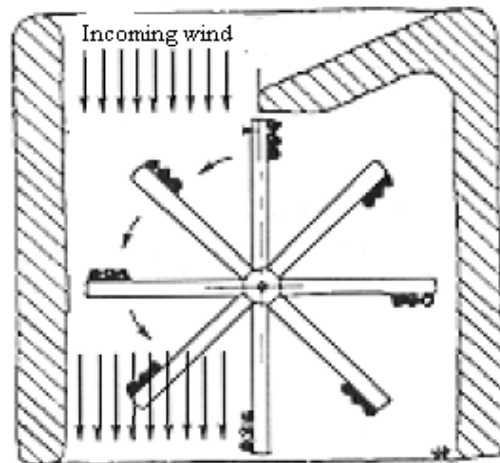
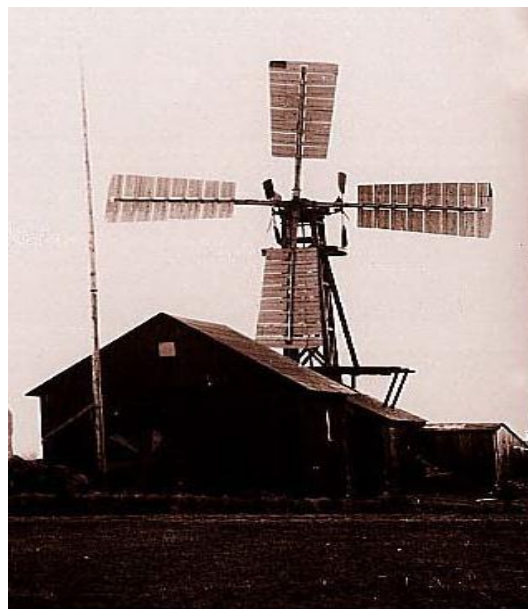


Figure.1.1 - Utilisation de turbine en Perse dans le bateau à voile



-a-



-b-

Figure 1.2 - Premières Turbines utilisées pour produire de l'électricité [Jor. 06].Éolienne de Charles F. Brush (à Gauche) Éolienne de Poul La Cour (à droite)

La première turbine conçue pour produire une quantité importante d'énergie a été inventée en Russie en 1931. Le ``Balaclava`` pouvait générer 100 kW, et a été exploitée dans la mer Caspienne pour environ deux ans.

En 1941, un éolien bipale a été construit par l'American Smith-Putman (Figure 1.3) capable de générer 1.25MW, jusque quelque années précédentes, elle a été très ambitieux.

Après la deuxième guerre mondiale, le bas prix des dérivés du pétrole et du charbon ont fait en sorte que très peu d'intérêt s'est manifesté envers l'énergie éolienne [Hau.06]. Une petite relance du secteur éolien s'est produite à la fin des années 1960, quand la population occidentale a commencé à s'intéresser aux problèmes environnementaux reliés au développement industriel [Man.02] (selon Manwell et al. les premiers mouvements écologistes sont nés grâce au livre intitulé "Silent Spring" de Rachel Carson en 1962).

Il est possible d'affirmer que c'est la crise pétrolière de 1974 qui a fortement relancé les recherches dans le domaine et le développement d'aérogénérateurs. Au début des années 80, un concept simple et robuste de turbine a émergé et est devenu très populaire dans l'industrie éolienne. Le concept simple et robuste comprend une turbine éolienne trois pales, une boîte de vitesses, une machine à induction directement relié à la grille et un système de contrôle.



Figure 1.3 - Éolien de Smith-Putman [Jor.06]

De nombreux projets de recherche financés par le gouvernement des E.U.A. ont permis la réalisation des premiers grands aérogénérateurs expérimentaux (de 100kW à 3.2 MW au début des années 1980).

En Europe, et en particulier au Danemark, dès 1974, une commission d'experts danois a déclaré qu'il serait possible de générer 10 % de l'énergie électrique du pays à l'aide d'aérogénérateurs. C'est dans les années 1980 qu'on a pu enfin constater un essor significatif de la commercialisation d'aérogénérateurs.

Pendant cette dernière décennie, les Danois et les Allemands avaient leurs propres systèmes avancés, encouragés par les possibilités d'exploiter les vents forts au nord de l'Europe. Les systèmes européennes préférés a été des éoliennes à axe horizontal (à trois ou deux pales). En effet, le Danemark est devenu le leader au niveau mondial, a créé un marché et a développé une énorme industrie d'exportation avec 90% de la fabrication vendus à l'étranger. En Allemagne, récemment, REpower a introduit une turbine de 5 MW avec 61,5 mètres de hauteur (Figure 1.4). Pour les prochaines années, l'énergie éolienne peut assurer 28,5% de la consommation totale de l'union wuropéenne jusqu'en 2030 selon l'estimation du Conseil Européen de l'Énergie Renouvelable (EREC. 2011).



Figure 1.4 - l'éolien de 5MW (REpower)

### 1.2.1 Technologie d'éoliens.

Le concept d'aérogénérateur le plus ancien est celui de la turbine à axe de rotation vertical, présenté à la figure 1.5a. Il s'agit dans ce cas d'un rotor de type Darrieus, du nom de l'ingénieur français qui l'a proposé en 1925.

D'autres topologies à axe vertical ont été commercialisées comme celle de type Savonius, une structure "à trainée" de rendement médiocre et celle du "rotor en H" ([Hau.06] [Hei.06] [Man.02]). L'avantage principal de la topologie à axe vertical réside dans la possibilité de placer au sol tout l'équipement mécanique et électrique qui constitue la chaîne de conversion électromécanique. De plus, aucun système d'orientation de l'azimut de la turbine n'est nécessaire. Les inconvénients principaux de cette structure concernent l'absence d'auto-démarrage dans le cas du type Darrieus et la difficulté à contrôler la puissance produite et la vitesse de rotation par un système mécanique de variation de l'angle de calage des pales. Ce type de turbine a été largement étudié dans les années 1970 et 1980, particulièrement aux E.U.A. et au Canada [Man.02]. On cite ici le groupe d'énergies renouvelables EDEN qui réunissait des chercheurs du LEEPCI et du département de Génie Mécanique de l'Université Laval [Lav.85] [Leh.84] [Via.85].

L'autre concept de turbine est présenté à la figure 1.5b et il se caractérise par un axe de rotation horizontal. Il s'agit de la topologie la plus utilisée actuellement pour la production d'énergie électrique car elle présente différents avantages [Hau.06] [Hei.06] [Man.02]. Le premier consiste dans la possibilité de varier l'angle de calage des pales pour contrôler la puissance produite et la vitesse de la turbine. Ce mécanisme est aussi utilisé pour protéger la turbine contre les survitesses lors des tempêtes. Le second avantage concerne le rendement aérodynamique plus élevé par rapport aux topologies à axe vertical, ce qui implique une puissance captée par unité de surface plus élevée. Le succès des topologies à axe horizontal est également lié à la grande expérience acquise au cours du développement technologique des hélices [Hau.06]. C'est uniquement la topologie à axe horizontal qui est considérée dans cette thèse.

Le nombre de pales des turbines éoliennes à axe horizontal actuelles s'élève à deux ou trois. Ces caractéristiques sont imposées par certains compromis entre les performances et le coût des dispositifs. Sans entrer dans les détails, qui peuvent être consultés en [Hau.06] [Hei.06] [Man.02], on peut souligner que les turbines avec un nombre réduit de pales inférieur à trois



possèdent un rendement aérodynamique bien supérieur à celui des anciennes turbines multi-pales. Elles présentent aussi des vitesses de rotation nominales plus élevées. La tendance à choisir des rotors à trois pales a plusieurs explications. D'une part, les niveaux sonores sont plus acceptables par rapport à des turbines à une ou deux pales [Thr.98], et d'autre part les efforts mécaniques pulsants subis par la structure de l'aérogénérateur sont réduits à partir de trois pales [Hau.06].

Un nombre de pales supérieur à trois impliquerait d'une part une diminution du rendement aérodynamique et d'autre part une augmentation injustifiée du coût et de la masse de la turbine éolienne.

Depuis les débuts du développement des aérogénérateurs, les concepteurs ont essayé d'augmenter le rendement aérodynamique des turbines éoliennes. L'une des solutions adoptée consiste à faire varier la vitesse de rotation de la turbine en fonction de la vitesse du vent [Gra.93] [Thr.98] [Zin.97]. La capacité de varier la vitesse de rotation de la turbine éolienne est directement assujettie à la nécessité de disposer d'un générateur électrique à vitesse variable, puisque ces deux composantes sont mécaniquement couplées entre elles. Dans les applications de grande puissance reliées au réseau électrique, le système de génération doit fournir de l'énergie électrique à fréquence fixe. C'est grâce aux développements de



-a-



-b-

Figure 1.5 – Concepts de topologie à axe vertical (a) et à axe horizontal (b)

l'électronique de puissance que de telles chaînes de conversion ont pu voir le jour. De plus, la possibilité de variation de la vitesse mécanique de l'entraînement favorise l'absorption des variations transitoires du couple moteur de la turbine provoquée par des rafales de vents, ce qui permet de diminuer considérablement la fatigue mécanique de certaines composantes de l'aérogénérateur. Les descriptions détaillées des premières grandes expériences d'aérogénérateurs à vitesse variable peuvent être consultées en [Car.01].

### 1.2.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne (Jusqu'à 2009).

L'énergie éolienne est développée par de très nombreux pays et connaît une croissance très importante : + 30 % par an en moyenne depuis 10 ans (+ 31,8 % en 2009). Les figures 1.6 et 1.7 montrent l'évolution de la capacité éolienne pendant les dernières années et dans quelques pays respectivement.

En 2009, plus de 37 000 M W de nouvelles capacités éoliennes ont été installés dans le monde. L'installation totale d'énergie éolienne a représenté 17% de la capacité de production d'électricité renouvelable en 2010. Ceci est équivalent à 9,3GW [EWEA. 2011].

En Europe, l'éolien constitue la première filière de production électrique européenne en termes de nouvelle puissance installée en 2009 comme le montre la figure 1.8.

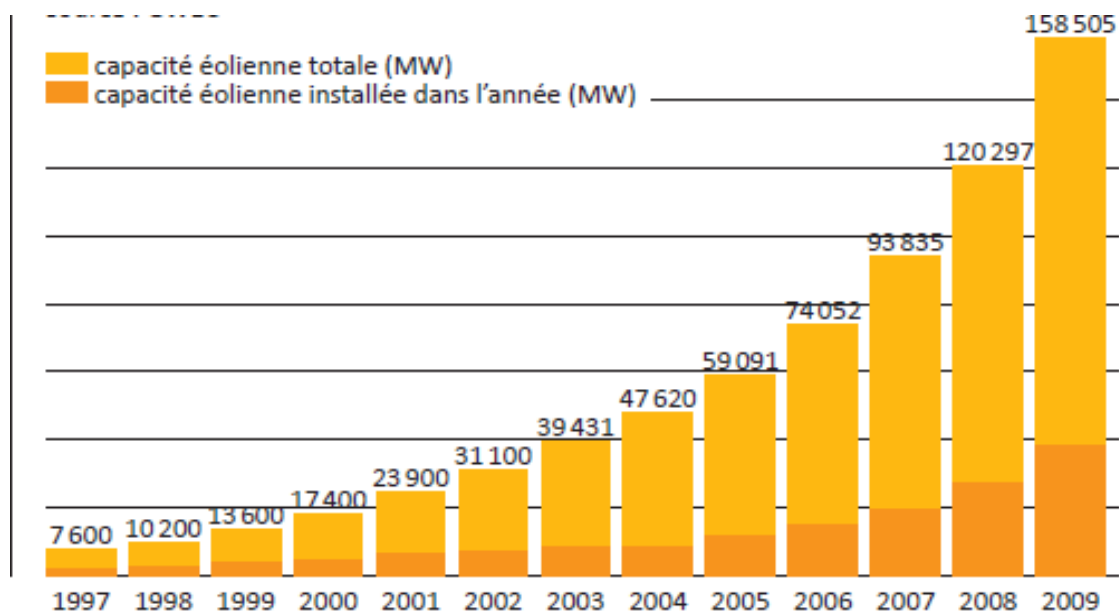


Figure 1.6 - Capacité éolienne pendant les dernières années

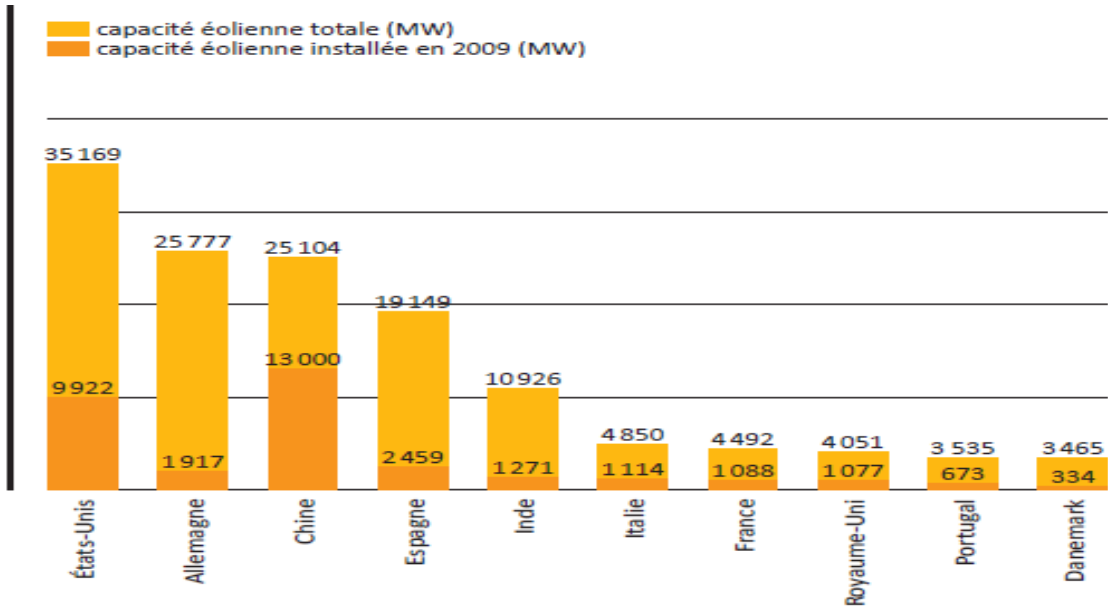


Figure 1.7 - Capacité éolienne pour quelques pays dans le monde

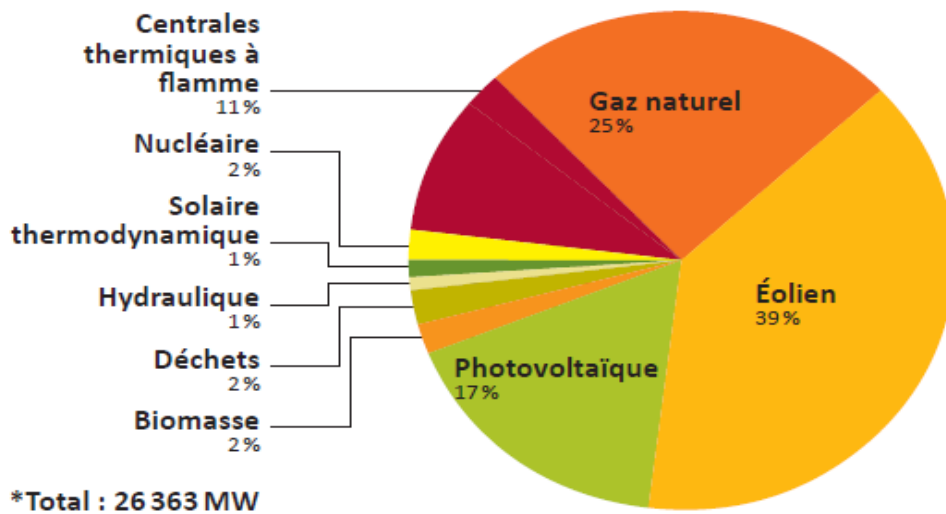


Figure 1.8 – Capacité des différentes sources d'énergie

L'installation des éoliennes «offshore» a augmenté de 51% passant de 582MW en 2009 à 883MW en 2010 avec 308 nouvelles turbines installées. Cela porte la capacité totale offshore à 2964MW à partir de 1136 éoliennes offshore qui, ensemble, générerait 11.5 TWh d'électricité éolienne dans une année normale. Le Royaume-Uni (RU) est le leader Européen (et mondial), avec une capacité totale installée éolienne offshore de 1341MW. Le Royaume-Uni est suivi par le Danemark avec 854MW, 249 MW aux Pays-Bas, la Belgique : 195MW, 164 MW en Suède, en

Allemagne : 92 MW, 25 MW en Irlande, en Finlande 26 MW et 2,3 MW avec la Norvège [EWEA.2011].

Entre 1000 et 1500 MW de nouvelle capacité éolienne offshore est entièrement raccordé au réseau en Europe en 2011. Dix parcs éoliens européens sont actuellement en construction avec un total de 3000 MW – feront plus de doubler la capacité installée dans la grille de 45 éoliennes offshore déjà connectées. Selon EWEA (Europe an Wind Energy Association), un total de 19 GW de capacité éolienne offshore est déjà pleinement consenti. Si construite, elle générerait 66,6 TWh d'électricité éolienne dans une année normale – assez pour alimenter 14 des plus grandes capitales en Europe avec l'électricité, y compris Paris, Londres et Berlin non inclus dans ce chiffre est la grande capacité supplémentaire d'énergie éolienne en mer prévue mais pas encore pleinement consentie au Royaume-Uni [EWEA 2011].

La capacité de production de WTGS individuels est en augmentation avec des avec fabricants comme Vestas, General Electric (GE) et ENERCON, offrant des systèmes de capacité nominale de 3,0 MW (V112-3.0 MW à aimants permanents), de 4,1 MW (4,1 à 113 entraînement direct) et de 7,5 MW (MW E-126/7.5 entraînement direct), respectivement [Vestas.2011] [GE 2011] [ENERCON 2011].

En 2010, 29 nouveaux modèles de turbines offshore ont été annoncés par 21 fabricants, alors que 44 modèles de cette nouvelle turbine éolienne ont été annoncés par 33 fabricants au cours des deux dernières années [EWEA 2011].

L'éolien représente désormais 340 millions de MWh de production électrique par an, soit 2% de la consommation totale d'électricité dans le monde et a attiré un total d'investissements de 63 milliards de dollars. Les experts du GWEC (Conseil mondial de l'énergie éolienne) prévoient le maintien d'une croissance soutenue de l'éolien, conduisant à un parc installé de près de 409 000 MW en 2014. [<http://fee.asso.fr>].

### **1.2.3 Tendances actuelles dans le domaine des aérogénérateurs.**

Il existe toute une panoplie de topologies de chaînes de conversion électromécanique applicable aux aérogénérateurs. Une vaste gamme de topologies à vitesse fixe et variable, utilisant la machine synchrone (MS) ou la machine asynchrone sont analysées et comparées en [Lih.08]. La référence [Poo.03] présente cette gamme de topologies modernes en fournissant pour chacune un estimé du coût initial et, s'il y a lieu, le détenteur de la propriété intellectuelle. Dans

cette thèse, nous allons nous concentrer sur les topologies les plus récentes qui permettent la variation de la vitesse de rotation de la turbine tout en fournissant l'énergie à un réseau électrique à fréquence fixe. Il s'agit des aérogénérateurs qui présentent à l'heure actuelle les puissances nominales les plus élevées. Les deux topologies les plus répandues dans le domaine, d'une puissance supérieure à 1 MW, sont illustrées à la figure 1.9.

La topologie présentée à la figure 1.9 (b) et qui utilise la machine synchrone est caractérisée en général par un entraînement mécanique direct entre la turbine éolienne et le générateur. Comme les vitesses de rotation des turbines éoliennes de forte puissance sont basses, le générateur synchrone présente un nombre de pôles élevé. Le convertisseur statique de fréquence gère l'échange de puissance active et réactive entre le réseau et la MS, tout en assurant une fréquence constante du côté du réseau et une fréquence variable du côté générateur. Le convertisseur statique permet un fonctionnement à vitesse de rotation variable de la turbine. Dans ce type d'entraînement classique, toute la puissance électrique produite doit transiter par le convertisseur statique, ce qui implique à priori une puissance de dimensionnement de celui-ci égale à la puissance nominale de l'installation. Pour que cette topologie soit intéressante du point de vue de la minimisation de la masse totale de la nacelle de l'aérogénérateur, il est préférable que l'excitation du rotor de la machine synchrone (MS) soit réalisée avec des aimants permanents. En contrepartie, ceci peut augmenter le coût initial du générateur. Plusieurs recherches sont actuellement en cours sur les topologies optimales de générateurs à aimant permanents qui permettent de réduire la masse et le coût [Dub.04].

La topologie présentée à la figure 1.9 (a) utilise une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements du stator sont directement reliés au réseau électrique. Les enroulements du rotor sont reliés au réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur statique de fréquence réversible en puissance de type "quatre quadrants". Compte tenu de cet arrangement, cette topologie d'entraînement électrique est usuellement nommée "Machine Asynchrone à Double Alimentation" (MADA). Comme les machines asynchrones présentent généralement un nombre de pôles limité, il est nécessaire afin de s'adapter aux fréquences industrielles des réseaux électriques (50Hz et 60Hz) d'entraîner leur rotor à des vitesses mécaniques élevées par rapport à celles des turbines éoliennes. Il est donc nécessaire d'utiliser un multiplicateur de vitesse mécanique à engrenages entre la turbine éolienne et la GADA. Les principes de fonctionnement de cette topologie sont présentés ultérieurement.

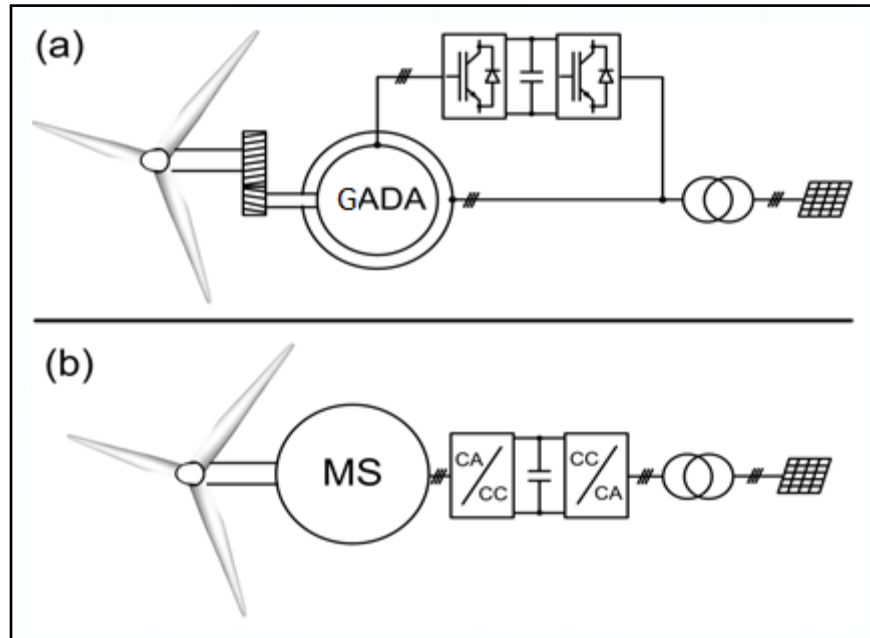


Figure 1.9 – Topologies d'aérogénérateurs utilisées actuellement dans la gamme des puissances supérieures ou égales au MW

L'ancêtre de la topologie GADA utilisée aujourd'hui est la version de la topologie connue sous le nom de son inventeur, Arthur Scherbius qui utilise des convertisseurs statiques d'électronique de puissance au lieu de convertisseurs rotatifs à base de machines électriques tournantes supplémentaires. Cette topologie pouvait utiliser entre le rotor de la machine asynchrone et le réseau électrique un convertisseur à commutation de courant direct dans le cas d'un cyclo-convertisseur ou indirect dans le cas d'un étage intermédiaire à courant continu. Elle a été utilisée pour les applications à forte puissance sur une plage de variation de vitesse limitée, comme dans les centrales hydrauliques réversibles à réserve pompée [Hod.04]. La référence [Smi.81] est une des premières publications scientifiques présentant l'utilisation de la topologie Scherbius à base de convertisseurs statiques pour des applications éoliennes. Les premiers travaux de recherche sur l'optimisation de cette topologie pour des applications éoliennes ont vu le jour au début des années 1990 [Cad.92]. Cette première version présentait des désavantages importants liés au type de convertisseur statique utilisé. En particulier le commutateur de courant à commutation assistée avec étage indirect à courant continu présente des problèmes de fonctionnement au voisinage de la vitesse de synchronisme qui fait partie de la plage d'utilisation de l'entraînement [Cad.92]. D'autre part le convertisseur direct de type cyclo-convertisseur présente certaines limitations au niveau de la plage de variation de fréquence autorisée, des harmoniques de courant injectés dans le réseau et du facteur de puissance. Au début des années

1990, la montée en tension des interrupteurs entièrement commandés de type IGBT a permis d'utiliser dans la topologie GADA une structure de convertisseur indirect utilisant deux onduleurs de tension reliés par un étage à courant continu de type capacitif et commandés par modulation de largeur d'impulsions (MLI). Les premières études par simulation ont été présentées en [Tan.92] et [Bog.93]. Alors que parmi les premiers travaux expérimentaux, on cite la première publication présentant des résultats expérimentaux sur une GADA de 7.5 kW se trouve en [Pen.96]. Les avantages importants de cette topologie de convertisseur statique ont mené rapidement à son emploi généralisé dans les aérogénérateurs utilisant la topologie GADA.

Une des grandes questions d'actualité sur les chaînes de conversion électromécanique des aérogénérateurs concerne la comparaison des performances de la topologie à entraînement direct utilisant la machine synchrone (MS) et de la topologie utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Les deux solutions techniques différentes du point de vue de l'intérêt commercial à long terme ou à court terme. La topologie basée sur la machine synchrone présente une grande simplicité puisqu'elle permet de s'affranchir de l'emploi d'un multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine à fort couple d'encombrement important et des convertisseurs statiques dimensionnés pour permettre le transit de la puissance nominale de l'aérogénérateur. La topologie basée sur la GADA doit utiliser un multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine de plus faible couple, donc d'encombrement réduit, avec des convertisseurs statiques dimensionnés pour permettre le transit d'une fraction seulement de la puissance nominale de l'aérogénérateur. Une comparaison technico-économique entre ces solutions topologiques les plus modernes, basée sur une approche de modélisation simplifiée est présentée en [Pol.06]. De manière générale, par rapport à une topologie utilisant une machine synchrone à aimants permanents, la topologie utilisant la GADA présente un coût initial plus faible. En revanche elle présente un coût d'entretien plus élevé et un rendement légèrement moins élevé à cause des pertes supplémentaires engendrées par le multiplicateur de vitesse. Des études statistiques concernant d'une part la fiabilité des différents éléments constitutifs des aérogénérateurs utilisant la GADA et la machine synchrone et d'autre part leurs rendements respectifs sont disponibles en [Ech.07] et en [Gra.96].

Comme il a été mentionné, au cours des deux dernières décennies, la puissance nominale des aérogénérateurs a connu une croissance exceptionnelle, passant d'une cinquantaine de kW aux débuts des années 1980 jusqu' à 6 MW (environ) aujourd'hui. La réalisation d'aérogénérateurs de puissance nominale de plus en plus élevée se justifie par l'abaissement du



coût par unité de masse et par unité d'énergie électrique produite. L'emploi d'aérogénérateurs plus grands permet également d'optimiser l'utilisation de l'espace du gisement éolien.

Tableau 1.1 – Modèles de turbines éoliennes offertes sur le marché actuel – Puissances nominales supérieures à 2.5 MW. [[Agu.10]]

Modèle	Puissance [MW]	Diamètre turbine [m]	type générateur
Enercon E126	6	127	MS
REpower 5M	5	126	GADA
Darwind VM	5	122	MS
Enercon E112	4.5/6	114	MS
Vestas V120-4.5	4.5	120	GADA
Siemens SWT 3.6-107	3.6	107	GADA
GE Energy 3.6 sl	3.6	111	GADA
Scanwind SW-90-3500 DL	3.5	91	MS
Scanwind SW-100-3500 DL	3.5	100	MS
Vestas V90-3.0	3	90	GADA
Vestas V112-3.0	3	112	GADA
Ecotecnia (Alstom) 100	3	100	GADA
GE Energy 3.0s	3	90	GADA
GE Energy 3.0sl	3	94	GADA
GE energy GE 3000	3	104	GADA
Neg Micon NM92/2750	2.75	92	GADA
Vestas V100 - 2.75	2.75	100	GADA

La littérature récente présente des avant-projets d'aérogénérateurs ayant des puissances nominales de 10 MW [Pol.07]. Les plus grandes et plus puissantes turbines éoliennes sur le marché actuel sont présentées au Tableau 1.1 (source [www.thewindpower.net]).



Parmi les constructeurs énoncés au Tableau 1.1, il faut remarquer l'absence de Multibrid-Areva et Winwind qui fournissent des aérogénérateurs d'une puissance nominale de 5 MW et 3 MW respectivement. Ils sont basés sur une nouvelle technologie, brevetée sous le nom de "multibrid" qui consiste à utiliser une machine synchrone à aimants permanents couplée avec un multiplicateur de vitesse à un seul étage [Sie.98] [Hui.09]. La particularité réside dans le fait que le générateur est intégré dans le multiplicateur de vitesse, ce qui permet une optimisation importante de l'espace et de la masse embarquée dans la nacelle. Généralement, la technologie "Multibrid" est destinée à un développement important compte tenu des problèmes complexes posés par l'augmentation de la masse des générateurs synchrones à entraînement direct pour la prochaine génération de grands aérogénérateurs.

#### **1.2.4 Constitution des aérogénérateurs utilisant la GADA.**

Les éoliennes permettent de convertir l'énergie du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes:

-Au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.

-Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique.

Du fait de la non-maîtrise de l'énergie primaire, qui de plus, est intermittente, il est difficile d'obtenir une conversion et une transmission de l'énergie régulières, puisqu'à priori la seule possibilité de stockage est inertielle, au prix d'une accélération de la turbine. Dans ces systèmes, la régularité de la transmission de l'énergie est donc tributaire d'un moyen de stockage en sus de l'inertie naturelle de la turbine.

Le fonctionnement général est illustré par la figure 1.10. L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques ou d'automatique. [Lav.05].

Les principaux éléments constitutifs d'un aérogénérateur utilisant la GADA, ainsi que leur disposition spatiale, sont présentés à la figure 1.11 qui correspond à une éolienne de 2.5MW de la firme Nordex (dessin à l'échelle).

La dernière génération d'aérogénérateurs utilise une tour de forme tubulaire en acier. La fabrication des pales a connu une grande évolution au cours des dernières années [Hau.06].

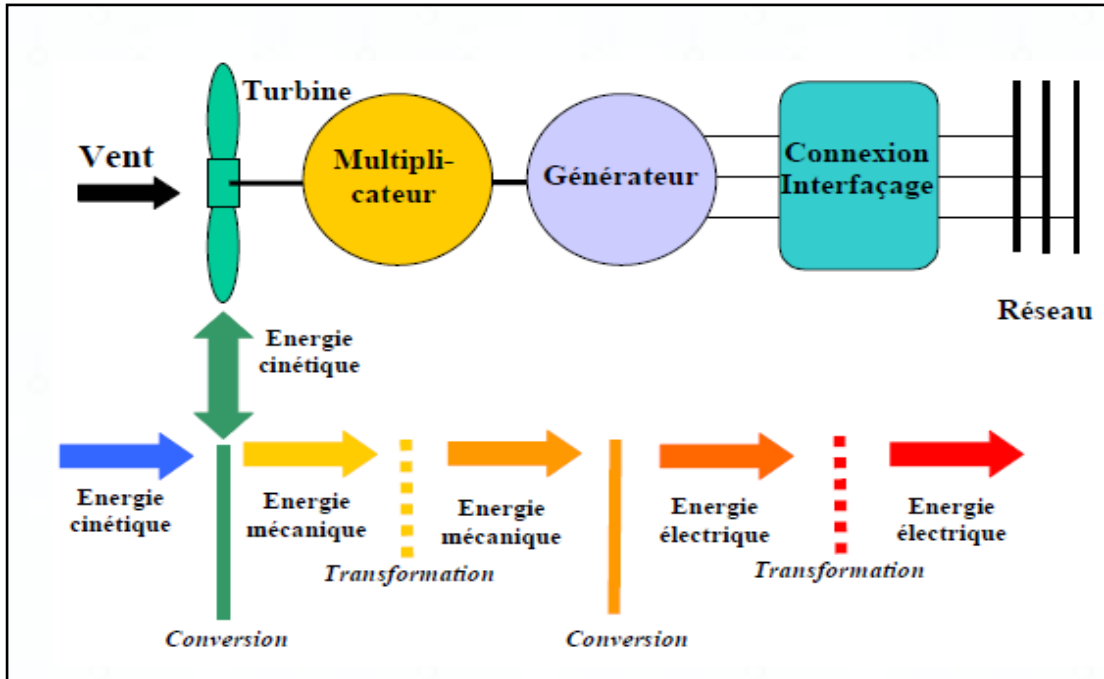


Figure 1.10 - Structure générale de contrôle pour une éolienne.

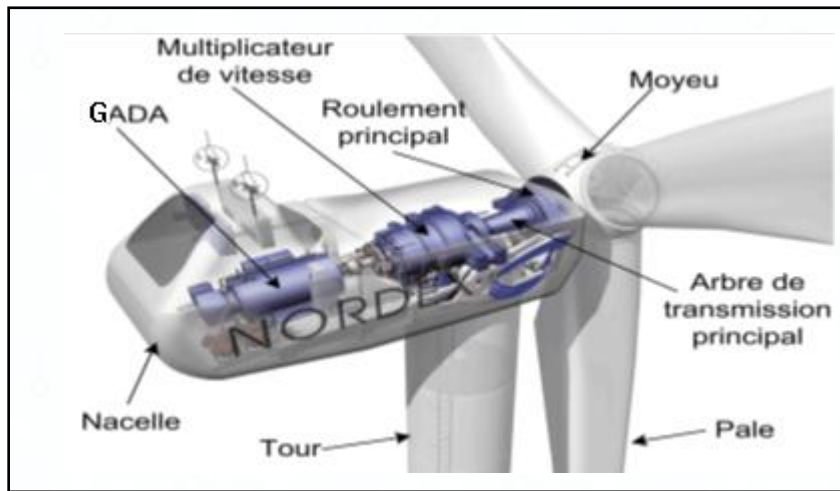


Figure 1.11 – Constitution d'un aérogénérateur utilisant la GADA. Image de presse officielle de la firme Nordex

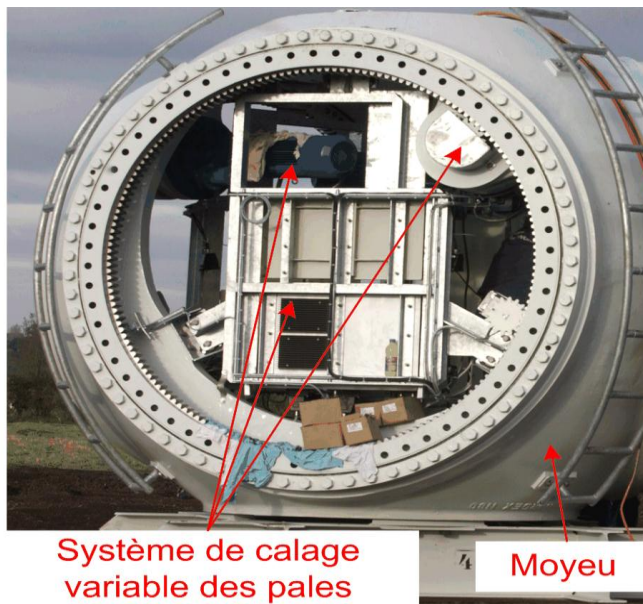


Figure 1.12 – Vue interne d'un moyeu d'une turbine éolienne de 2.5MW [Agu.10]

Les aérogénérateurs plus récents utilisent différents matériaux comme l'aluminium, l'acier, la fibre de verre, la fibre de carbone et même plus récemment le bois [Hau.06][Man.02][Hei.06], qui peuvent même être associés dans des technologies de construction hybrides. La fonction du moyeu, constitué d'acier, ne se limite pas uniquement à maintenir les pales et à transmettre le couple mécanique vers l'arbre principal; il contient aussi un dispositif embarqué de variation de l'angle de calage des pales illustré par la figure 1.12 et qui comporte des convertisseurs d'électronique de puissance, des moteurs et des réducteurs.

Un système similaire est utilisé afin de contrôler la position d'azimut de la nacelle de manière à placer le plan de rotation des pales perpendiculairement à la direction du vent.

La nacelle est constituée d'une structure rigide en acier sur laquelle sont fixés le générateur, le multiplicateur de vitesse et le roulement principal ainsi qu'une couverture de protection généralement constituée de fibre de verre renforcée. Un frein à disque, placé sur l'arbre de transmission à haute vitesse est utilisé lors des arrêts d'urgence et pour maintenir à l'arrêt la turbine éolienne lors d'interventions de maintenance, en cas de tempête ou encore en cas de vents trop faibles.

Un accouplement flexible est placé en général sur l'arbre de transmission à haute vitesse pour permettre de tolérer des erreurs d'alignement entre la GADA et le multiplicateur de vitesse [Hau.06] [Man.02]. Ce composant permet de supporter des surcharges mécaniques importantes qui peuvent soumettre la structure entière de la nacelle à des contraintes de torsion. Il permet

aussi un découplage rapide entre le générateur et le multiplicateur de vitesse en cas d'intervention de maintenance.

La transmission mécanique peut être sujette à des variations de couple importantes, qui peuvent être produites par des rafales de vents, des manœuvres d'arrêt d'urgence de la turbine ou encore des défauts mécaniques ou électriques [Hei.06]. Les problèmes liés aux régimes transitoires de charge mécanique sur la transmission ont été largement atténués par le développement des générateurs à vitesse variable qui assurent un couplage souple entre la vitesse de la turbine et la pulsation électrique fixe du réseau [Car.01]. Cependant, il existe toujours des régimes de fonctionnement qui peuvent affecter lourdement la transmission mécanique: lors d'un régime de défaut électrique (un court-circuit côté réseau par exemple), la GADA peut produire des couples oscillatoires d'amplitude pouvant atteindre 5 à 6 fois le couple nominal, comme cela est décrit en [Hau.06]. D'un point de vue économique, il est impensable de dimensionner toute la transmission mécanique incluant le multiplicateur de vitesse pour ces valeurs de couple très élevées. Habituellement, un système de protection contre les surcharges de couple mécanique est placé sur l'arbre de transmission à haute vitesse ainsi que des composantes mécaniques à rupture comme le "braking ring coupling" [Hau.06]. Un couplage par embrayage hydraulique placé sur l'arbre de transmission à haute vitesse a déjà été utilisé par certains constructeurs en vue de protéger la transmission mécanique, mais cette solution a été abandonnée en raison des pertes mécaniques importantes en régime de fonctionnement normal [Hau.06].

### **1.3 Intégration de la GADA dans un système éolien.**

La GADA est une génératrice directement couplée au réseau, alors que l'enroulement rotorique triphasé avec bagues collectrices y est connecté par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance et, généralement, d'un transformateur.

Pour la grande majorité des éoliennes proposées sur le marché, cette interface est constituée de deux onduleurs de tension à interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture (en général ce sont des IGBT) [Pen.96], [Bho.99], [Rod.02], fonctionnant indifféremment en mode redresseur ou onduleur. La structure générale spécifique de contrôle d'une structure MASDA est présentée sur la figure 1.13. [Lav.05].

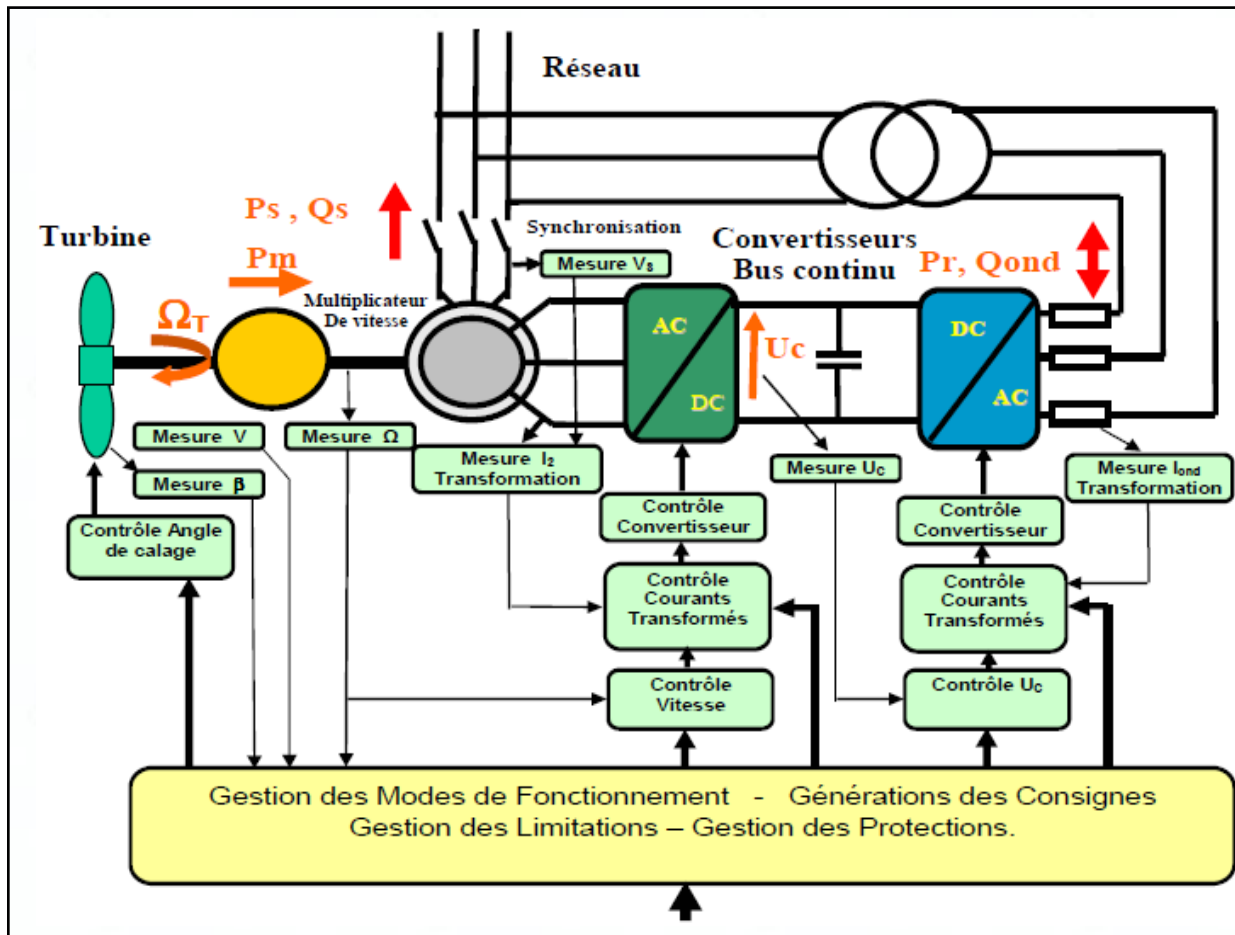


Figure 1.13 - Système de commande d'un générateur asynchrone à double alimentation

#### 1.4 La GADA en vitesse variable

Les éoliennes (WTS) peuvent soit fonctionner à vitesse fixe ou vitesse variable. Pour une éolienne à vitesse fixe, le générateur est relié directement au réseau électrique. Pour une éolienne à vitesse variable, le générateur est contrôlé par un équipement électronique de puissance. Il existe plusieurs raisons d'utiliser le fonctionnement à vitesse variable; à savoir, les possibilités de réduire les contraintes de la structure mécanique, la réduction du bruit acoustique et la possibilité de contrôler la puissance active et réactive [Bur.01].

La plupart des grands fabricants d'éoliennes en train de développer de nouvelles turbines éoliennes plus grandes de la gamme 3-to-5-MW [Act.02]. Ces grandes éoliennes sont toutes basées sur un fonctionnement à vitesse variable avec une génératrice entraînée directement synchrone (sans boîte de vitesses) ou un générateur asynchrone à double-alimentation (GADA) [Pet.05].

Selon [Car.96], la production d'énergie peut être augmentée de 2-6% pour une éolienne à vitesse variable par rapport à une éolienne à vitesse fixe, tandis que dans [Zin.97] il est indiqué que l'augmentation de l'énergie peut être de 39%. La littérature montre que le gain de production d'énergie de l'éolienne à vitesse variable par rapport à l'éolienne à vitesse fixe le plus simple peut varier entre 3-28% selon les conditions du site et les paramètres de conception.

Selon [Dat.02], le captage de l'énergie peut être considérablement augmenté en utilisant une GADA. Ils affirment que la capture de l'énergie a augmenté d'un GADA de plus de 20% par rapport à un système à vitesse variable en utilisant une machine à induction à cage-bar et de plus de 60% par rapport à un système à vitesse fixe.

### **1.5 Performances et commande de la GADA.**

Le principal avantage de la génératrice asynchrone à double alimentation, et ce qui la rendu populaire, est que l'équipement électronique de puissance a seulement pour traiter une fraction (20-30%) de la puissance totale du système [Han.01]. Cela signifie que les pertes dans les équipements électroniques de puissance peuvent être réduites par rapport à l'équipement électronique de puissance qui doit faire face à la puissance totale d'un système avec un générateur synchrone à entraînement direct, en dehors de la réduction des coûts.

La GADA est parfaitement contrôlable si le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor à l'aide d'électronique de puissance.

Puisqu'elle peut fonctionner en mode moteur et générateur aux vitesses hypo- et hyper-synchrone, nous avons à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine où le stator est connecté directement au réseau. Lorsque la GADA fonctionne en moteur hypo-synchrone, la puissance doit être extraite du rotor. Cette puissance est appelée puissance de glissement et pourra être récupérée par l'entraînement pour être réinjectée au réseau. Si la vitesse augmente au-dessus de la vitesse synchrone, elle fonctionnera en mode hyper-synchrone et la puissance de glissement sera absorbée par le rotor. Lorsqu'elle fonctionne comme générateur, la puissance de glissement sera simplement de signe opposé au fonctionnement moteur pour les modes hypo et hyper-synchrone. Puisque le stator est directement connecté au réseau, la vitesse synchrone de la machine est fixée par la fréquence des tensions au stator. Cependant, à l'opposé de la machine asynchrone à cage, il existe théoriquement une grande plage de points d'opérations couple-vitesse ce qui permet le fonctionnement à couple-vitesse variable dans les quatre quadrants.

Pour la GADA, comme on le verra dans le chapitre 3, la commande des puissances active et réactive se fait directement ou bien indirectement via une régulation des courants.

Le premier pas vers la commande était apparu grâce aux travaux de R. H. Park dans les années 1920 alors qu'il y introduit un changement des variables (tensions, courants ou flux) du stator d'une machine synchrone vers un système d'axe en rotation synchrone avec le rotor. Ce changement de variable a eu pour conséquence d'éliminer les inductances variables dans le temps des équations dynamiques de la machine et est bien connu de tous aujourd'hui sous le nom de système référentiel rotorique. Nous pouvons affirmer que cette révolution est à l'origine de la commande vectorielle des machines électriques. Elle se caractérise par un découplage du couple et du flux ce qui permet aujourd'hui, grâce à l'avancement de l'électronique de puissance, de remplacer les entraînements à courant continu par des entraînements de haute performance à courant alternatif. Il existe une grande quantité de variantes à la commande vectorielle, particulièrement quant au choix du référentiel utilisé. La commande vectorielle s'appuie fortement sur une connaissance approfondie du modèle de la machine électrique ainsi que sur des hypothèses théoriques telles que :

- Les enroulements de la machine sont équilibrés.
- La distribution de flux est sinusoïdale.
- Il n'y a pas de saturation magnétique.
- Les pertes fers sont nulles.

Le principal objectif est de contrôler indépendamment les puissances active et réactive de la GADA, la tension, ou la fréquence. S'intéressant à l'amélioration des performances vis-à-vis robustesse, stabilité de système globale (système éolien), et qualité d'énergie échangée avec le réseau.

La présence des convertisseurs au rotor rendent le contrôle de la GADA plus compliqué que le contrôle d'une machine d'induction, en revanche, ils offrent des possibilités de contrôle extrêmement utiles au pilotage de l'ensemble : contrôle de la qualité des courants et des puissances active et réactive injectés au réseau, meilleur suivi de trajectoire des courants, maîtrise fine et rapide des points de fonctionnement. La commande de l'onduleur côté rotor permet le contrôle de la puissance convertie. Il s'agit en fait de contrôler le couple du générateur afin d'obtenir la vitesse de rotation souhaitée. Les dynamiques des grandeurs électriques et mécaniques étant très différentes, il est avantageux de contrôler la machine par une structure



générale en cascade avec des boucles imbriquées [Pet.03]. Le couple et le flux sont contrôlés par l'intermédiaire de boucles de courant internes très rapides. Ces commandes sont réalisées dans un référentiel tournant [Roy.03], [Atk.99], [Dit.01], [Hof.00], [Pen.97], [Ram.02], [Ehr.01]. Commande vectorielle à flux statorique orienté [Atk.99], [Dit.01], [Gho.01], [Hof.00], [Hop.97], [Leo.01], [Pen.96], [Pen.97], [Wan.93], [Xu.95].

Si la résistance du stator peut être considérée comme faible, l'orientation du flux statorique donne l'orientation à la tension statorique [Dat.99], [Mor.98]. [Per.99].

La consigne de couple provient généralement d'une boucle d'asservissement de vitesse externe plus lente. La consigne de vitesse peut être calculée à partir de la vitesse du vent pour obtenir un fonctionnement optimal aux faibles et moyennes vitesses du vent et pour obtenir un fonctionnement à vitesse de rotation constante (en général) aux fortes vitesses du vent lorsque la puissance captée est limitée.

Une commande nécessite, inévitablement, une bonne connaissance de la variable à contrôler, en particulier, le flux de la machine. Ce dernier devra être estimé à partir de quantités mesurées telles les courants, tensions, vitesse et position du rotor de la machine ou directement dérivé à l'aide de capteurs à effet de Hall placés dans l'entrefer de la machine. En utilisant la transformation de Park, les courants, tensions, flux ou autres variables d'intérêt peuvent être représentés dans un référentiel tournant ou stationnaire commun, ce qui permet de calculer des grandeurs telles que le flux à partir de variables oscillant à des fréquences différentes comme les courants du rotor et stator. De plus, en suivant l'orientation du référentiel commun, les variables sinusoïdales peuvent être transformées en variables continues en régime permanent permettant l'application de techniques de régulation linéaires simples. Une fois les signaux de compensation générés, les variables seront transformées à nouveau vers le référentiel d'origine où interviendra la modulation des interrupteurs de puissance. Il est à noter que le développement de la commande vectorielle appliquée à la GADA remonte à 1981 où des convertisseurs à thyristors en source de courant étaient utilisés afin de contrôler les courants du rotor de la machine [Yam.91].

Considérons la topologie celle où les convertisseurs de puissance se trouvent dans le côté rotor de la GADA, avec cette topologie, l'intégration de la GADA au réseau nécessite un peu de particularités. Cet aspect a été étudié par de nombreux auteurs, la plupart d'entre eux portés sur les aspects dynamiques, économiques, qualité d'énergie et stratégies de contrôle.



Chaque aspect est traité de différentes façons, et tellement les travaux développés sont nombreux dans la littérature (depuis les années 1980 et notamment pendant cette dernière décennie), des états d'art sur le fonctionnement, l'utilisation, la modélisation et la commande de la GADA se trouvent dans les références [Lav.05],[Kho.06],[Boy.06]. En revanche. Les travaux effectués sur la GADA peuvent être partagé comme suit :

- Étude des performances dans les différentes zones de fonctionnement de la GADA, leur modélisation et stabilité.
- Qualité d'énergie échangé avec le réseau, en tenant compte des différents défauts intervenant dans le réseau électrique (court-circuit, creux de tension, phases déséquilibrées..).
- Dimensionnement des convertisseurs de puissance.
- Stratégie de contrôle (orientation de flux, commande directe des puissances, lois de commande avancées...).
- Estimation des différents paramètres.
- Intégration de la GADA dans le réseau électrique.

Dans notre étude, on se limite sur quelques travaux récents qui sont liés à l'aspect contrôle du système éolien avec GADA. On s'intéresse aux quelques travaux sur quelques commande et applications liées au GADA. Parmi les travaux on cite :

D. Schulz [Sch.02] étudie la variation du facteur de puissance, pour les deux génératrices GADA et machine synchrone, en fonction de la variation de la vitesse du vent. Également, il étudie la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la puissance active de la génératrice. Il a conclu qu'il n'y a qu'une légère différence au niveau des harmoniques où la génératrice asynchrone présente un spectre de fréquence contenant un nombre plus important d'harmoniques que la génératrice synchrone à cause du convertisseur du rotor.

J. Bendl [Ben.02] présente une approche qui peut minimiser l'effet des perturbations réseau sur le facteur de puissance de la GADA. Il emploie un contrôle vectoriel utilisant quatre régulateurs de courant, ce qui assure un contrôle indépendant des séquences négatives et positives des courants de la machine.

Le même principe de contrôle vectoriel est utilisé par B. Hopfensperger [Hop.00] pour prouver les performances du fonctionnement d'une GADA sans capteur de vitesse. Il présente

une étude expérimentale comparative entre deux approches pour estimer la vitesse, à savoir : une estimation à partir des courants statoriques et rotoriques et le second est une estimation à partir des puissances active et réactive du stator et des courants rotoriques. Une approche d'estimation de vitesse et de position aussi étudié par simulation et expérimentalement par R. Datta [Dat.01].

En [Cár.04], on trouve une étude bien détaillée pour une GADA autonome présentée par R. Cárdenas. Il étudie le comportement dynamique d'une GADA de 2.5 kW pour un fonctionnement autonome.

L. Morel dans ses travaux [Mor.98], étudie une configuration particulière de la GADA alimentée directement par le réseau côté stator et via un convertisseur par le rotor en fonctionnement moteur et générateur à vitesse variable. Il nommera ce type de configuration «*ROTODRIVE* ». Le fonctionnement du système se fait en trois modes: dans le premier (mode I), le stator est en court-circuit et la machine est alimentée par un convertisseur. Lorsque la machine atteint une vitesse optimale, le stator est directement couplé au réseau. Ceci représente le troisième mode (mode III). Le second mode (mode II), bref et intermédiaire, permet le passage du premier au troisième mode. Il présente une commande vectorielle suivant les phases de fonctionnement : pour la première, il s'agit d'un contrôle vectoriel classique par orientation du flux statorique pour une machine alimentée par le rotor. Pour la seconde phase, le contrôle vectoriel est basé sur la régulation des tensions de référence selon les deux axes d et q ( ainsi que les courants selon les deux axes) . Enfin, dans la troisième phase, le contrôle vectoriel est basé sur une régulation de la vitesse et de la puissance réactive statorique. La figure 1.14 présente le schéma général de principe du «*ROTODRIVE* ».

Il en conclut que la taille du convertisseur lié au rotor est plus grande pour un couple constant que pour un couple proportionnel au carré de la vitesse. La puissance active de dimensionnement du convertisseur est de l'ordre du 1/3 d'un convertisseur pour une application machine asynchrone à cage. Il optimise encore cette puissance pour la rendre au 1/5 en appliquant un changement du rapport de transformation.

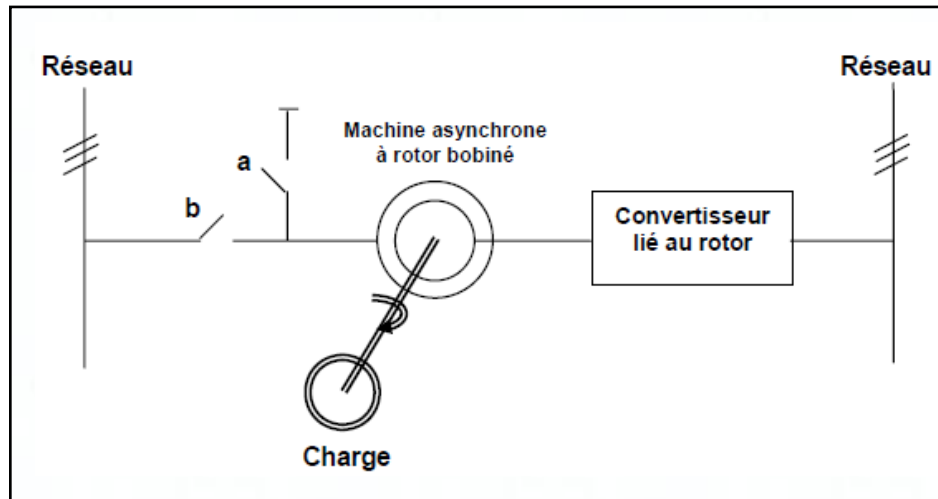


Figure 1.14—Connexion de la GADA au réseau

En plus du contrôle des puissances de la GADA, cette dernière peut servir pour améliorer la qualité des ondes générées. On effectue, l'utilisation de la GADA comme filtre actif est proposée dans les années 90. Utilisant même topologie de la GADA déjà mentionnée (avec cycloconvertisseur). M. Yamamoto [Yam.91] présente, en plus de la commande des puissances active et réactive, une analyse spectrale des courants, où il a confirmé l'influence des harmoniques présents au courant rotorique sur les courants statiques. Les validations expérimentales de ces travaux ouvrent potentiellement les portes, peut-être, au chercheur pour développer des méthodes afin d'améliorer la qualité d'énergie des systèmes éoliens à GADA. Le principe de compensation des harmoniques a été étudié dans plusieurs travaux.

Dittrich [Dit.01] associe la présence d'harmoniques dans les courants à deux raisons : la distorsion de la tension réseau et la distribution non-sinusoïdale du flux dans la machine. Il propose alors de réduire les harmoniques des courants par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il démontre l'amélioration des formes d'ondes des courants expérimentalement.

[Tow.06] utilise le convertisseur côté rotor pour jouer le rôle du filtre actif en plus du rôle de contrôle. Alors, en 2009, [Tre.06], utilise le convertisseur côté réseau pour le filtrage.

Alors que [Dit.03] [Dit.05] [Rod.05] [Sem.04] [Ser.03] sont parmi les travaux qui traitent les perturbations au niveau du réseau, le court-circuit triphasé symétrique est le plus traité.

I.Serban [Ser-03] étudie un défaut de court-circuit triphasé appliqué pendant 500 ms. Il montre que ce défaut introduit des surintensités aux niveaux des courants du stator et du rotor.

Elles sont plus importantes à la fin du défaut qu'à son apparition. Ces mêmes résultats se retrouvent sur le couple électromagnétique. Afin de remédier à ce problème et de protéger les convertisseurs statiques, il propose deux solutions : la première consiste à réduire la référence des puissances  $P_s$  et  $Q_s$ . Cette solution ne donnera aucun résultat. La deuxième consiste à réduire les références des courants  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$ . Il note que cette dernière solution permet de diminuer les surintensités au niveau des courants statoriques et rotoriques de 50%.

S. Seman [Sem.04] analyse le comportement d'une GADA (1.7 MVA) face à des courts-circuits triphasés et aux creux de tensions. Avec modèle d'élément fini qu'il a développé, il propose d'utiliser un « Crowbar » (voir figure 1.14), placé entre l'armature du rotor et le convertisseur rotorique. Ce circuit est formé d'un pont redresseur à diodes et d'un thyristor en série avec une résistance  $R_{crow}$ . Le « crowbar » est déclenché en régime défaillant. L'efficacité du « crowbar » est prouvée à travers les résultats obtenus pour les courants et le couple électromagnétique.

M. Rodriguez [Rod.05] présente un dimensionnement, ainsi, l'effet de la valeur de la résistance de *crowbar* sur le dynamique de globale, il présente un nouveau système dit *active crowbar* une alternative du *passive crowbar* présenté par [Sem.04] l'objective était de minimiser l'impact du transitoire de couple, de courant et de la tension bus continue

### **1.6 Support de commande en temps réel de la GADA.**

Il existe aujourd'hui une vaste gamme de produits très bien adaptés au contrôle des machines électriques et par-dessus tout, très abordables. Les principaux fabricants de circuits intégrés et d'électronique de puissance se font la compétition, si bien qu'il existe des solutions complètes à partir de la lecture des courants et tensions, en passant par le contrôle jusqu'à la connexion à la machine via l'électronique de puissance en un seul circuit intégré pour la plupart des petites machines commerciales régulières. Aussi, ces mêmes fabricants offrent des supports programmables, flexibles, permettant d'adapter la commande à un fonctionnement particulier et même de contrôler des périphériques externes comme le ferait un microcontrôleur. Cependant, notre application n'est pas vraiment conventionnelle et de plus, nous aimerions avoir la possibilité de faire du traitement de signal numérique avancé en temps réel. Pour répondre à nos besoins, il existe des plateformes de développement et de contrôle très puissantes faisant appel à des processeurs numériques de signaux DSP.

Très populaire dans le domaine de l'enseignement et de la recherche, la compagnie dSPACE offre des plateformes de prototypage programmables avec Matlab-Simulink qui possèdent les entrées-sorties analogiques et numériques nécessaires au contrôle d'électronique de puissance. De plus, l'environnement de programmation est étroitement lié à l'environnement de simulation, de sorte que le contrôleur développé en simulation peut être immédiatement vérifié sur le matériel en laboratoire. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de test associé à un nouveau produit et ne demande que de maîtriser un seul langage de programmation, en l'occurrence Simulink. Par contre, dSPACE [Lav.05] offre une liberté de programmation limitée par la librairie et l'agencement des blocs Simulink.

Rt-Lab à son tour développe des systèmes similaires basé sur des FPGA, qui utilisent le Simulink avec la même façon que dSPACE côté programmation.

Les deux systèmes sont construits à base de Real-Time Workshop de MATLAB. Cette option rend les plateformes très dispendieuses (plusieurs milliers de dollars) et le schéma Simulink ne sera pas utile au moment de programmer un DSP discret pour la mise en production commerciale d'un système embarqué.

D'autres solutions à base de matrices de cellules logiques programmables « FPGA » auraient pu être envisagées. Cependant, l'étude préliminaire menée dans le cadre de notre travail nous indique que les niveaux de complexité de programmation et d'implantation par rapports aux gains en flexibilité et en puissance de calcul ne sont pas suffisamment intéressants pour être retenus comme étant une solution envisageable.

Donc, l'idée serait d'utiliser directement un DSP en langage C ou assembleur. Il coûte une fraction du prix ( ne dépasse pas mille dollars pour une plateforme de développement).

Pour un laboratoire, au début, l'objectif principal est de commencer par la construction d'une plateforme sur laquelle on peut implémenter un tel algorithme de contrôle pour une machine à courant alternatif.

L'environnement de programmation permet des interactions en temps réel avec la machine, la modification des registres et le contrôleur développé à l'avantage d'être immédiatement prêt pour la production commerciale. À la lumière de ces informations et afin d'aligner le projet soit pour d'éventuelles applications industrielles, nous pouvons immédiatement rejeter l'utilisation de dSPACE ou RT-Lab.

Si on se limite sur quelques travaux récents qui sont liés à l'aspect contrôle du système éolien avec GADA et plus précisément ceux qui ont fait des implémentations expérimentaux des lois de commandes, on cite :

H.M. J Soloumah [Sol.08] qui présente une étude comparative expérimentale sur les techniques de commande de la GADA où il utilise la commande adaptative, la logique floue et le réseau de neurones. Il utilise un PIC.18F4431 de Microchip pour implémenter ses algorithmes de contrôle.

[Poi.03], [Lav.05], [Bou.07] [Eti.09] [Zaf.11] utilisent un système dSPACE pour implémenter des algorithmes de commande vectorielle; [Poi.03] a étudié le comportement et la commande de deux machines asynchrones, auto excitées et à double alimentation intégrées dans un système éolien. En plus de ces deux machines, N. LAVERDURE[Lav.05] utilise le type RTI1005 pour contrôler la machine synchrone également. Alors, T. Bouaouiche [Bou.07] étudie une GADA de 7.5 kW avec une carte dSPACE DS 1103 pour implémenter et comparer les deux types de contrôle linéaire et non linéaire. [Tre.11] présente une étude comparative entre la commande directe et indirecte de GADA. L'aspect transitoire et les différents défauts qui peuvent être présentés sur un système éolien à une GADA sont vastement étudiés par J. Zafer [Zaf.11].

M Toliyat [Abo.04] and Alfeu [Alf.10] utilisent DSP TM320LF2407 et TMS320F2812 respectivement pour implémenter la commande de la GADA. Ce dernier mis le focus sur l'algorithme de commande.

Pour les deux aspects, programmation interfaçage et Contrôleur- machine, peu de travaux indique les détails suffisantes. Dans ce sens, on était poussé à réaliser un banc d'essai et mettre en évidence dans notre travail tous les étapes de l'implémentation expérimentale pour les deux aspects : matériel et programmation.

Même si un système est facile à simuler, en pratique il devient difficile à faire fonctionner. Cela surtout dans le cas d'un calcul en virgule fixe. En effet, on utilise dans notre travail une carte DSP à virgule fixe : ADSP BF 527. Pour générer trois signaux SVM, on utilise trois Timers (parmi les huit Timers existant sur la carte) qui se trouvent sur le périphérique afin de contrôler les IGBTs de l'onduleur. Pour se faire, un conditionnement des signaux est indispensable. Ainsi une interface entre la carte DSP et l'onduleur doit être réalisé.

On présente une étude détaillée sur le système réalisé ainsi que les résultats obtenus en utilisant le code assembleur réalisé.

Certains des résultats de cette thèse ont été publiés dans les articles suivants:

*Publications dans des Journaux :*

- 1- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B.; Benghanem, M. 'Variable Structure Control of DFIG for Wind Power Generation and Harmonic Current Mitigation', *Advances in Electrical and Computer Engineering*. ISSN. 1582-7445. N. 4. Vol. 10. 2010 pp.167-174.
- 2- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B.; Benghanem, M. 'Robust SMC for SV-PWM based indirect power control of DFIG'. *Electrical Review*, ISSN 0033-2097. R.86 NR. 11a / 2010.

*Conférences internationales:*

- 3- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B. 'Towards DFIG Control for Wind Power Generation and Harmonic Current Mitigation', *IEEE-CCECE*, 6-5May 2010, Calgary, Canada.
- 4- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B. 'Advanced Control of Variable Speed Wind Energy Conversion System with DFIG', *IEEE-EEEIC*, 16-19May 2010, Prague. République de Tchèque.
- 5- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B.; Benghanem, M. 'Dynamic Performances and Protection Scheme for Doubly-Fed Induction Generator during Disturbances' *IEEE-EPE PEMC* , 6-8Sep. 2010, République de Macédoine.
- 6- Kairous, D.; Wamkeue, R.; Belmadani, B. 'Sliding Mode Control of DFIG based Variable Speed WECS with Flywheel Energy Storage System', *IEEE- ICEM*, 6-8Sep. 2010, Rome, Italy.
- 7- Kairous, D.; Wamkeue, R. 'Sliding-mode Control Approach for Direct Power Control of WECS based DFIG', *IEEE-EEEIC*. 8-11May.2011, Pp. 1-4, Rome, Italy.

## **1.7 Conclusion.**

L'état avancé des recherches dans le domaine éolien montre une volonté de développer des éoliennes toujours plus puissantes et capable d'exploiter au mieux la puissance disponible dans le vent. Beaucoup de recherches sont faites en ce moment sur la stratégie des différentes chaînes de conversion pour la production d'électricité éolienne.

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement l'histoire de l'énergie éolienne et décrit les caractéristiques et les éléments constitutifs d'une installation éolienne. Le développement d'une telle énergie fait appel à différents domaines de compétence : mécanique des fluides, matériaux et génie électrique.

Nous avons également, dans cette partie, présenté quelques travaux décrivant la génératrice asynchrone à double alimentation ayant fait l'objet d'études et recherches pour la production d'énergie par éolienne, ainsi que les systèmes d'électronique de puissance associés. La présentation est essentiellement consacrée à l'évolution des études et aux différents aspects liés à l'utilisation de la GADA dans la production d'énergie éolienne, à savoir : l'aspect modélisation, commande, l'intégration de la GADA et aussi la qualité d'énergie échangée avec le réseau.

La topologie utilisant la GADA est actuellement celle qui est la plus répandue dans l'industrie des aérogénérateurs dans la gamme du MW. Par contre, la tendance actuelle voit une augmentation de la production d'aérogénérateurs utilisant la machine synchrone sans multiplicateur de vitesse afin de réduire la maintenance. Le fonctionnement des aérogénérateurs utilisant la GADA est complexe même en régime permanent et il est assez rare de trouver une approche pédagogique synthétique dans la littérature. L'analyse simplifiée présentée dans ce chapitre a permis de mettre en évidence et de justifier les stratégies de commande, généralement, utilisées et de démontrer les avantages de la topologie présentée.



## Chapitre 2 :

# MODÉLISATION DES SYSTÈMES GÉNÉRATEURS ÉOLIENS.

### 2.1 Introduction.

Ce chapitre présente la modélisation des principaux composants d'un aérogénérateur utilisant la machine asynchrone à double alimentation. Les divers modèles développés sont utilisés dans plusieurs procédures du processus de conception globale du système afin d'estimer ses performances sur toute la plage d'utilisation, ou de simuler les comportements lors de régimes de fonctionnement particuliers. Bien que la majorité des outils de modélisation utilisés concerne le fonctionnement en régime permanent, un modèle du fonctionnement en régime transitoire s'avère aussi nécessaire pour la détermination des contraintes dynamiques appliquées en régime de défaut. Elles peuvent, ainsi, être prises en compte dans le processus de conception globale. Peut-être aussi utilisé comme un très bon moyen de prédiction.

Nous présentons, dans cette partie, la théorie qui définit la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Par la suite, on présente les modèles aérodynamique et mécanique, ainsi la commande, de la turbine que nous avons considérée

### 2.2 Modélisation du gisement éolien sur le site de l'aérogénérateur.

La caractérisation du gisement éolien est l'étape la plus importante qui doit être franchie lors d'un projet de conception d'une éolienne ou d'un parc éolien. Cette étape, complétée par

l'analyse des spécifications relatives au raccordement au réseau électrique (puissance nominale, fréquence, tension nominale, facteur de puissance, etc.), permet de déterminer d'une part le choix des caractéristiques de la turbine éolienne et d'autre part de faire des prédictions quant à la capacité de production et de l'installation. Il est ainsi possible d'estimer certains paramètres économiques du projet et de réduire le risque d'investissement [Hei.06]. Pour ce type de prédiction, un modèle du régime permanent de la vitesse du vent sur un site donné est généralement suffisant [Bia.07]. En réalité, pour les grandes éoliennes, certains phénomènes transitoires, comme les rafales de vent sur le site, peuvent affecter le calcul des paramètres économiques [Hei.06]. Dans cette thèse, ces phénomènes sont considérés comme étant secondaires et ne sont pas pris en compte.

Pour caractériser expérimentalement un gisement éolien, il faut procéder à une collecte de mesures des vitesses et des directions du vent sur une période d'au moins un an. La mesure sur le site devrait être faite à une hauteur correspondante à celle de la nacelle ; mais pour des raisons de coût associé à la hauteur importante des éoliennes de grande puissance, les mesures sont effectuées à des hauteurs réduites (10m, 20m, 30m et 40m) et par la suite extrapolées aux valeurs correspondants à des hauteurs plus élevées [Hei.06]. Une fois ces mesures effectuées, on peut procéder à un traitement des données pour obtenir un modèle statistique des vitesses du vent. Par expérience, il était constaté que la fonction de distribution de probabilité de Weibull s'adapte bien à la description des propriétés statistiques du vent. L'expression mathématique de cette fonction de probabilité de la vitesse du vent  $V_v$  est présentée en (2.1).

$$p(V_v) = \frac{\zeta}{A_\omega} \left(\frac{V_v}{A_\omega}\right)^{\zeta-1} e^{-\left(\frac{V_v}{A_\omega}\right)^\zeta} \quad (2.1)$$

$A_\omega$  (m/s) est un facteur d'échelle et  $\zeta$  un facteur de forme (sans dimension) qui caractérise l'asymétrie de cette distribution. Le nombre d'échantillons de mesure de la vitesse du vent est habituellement limité. La méthode consiste à ré-échantillonner les données de mesure de la vitesse du vent sur une année en intervalles d'une durée de 10 minutes en prenant la valeur moyenne sur chacun de ces intervalles [Man.02]. Les échantillons représentant chacun une moyenne de vitesse de vent sur 10 minutes sont utilisés pour déterminer un graphique de fréquence. Par la suite on identifie les paramètres  $A_\omega$  et  $\zeta$  de la fonction de Weibull par la méthode des moindres carrés par exemple. La vitesse moyenne annuelle du vent sur le site se calcule à partir des paramètres de la fonction de Weibull à l'aide de l'équation (2.2).

$$\mu_v = A_\omega \Gamma \left( 1 + \frac{1}{\zeta} \right) \quad (2.2)$$

$\Gamma$  : est la fonction mathématique Gamma. La figure 2.1 montre trois fonctions de répartition de Weibull caractérisées par trois valeurs moyennes de vitesse de vent. Pour ces trois courbes nous avons utilisé un facteur  $\zeta = 1.8$  constant.

Bien que chaque gisement éolien possède des caractéristiques différentes, il est possible d'en distinguer deux types suivant que l'on est dans une région côtière ou dans l'arrière-pays. Le vent en région côtière est plus régulier et sa valeur moyenne est généralement plus élevée [Hei.06]. En région côtière, la forme de la fonction de distribution de Weibull diffère de celle correspondant aux gisements en arrière-pays et, en général, le facteur de forme  $\zeta$  a une valeur plus élevée. Pour la génération d'énergie électrique à partir du vent, les régions côtières sont plus intéressantes parce que les vents sont plus réguliers et plus intenses. Le problème de l'irrégularité des vents est amplifié par le fait que le vent souffle particulièrement pendant les heures de la journée qui ne nécessitent pas nécessairement une grande production d'énergie électrique. Le vent est plutôt présent durant la moitié de matinée et en moitié d'après-midi, alors que les besoins énergétiques sont généralement faibles pendant ces périodes. Ce problème explique les recherches intenses sur les techniques de stockage de l'énergie électrique dans le monde.

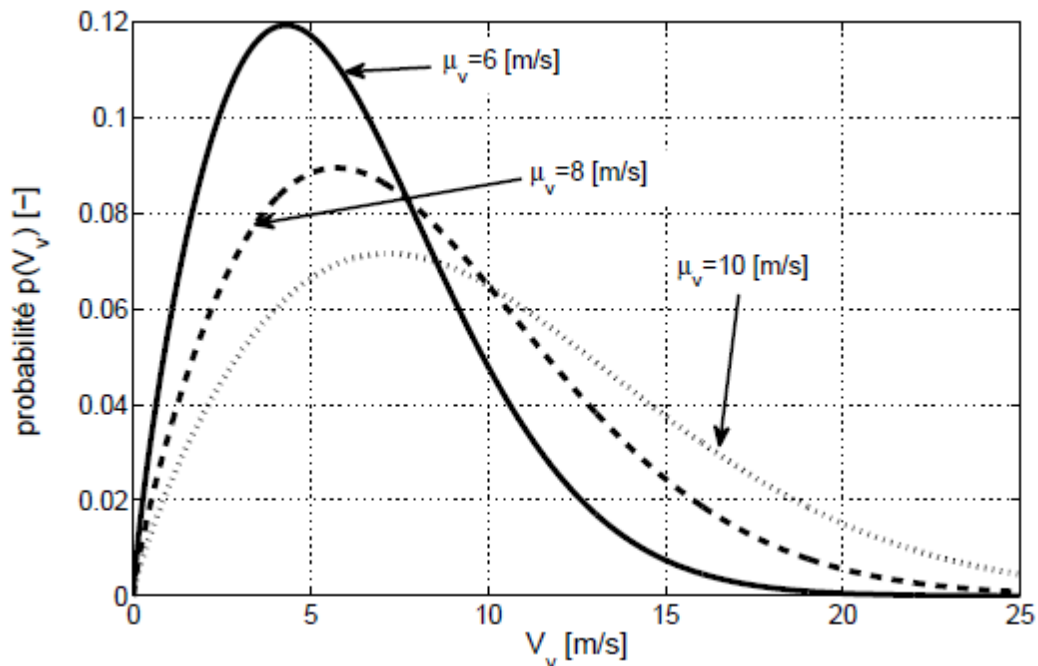


Figure 2.1 - Distribution de Weibull pour trois vitesses moyennes du vent

Les aérogénérateurs installés en mer ou à terre dans les régions côtières ont une hauteur de mât plus faible par rapport à ceux installés dans l'arrière-pays, parce que le vent rencontre moins d'obstacles au sol et qu'il est déjà relativement fort et régulier à des hauteurs moins importantes. Des études sur l'influence de l'altitude et du type de terrain sur le gisement éolien peuvent être consultées dans les références [Hei.06] [Man.02].

### 2.3 La conversion de la puissance éolienne.

On suppose l'existence d'un champ de vecteurs vitesses de vent homogène dans l'espace et en régime permanent dans le temps, l'existence d'un régime d'écoulement d'air non-turbulent, une densité et une température de l'air homogènes dans l'espace.

Le rotor éolien est un système de conversion d'énergie qui transforme l'énergie cinétique des masses d'air en mouvement en énergie mécanique disponible sur l'arbre. Cette énergie cinétique est proportionnelle à la masse d'air qui se déplace à une vitesse donnée. L'extraction de l'énergie se fait donc par un ralentissement de l'air qui traverse le rotor, par un mécanisme de transformation des forces agissant sur les pales [Poi.03].

#### 2.3.1 Puissance disponible dans le vent et puissance utilisable.

L'énergie cinétique  $E_c$  d'une masse d'air  $m_a$  se déplaçant à une vitesse  $V_v$  s'exprime comme montré en (2.3). La masse  $m_a$  est celle d'un cylindre d'air associé à la forme idéale d'un capteur fictif de rayon fixé qui est représentée à la figure 2.2.

$$E_c = 0.5 m_a V_v^2 = 0.5 \rho_a \pi r_t^2 x V_v^2 \quad (2.3)$$

Pour obtenir la puissance disponible dans le vent, il suffit de dériver l'énergie cinétique  $E_c$  par rapport au temps  $t$ . À vitesse  $V_v$  constante, la seule variable est la position  $x$  ; l'expression de la puissance du vent est alors celle présentée en (2.4) [Hei.06] [Man.02].

$$P_v = \frac{dE_c}{dt} = 0.5 \rho_a \pi r_t^2 V_v^2 \frac{dx}{dt} = 0.5 \rho_a \pi r_t^2 V_v^3 \quad (2.4)$$

L'équation (2.4) n'est valable qu'en régime permanent à vitesse de vent constante. Elle montre que la puissance qui peut être extraite du vent varie avec le cube de sa vitesse, la surface balayée par le capteur éolien et les conditions atmosphériques puisque la densité volumique de

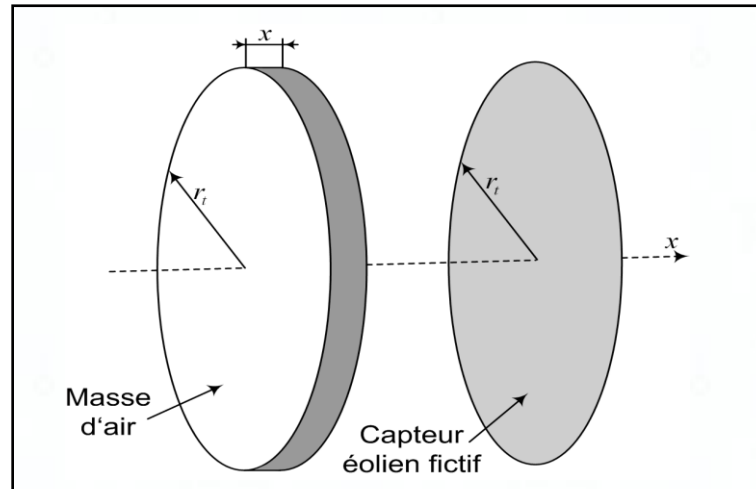


Figure 2.2 - Capteur éolien

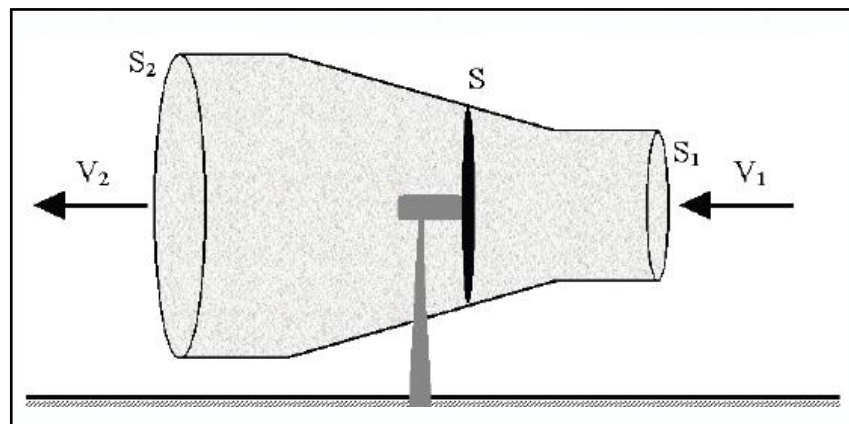


Figure 2.3 - Vitesse en amont et en aval du capteur éolien et limite de Betz

l'air  $\rho_a$  dépend de la température, de l'humidité et de la pression. En réalité, la puissance captée par un capteur idéal de forme circulaire, comme celui de la figure 2.3, est inférieure à la puissance exprimée en (2.4).

L'énergie cinétique absorbée par le capteur éolien est la différence entre les énergies cinétiques calculées dans la veine d'air en amont et en aval de celui-ci. La théorie de Betz met en évidence l'existence d'une valeur limite de l'énergie cinétique récoltée par un capteur éolien idéal [Man.02] [Mar.]. La masse d'air qui a été balayée par le capteur éolien en amont poursuit son chemin vers l'aval avec une vitesse qui n'est pas nulle à cause de l'hypothèse d'incompressibilité du fluide, donc son énergie cinétique en aval est non nulle. La figure 2.3

illustre ce concept. La vitesse du vent  $V_2$  ne peut pas être nulle, à moins que  $V_1$  le soit aussi : la masse d'air en aval contient donc encore de l'énergie.

L'équation (2.5), exprime la puissance récoltée dans une certaine masse d'air, dérivée de la différence d'énergie cinétique.

$$P_v = \frac{dE_{c2}}{dt} - \frac{dE_{c1}}{dt} = 0.5 \rho_a \pi r_t^2 \frac{dx}{dt} (V_1^2 - V_2^2) \quad (2.5)$$

En mécanique classique [Fey.63], l'énergie cinétique et la quantité de mouvement se conservent. Ceci implique, comme pour le cas de l'énergie, qu'une variation de la quantité de mouvement d'un objet correspond à un effort  $F$  d'après le théorème de la variation de quantité de mouvement. Il est donc possible de poser (2.6) sachant qu'une force est issue de la dérivée temporelle de la quantité de mouvement [Mar].

$$F = \rho_a \pi r_t^2 \frac{dx}{dt} (V_1 - V_2) \quad (2.6)$$

En multipliant l'équation (2.6) par la vitesse du vent  $V_v$  on obtient une puissance (2.7).

$$P_v = \rho_a \pi r_t^2 V_v^2 (V_1 - V_2) \quad (2.7)$$

Les équations (2.5) et (2.7) sont équivalentes et donnent naissance à la relation suivante:

$$V_v = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (2.8)$$

En posant  $i = V_2/V_1$  il est possible d'exprimer la puissance utilisable qui a été extraite du vent comme en (2.9).

$$P_v = 0.25 \rho_a \pi r_t^2 V_1^3 (1 + i)^2 (1 - i) \quad (2.9)$$

Le facteur  $i$  qui maximise la puissance exprimée en (2.9) peut être déterminé en résolvant l'équation  $\frac{dP_v}{di} = 0$ , et son résultat est  $i = 1/3$ . La puissance maximale collectée par un capteur éolien idéal est donc obtenue lorsque la vitesse  $V_2$  est 3 fois plus petite que  $V_1$  (Figure 2.3). Dans ce cas idéal, la puissance maximale absorbée par le capteur éolien s'exprime par :

$$P_v = 0.593 0.5 \rho_a \pi r_t^2 V_1^3 \quad (2.10)$$

Le facteur 0.593 en (2.10) signifie que moins de 60% de la puissance disponible dans le vent peut être extraite par un capteur idéal. Ce facteur est appelé limite de Betz. Dorénavant, pour alléger l'écriture, nous allons considérer que le symbole  $V_v$  correspond à  $V_{v1}$  de la figure 2.3.

### 2.3.2 Caractéristiques simplifiées de la puissance d'une turbine éolienne.

Une turbine éolienne réelle possède un certain rendement aérodynamique qui est inférieur aux 59.3% imposé par la limite de Betz. De manière générale, on écrit la puissance de la turbine en fonction de ce rendement communément appelé coefficient de puissance ou coefficient de performance  $C_p$  (2.11) [Man.02] [Hei.06].

$$P_{turb} = 0.5 C_p(\beta, \lambda_t) \rho_{air} \pi r_{turb}^2 V_v^3 \quad (2.11)$$

$C_p$  dépend de la géométrie de la pale, dépend également au grandeurs qui peuvent être variables, il s'agit de l'angle de calage des pales  $\beta$  par rapport à la direction du vent (Figure 2.4), et de la vitesse relative en bout de pale  $\lambda_t$  définie en (2.12).

$$\lambda_t = \frac{r_t \Omega_t}{V_v} \quad (2.12).$$

$\lambda_t$  est le rapport entre la vitesse linéaire du bout de pale et la vitesse du vent. Dans les éoliennes de grandes puissances actuelles (dans l'ordre du MW), l'angle de calage des Pales  $\beta$  et la vitesse de rotation de la turbine  $\Omega_t$  sont contrôlables. Le coefficient de performances  $C_p$  peut-être déterminé précisément par un calcul numérique par volumes finis ou par la méthode des moments d'élément de pales en fonction du profil géométrique de celles-ci [Man.02].

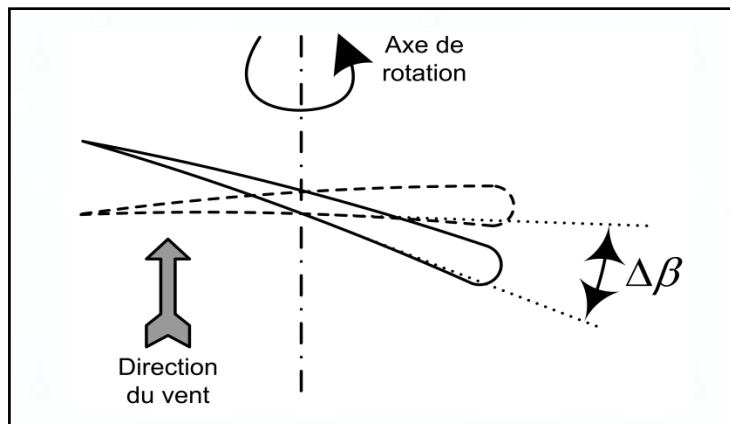


Figure 2.4 – Calage variable des pales par rapport à la direction du vent

Par contre Heier présente à la référence en [Hei.06] une formule analytique simplifiée pour le calcul de  $C_p = f(\beta, \lambda_t)$  pour des éoliennes à rotation rapide à 2 ou 3 pales. Cette expression, présentée en (2.13), est basée sur des données expérimentales.

$$C_p(\beta, \lambda_t) = 0.5 \left( \frac{116}{\lambda_t} + 0.4\beta \right) \exp\left(-\frac{21}{\lambda_t}\right) \quad (2.13)$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_t} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.14)$$

La figure (2.5) montre l'évolution du coefficient de performance  $C_p$  en fonction de  $\lambda_t$  pour quelques angles de calage  $\beta$ . Quand la turbine éolienne est à l'arrêt ( $\Omega_t = 0$ ), le ratio des vitesses en bout de pale  $\lambda_t$  s'annule. La puissance de la turbine doit être nulle aussi

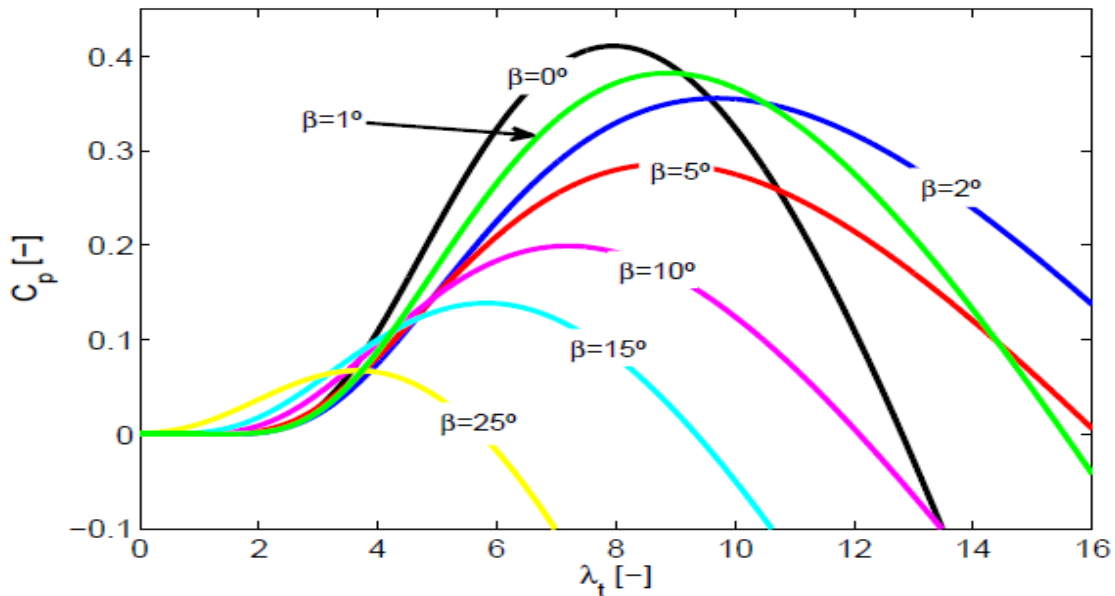


Figure 2.5 – Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda_t$  pour différents  $\beta$

puisque  $P_t = T_t \Omega_t$  (où  $T_t$  le couple mécanique de la turbine). Ceci ne veut pas dire que le couple  $T_t$  exercé par le vent sur la turbine est nul. Quand la vitesse de rotation augmente par rapport à la vitesse du vent ( $\lambda_t$  augmente),  $C_p$  augmente jusqu'à une valeur maximale. Si  $\lambda_t$  devient trop grand, le coefficient de puissance  $C_p$  peut prendre une valeur négative qui provoque une inversion de l'écoulement de puissance sur l'arbre de la turbine (2.11). Ceci signifie qu'à partir d'une certaine vitesse de rotation de la turbine, et pour une vitesse de vent donnée, la turbine se



retrouve en mode "propulsion" et fonctionne comme un ventilateur. Elle transfère de l'énergie mécanique fournie sur son arbre vers l'atmosphère.

On constate que pour chaque angle  $\beta$ . Il existe un ratio de vitesses  $\lambda_t$  optimal qui maximise le coefficient  $C_p$ . L'équation (2.12) montre que pour maintenir  $\lambda_t$  à sa valeur optimale, et donc maximiser la puissance de la turbine éolienne, il faut varier la vitesse de rotation  $\Omega_t$  de manière linéaire avec la vitesse du vent  $V_p$ . La figure 2.5 montre, ainsi, tout l'intérêt du fonctionnement à vitesse variable d'un aérogénérateur. Il permet en effet par un réglage adapté de maximiser la puissance de la turbine pour chaque valeur de la vitesse du vent sur le site et donc la production annuelle d'énergie [Zin.97].

Pour une vitesse de vent donnée, il existe deux grandeurs réglantes pour la puissance d'une turbine : la vitesse de rotation et l'angle de calage des pales par rapport à la direction du vent. (Il existe une autre méthode de réglage de la puissance qui consiste à changer la position de la nacelle vis-à-vis de la direction du vent. Dans cette étude nous supposons que le plan de rotation décrit par la turbine éolienne est toujours maintenu perpendiculaire à la direction du vent).

### **2.3.3 Limitation de la vitesse de rotation de la turbine éolienne.**

On appelle vitesse nominale d'une turbine éolienne, la vitesse de rotation maximale qui est limitée par l'amplitude des forces mécaniques radiales qui peuvent être appliquées au rotor et par le niveau admissible d'émission de bruit acoustique [Bia.07]. Le bruit d'origine aérodynamique causé par le flux d'air autour des pales constitue la partie plus importante de l'émission de bruit audible d'un aérogénérateur [Rog.06], même pour les aérogénérateurs utilisant un multiplicateur de vitesse. La limite maximale d'émission de bruit audible des aérogénérateurs est réglementée par les gouvernements locaux. Au Québec (Canada) par exemple, il existe une norme [Nmn.08] dictée par le Ministère du développement durable, de l'environnement et des parcs, qui définit les niveaux sonores maximaux pour différentes zones de peuplement (arrière-pays, zones industrielles, etc.) et différentes tranches horaires. Des actions visant à limiter le bruit aérodynamique doivent donc être prises. Pour une vitesse de vent donnée, plus la vitesse de rotation d'une turbine est élevée, plus le niveau de bruit aérodynamique devient élevé [Rog.06]. Ceci a mené les constructeurs à utiliser des ratios de vitesse plus faibles et à limiter fortement les vitesses en bout de pales [Hau.06] [Rog.06]. Une réduction de la vitesse

maximale en bout de pale de 25 % produit une réduction de 600 % du bruit aérodynamique [Hau.06].

Au-delà du niveau maximal de bruit audible, le fonctionnement à vitesse variable permet de réduire considérablement le bruit aérodynamique lors du fonctionnement à basse vitesse de vent. Cette réduction est très appréciée car dans ces conditions de fonctionnement, le niveau du bruit de fond est très bas, étant donné que la vitesse du vent est basse [Hau.06]. Les concepteurs de turbines éoliennes cherchent à concevoir des extrémités de pales les moins bruyantes possible tout en restant efficaces en termes de rendement aérodynamique [Dwi.08].

#### 2.3.4 Caractéristiques de puissance des turbines éoliennes réelles.

Généralement les constructeurs mettent à la disposition des utilisateurs les caractéristiques de puissance maximale de leurs turbines éoliennes. La firme Nordex [Nor.08] propose deux éoliennes d'une même puissance nominale de 2.5 MW qui sont disponibles avec deux diamètres différents ; le modèle N80, a un diamètre du rotor de 80 mètres et le modèle N100, un diamètre de 100 mètres. La N80 est conçue pour des gisements éoliens possédant des vitesses moyennes de vent plus élevées, alors que le modèle N100 s'adapte mieux à des gisements avec des vitesses moyennes de vent plus basses. Certaines brochures fournies par les constructeurs, comme dans le cas de Nordex, fournissent également la caractéristique du coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de la vitesse du vent. Les figures 2.6(a) et (b) présentent les spécifications de la N80 et les figures 2.6(c) et (d) celles du modèle N100 [Aug.10].

A partir de ces informations, il est possible de mettre en évidence la stratégie de commande adoptée en pratique par chaque constructeur, en termes de vitesse de rotation  $\Omega_t$  et d'angle de calage des pales  $\beta$ . Bien que l'analyse présentée dans ce paragraphe s'appuie sur une méthode de "rétro-ingénierie", elle a été validée par les études approfondies menée par les experts dans le domaine [Han.05] [Bia.07].

Les allures des coefficients de performance  $C_p$  combinées à celles des puissances  $P_t$  de la figure 2.6 permettent de faire les constatations suivantes :

- Dans la zone de puissance variable,  $P_t$  ne varie pas en tout temps avec le cube de la vitesse du vent  $V_v$ .
- $C_p$  n'est pas tout à fait à sa valeur maximale aux basses vitesses de vent.

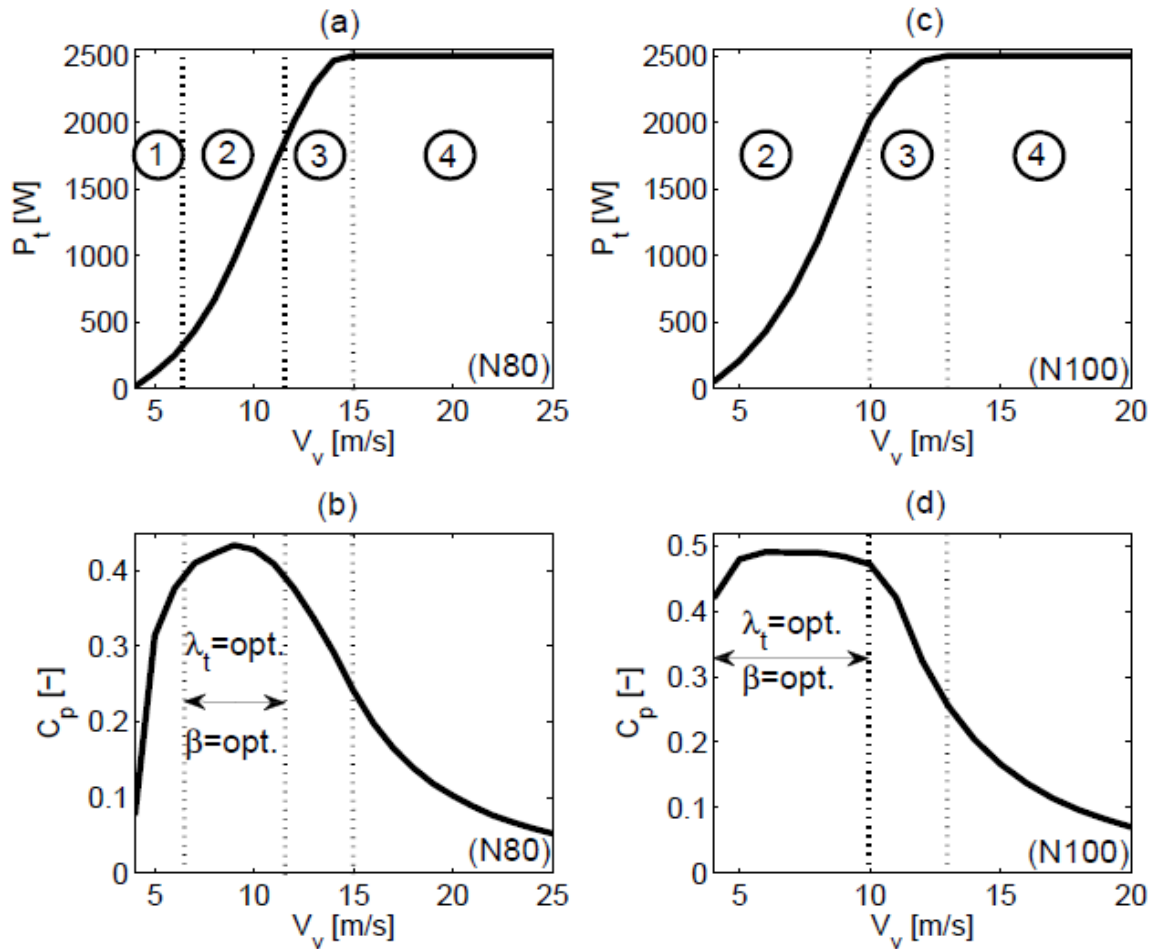


Figure 2.6 - Caractéristiques de puissance maximale et coefficient de puissance

- $C_p$  a une valeur maximale presque constante pour une certaine plage de vitesses de vents.
- $C_p$  commence à se dégrader avant que la puissance nominale  $P_{tn}$  ne soit atteinte

Pendant l'intervalle où  $C_p$  est proche de sa valeur maximale (zone 2 sur la figure 2.6),  $\lambda_t$  (équation 2.12) est maintenu constant et égal à sa valeur optimale. Dans cette région, la vitesse de rotation  $\Omega_t$  varie linéairement en fonction de la vitesse du vent et l'angle de calage des pales est aussi maintenu constant à sa valeur optimale. Pour des vitesses de vent plus faibles (zone 1), le coefficient  $C_p$  diminue plus ou moins fortement selon le modèle de turbine (plus pour la N80 et moins pour la N100). Cette dégradation est le fruit d'une limitation de la vitesse de rotation de la turbine en basse vitesse qui n'est pas reliée à un phénomène aérodynamique [Agu.10].

Nous supposons que  $C_p$  est à sa valeur maximale déjà pour des vitesses de vent très basses (ce qui est presque le cas pour la N100, dans la zone 2 de la figure 2.6 (d)). Pour une certaine valeur de vitesse du vent (12 m/s environ pour la N80 et 10 m/s pour la N100),  $C_p$  diminue à nouveau (zone 3) parce que la vitesse de rotation  $\Omega_t$  a atteint sa valeur maximale imposée par les contraintes de bruit aérodynamique et qu'elle doit être limitée. Dans la zone 3,  $\lambda_t$  s'éloigne de sa valeur optimale et diminue lorsque la vitesse du vent augmente ce qui provoque une diminution de  $C_p$ . La puissance de la turbine  $P_t$  n'évolue plus en fonction du cube de la vitesse du vent. Dans la zone 3 on cherche tout de même à optimiser la puissance captée par la turbine avec un réglage optimal de l'angle [Can.03] [Han.05]. Cette stratégie est appliquée pour les vitesses de vent supérieures jusqu'à ce que la puissance nominale  $P_{tn}$  de la turbine soit atteinte. Si la vitesse du vent augmente davantage (zone 4), l'angle de calage des pales  $\beta$  est contrôlé de manière à maintenir  $P_{tn}$  constante, en assurant une dégradation contrôlée du coefficient  $C_p$ . Dans cette dernière zone, la vitesse de rotation de la turbine est maintenue à sa valeur nominale [Aug.10].

## 2.4 Modélisation de l'éolienne.

Dans ce paragraphe nous allons élaborer le modèle de l'éolienne pour la commander à vitesse variable. Tenant compte uniquement de la partie mécanique de la turbine.

Sur l'arbre de l'éolienne il y a la turbine éolienne, le multiplicateur de vitesse et le rotor du générateur. La turbine éolienne se compose de plusieurs pales fixes ou orientables. 80% des fabricants fabriquent des turbines tripales pour des raisons de stabilité, de poids et de fluctuations mécaniques [Ela.04]. Concrètement, la turbine éolienne, en général, tourne à une vitesse nominale. Le multiplicateur adapte cette vitesse à celle du générateur électrique qui tourne autour de la vitesse de synchronisme. Avec les mêmes simplifications citées dans [Ela.04], le modèle de la partie mécanique peut être obtenu. L'élasticité et le frottement des pales avec l'air sont ignorés.

La turbine éolienne est caractérisée par les courbes du coefficient de puissance  $C_p$  qui est une fonction du rapport de vitesse  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  (deg) [Agu.08].

Les équations déjà illustrés peuvent être présentées sous la forme du schéma 2-7.

Il est bien établi dans la littérature que l'utilisation d'un modèle mécanique incluant la rigidité de l'axe mécanique est essentiel afin d'obtenir une représentation fidèle du comportement mécanique oscillatoire lors de transitoires [Ack.05]. Cette affirmation est d'autant plus vraie

lorsque ton s'attarde au comportement des éoliennes a vitesse constante où la machine électrique est directement connectée au réseau comparativement aux éoliennes a vitesse (couple) variable. En effet, le contrôle indépendant du couple par rapport à la vitesse de rotation de l'éolienne ainsi que par rapport à la tension ou la fréquence du réseau permet d'exercer un découplage qui amorti les perturbations a hautes fréquences. La basse vitesse de rotation des masses s'effectue

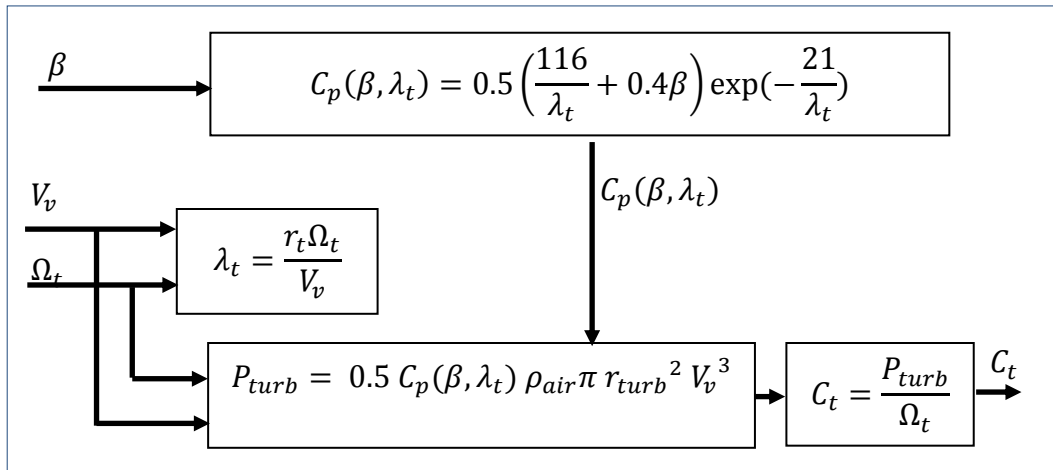


Figure 2.7 - Modèle de la turbine éolienne

généralement à l'aide perturbateur dans le système. Quant au boîtier mécanique ainsi que les axes tournant à grande vitesse, ils pourront être négligés (rigidité infinie) puisque leur fréquence de résonance est généralement en dehors de celles traitées par les logiciels de simulation. C'est pourquoi, dans la plupart des études sur les éoliennes qui ne s'intéressent pas aux modes vibratoires à haute fréquence mécanique mais plutôt à l'interaction des modes à basse fréquence avec le réseau électrique [Tre.09]. Le modèle mécanique à deux masses (éolienne et machine) sera donc privilégié. Dans notre étude, les conditions d'opérations sont bornées, nous simplifierons le modèle mécanique de sorte que seule l'inertie combinée de la machine et de l'éolienne sera considérée.

#### 2.4.1 Modèle du multiplicateur.

Le multiplicateur est la liaison entre la turbine et le générateur. Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain. L'élasticité et le frottement du multiplicateur sont négligés. Les pertes énergétiques dans le multiplicateur sont considérées nulles. Le couple mécanique de la turbine éolienne est divisé par le rapport de multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur [Ada.07].

$$C_{mec} = C_t / G \quad (2.15)$$

Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine à celle du générateur comme suivant :

$$\Omega_{mec} = G \Omega_t \quad (2.16)$$

### 2.4.2 Modèle de l'arbre.

L'arbre du générateur est modélisé par l'équation suivant :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_t - C_{frt} \Omega_{mec} \quad (2.17)$$

$C_{frt}$  : est le coefficient du frottement.

En fonctionnement générateur le couple électromagnétique  $C_e$  a un signe négatif. L'inertie totale est la somme de l'inertie du générateur et de la turbine ramenée au côté générateur c'est-à-dire :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_G \quad (2.18)$$

Où  $J_G$  Inertie de la GADA,  $J_t$ : Inertie de la turbine.

Le schéma bloc de la figure 2.8 représente le modèle de l'arbre de l'éolienne associé au modèle de la turbine.

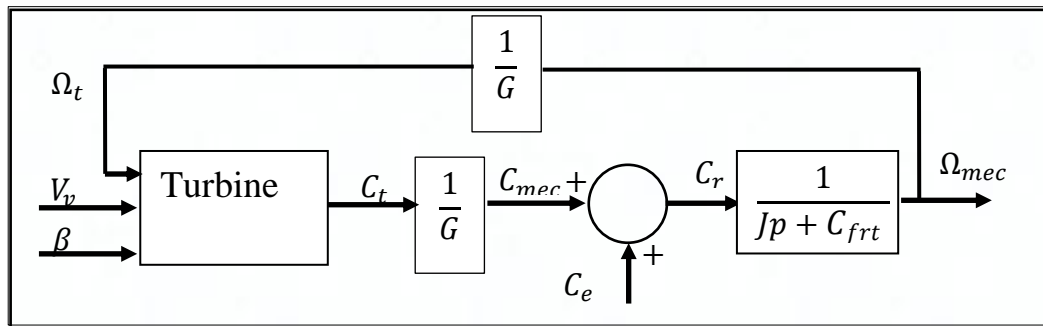


Figure 2.8 - Modèle de l'arbre de l'éolienne

### 2.5 Contrôle de l'angle des pales « pitch control ».

Le contrôle par variation de l'angle de calage des pales « pitch angle » est souvent utilisé pour les éoliennes à vitesse variable. Elle opère de deux manières différentes :

- Une première partie où l'angle de calage des pales est fixé, la vitesse du rotor est variable et la vitesse spécifique est à sa valeur optimale.
- Une fois arrivé à la vitesse nominale du générateur, le couple mécanique est contrôlé par la variation de l'angle des pales. Il est maintenu constant et l'éolienne produit sa puissance nominale.

Il existe divers types de système de régulation de l'angle de calage des pales. Le pas peut être variable tout au long de la pale, ou simplement sur le bout des pales. L'angle de calage est commandé soit par un système hydraulique «éolienne de petite puissance» ou des moteurs électriques qui nécessitent une source d'énergie externe «éolienne de grande puissance». Le transfert de cette énergie externe jusqu'aux pales en rotation augmente considérablement le coût de la fabrication [Man.02]. [Bou.07].

### 2.5.1 Contrôle dans la zone basse vitesse.

Pour les basses vitesses de vent, la commande se fait à vitesse variable. Elle sera mise en application pour régler le couple électromagnétique du générateur. L'objectif est de faire varier la vitesse de rotation de l'éolienne (turbine) de manière à avoir une vitesse spécifique  $\lambda$  à sa valeur optimale. L'angle des pales est fixe et le coefficient de puissance  $C_p$  est égal alors à sa valeur maximale.

Donc :  $\lambda = \lambda_{optimale}$ ,  $C_p = C_{maximum}$ ,  $\beta = \beta_{optimale}$  Avec  $\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}}{Re} V$

La figure 2.9 montre la structure de contrôle réalisé dans cette zone 1.

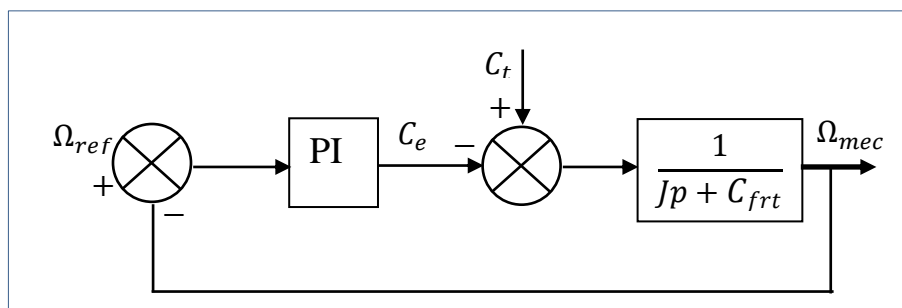


Figure 2.9 - Schéma bloc du contrôle de vitesse dans la zone 1

### 2.5.2 Contrôle dans la zone médiane.

L'objectif principal dans cette zone 2 est de maintenir la vitesse de rotation de la turbine constante, à sa valeur nominale.

$$\Omega = \Omega_{nom} , \quad \beta = \beta_{optimale}$$

La figure 2.10 montre la structure de commande que nous avons adoptée dans cette zone où la référence de la vitesse est égale à la vitesse nominale de la turbine.

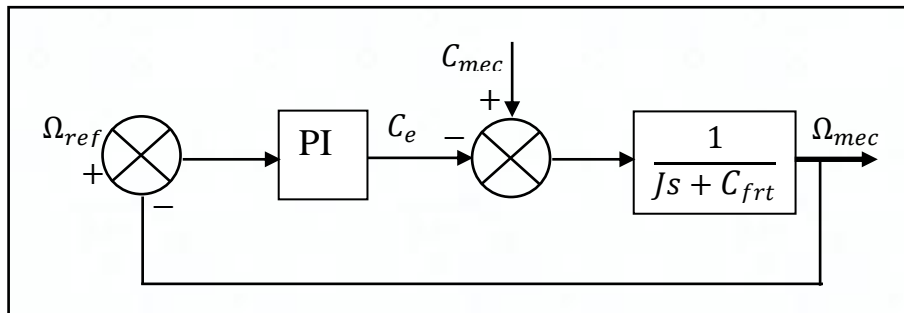


Figure 2.10 - Schéma bloc du contrôle de vitesse dans la zone 2

### 2.5.3 Contrôle dans la zone haute vitesse.

Cette zone de fonctionnement est la plus exigeante vis-à-vis des performances de la commande de l'aérogénérateur. Le couple mécanique (aérodynamique) est à sa valeur nominale, objectif est que le générateur doit produire sa puissance nominale. Ceci peut être réalisé par deux stratégies :

- La première stratégie consiste à conserver la puissance à sa valeur nominale en maintenant la vitesse et le couple à leurs valeurs nominales (cette structure n'a pas été retenue dans notre étude).
- La seconde consiste à conserver la puissance à sa valeur nominale alors que la vitesse et le couple varient.

Le contrôle de la puissance est réalisé par le contrôle direct de l'angle d'attaque des pales  $\beta$  (Figure 1.11).



Le modèle prend en compte une action hydraulique ou bien électrique pour faire varier l'angle des pales. La variation de l'angle des pales est imposé par une constance de temps mécanique  $T_b$  égale à 0.1s, où l'angle des pales varie de  $10^\circ$  par second au maximum [Bou.07].

Il est évident que l'angle  $\beta$  a une limite maximale qui peut intervenir sur le  $C_p$  de l'éolienne, et garder le couple mécanique constant [Hor.01] [Bou.07].

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = \frac{\beta_{ref} - \beta}{T_\beta} & \text{si } \frac{d\beta}{dt} \leq \dot{\beta}_{max} \\ \frac{d\beta}{dt} = \dot{\beta}_{max} & \text{si } \frac{d\beta}{dt} > \dot{\beta}_{max} \end{cases} \quad (2.19)$$

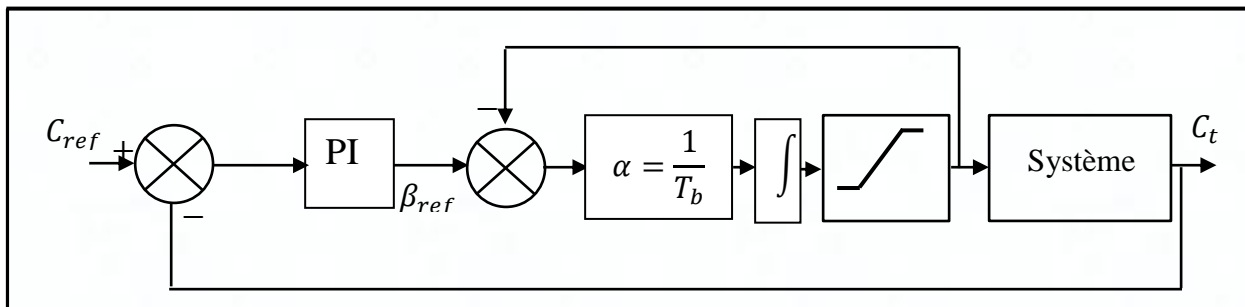


Figure 2.11 -Régulation de l'angle des pales

## 2.6 Conclusion.

Après l'élaboration d'un modèle mécanique simplifié de l'ensemble hélice, boîte à vitesse et générateur, nous avons identifié et analysé les zones de fonctionnement de la turbine dans le plan puissance – vitesse : une zone d'optimisation de la conversion énergétique pour les basses vitesses, une zone intermédiaire, et une zone de limitation de la puissance produite par le générateur pour les vitesses élevées.

Des stratégies de contrôle de l'angle des pales, de la vitesse du générateur ainsi que du couple électromagnétique adapté à ces différentes zones ont été présentées en vue de leurs insertions dans une chaîne de conversion à base de machine asynchrone à double alimentation qui a été retenue pour la suite de nos études.

## Chapitre 3 :

# MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

### 3.1 Introduction.

Après avoir analysé la partie mécanique de l'aérogénérateur (dans le chapitre 2), on va mettre en évidence le fonctionnement de la GADA associées avec les convertisseurs de puissance. Grâce à ces derniers, nous assurons l'échange de la puissance rotorique avec le réseau. Dans cette optique, on commencera par la modélisation de la GADA en se basant sur la transformation triphasée-biphasée de Park, et on modélise, également, les deux convertisseurs utilisant le contrôle vectoriel. L'objectif sera le découplage des puissances actives et réactives, tout en assurant une meilleure dynamique de système global.

Nous voici enfin au point d'entrée du cœur de notre travail. En effet, c'est dans un contexte général, on traite essentiellement la commande de la GADA, c'est-à-dire que nous traiterons le fonctionnement en mode générateur de la machine appliqué à la production d'énergie d'origine éolienne. Le fonctionnement en mode générateur ainsi que le contrôle du facteur de puissance au stator seront explorés à l'aide de poursuites de trajectoires de références en courant, puissances active et réactive. La commande vectorielle est sélectionnée comme point d'entrée puisqu'elle constitue en quelque sorte, une source de littérature classique. Son étude est un préliminaire essentiel afin d'explorer des techniques plus avancées au chapitre 5. De plus, la synthèse des régulateurs proportionnel et intégral est simple et le

choix de la dynamique imposée à la machine pourra se faire de façon progressive, conjointement avec notre apprentissage technique et la maîtrise de la commande.

### 3.2 Fonctionnement de la GADA.

La GADA comporte un stator identique à celui de la machine asynchrone triphasée à cage ou la machine synchrone et un rotor mobile autour de son axe de symétrie.

Les encoches sont régulièrement réparties sur la face interne du stator où sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ . Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes (Figure 3.1).

Le rotor de la GADA possède des enroulements similaires à celle de stator, il est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un système onduleur-redresseur qui assure une alimentation à tension et fréquence variables. Ce qui donne à la machine de meilleur degré de liberté.

Dans le cas de la machine asynchrone à cage d'écureuil, la tension rotorique est nulle, par contre dans le cas de la machine à rotor bobiné, celui-ci n'est pas court-circuité. Alors

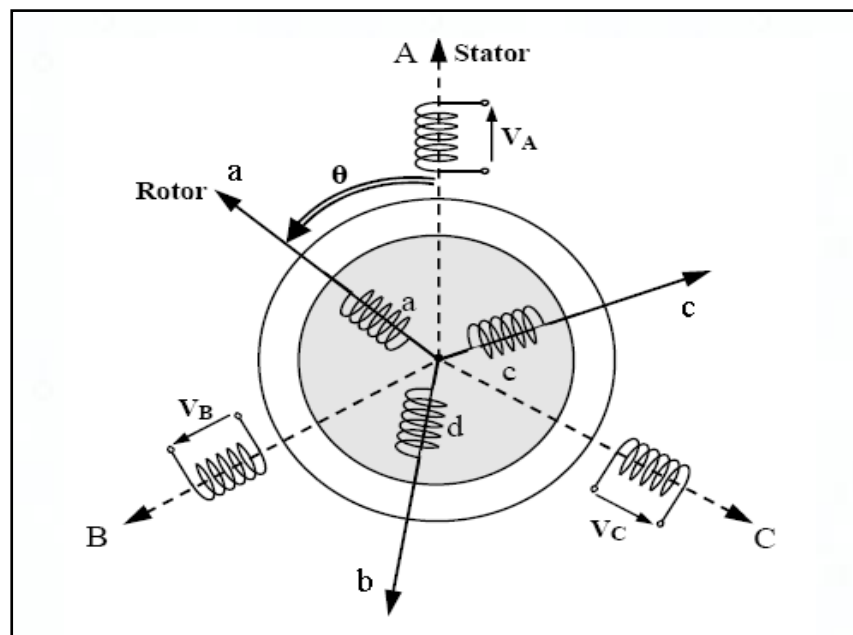


Figure 3.1 - Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

$V_r \neq 0$ , Or la relation des fréquences est donné par :

$$f_s = f_m + f_r$$

$f_s$  est la fréquence statorique

$f_m$  est la fréquence de rotation du rotor.

$f_r$  est la fréquence des tensions injectées dans le rotor.

On négligeant la chute de tension aux impédances en série, on peut écrire la relation entre la tension statorique est la tension rotorique :

$$|V_s| = \frac{|V_r'|}{g} \quad (3.2)$$

$|V_r'|$  est le module de la tension rotorique rapportée au stator

Le glissement  $g$  est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} \quad (3.3)$$

Lorsque le rotor se trouve en état d'arrêt, le glissement devient  $g = 1$ , la machine se comporte comme un transformateur. On peut définir le rapport

$$a = \frac{n_s}{n_r} = \frac{V_r'}{V_r} \quad (3.4)$$

$n_s, n_r$  Sont les nombres des spires statorique et rotorique respectivement

La relation entre les tensions s'écrit :

$$V_s = a \frac{V_r}{g} \quad (3.5)$$

A partir de l'équation (3.5), on peut dire que la tension rotorique est moins faible que celle du stator.

Si on néglige les pertes dans le rotor et dans le stator, on peut écrire :

$$\frac{P_r}{g} = \text{real} \left( \frac{V_r'}{g} I_r' \right) \approx \text{real}(V_s I_s) = P_s \quad (3.6)$$

Où  $P_r$  est la puissance échangée avec le rotor, nommé puissance de glissement (Figure 3.2).

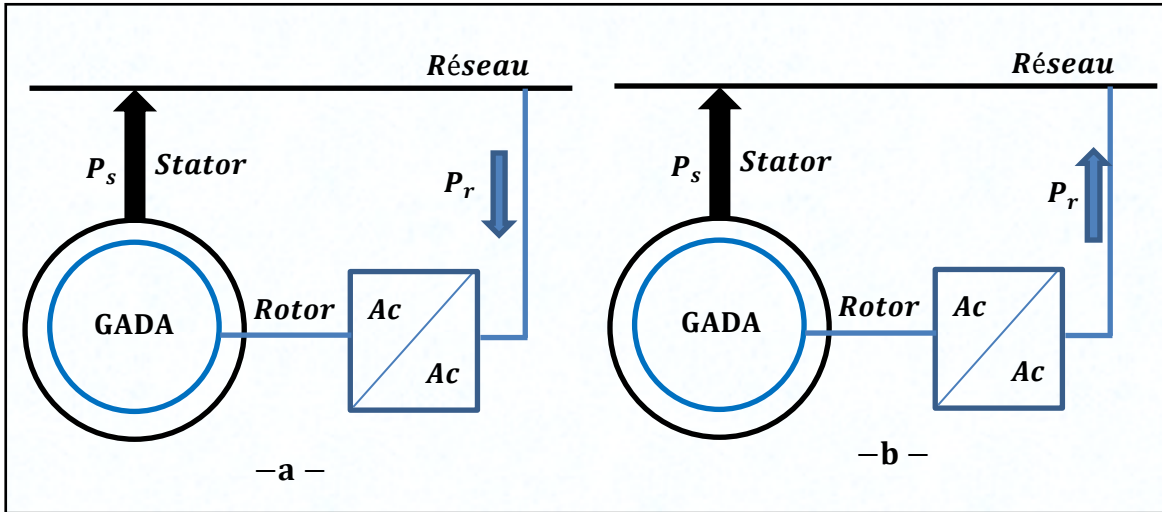


Figure 3.2 - Mode de fonctionnement de la GADA

a-Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone

b-Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone

Quand la vitesse rotorique se trouve inférieure à la vitesse de synchronisme, le glissement sera positif et la tension rotorique aura la fréquence positive  $g\omega_s$ , et la puissance de glissement est positive. Autrement dit, le convertisseur injecte la puissance dans le rotor (Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone. Figure 3.2a). Tandis que, lorsque la vitesse devient supérieure à la vitesse de synchronisme, le glissement devient négatif, et le convertisseur va absorber la puissance du rotor. La fréquence devient négative. Ce qui veut dire que la séquence des phases rotoriques s'inverse (Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone. Figure (3.2b).

La GADA peut fonctionner en mode synchrone aussi, pour ce régime la fréquence de glissement est donnée indépendamment de la vitesse angulaire. À chaque signal de commande correspond une fréquence déterminée  $f_r$  et une vitesse de fonctionnement  $\omega_r$  qui ne dépend pas de la charge. En faisant varier la fréquence  $f_r$ , on peut varier la vitesse. En régime synchrone, la GADA comporte exactement comme une machine synchrone.

### 3.3 Modélisation de la machine asynchrone.

Comme tous les systèmes physiques qui nécessitent une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés ;

- Les modèles en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des machines.

#### 3.3.1 Modèle triphasé de la GADA.

Nous admettons que la machine est bien construite et que les forces magnétomotrices sont à répartition spatiale sinusoïdale. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques. On suppose :

- Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants.
- Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- La variation des résistances des enroulements (en fonction de la température) est négligeable. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres
- La constance des résistances statoriques et rotoriques;

Afin d'écrire le modèle de la GADA, nous allons déterminer le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la

machine asynchrone à cage avec comme différence de l'existence de la tension rotorique non nulles

Nous partons des équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné qui s'écrivent, dans un repère triphasé, de la manière [Lia.05] [Car.95]:

Les équations électriques de la GADA sont données par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (3.7)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (3.8)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur courant statorique}$$

$$[\psi_s] = [\psi_{as} \psi_{bs} \psi_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur flux statorique}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistances du stator}$$

$$[V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur tension rotorique}$$

$$[I_r] = [I_{br} I_{br} I_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur courant rotorique}$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ar} \psi_{br} \psi_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur flux rotorique}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistances du rotor}$$

Les équations des flux statorique et rotorique sont donnés par :

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (3.9)$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}]^T [i_s] \quad (3.10)$$

Avec :  $[L_{ss}]$  est la matrice d'inductances statoriques donnée par :  $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} : \text{La matrice d'inductances rotoriques}$$

$[M_{sr}]$  : Est la matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor. Elle est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Les équations des flux peuvent être reformulées en matrice comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\psi_s] \\ [\psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

En faisant substituer les matrices de flux dans les équations (3.7) (3.8) par leurs expressions des équations (3.9) et (3.10), On obtient :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_r]) \quad (3.13)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^T [I_s]) \quad (3.14)$$

La résolution de ce système d'équation est très difficile à cause de la dépendance des coefficients au temps. Ceci conduit à l'utilisation de la transformation de Park qui permettra de rendre ces paramètres constants.

La matrice de transformation de Park est donnée par :

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Où  $\theta_a$  est l'écart angulaire entre l'axe statorique et l'axe directe 'd' pour les grandeurs statoriques transformées, tandis que, pour les grandeurs rotoriques elle devienne l'écart entre l'axe 'd' et la position de rotor. Dans notre modèle, on prendra la référence  $dq$  lié au champ tournant (Figure 3.3).



La matrice inverse de Park est donnée par :

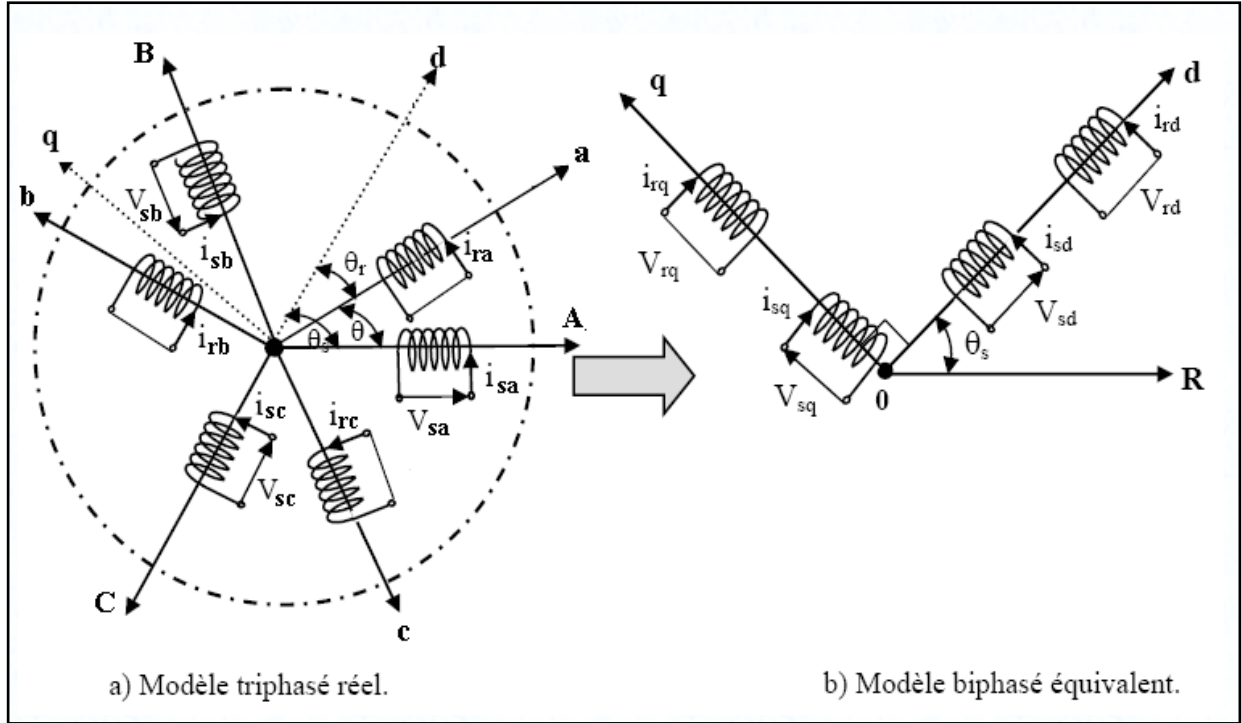


Figure 3.3 - Passage de système triphasé au système biphasé

$$P^{-1}(\theta_a) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

### 3.3.2 Modèle biphasé de la GADA.

#### Équations de tension :

On prend en compte uniquement le premier harmonique d'espace du flux magnétique et le premier harmonique de temps des grandeurs électriques (hypothèses de Park [Par.29]).

En appliquant la transformation de Park pour les équations des tensions, on écrit:

$$[V_s] = P^{-1}(\theta_a)[V_{sdq}] = [R_s]P^{-1}(\theta_a)[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}\{P^{-1}(\theta_a)[\psi_{sdq}]\} \quad (3.17)$$

En multipliant par  $P(\theta_a)$ , on aura :

$$P^{-1}(\theta_a)[V_s] = [V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + P(\theta_a) \frac{d}{dt} \{P^{-1}(\theta_a)[\psi_{sdq}]\} \quad (3.18)$$

$$P^{-1}(\theta_a) \frac{d}{dt} \{P^{-1}(\theta_a)\} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} (\theta_a) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (3.19)$$

Où,  $\omega_s = \frac{d\theta_a}{dt}$  est la vitesse de rotation du référentiel par rapport au stator (vitesse de champ tournant).

Pour l'équation des tensions rotoriques on fait la même application, en remplaçant  $\frac{d\theta_a}{dt}$  devienne  $(\omega_s - \omega_r)$  qui représente la vitesse de rotation du référentiel par rapport au rotor. On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

La transformation de Park appliqué sur le système triphasé conduit au modèle biphasé de la machine. Le schéma équivalent biphasé par phase de la machine asynchrone est donné par la figure 3.4

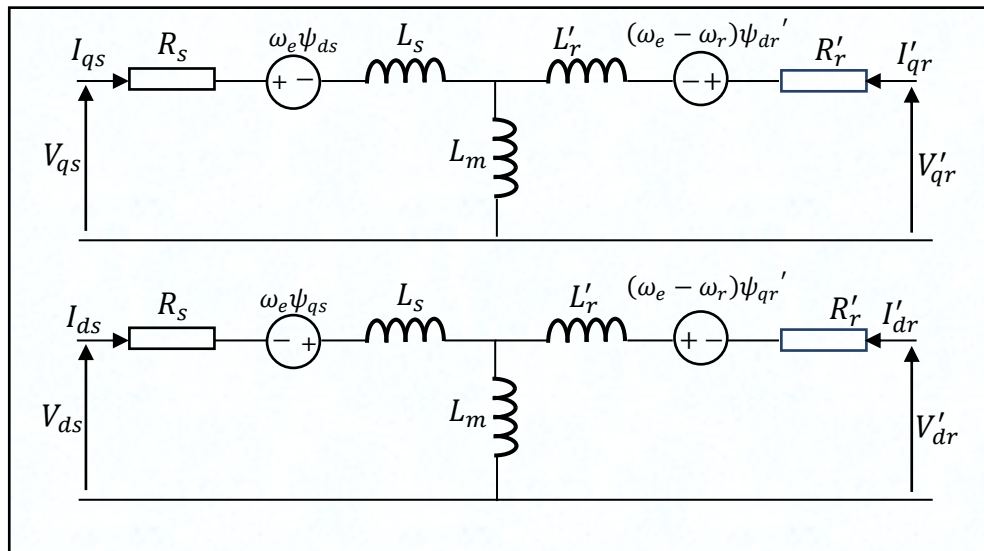


Figure 3.4 - Représentation équivalente de la GADA ( $\omega_e = \omega_s$ )

**Équations de flux :**

En multipliant les équations des flux (3.9) et (3.10) par  $P(\theta_a)$

$$P(\theta_a)[\psi_s] = P(\theta_a)[L_{ss}][i_s] + P(\theta_a)[M_{sr}][i_r] \quad (3.22)$$

$$P(\theta_a)[\psi_r] = P(\theta_a)[L_{rr}][i_r] + P(\theta_a)[M_{sr}]^T[i_s], \quad (3.23)$$

on aboutit à l'expression des flux statorique et rotorique:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Avec :  $L_s = l_s - M_s$ ,  $L_r = l_r - M_r$ ,  $M = M_{sr}$

**Équation mécanique :**

Le couple électromagnétique de la GADA est lié à la vitesse par l'équation dynamique :

$$J_G \frac{d\Omega}{dt} = C_r - C_e - C_{frt} \Omega \quad (3.25)$$

Où le couple électromagnétique écrit en fonction des flux et des courants comme suit :

$$C_e = N_{pol} \frac{M}{L_s} (I_{dr} \psi_{qs} - \psi_{ds} I_{qr}) \quad (3.26)$$

$$N_{pol}: \text{ est le nombre de paires des pôles, et } \omega_r = p \Omega \quad (3.27)$$

**3.4 Les équations de la machine sous forme d'état.**

Le modèle d'état général peut s'écrire sous différentes formes selon les variables d'état choisies et les variables observées désirées.

Pour les machines électriques en général, on peut choisir les flux ou les courants comme des variables d'état. Pour notre machine, GADA, on va choisir un modèle hybride constitué par les flux statoriques et les courants rotoriques. Le choix est justifié par l'orientation des flux statoriques qu'on utilisera par la suite, pour commander la machine

A partir de l'équation (3.20), on peut tirer l'expression des flux :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

On écrit les expressions des courants statoriques en fonction des flux statoriques à partir de l'équation (3.24). On obtient l'équation (3.29):

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -M & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

On remplace l'expression des courants statoriques (3.29) dans l'expression des flux statoriques (3.28), on aura:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Avec :  $T_s = \frac{R_s}{L_s}$  : Constante du temps statorique

En remplaçant les expressions des courants statoriques (3.29) dans les expressions des flux rotoriques (3.24), on aura :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{L_s} & 0 & L_r \sigma & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_s} & 0 & L_r \sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$  : Coefficient de dispersion

À l'aide des expressions des flux (3.30) et (3.31), on écrit les équations des courants rotoriques sous la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r \sigma} \begin{bmatrix} \frac{M}{L_s T_s} & \frac{-\omega_r M}{L_s} & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) & L_r \sigma (\omega_s - \omega_r) \\ \frac{\omega_r M}{L_s} & \frac{M}{L_s T_s} & -L_r \sigma (\omega_s - \omega_r) & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_r \sigma} \begin{bmatrix} -\frac{M}{L_s} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_s} & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Avec  $T_r = \frac{R_r}{L_r}$  : Constant du temps rotorique

On regroupant les équations (3.30) et (3.32), pour construire le modèle d'état hybride de la machine sous la forme (3.33):

$$\dot{X} = AX + BU, Y = CX \quad (3.33)$$

$$X = \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'état, et } U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}$$

$$\text{Où : } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \frac{M}{L_s T_s L_r \sigma} & \frac{-\omega_r M}{L_s L_r \sigma} & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r \sigma}\right) & (\omega_s - \omega_r) \\ \frac{\omega_r M}{L_s L_r \sigma} & \frac{M}{L_s T_s L_r \sigma} & -(\omega_s - \omega_r) & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r \sigma}\right) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 & \frac{1}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 & \frac{1}{L_r \sigma} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

### 3.5 Commande de la GADA.

L'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet de nombreuses investigations en recherche autant en fonctionnement moteur qu'en fonctionnement génératrice. Le rôle de ces dispositifs est dans la plupart des cas d'amener le glissement à la valeur désirée, avec le meilleur rendement possible en alimentant les enroulements rotoriques par un convertisseur électronique de puissance. Les grandeurs de

commande sont dans le cas, d'une commande vectorielle classique, le plus souvent, la vitesse et le flux, mais certains modes de fonctionnement spécifiques amènent à choisir d'autres grandeurs. La vitesse est directement contrôlée de façon à suivre la caractéristique de production d'énergie optimale. Cette structure permet de contrôler le facteur de puissance de l'installation sur les quatre quadrants de fonctionnement. En revanche, une telle commande nécessite une boucle interne de régulation du couple et par conséquent une mesure ou une bonne estimation de celui-ci. Cette boucle de régulation peut éventuellement être remplacée par le coefficient de proportionnalité liant le couple au courant rotorique d'axe ' $q$ '. Cette solution est plus simple à mettre en œuvre mais nécessite une bonne précision du coefficient liant les deux grandeurs.

Nous avons vu précédemment, que l'intérêt de l'utilisation de la GADA, outre la taille du convertisseur, était de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne. Cette caractéristique montre que pour chaque vitesse du vent, il existe une vitesse de rotation optimale (correspondant à la valeur maximale du coefficient de puissance) permettant à l'éolienne d'avoir le meilleur rendement possible. Pour pouvoir tourner à la vitesse optimale. À une vitesse de vent donnée, la turbine doit développer un couple mécanique résistant donné, c'est à dire une puissance active débitée par la GADA vers le réseau. C'est en utilisant cette référence de puissance que la machine peut alors être commandée.

En fonctionnement normal, le réseau électrique impose un système de tension, de fréquence et de valeur efficace constantes. Ceci induit un flux statorique d'amplitude et de pulsation constante. La connaissance du flux statorique et son utilisation dans le contrôle de la GADA va avoir une influence sur le comportement global du générateur éolien notamment lors de l'apparition d'un défaut de tension au réseau électrique.

Différentes stratégies de commande de la GADA se divisent en deux approches [Ala.04]:

- Une approche basée sur un contrôle du flux en boucle fermée. C'est une approche nécessaire, lorsque la tension statorique (et donc le flux statorique) subit une variation.
- Une approche basée sur un contrôle du flux en boucle ouverte. C'est une approche qui suppose que le flux statorique est imposé par le réseau.

Dans ce travail, nous considérons un réseau infini donc stable, nous allons alors adopter la deuxième approche

### 3.5.1 Orientation du flux statorique.

Nous allons réaliser le contrôle vectoriel pour commander facilement les puissances générées par la machine indépendamment, en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques aux puissances active et réactive [Boy.06] [Bou.07] [Pen.96].

On utilise le modèle diphasé de la machine déjà établie, on aligne l'axe 'd' sur le flux statorique, les composantes de flux deviennent alignées comme le montre la figure (3.5):

$$\psi_{ds} = \psi_s \text{ et } \psi_{qs} = 0 \quad (3.36)$$

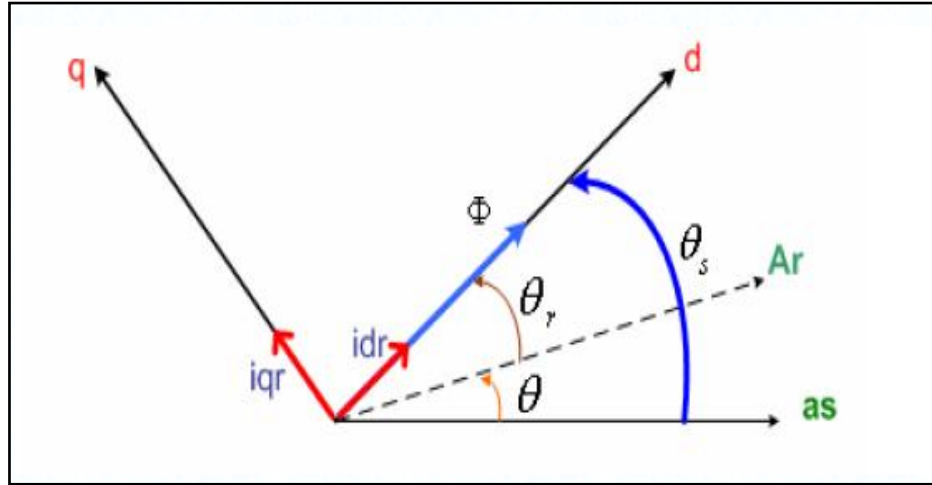


Figure 3.5 – Orientation de flux statorique de la GADA

Si on considère le flux statorique constant, en plus les résistances statoriques négligeables (hypothèse beaucoup plus réaliste pour les machines de grande puissance) les équations des tensions statoriques se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\psi_s}{dt} = 0 \\ v_{qs} = \omega_s \psi_{ds} = v_s \end{cases} \quad (3.37)$$

La relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques est donnée comme suit:

$$\psi_{\alpha\beta s} = \int v_{\alpha\beta s} - R_s I_{\alpha\beta s} dt \quad (3.38)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \quad (3.39)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (3.40)$$

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{\psi_s}{L_s} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (3.41)$$

En remplaçant les courants statoriques par ces expressions (3.41) dans l'expression des flux rotorique (3.24), on aura :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r \sigma I_{dr} + \frac{M v_s}{L_s \omega_s} \\ \psi_{qr} = L_r \sigma I_{qr} \end{cases} \quad (3.42)$$

Les puissances actives et réactives s'écrit:

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.43)$$

On remplace les expressions des courants statoriques (3.41) dans l'équation (3.43) on obtient l'expression de la puissance suivante :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + V_s \frac{\psi_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.44)$$

Tandis que le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = P_{pol} \frac{M}{L_s} I_{qr} \psi_s \quad (3.45)$$

On remarque que la puissance (le couple électromagnétique) est proportionnelle à la composante quadrature du courant rotorique  $I_{qr}$ , alors que la puissance réactive est directement proportionnelle à la composante directe du courant rotorique  $I_{dr}$  à une constante près  $V_s \frac{\psi_s}{L_s}$ .



### 3.5.2 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

Il nous reste d'établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques, on remplace les flux rotoriques donnés par l'équation (3.42) dans l'équation (3.21). Il vient :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \sigma \frac{d I_{dr}}{dt} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \\ v_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \sigma \frac{d I_{qr}}{dt} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M v_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.46)$$

Les deux termes  $g \omega_s L_r \sigma I_{qr}$  et  $g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M v_s}{L_s}$  sont des termes de couplage entre les deux axes, les entrées sont les tensions statorique alors que les sorties sont les courants rotoriques, ainsi les puissances actives et réactives statoriques.

Le modèle interne de la GADA peut être, donc, établi à partir des équations (3.44) et (3.46) sous la forme d'un schéma bloc de la figure 3.6.

Ainsi, il apparait deux solutions pour effectuer la commande en puissance de la GADA.

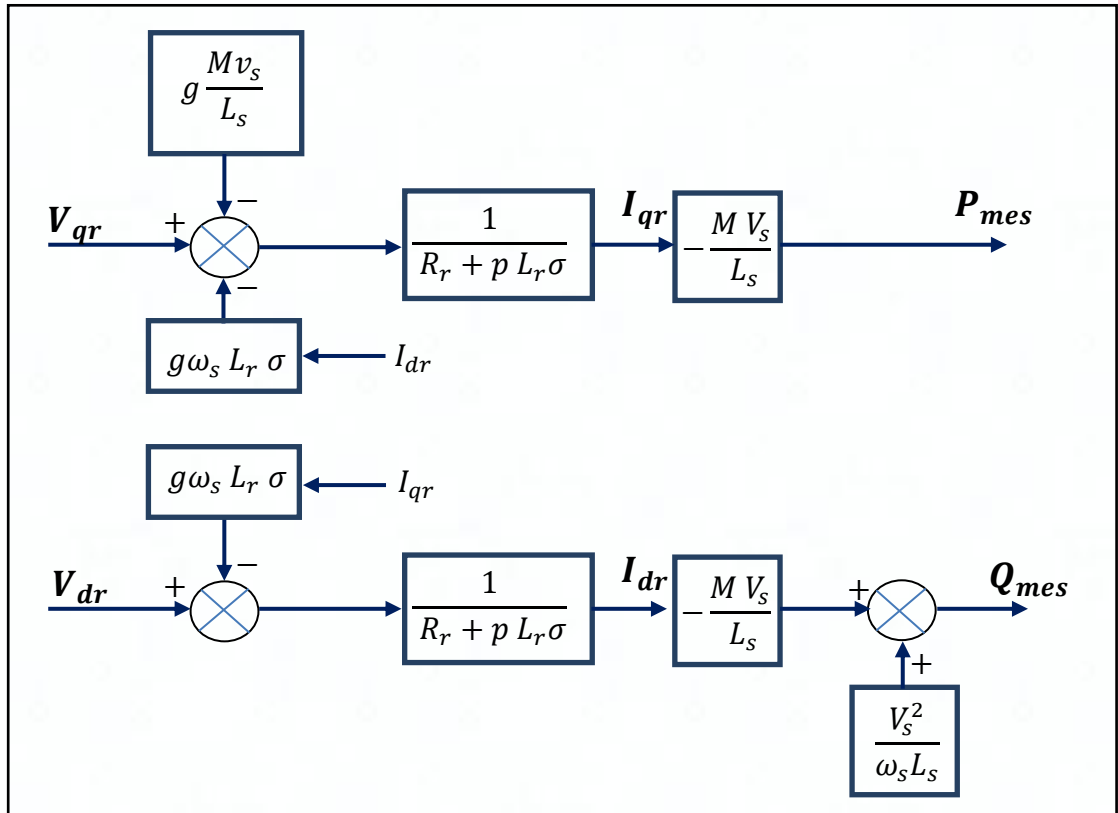


Figure 3.6 - Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique

- La première solution consiste à placer un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler directement les tensions rotoriques indépendamment, d'où la méthode dite commande directe. [Boy.06][Alf.10].
- La deuxième méthode consiste à tenir compte de la régulation des courants, en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances indirectement à travers les courants, d'où le nom de la méthode indirecte [Bou.07] [Per.03].

### 3.6 Commande directe des puissances.

Les équations (3.44) et (3.46) mettent en évidence le lien entre les puissances actives et réactives et les composantes des tensions  $v_{qr}$  et  $v_{dr}$  respectivement. On peut utiliser donc deux régulateurs PI pour chaque axe, où le schéma de régulation pour chaque axe devient comme celui de la figure 3.7.

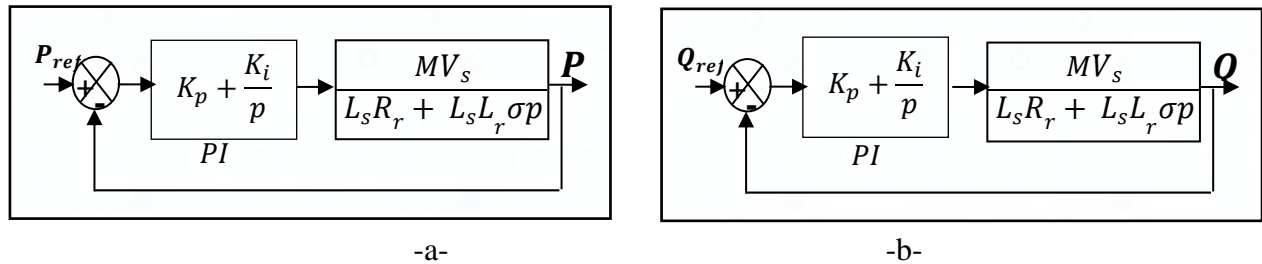


Figure 3.7 - Boucle de régulation indirecte des puissances a) active et b) réactive.

La fonction de transfert est donnée par :

$$F(p) = \frac{P_s^*(p)}{V_r^*(p)} = \frac{Q_s^*(p)}{V_r^*(p)} = \frac{Mv_s}{L_sR_r + L_sL_r\sigma p} \quad (3.47)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{P_s(p)}{P_s^*(p)} = \frac{(k_p p + k_i) M v_s / (L_s L_r \sigma)}{P(p)} \quad (3.48)$$

Où  $P(s)$  est le polynôme caractéristique donné par :

$$p^2 + \frac{1}{L_r \sigma} \left( R_r + \frac{M v_s k_p}{L_s} \right) p + \frac{k_i M v_s}{L_s L_r \sigma} \quad (3.49)$$

En imposant deux pôles complexes conjugués, on écrit :

$$p_{1,2} = \rho(-1 \pm j) \tag{3.50}$$

Où le polynôme caractéristique désiré est donné par :

$$P_d(p) = p^2 + 2 \rho p + 2 \rho^2 \tag{3.51}$$

L'identification terme à terme des deux polynômes caractéristiques entraîne que :

$$\begin{cases} k_i = 2 \rho^2 \frac{L_r L_s \sigma}{M v_s} \\ k_p = \frac{L_r L_s \sigma}{M v_s} \left( 2 \rho - \frac{R_r}{L_r \sigma} \right) \end{cases} \tag{3.52}$$

### 3.7 Commande indirecte des puissances.

On utilise deux régulateurs pour réguler les courants issus des puissances pour chaque axe, comme le montre le diagramme de la figure 3.8.

Pour les deux axes 'd' et 'q', le calcul des courants à partir des puissances se fait selon l'expression (3.53) et (3.54) :

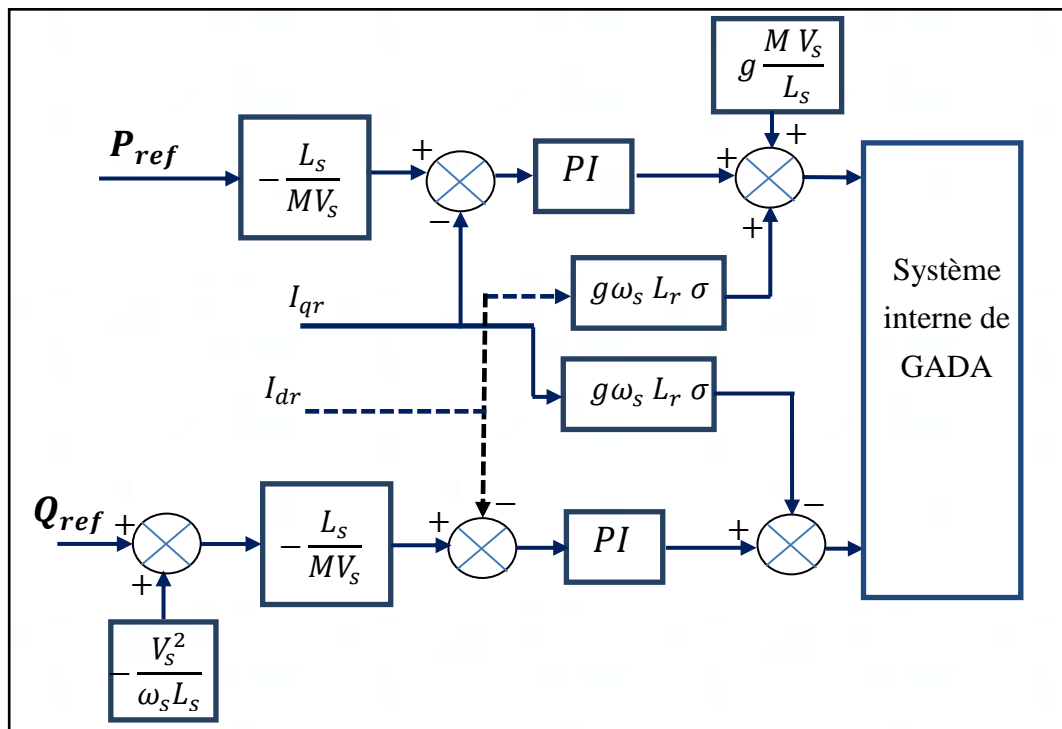


Figure 3.8 - Schéma bloc de la GADA pour la commande indirecte des puissances

$$I_{ds} = \left( Q_{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \right) \left( -\frac{L_s}{M V_s} \right) \quad (3.53)$$

$$I_{qs} = P_{ref} \left( -\frac{L_s}{M V_s} \right) \quad (3.54)$$

### Calcul des régulateurs

Le régulateur de courant PI reçoit en entrée le courant de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence, réguler ce courant à une valeur constante, et garantit un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant est représenté par la figure 3.9

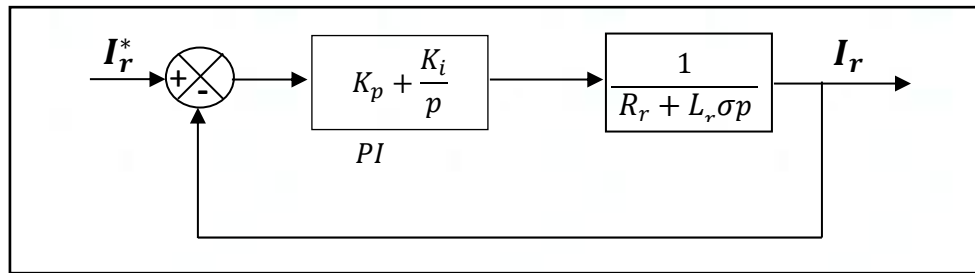


Figure 3.9 - Boucle de régulation directe des puissances active et réactive

La fonction de transfert est donné par :

$$F(s) = \frac{I_{rd}^*(p)}{V_{rd}^*(p)} = \frac{I_{rq}^*(p)}{V_{rq}^*(p)} = \frac{1}{L_r \sigma p + R_r} \quad (3.55)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{I_r(p)}{I_r^*(p)} = \frac{(k_p p + k_i) / L_r \sigma}{P(p)} \quad (3.56)$$

Où  $P(s)$  est le polynome caractéristique donné par :

$$p^2 + \frac{R_r + k_p}{L_r \sigma} p + \frac{k_i}{L_r \sigma} \quad (3.57)$$

On impose deux pôles complexes conjugués (3.50), le polynôme caractéristique désiré est donné par (3.51)

L'identification terme à terme des deux polynômes caractéristiques entraîne que :

$$\begin{cases} k_i = 2 L_r \sigma \rho^2 \\ k_p = 2 L_r \sigma \rho - R_r \end{cases} \quad (3.58)$$

### 3.8 Modélisation et commande du convertisseur de puissance côté machine.

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée par la figure 3.10. L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de 02 interrupteurs (IGBT) par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Chaque IGBT est placé en antiparallèle avec une diode afin d'assurer la circulation du courant dans les deux sens.

Il y a deux configurations possibles pour l'onduleur de tension : avec ou sans neutre raccordé. L'onduleur à neutre raccordé consiste à connecter le neutre de la charge à un neutre créé au point milieu du bus continu de l'onduleur. Cette connexion autorise la circulation de courants homopolaires et permet de contrôler de façon découplée les tensions appliquées aux trois phases de la charge tout comme si elles représentaient trois systèmes monophasés. On utilisera donc cette configuration dans les applications de compensation de composantes homopolaires.

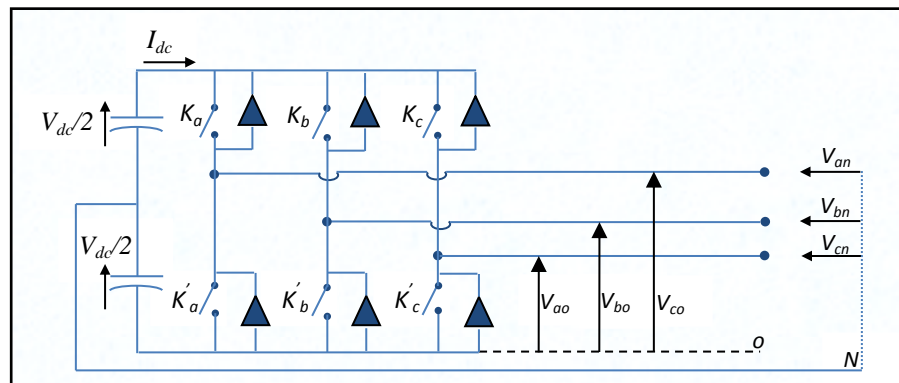


Figure 3.10 - Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé

On peut distinguer d'une part les tensions des branches ( $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  et  $V_{c0}$  par rapport à la borne négative du bus continu) qui sont directement fixées par la commande, et d'autre part les tensions de phase ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  par rapport au neutre de la charge  $N$ ) qui peuvent dépendre non seulement de la commande mais aussi des caractéristiques de la charge [Lab.95].

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

-*Interrupteurs parfaits* : La commutation des interrupteurs (IGBT) est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée comme nulle en conduction.

-*Sources parfaites* : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs ( $K_i = a, b, c$ ) :

-  $S_i = 1$  quand  $K_i$  est fermé et  $K'_i$  est ouvert.

-  $S_i = -1$  quand  $K'_i$  est fermé et  $K_i$  est ouvert.

Ainsi, l'onduleur délivre, en sortie, deux niveaux de tensions  $-V_{dc}/2$  et  $+V_{dc}/2$ , en fonction des états des interrupteurs.

La tension entre le point milieu  $o$  et chaque phase  $i$  ( $i = 1, i = 2$  ou  $i = 3$ ), peut être définie par :

$$V_{io} = S_i \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.59)$$

Les tensions entre phases (tensions composées) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (3.60)$$

D'autre part, les tensions phase-neutre sont écrites en fonction des tensions entre phases comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (3.61)$$

Avec l'hypothèse de système équilibré, la somme des tensions phase-neutre est nulle.

En remplaçant les tensions entre phases de l'équation (3.61) par leur expression de l'équation (3.60), on obtient l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Pour obtenir l'expression des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de la tension continue, on remplace les tensions  $V_{i_o}$  selon leur expression de l'équation (3.59):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \left(\frac{V_{dc}}{6}\right) \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

En fin, dans le plan de Concordia les tensions s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Les stratégies de commande souvent utilisées sont avec des MLI triangulaire-sinusoidale (PWM :Pulse Width Modulation) ou avec des MLI vectorielles (SVM : Space vector Modulation), cette dernière a plusieurs avantages par rapport à la première stratégie, à cause d'une meilleure utilisation de bus à CC, moins d'harmonique sur les courants et des tensions et moins de pertes dues aux commutations [Mal.01]

### 3.9 La stratégie de commande SVM.

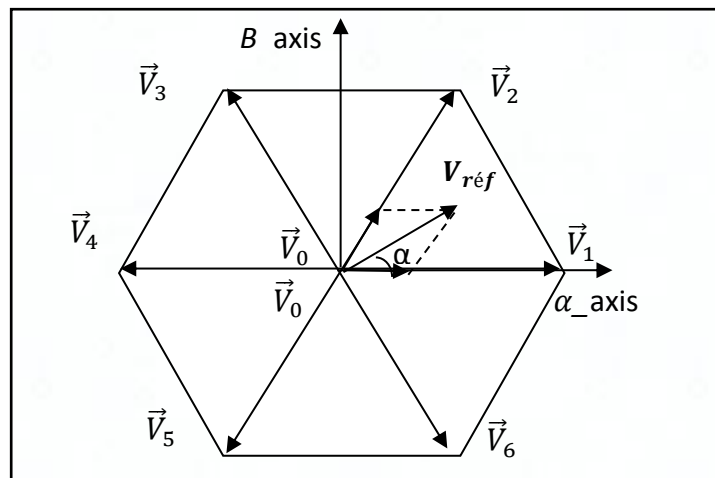
Pour avoir deux états possibles pour les trois phases, on peut obtenir  $2^3=8$  combinaisons possibles que l'on résume dans le tableau 3.1. Autre les deux états où les tensions deviennent nulles, il y a six (6) cas différents où peuvent se trouve les tensions de sortie, sur cette base. Nabae *et al.* [Nab.86], divisent le plan  $\alpha_\beta$  en six régions décalées de  $\pi/6$  comme apparaitre sur la figure 3.11.

Le vecteur de tension de référence est l'angle  $\alpha$  apparent dans la figure 3.11 sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \\ \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \end{cases} \quad (3.65)$$

Tableau 3.1 - Combinaisons possible pour les différentes tensions de l'onduleur

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{\alpha}$	$V_{\beta}$	Numéro de secteurs
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
-1	-1	+1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$+2V_{dc}/3$	$-0.408V_{dc}$	$-0.707V_{dc}$	$\vec{V}_5$
-1	+1	-1	$-V_{dc}/3$	$+2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-0.408V_{dc}$	$0.707V_{dc}$	$\vec{V}_3$
-1	+1	+1	$-2V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$-0.816V_{dc}$	0	$\vec{V}_4$
+1	-1	-1	$+2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$0.816V_{dc}$	0	$\vec{V}_1$
+1	-1	+1	$+V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$0.408V_{dc}$	$-0.707V_{dc}$	$\vec{V}_6$
+1	+1	-1	$+V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$0.408V_{dc}$	$0.707V_{dc}$	$\vec{V}_2$
+1	+1	+1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$

Figure 3.11 - Hexagone des tensions définies dans le plan  $\alpha$ - $\beta$



Comme le vecteur  $V_{ref}$  parcourt les 06 zones de l'hexagone de tension, pour chaque zone le vecteur sera exprimé en fonction des deux vecteurs qui se trouve au voisinage à savoir  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$ .

Le temps d'application pour  $V_{ref}$  sera exprimé en fonction des temps d'application des deux vecteurs, additionnant le temps d'application des vecteurs nulles, comme écrit selon la formule suivante (3.66):

$$\int_0^{T_z} V_{ref} dt = \int_0^{T_k} V_k dt + \int_{T_k}^{T_k+T_{k+1}} V_{k+1} dt + \int_{T_k+T_{k+1}}^{T_z} V_0 dt \quad (3.66)$$

Pour chaque secteur  $k$ , Les temps d'application sont donnés par les relations suivantes [kai.10.1]:

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \cos\left(\frac{k}{3}\right) - \cos\left(\frac{k}{3}\right) \sin(\alpha) \right) \\ T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}} \left( \sin(\alpha) \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) - \cos(\alpha) \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \right) \\ T_0 = T_z - (T_k + T_{k+1}) \end{cases} \quad (3.67)$$

Où  $k$  est le numéro de secteur : 1, 2, 3, 4, 5 ou 6 déterminé selon l'organigramme de la figure 3.12. Les schémas des figures suivantes (figures : 3.13 - 3.18), présentent les temps de commutation pour chaque secteur de 1 à 6 respectivement :

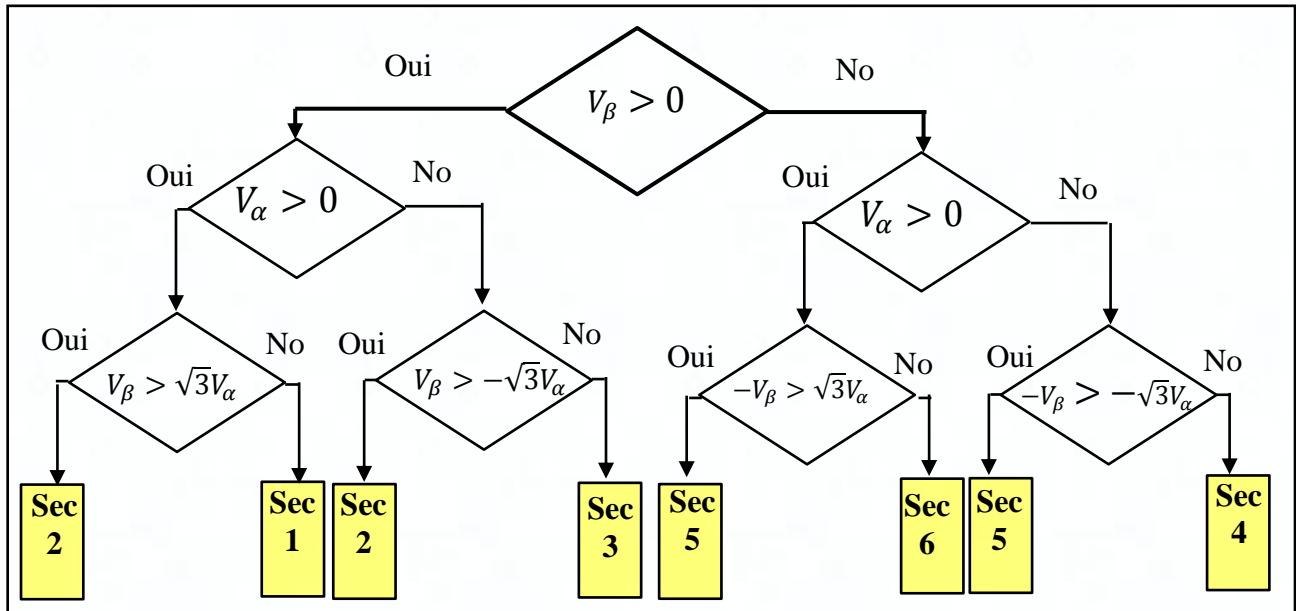


Figure 3.12 -. Détection des secteurs par l'algorithme de la MLI vectorielle.

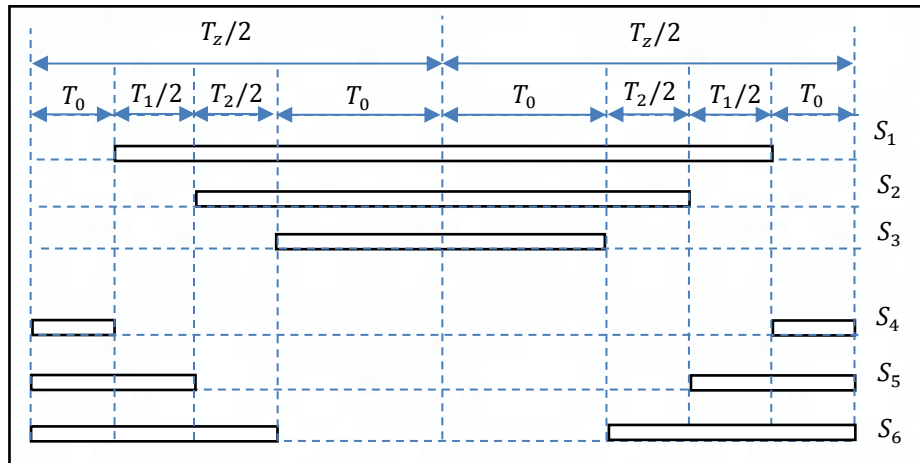


Figure 3.13 - Impulsions du secteur 1

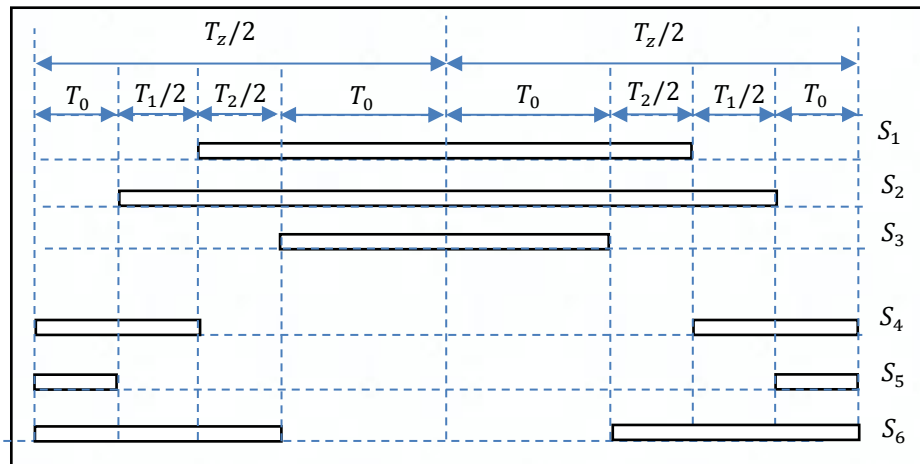


Figure 3.14 - Impulsions du secteur 2

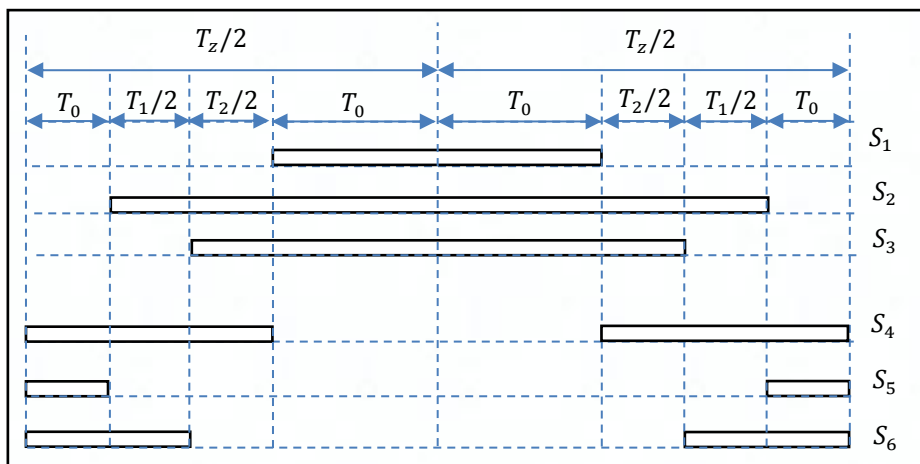


Figure 3.15 - Impulsions du secteur 3

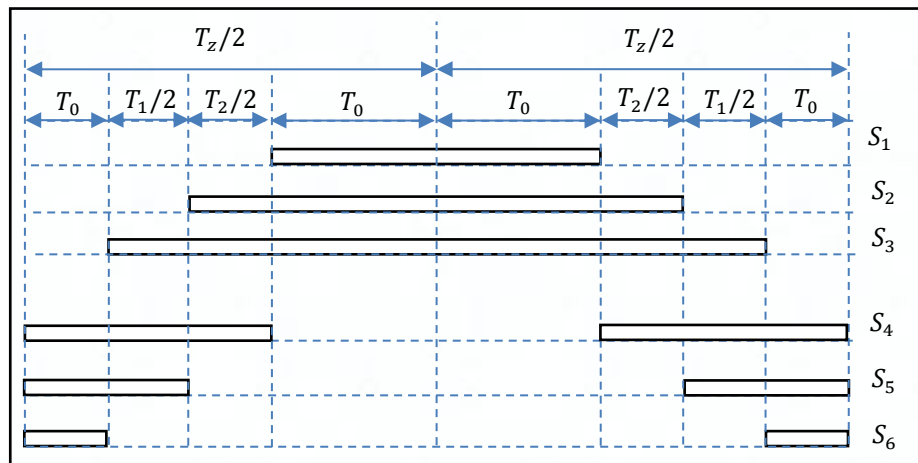


Figure 3.16 - Impulsions du secteur 4

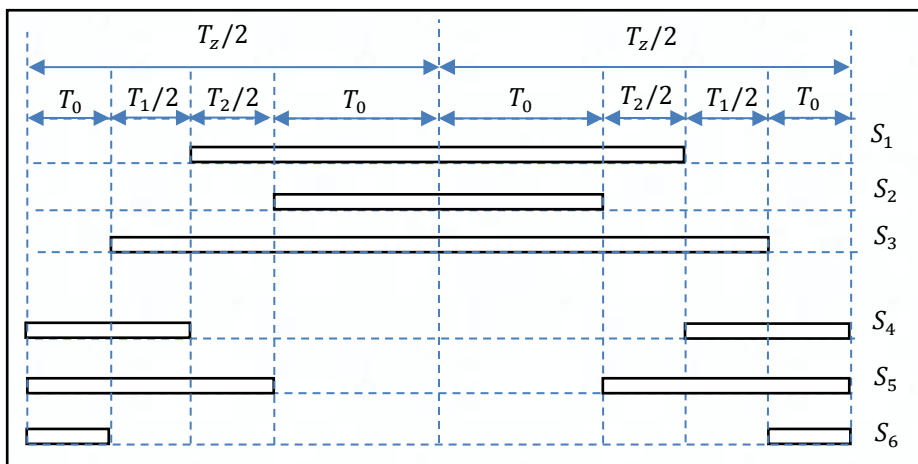


Figure 3.17 - Impulsions du secteur 5

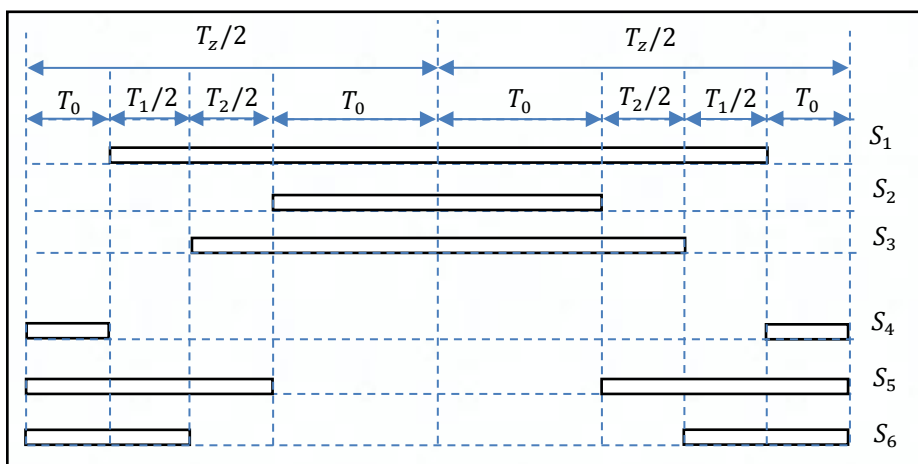


Figure 3.18 - Impulsions du secteur 6.

Sur la figure 3.19, on présente la structure détaillée de la commande vectorielle de la GADA associée à la génération de SVM.

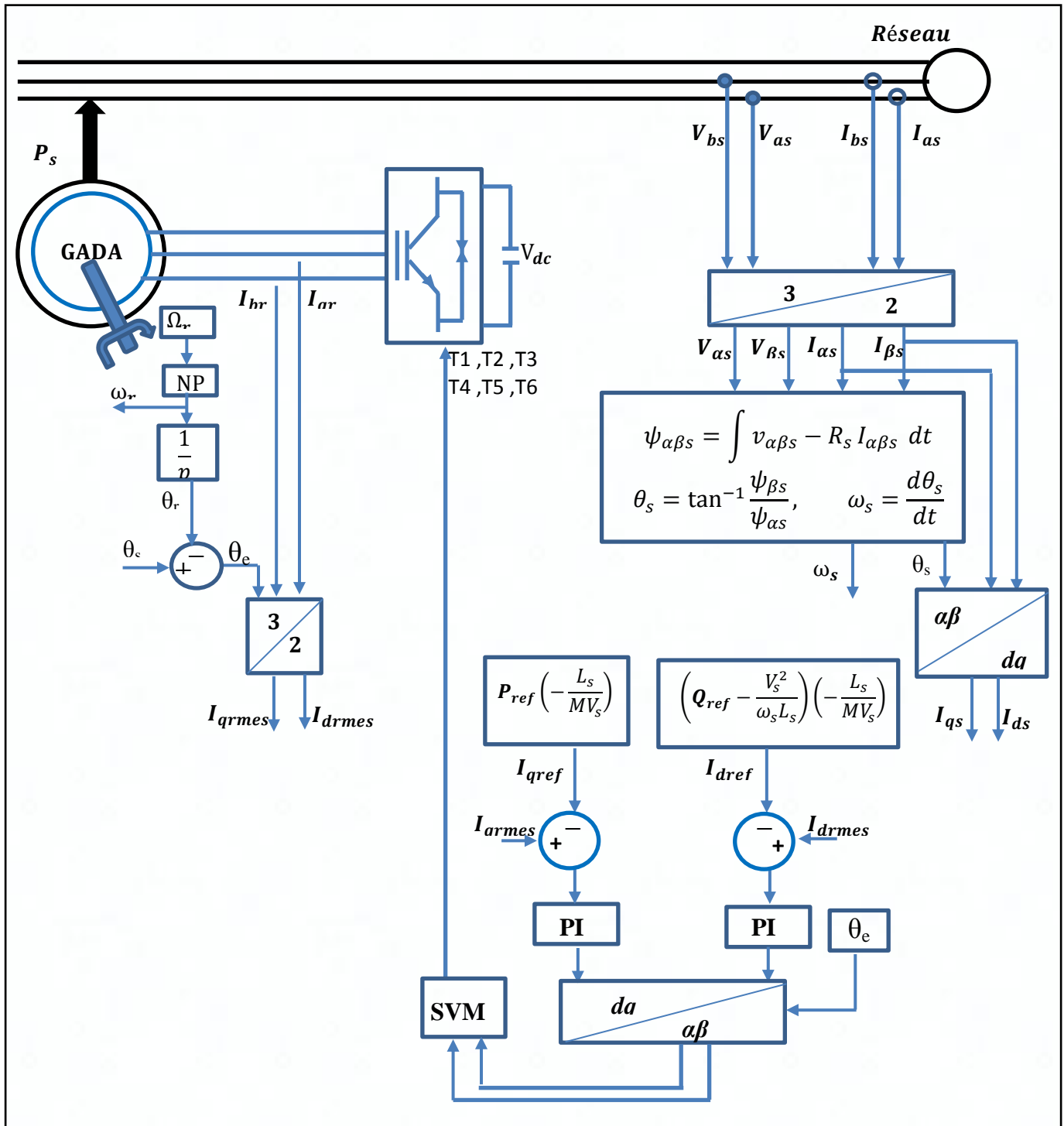


Figure 3.19 - Schéma général de la commande pour la GADA.

### 3.10 Modélisation et commande du convertisseur de puissance côté réseau.

On y retrouve les modules présentés dans les sections précédentes et ceci servira de guide à l'élaboration du code utilisé en simulation par Matlab qui sera par la suite utilisé pour le code assembleur pour le Visual DSP++ ultérieurement.

Comme il a été déjà mentionné, la machine peut générer la puissance pour toute la vitesse que ce soit au-dessous ou au-dessus de la vitesse nominale, le convertisseur au rotor doit être bidirectionnel. Quelques auteurs proposent l'utilisation des cycloconvertisseurs [Leo.85] [Wal.87] [Mit.91]. Ces convertisseurs produisent des harmoniques et ils ont un mauvais facteur de puissance [Pen.96.1], d'autres auteurs présentent des convertisseurs matriciels [Jeo.09] [Pen.11].

Dans ce travail on utilise deux convertisseurs triphasés au rotor; l'un est du côté rotor de la machine et l'autre est du côté réseau. Le principal objectif de ce dernier, est de garder la tension de bus continue constante, il fonctionne avec une fréquence de commutation élevée, ce qui permet d'éliminer les harmoniques non désirées, et en plus, il peut même contrôler la puissance réactive échangée avec le réseau du côté rotor de la machine, ce qui présente un avantage supplémentaire.

La stratégie de contrôle de ce type des convertisseurs, est considérée par plusieurs auteurs, deux principales stratégies sont proposées; la commande scalaire [Dix.88][Rod.95] et la commande vectorielle [Jon.93] [Rim.94] [Zar.95] [Pen.96].

Les régulateurs utilisés en stratégie de la commande scalaire sont des PI ou régulateurs à hystérésis, dont le calcul est relativement difficile. Ils présentent, également, une mauvaise dynamique. En plus les puissances active et réactive sont dépendantes pendant le transitoire [Pen.96.1].

Dans la partie suivante, on présente une étude détaillée du convertisseur côté réseau où on présente le modèle, la commande vectorielle et le calcul des régulateurs pour le convertisseur côté réseau.

#### 3.10.1 Stratégie de commande du convertisseur.

Dans cette approche, les tensions et les courants triphasés sont transformés en grandeurs biphasées selon deux axes  $d-q$  qui tourne avec la fréquence du réseau  $\omega_s$ . En

régime statique les trois phases deviennent des grandeurs continues lorsqu'elle s'exprime en référence synchrone.

Si l'un des deux axes (généralement l'axe 'd') est arbitrairement aligné avec la tension de réseau, les deux composantes des courants selon les deux axes  $d$ - $q$  représente les deux puissances active et réactive respectivement.

Les courants rotoriques et statoriques sont, alors, convertis dans un référentiel synchrone commun (statorique). Les références de courants  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  sont comparées aux valeurs actuelles et l'erreur est corrigée par fraction proportionnelle et intégrale. Immédiatement, des termes de découplage et de compensation sont injectés dans la commande avant que les quantités ne soient reconverties vers le référentiel synchrone aux phases du rotor. Nous soulignons que l'angle de l'orientation des phases rotoriques par rapport à celle du stator est nécessaire au passage entre les référentiels.

La tension de bus continue commande la puissance active, alors que la puissance réactive peut être contrôlée par un régulateur ou par le déphasage entre la phase du courant et la tension.

L'avantage le plus important de la méthode est de contrôler les puissances directement pendant les deux régimes statique et transitoire. En adition, les régulateurs PI régulent des quantités continue de courant, ce qui assure les erreurs nulles en régime statique.

### 3.10.2 Model de convertisseur côté réseau.

Considérons que la commutation est idéale, et négligeons l'effet des harmoniques. En considérant que  $v_{al}, v_{bl}, v_{cl}$  sont les tensions par phase à l'entrée de convertisseur, on peut écrire les équations :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{al} \\ v_{bl} \\ v_{cl} \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

En appliquant la transformation de Park sur le système (3.68) dans un référentiel synchrone tournant (avec la vitesse synchrone  $\omega_s$ ), on obtient :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_s L i_q + v_{dl} \\ v_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_s L i_d + v_{ql} \end{cases} \quad (3.69)$$

Le courant  $i_{os}$  est donnée par :

$$i_{os} = 3 \frac{i_d v_{dl} + i_q v_{ql}}{E} \quad (3.70)$$

Les expressions des puissances actives et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau sont données par :

$$\begin{cases} P = 3(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q = 3(v_d i_q - v_q i_d) \end{cases} \quad (3.71)$$

Si l'axe 'd' est aligné avec la tension  $v_d$ , la tension  $v_q$  devient nulle. Ainsi, l'amplitude de la tension devient constante et égale à  $v_d$ , et par conséquent, les puissances active et réactive seront proportionnelles à  $i_d$  et à  $i_q$  respectivement.

Pour calculer la position du vecteur de tension, on transforme les tensions triphasées dans la référence stationnaire  $\alpha, \beta$ . Ainsi, l'angle  $\theta_v$  est donné par :

$$\theta_v = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (3.72)$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_v}{dt} \quad (3.73)$$

Si on néglige les pertes dans les résistances et dans le bus continu, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{dc} i_{os} = 3 v_d i_d \\ m_l = \frac{2\sqrt{2}v_d}{E} \\ i_{os} = \frac{3}{2\sqrt{2}} m_l i_d \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{os} - i_{or} \end{cases} \quad (3.74)$$

Avec  $m_l$  est l'indice de modulation. On remarque que la tension de bus continu peut être contrôlée par le courant  $i_d$ . Le schéma de contrôle utilise, alors, les deux boucles des courants  $i_d$  et  $i_q$ , où le courant  $i_d$  est issu du régulateur de tension de bus continue.

La figure 3.20 montre la structure du contrôle global (commande des courants et la tension de bus continu) pour le convertisseur côté réseau.

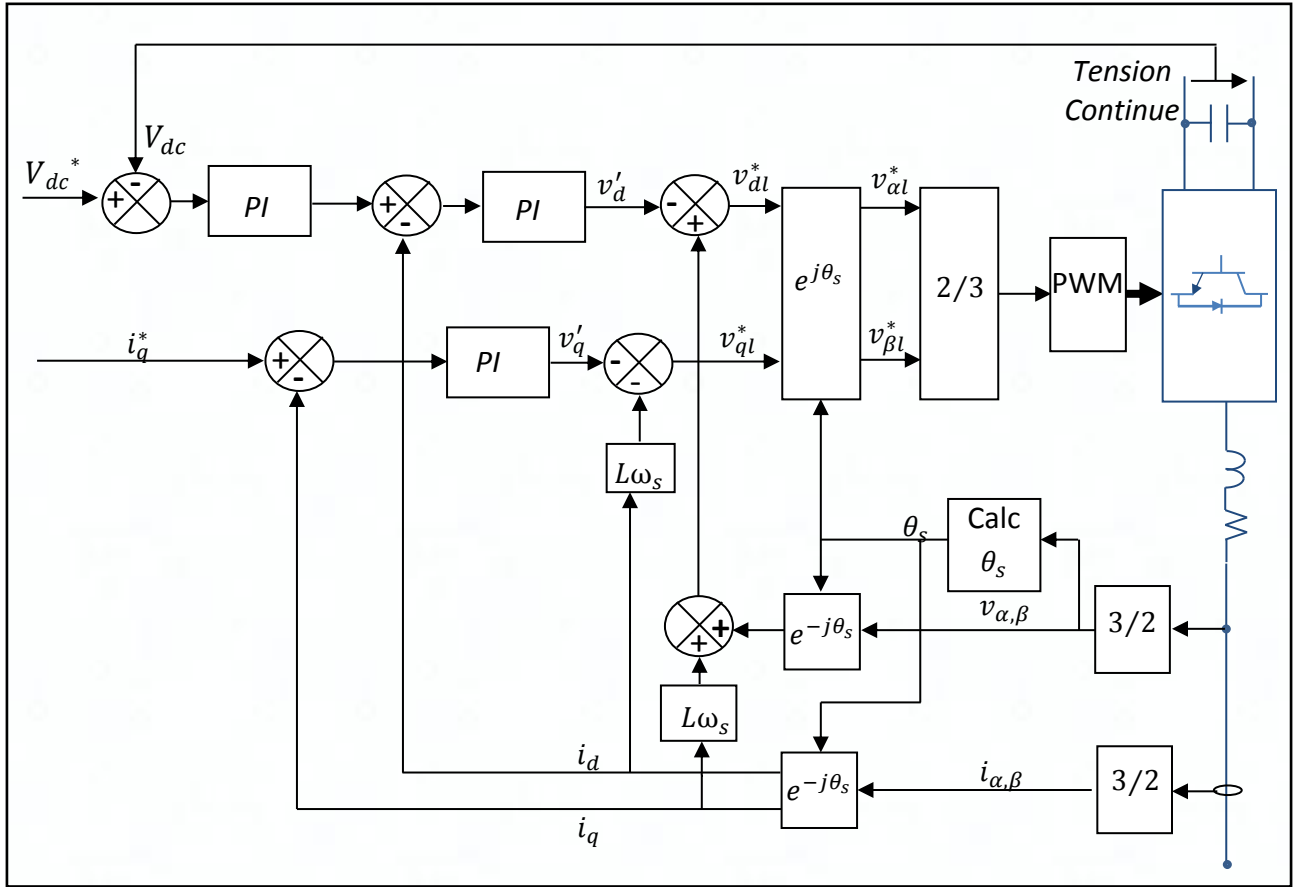


Figure 3.20 - Schéma générale de la commande pour le convertisseur côté réseau

### 3.10.3 Calcul des régulateurs.

Considérons l'équation (3.69) avec l'axe de référence est aligné selon la tension  $v_d$ , on obtient :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_s L i_q + v_{dl} \\ 0 = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_s L i_d + v_{ql} \end{cases} \quad (3.75)$$

Dans le but de découpler les équations selon les deux axes 'd' et 'q', on définit les termes :

$$\begin{cases} v_{dl} = -v_d' + (\omega_s L i_q + v_d) \\ v_{ql} = -v_q' - \omega_s L i_d \end{cases} \quad (3.76)$$



Ce qui donne:

$$\begin{cases} v'_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ v'_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (3.77)$$

A partir de l'équation (3.77), on peut déduire la fonction de transfert :

$$F(p) = \frac{i_d(p)}{v'_d(p)} = \frac{i_q(p)}{v'_q(p)} = \frac{1}{Lp+R} \quad (3.78)$$

De cette dernière fonction, on peut identifier les deux régulateurs PI, par la méthode de placement des pôles, cela a été détaillé pour la régulation des puissances de la GADA (équations (3.50), (3.51))

### 3.10.4 Régulateur de tension de bus continue

La dynamique de bus continue est plus rapide que la dynamique des courants, donc on considère uniquement la boucle de tension de bus continue, la fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{E(p)}{I_d(p)} = \frac{3 m_l}{2\sqrt{2} c p} \quad (3.79)$$

La figure 3.21 représente la boucle de régulation de la tension de bus continue. La composante  $i_{or}$  représente une perturbation.

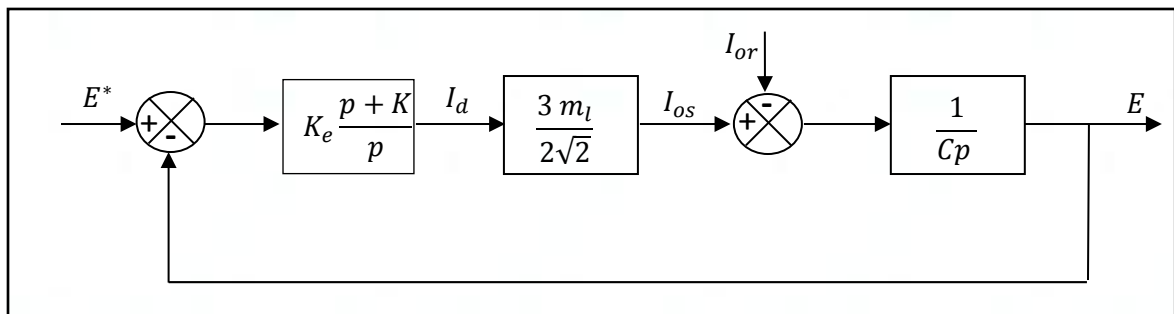


Figure3.21 - Régulation de la tension de bus continue

### 3.11 Résultats de simulation.

Pour évaluer les performances des types de commande présentées. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB /Simulink. On utilisera les schémas

synoptiques déjà présentées dans ce chapitre pour vérifier le découplage des puissances active et réactive.

Afin de visualiser le comportement de la machine, voir de la commande, on se limitera dans cette partie à la simulation de la machine (GADA) connectée au réseau. Vu le principe de la conversion d'énergie, la variation de puissance varie on variant la vitesse ou le couple d'entraînement.

On présente sur cette partie, un exemple de simulation d'une machine de 200W. Les paramètres de la machine se trouvent en annexe. Les résultats de simulation pour la commande directe et la commande indirecte sont les mêmes pour les différents grandeurs (courants, puissances, couple ...).

Dans ce qui suit, on utilisera la commande indirecte, on fixe la vitesse de la machine à 220 rd/s. Le première essai sera de faire fonctionner la machine à un facteur de puissance unitaire, en appliquant un échelon de puissance réactive de -60VAR à 0, à l'instant  $t=2s$ .

Par la suite, à l'instant 3s, la référence de la puissance active change de valeur, de -70W à +40W. Puis à -45W. Ce teste montre bien le comportement dynamique des régulateurs des puissances.

Les figures (3.22) et (3.23) montrent l'évolution des courants (dans le stator et dans le rotor) selon l'axe directe et l'axe quadrature respectivement. Ce qui correspond à l'évolution des puissances active et réactive selon les équations (3.24) (3.25).

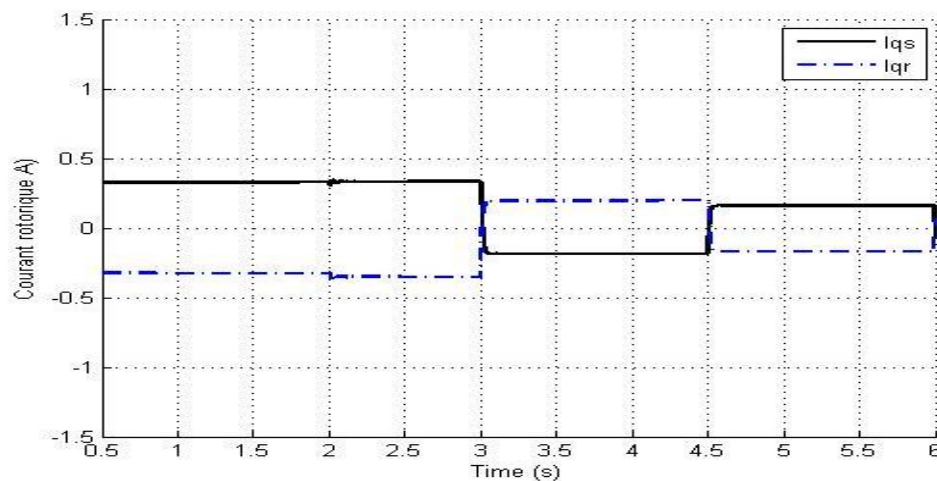


Figure 3.22 - Courants quadratures  $I_{qs}$  et  $I_{qr}$

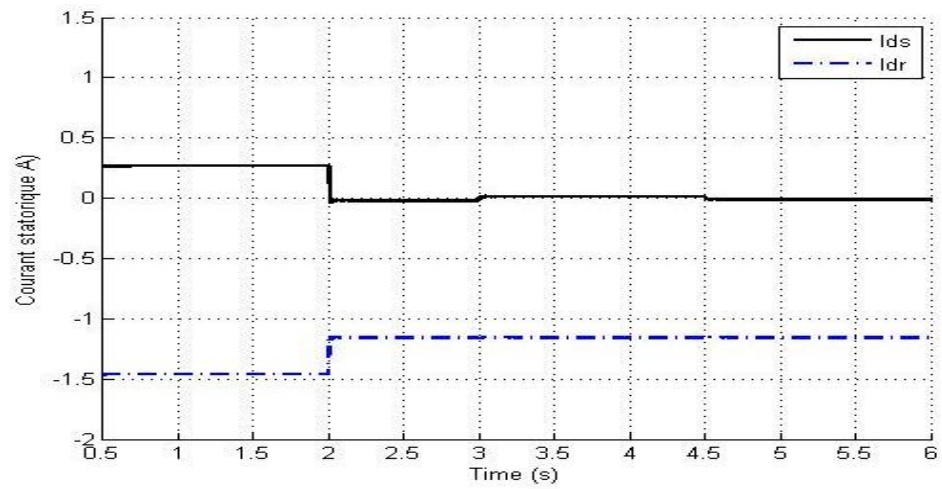


Figure 3.23 - Courants directes  $I_{ds}$  et  $I_{dr}$ .

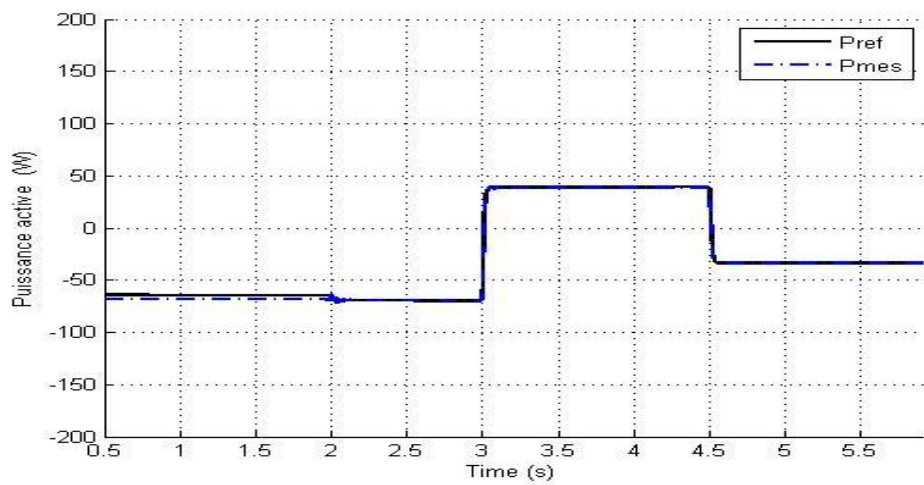


Figure 3.24 - Puissance active.

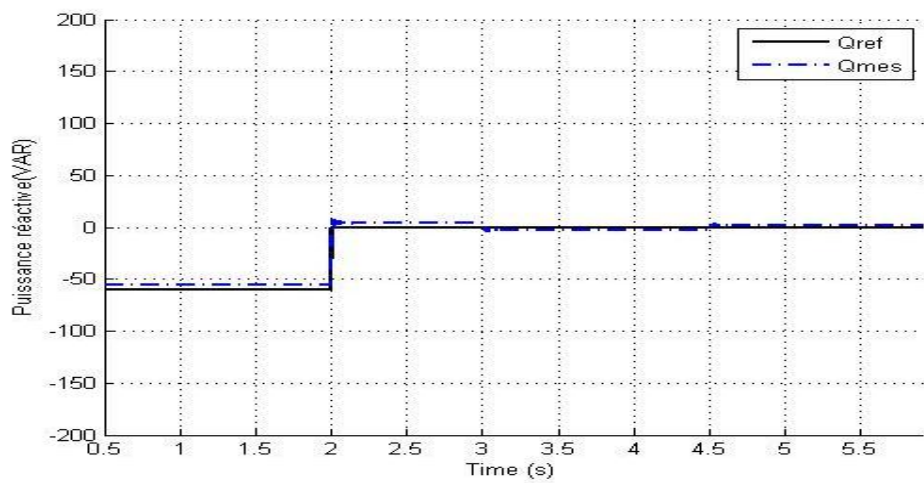


Figure 3.25 - Puissance réactive

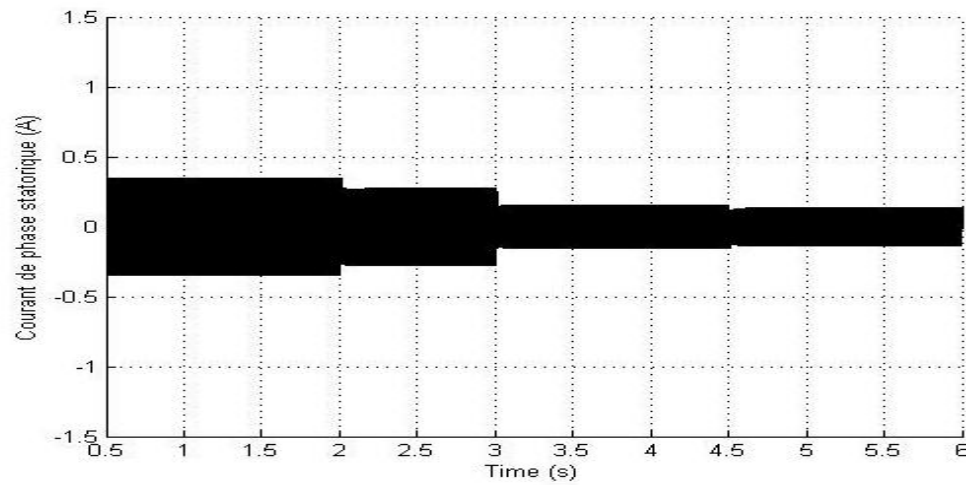


Figure 3.26 - Courant d'une phase statorique.

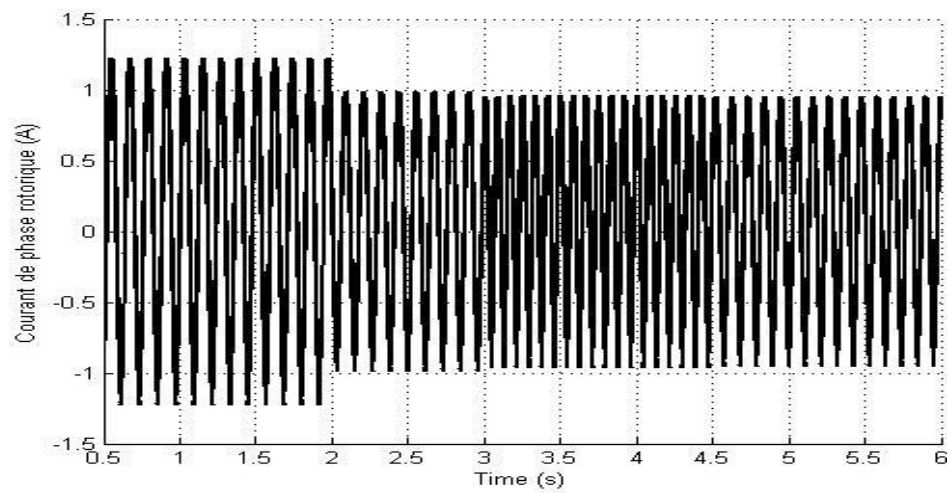


Figure 3.27 - Courant d'une phase rotorique.

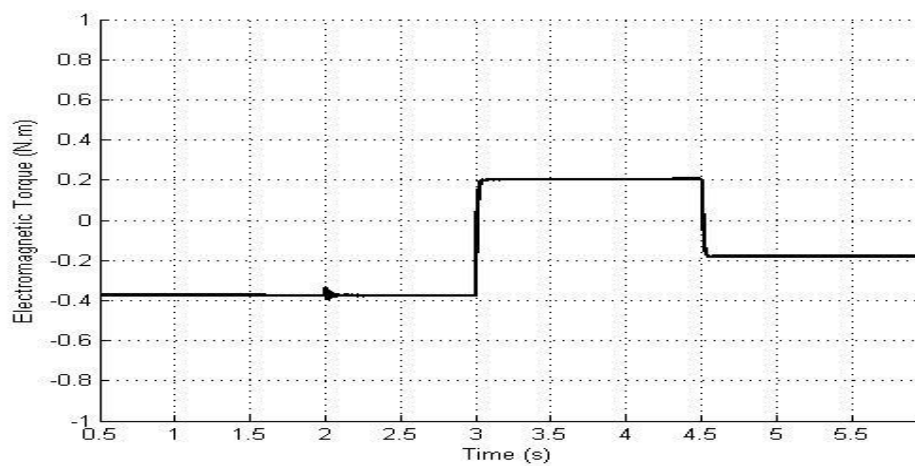


Figure 3.28 - Couple électromagnétique

Les courants des phases statorique et rotorique sont présentés sur les figures (3.26) et (3.27), le couple électromagnétique a le même comportement que la puissance active (Figure 3.28).

La simulation sur Matlab donne de bons résultats en termes de dynamique et réponse aux échelons pour les puissances réactive et active. Cependant, on observe une erreur statique qui est due au fait que dans cette partie de commande, la résistance statorique a été négligée. Cette résistance a une influence sur les puissances, ainsi sur les autres grandeurs (courant, couple)

### **3.12 Conclusion.**

Dans ce chapitre nous avons présenté la machine asynchrone du point de vue modélisation et commande. Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone tenant compte des hypothèses simplificatrices sur la base de la transformée de PARK, et la modélisation de l'ensemble GADA-convertisseurs. La stratégie de la commande vectorielle nous a permis de pouvoir contrôler la machine asynchrone et rendre son comportement proche d'une machine à courant continu en maintenant parfaitement le découplage entre les deux axes (l'axe  $d$  et l'axe  $q$ ), en facilitant ainsi la commande des puissances active et réactive

Une étude détaillée est également présentée, pour la modélisation et la commande des convertisseurs au rotor de la GADA, où, une attention particulière était réservée à la technique de modulation SVM. La présence des convertisseurs au rotor de la GADA donne de nombreux avantages nombreux au système.

Parmi les avantages, on cite le fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne.

On cite aussi, l'accessibilité au stator et au rotor de la GADA, ce qui offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.

L'utilisation d'une GADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques.

Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement aux autres machines, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

## **Chapitre 4 :**

# **RÉALISATION DU BANC D'ESSAIS POUR LA VALIDATION EXPÉRIMENTALE.**

### **4.1 Introduction.**

Les systèmes d'entraînement électroniques ont été, initialement, mis en œuvre avec l'utilisation des techniques en utilisant la théorie de l'électronique analogique. Ainsi, les contrôleurs ont été réalisés avec : des résistances, des amplificateurs opérationnels, des inductances et de condensateurs.

Avec l'avancée des techniques de traitement numérique du signal, il est devenu possible d'implémenter une stratégie de contrôle numériquement dans les processeurs de signaux numériques, contrairement aux contrôleurs analogiques, sont plus robustes et plus flexibles dans leur utilisation. En effets, le même système peut être utilisé pour différents applications, il suffit simplement d'être programmé de nouveau. Celle-là considéré parmi l'avantage le plus important des systèmes numériques.

Dans cette optique, ce chapitre a pour objet la réalisation la plateforme expérimentale numérique, ainsi la validation de la loi de commande pour la GADA que nous avons présentée dans le chapitre précédent (Chapitre 3).

L'intégration des lois de commande est réalisée à l'aide d'une carte ADSP-BF 527. Dans un premier temps nous décrivons l'environnement informatique, les cartes d'interface, les techniques de mesure et la commande du convertisseur d'électronique de puissance. Par la suite, nous discuterons les résultats expérimentaux obtenus pour chaque étape de réalisation.

#### 4.2 Présentation du banc d'essai.

La figure 5.1 présente le dispositif expérimental au laboratoire composé des instruments de la Lab-Volt d'une part (machines, appareils de mesure, convertisseurs de puissance...), et l'interface électronique commande que nous avons réalisé d'autre part.

- 1) *Ordinateur avec Visuel DSP*
- 2) *Amplificateur de tension*
- 3) *Filtre pour les courants rotoriques*
- 4) *Amplificateur des courants, lié avec le convertisseur analogique/numérique*
- 5) *Contrôleur DSP*
- 6) *Générateur des signaux SVM complémentaires avec le temps mort*
- 7) *Interrupteur pour l'alimentation du bus continue*
- 8) *interrupteur pour l'alimentation du rotor de la GADA*
- 9) *Onduleur*
- 10) *Module d'acquisition pour les courants et les tensions*
- 11) *Redresseur à thyristor*
- 12) *Wattmètre pour mesurer les puissances rotoriques*
- 13) *La GADA*
- 14) *Carte pour détecter l'angle rotorique*
- 15) *Contrôleur de redresseur*
- 16) *Voltmètre pour mesurer la tension de bus continue*
- 17) *Wattmètre pour mesurer la puissance statorique*
- 18) *Inductance de bus continue*
- 19) *Voltmètre pour mesurer la tension rotorique*
- 20) *Voltmètre et ampèremètre pour mesurer la tension et le courant statorique*
- 21) *Moteur à courant continu*
- 22) *Génératrice bathymétrique pour mesurer la vitesse de rotation*
- 23) *Interrupteur pour l'alimentation du stator de la GADA.*
- 24) *Bloc d'alimentation*
- 25) *Afficheur de vitesse de rotation*
- 26) *Deux oscilloscopes : de 4 canaux (à gauche) et de 2 canaux (à droite)*
- 27) *Enregistreur de puissance*



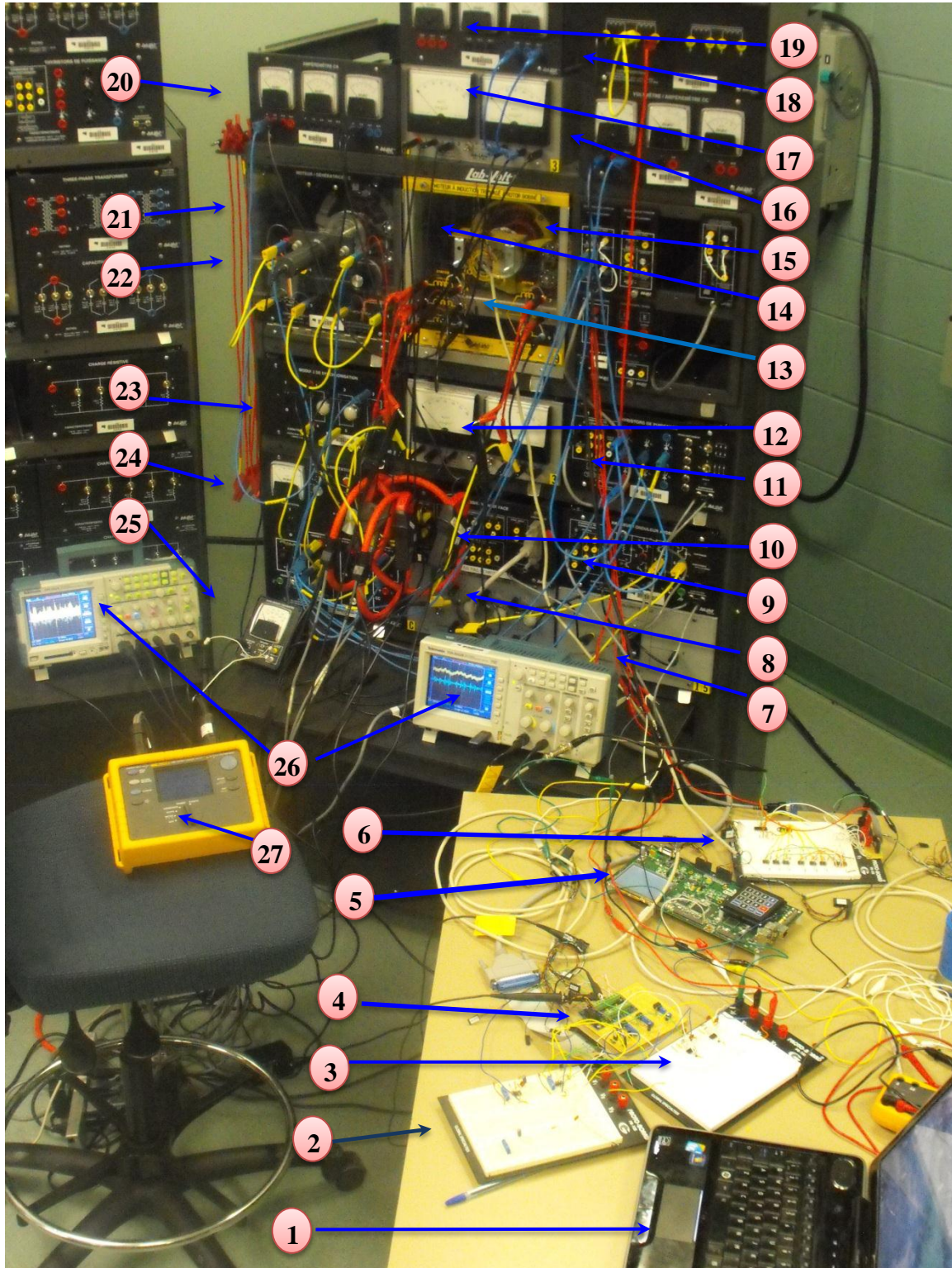


Figure 4.1 – Banc d'essai expérimental

Pour le système numérique mis en place, nous avons utilisé un processeur de signal numérique (DSP). -Un kit ADSP.BF-527- Les tâches programmées dans ce dernier sont :

- Acquisition des grandeurs électriques de la machine, courants et tensions
- Estimation de l'angle électrique et mécanique de la machine. ainsi calcul de la vitesse de rotation mécanique.
- Exécution de loi de commande en temps réel.
- Génération des signaux de commande pour les IGBTs du convertisseur de puissance.
- Supervision de système

Le kit ADSP utilisé est caractérisé par :

-Une grande flexibilité : pour telle application suffit de changer quelques lignes de programme assembleur sans aucune modification du côté matériel.

-Une grande vitesse : de processeur 32bits, et vitesse horloge 400MH, (peut atteindre 600MH en changeant la configuration des registres PPL).

Le schéma de la figure 4.2 montre le schéma du montage, basé sur l'ADSP, utilisé pour contrôler la GADA. Le système d'entraînement est constitué de :

- Génératrice asynchrone à rotor bobiné, de 200W pour la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.
- Une machine à courant continu de 200W considéré comme une source d'énergie mécanique.
- Trois interrupteurs. Deux pour la connexion de la machine côtés stator et rotor et un troisième pour la connexion de convertisseur de puissance côté rotor de la machine.
- Deux convertisseurs d'électronique de puissance en cascade. De 1kW. S'agit d'un
  - Onduleur : de Lav-volt à IGBT a une tension d'entrées DC =350V avec un courant admissible pour chaque transistor de 3A.
  - Redresseur triphasé de Lav-volt à thyristor
- Carte d'acquisition de tensions et de courants analogiques (DATA acquisition interface), cette carte convertit les grandeurs mesurées avec un rapport constant. Elle possède :
  - Trois entrées analogiques de tension  $\pm 400V$  sortie  $\pm 10V$ .

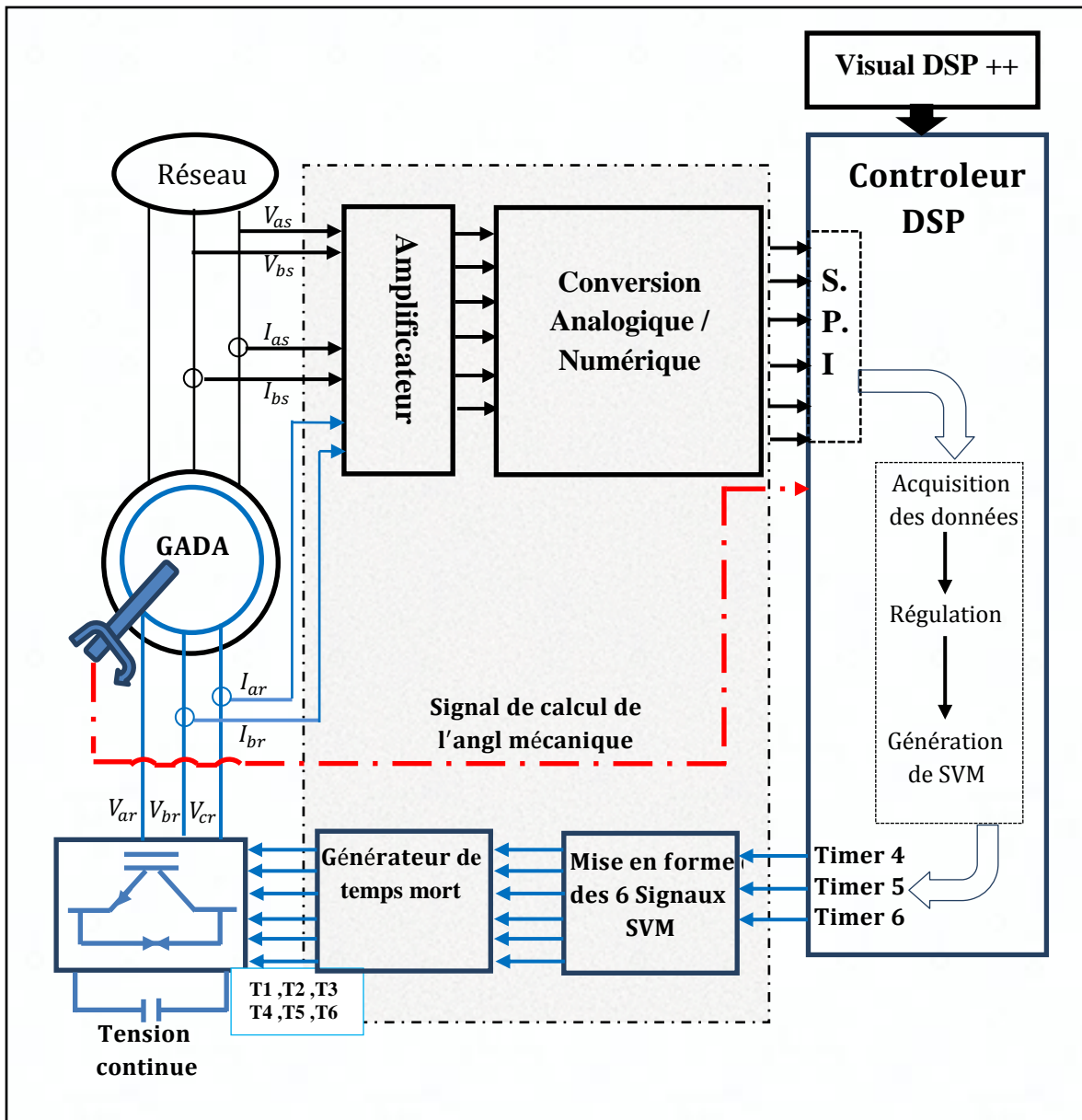


Figure 4.2 – Configuration de système de contrôle.

- Trois entrées de courants  $\pm 12A$  et sortie  $\pm 10A$ . (La mesure se fait avec un amplificateur lié à un opto-coupleur).
- Convertisseurs A/N pour mettre sous format numérique les signaux analogiques (courants et tensions), avant d'être exploité par la carte DSP (avec conditionnements).
- Deux Oscilloscopes numériques de 200MHz. 2GS/s: Tektronix TPS 2024 à 4 canaux, et Tektronix TDS 2022B à 2 canaux.



- Un appareil pour enregistrer les puissances actives réactives. Il s'agit d'un enregistreur de puissance : Fluke 1735 Power Logger Analyt. (Tension d'entrée maximale de 600V).

### 4.3 Présentation de la carte ADSP-BF527 EZ-KIT.

La carte d'évaluation sur la figure 4.3 sert de support pour le fonctionnement du processeur dans un environnement contrôlé. La figure 4.4 présente l'architecture de la carte EZ-KIT Lite, du point de vue des accès qu'elle offre au processeur BF527. Le plus grand bloc, au centre, représente le processeur. Quelques-unes de ses principales caractéristiques physiques: est la vitesse d'horloge maximale du noyau qui atteint *600 MHz*.

Les figures 4.4 et 4.5 présentent le schéma blocs du ADSP-BF527C, avec tous ses périphériques intégrés.

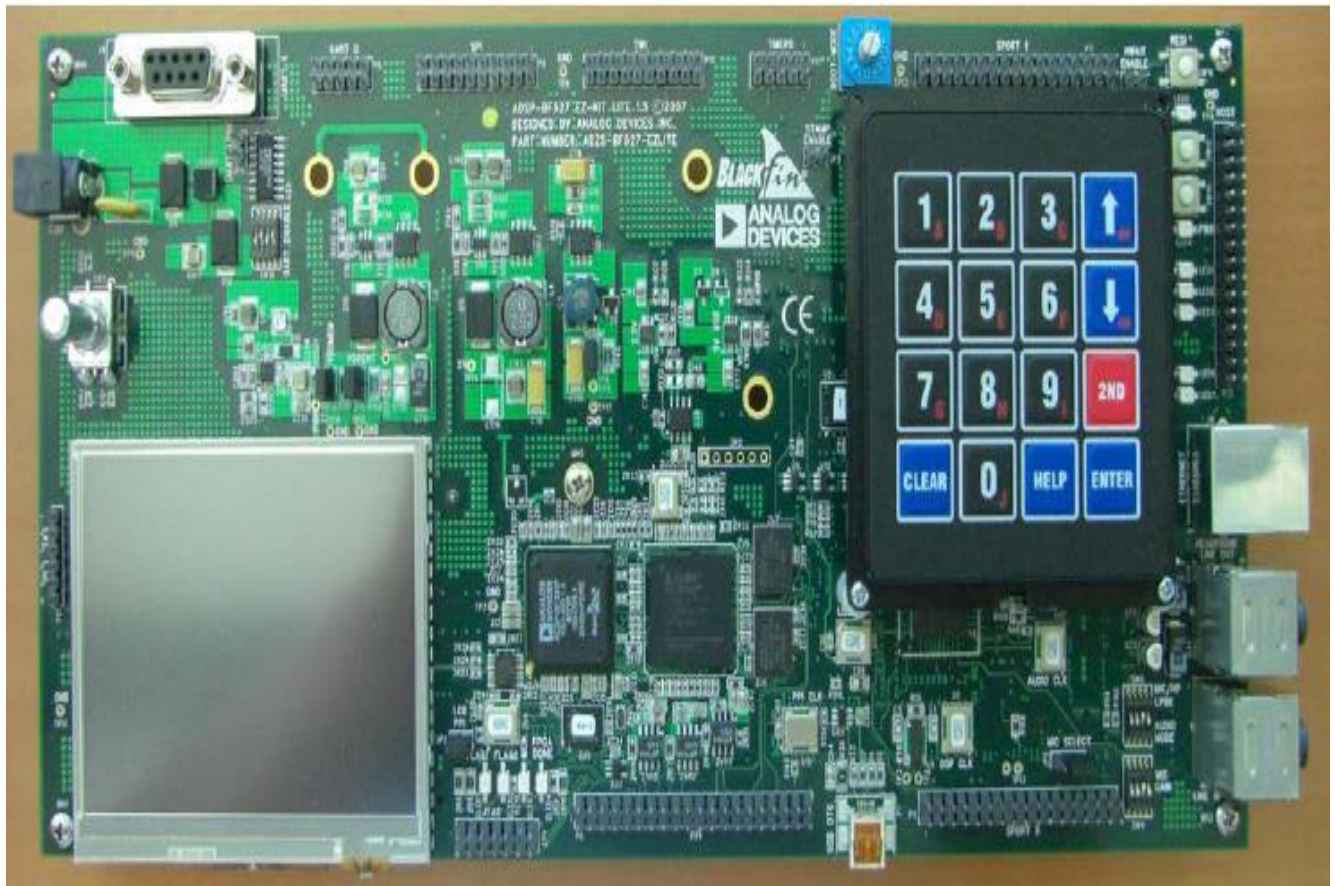


Figure 4.3 - Carte de développement BF527 EZKIT Lite d'Analog Devices

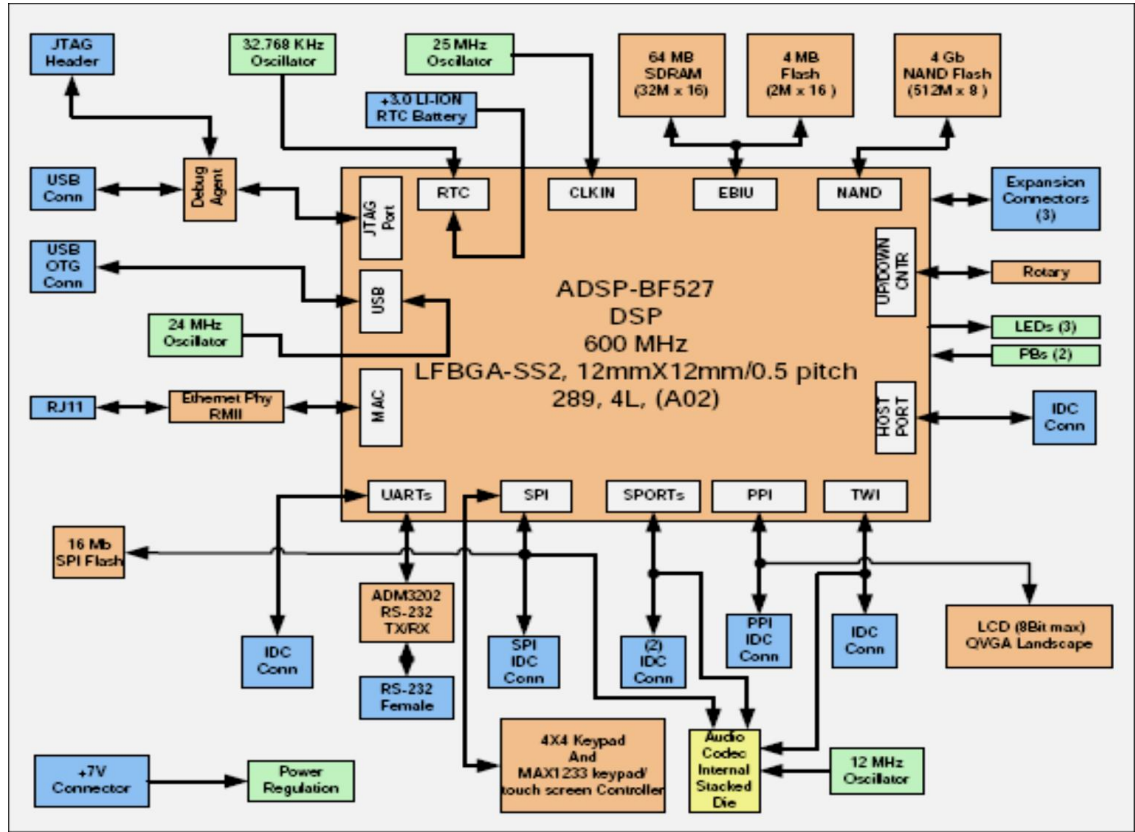


Figure 4.4 - Architecture du EZ-KIT Lite

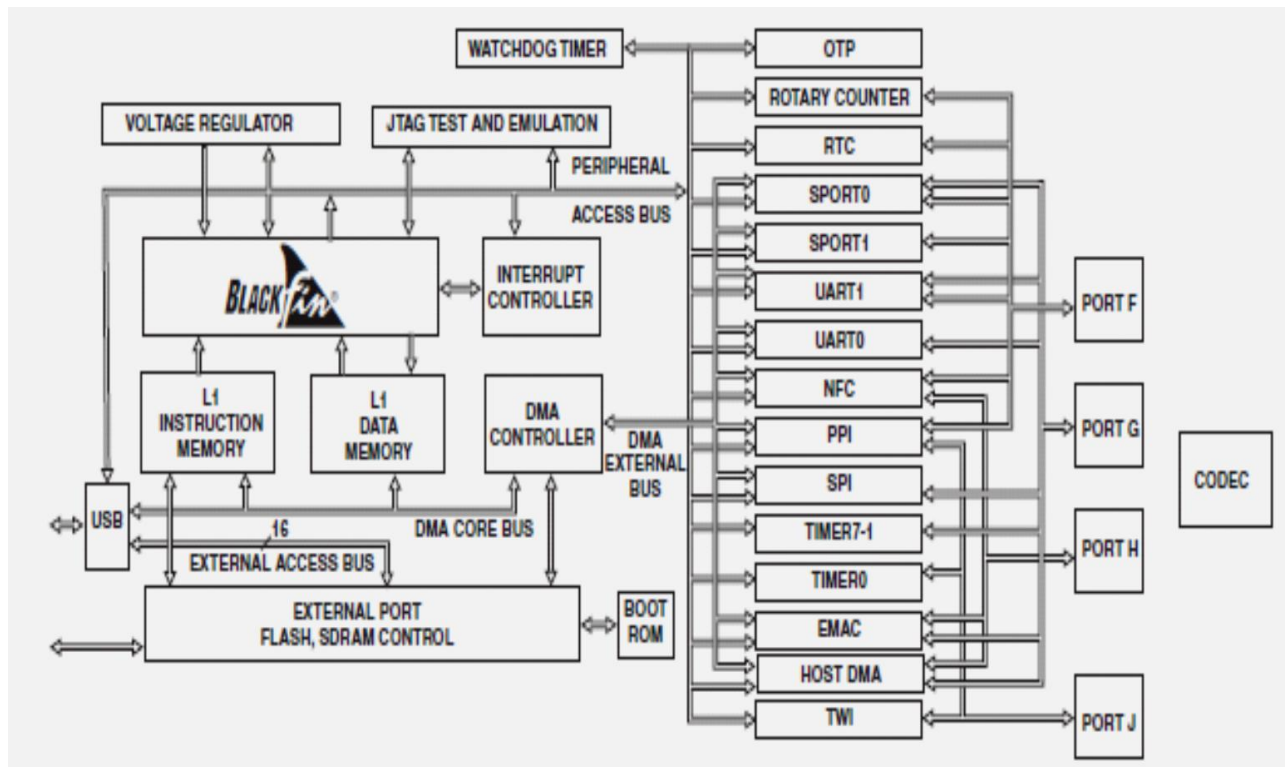


Figure 4.5 - Périphériques intégrés à l'ADSP-BF527C

### 4.3.1. Architecture du processeur ADSP-BF527.

Le noyau de BF527 présenté par le schéma bloc fonctionnel à la figure 4.6. Les processeurs de cette série BF52x comporte en commun un double-unité de calcul arithmétique (pas tout à fait un double-cœur). Tous les BF52x possèdent le même noyau (cœur) de la figure 4.6. Certains sont capables de fonctionner à plus haute vitesse (jusqu'à 600Mhz) ou à plus basse tension (jusqu'à 1.8 Volts).

Seul le BF561 considéré un vrai dual-core (dans la famille ADSP-BF). Ce qui les diffère les uns des autres sont les unités périphériques intégrées sur la même puce et la quantité de mémoire L1. (L1: Mémoire de niveau 1 au niveau de DSP)

Le processeur BF527 sur la figure 4.6 contient :

L'unité d'arithmétique est connectée à deux unités de génération d'adresses, DAG0 et DAG1, permettant d'aller chercher deux données en mémoire simultanément. Elle contient aussi un ensemble des registres spéciaux constitué de quatre groupes de quatre registres 32 bits :

- I (*Index*), B (*Base*), L (*Length*) et M (*Modify*) utilisés pour la gestion des tampons circulaires, ainsi que 8 registres pointeurs, P0-P5, FP et SP.

L'unité de contrôle contient le séquenceur de programme, qui est responsable de l'exécution, de l'alignement et du décodage des instructions du programme. Cette unité supporte des instructions de branchement relatif et conditionnel ainsi que les appels de sous-routines. Elle comporte, aussi, un circuit permettant de réaliser des boucles matérielles (*zero-overhead looping*). L'exécution du programme se fait selon le concept séquentiel de Von Neuman, c'est-à-dire une instruction à la fois.

L'unité d'arithmétique de données contient deux multiplicateurs 16 bits, quatre ALU 8 bits, deux ALU 40 bits, deux accumulateur 40 bits et un registre à décalage 40 bits. Elle comporte aussi une mémoire de données constituée de 8 registres 32 bits, R0 – R7, qui peuvent être utilisés comme 16 registres indépendants (de 16 bits), pour les opérations qui demandent des opérandes 16 bits. Lors d'une opération, les opérandes doivent provenir de ces registres de données ou faire partie (comme constante) de l'instruction du programme. Enfin, on remarque le registre d'état ASTAT qui, comme pour tout processeur, permet de tenir à jour des informations sur l'état des résultats de calculs : par exemple, s'il y a eu retenue ou débordement lors d'une addition ou d'une multiplication.

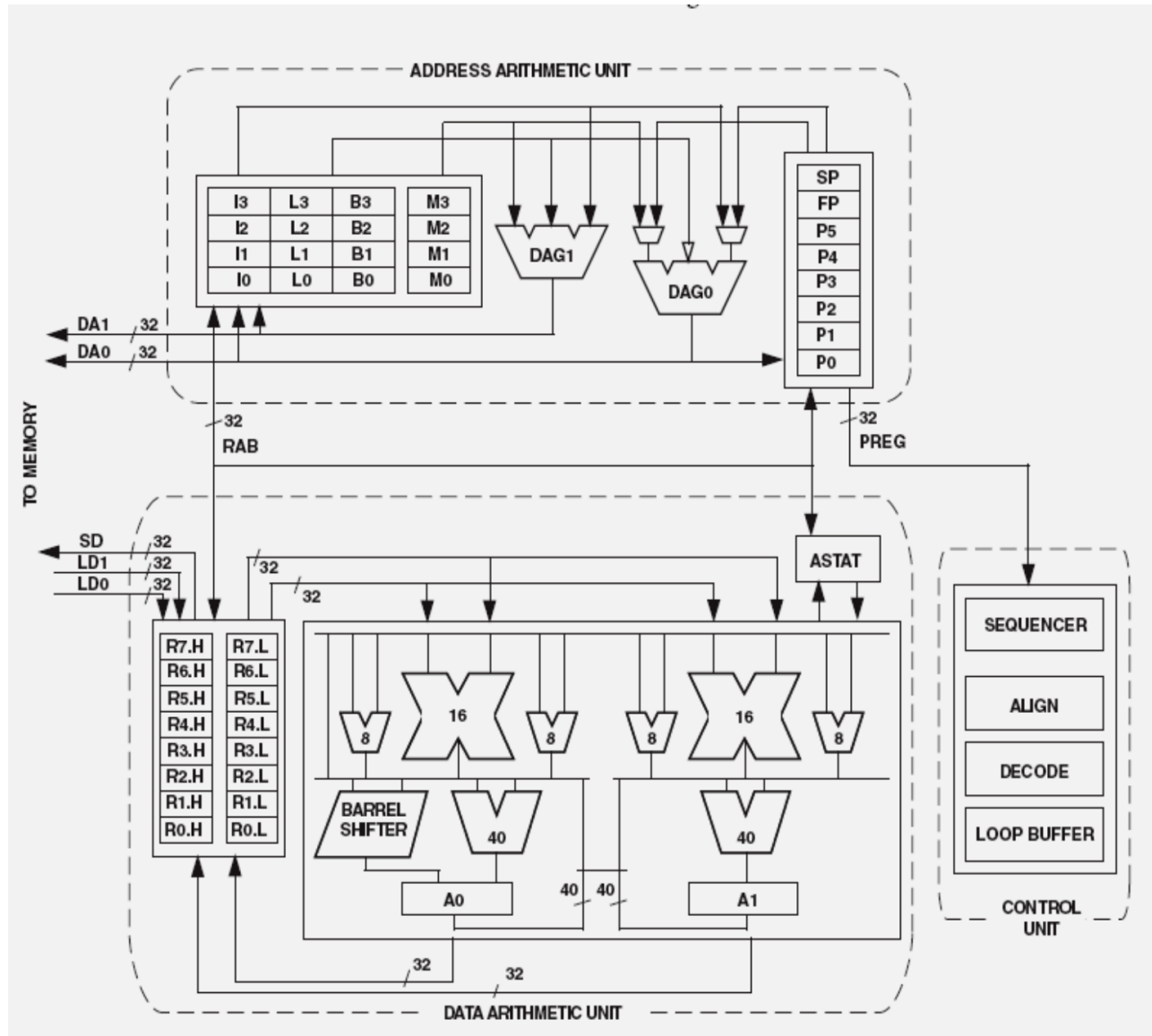


Figure 4.6 - Schéma bloc fonctionnel du noyau BlackFin BF527

### 4.3.2 Les mémoires d'instructions et les mémoires de données de niveau L1.

Le BF527 comporte deux zones distinctes de mémoire de niveau L1: une pour les instructions de 48 KOctets uniquement accédée en lecture (par le séquenceur) et une de 32 KOctets de données qui sera accédée en lecture/écriture. Cette distinction entre zone des instructions et zone de données est due à l'architecture Harvard, indispensable dans un DSP qui doit cracher en vitesse de calculs (accès simultané à une instruction et une donnée dans un même cycle).

### 4.3.3 Le Core Timer.

Tous les processeurs BF52x contiennent *CORE TIMER* (noyau) qui est un registre de décompte sur 32 bits (TCOUNT), dont on recharge grâce un autre registre (TPERIOD) et dont la fréquence d'entrée pour le décompte est plus ou moins ralentie selon un nombre diviseur dans un registre (TSCALE).

Ce décompte se fait donc en dehors du fonctionnement du PROGRAM SEQUENCEUR afin, justement, à ne pas mobiliser ce dernier.

Les registres TSCALE, TPERIO et TCOUNT sont accessibles en lecture et écriture aux adresses MMR (Memory Mapped Registers) en mémoire physique.

Biensur, le terme *CORE* ne signifie pas que ce périphérique fasse partie du noyau, mais plutôt qu'il fonctionne à la cadence de l'horloge CCLK du noyau. Figure 4.7 montre la structure interne du *CORE TIMER*.

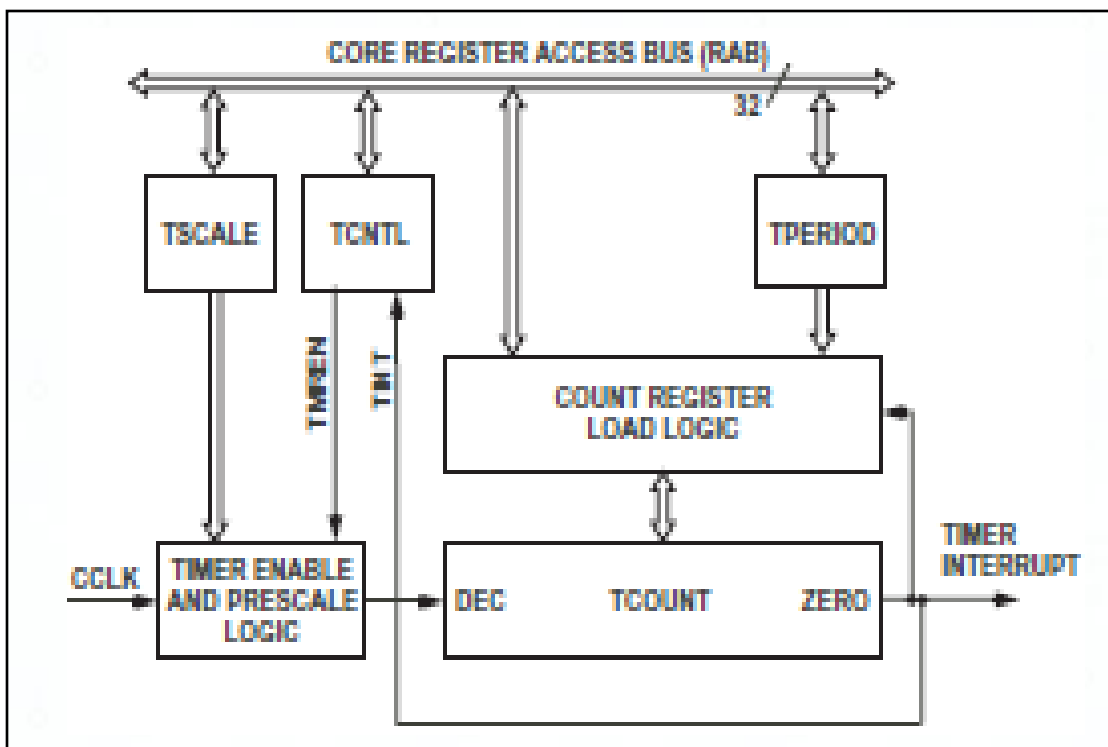


Figure 4.7 - Diagramme fonctionnel du CORE TIMER



#### 4.3.4 Les ports généraux d'Entrées/Sorties.

Sans port avec des entrées/sorties, le processeur ne sert absolument à rien : il serait sourd et aveugle, car le but d'un système à microprocesseur consiste invariablement à lire les signaux, les interpréter avec les instructions d'actionner les sorties.

Le BF52x possède trois ports GPIO de 32 bits désignés F, G, H, cependant afin de réduire le nombre de pins sortant de la puce et sachant que dans la plupart des conceptions de systèmes, on n'utilise pas toutes les possibilités à la fois, ces pins sont aussi multiplexées pour d'autres fonctions également.

#### 4.3.5 Base de temps d'usage général PWM.

Le BF527 possède en plus du CORE TIMER, 8 bases de temps d'usage général qui peuvent être configurés en mode PWM (Pulse Width Modulation) : TMR0-7.

Les huit Timers du BF527 supportent les modes de fonctionnement suivants:

- Mode génération d'intervalle (*single-shot mode*).
- Mode génération de signal MLI (*PWM* – « *Pulse Width Modulation* »), avec mise à jour de la période et de la largeur.
- Mode capture de signal, avec mise à jour de la période et de la largeur;
- Mode compteur d'événements externes.

La distinction à faire avec le CORE TIMER est que celui-ci est plutôt destiné comme base de temps pour un système d'exploitation multitâche.

Pour notre travail, on a utilisé 4 Timers ; les trois Timers 3, 4,5 (Figure 4.8) utilisés pour générer les références de tension, tandis que on a réservé le Timer 6, pour l'utiliser en communication SPI

Chaque `TIMERx` doit avoir deux registres : `TIMERx_PERIOD` qui contient un certain nombre de périodes du signal d'horloge de système `SCLK` et de ce fait correspond à la fréquence réelle, et `TIMERx_WIDTH` qui contient un certain nombre de périodes pour la largeur de pulse (ce nombre devrait être inférieur à ce qui est mis dans `TIMERx_PERIOD`).

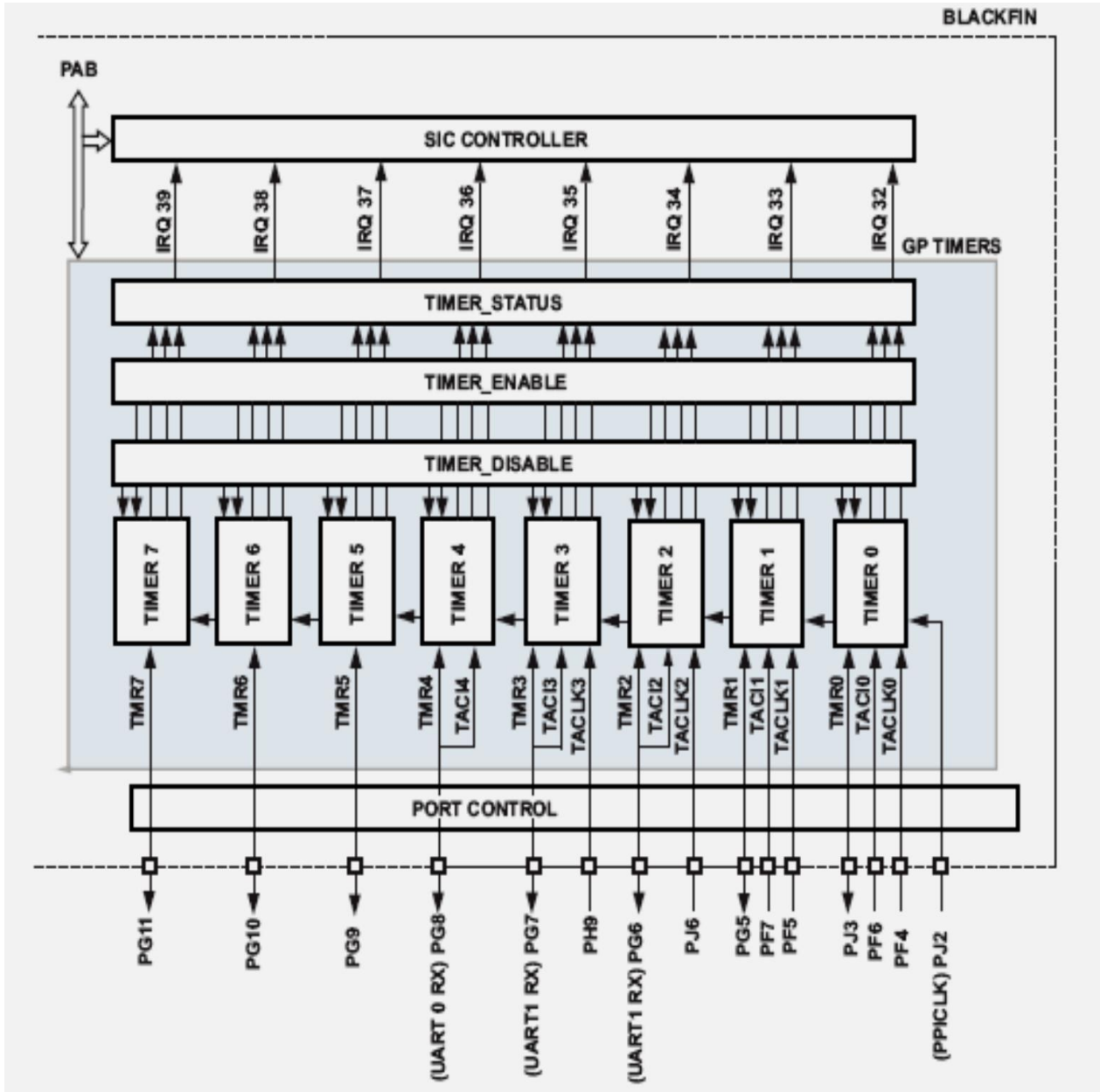


Figure 4.8 - Schéma bloc du module "Timer" du blackfin BF527.

Le compteur croissant est dans le registre `TIMERx_COUNTER`, dès que ce compte atteint le nombre dans `TIMERx_WIDTH`, la sortie `TMRx` (`PGx` ou `PJx`) est remise à zéro. Le compteur continue à croître cependant, jusqu'à ce que son contenu atteigne celui de `TIMERx_PERIOD`. Dès lors une interruption est générée et le compteur `TIMERx_COUNT` est remis à zéro. Dès lors la sortie est `TMRx` est réactivée à l'état haut...En finalité, en mode PWM.

### 4.3.5a Description fonctionnelle des Timers.

Le cœur de chaque Timer est un compteur 32 bits dont le contenu peut être lu dans le registre en lecture seule `TIMERx_COUNTER` (Figure 4.9), où 'x' représente le numéro du Timer; par exemple: `TIMER3_COUNTER` contient la valeur du compteur du Timer3.

Selon le mode d'opération, chaque compteur est initialisé à `0x0000 0000` ou à `0x0000 0001` à l'activation du Timer. Les compteurs comptent toujours vers le haut. En mode compteur, la valeur du compte est incrémentée par l'application d'un front sur l'entrée `TIMRx`. La nature du front actif (montant ou descendant) est programmable. En mode *PWM* il est possible d'utiliser une des entrées d'horloge alternatives `TACLKx` ou l'entrée d'horloge commune `TMRCLK` (Figure 4.9) pour incrémenter en continu la valeur du compteur. Il est aussi possible d'utiliser l'horloge système `SCLK`, et c'est ce que nous ferons.

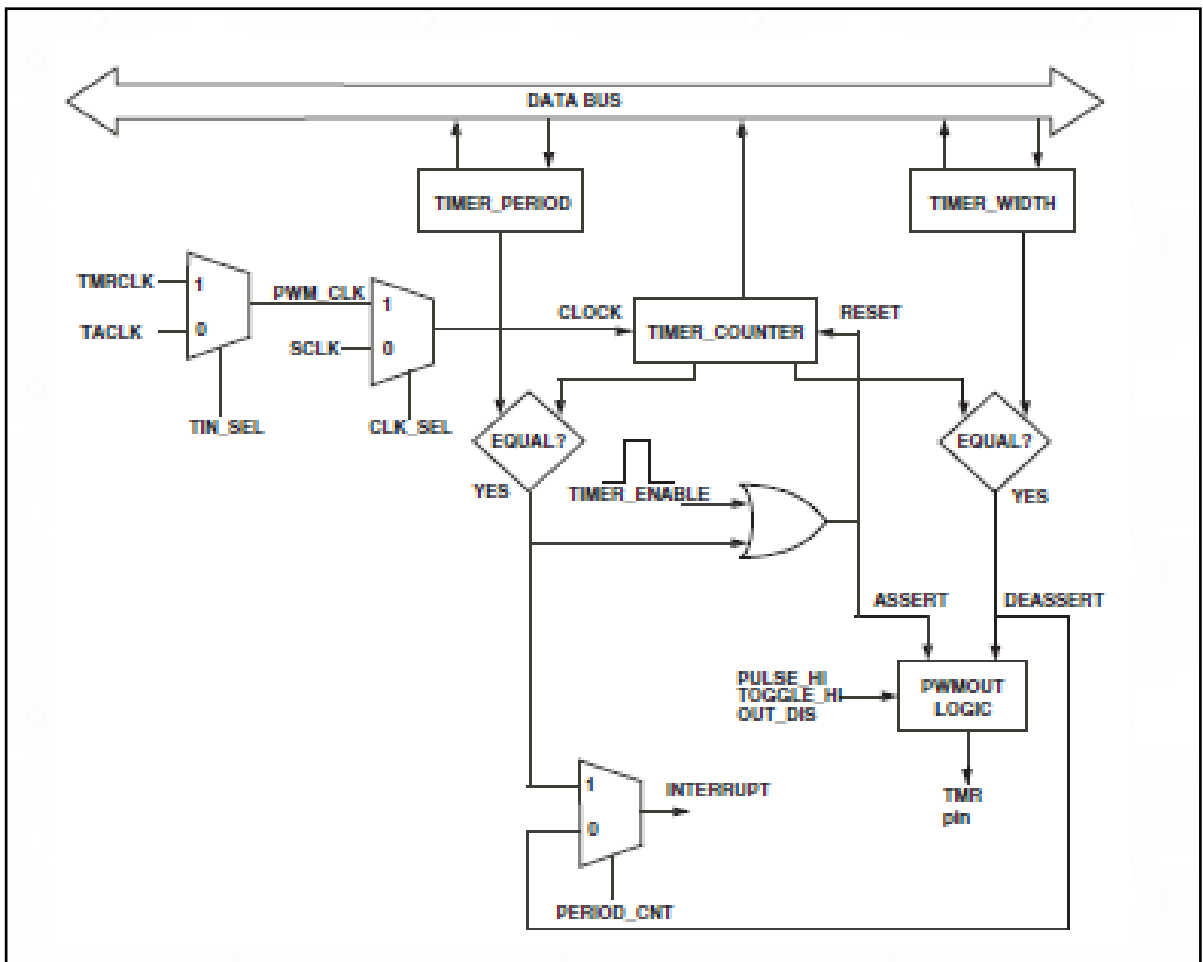


Figure 4.9 - Schéma bloc du Timer pour BlackFin BF527

S'il n'est pas remis à zéro, le compteur d'un Timer déborde après (232-1) coups d'horloge consécutifs. Cette situation est rapportée par le bit TOVF\_ERRx (*overflow/error*), dans le registre d'état global des Timers, TIMER\_STATUS. En mode capture, le compteur est remis à zéro par un front montant sur une des entrées TRMx ou TACIx. Ce mode peut être utilisé pour mesurer la vitesse de rotation par exemple.

En mode *PWM*, le compteur est remis à zéro par le matériel lorsque le compte atteint la valeur stockée dans le registre TIMERx\_PERIOD, tandis que la sortie TMRx change automatiquement d'état quand le compte atteint la valeur contenue dans le registre TIMERx\_WIDTH. C'est ce qui permet de générer facilement les signaux MLI.

Optionnellement, ces trois événements (débordement, remise à zéro en mode capture ou en mode *PWM*) activent le bit TIMILx du registre TIMER\_STATUS et déclenchent une interruption système. Les bits TOVF\_ERRx et TIMILx sont "collants" (*sticky*), c'est-à-dire qu'ils doivent être effacés par le programme pour éliminer la requête d'interruption.

#### 4.3.5b Initialisation des Timers.

Avant d'activer un Timer, son mode d'opération doit être configuré dans le registre TIMERx\_CONFIG correspondant. Ensuite seulement, le Timer peut être démarré en mettant à '1' son bit représentatif, TIMENx, dans le registre global TIMER\_ENABLE. Si un Timer est actif, il faut le stopper avant de pouvoir le reconfigurer.

Les registres TIMER\_ENABLE et TIMER\_DISABLE peuvent être utilisés pour activer ou désactiver les huit Timers simultanément, simplement en mettant à '1' les bits de contrôle désirés. Chacun de ces registres peut aussi être lu pour vérifier l'état d'activation des Timers. Un bit à '1' indique que le Timer correspondant est activé. Il importe de savoir qu'un Timer ne commence à compter qu'après trois cycles d'horloge SCLK, à partir de l'établissement du bit TIMENx.

#### 4.3.6 L'interface SPI du BF527.

Le BF527 est muni d'un port SPI, qui permet de l'interfacer sur une grande variété de dispositifs utilisant ce protocole de communication série.

Le port SPI est un port de communication série à quatre fils : deux lignes de données, une ligne d'horloge et une ligne de sélection (Figure 4.10). Il s'agit donc d'un port de communication

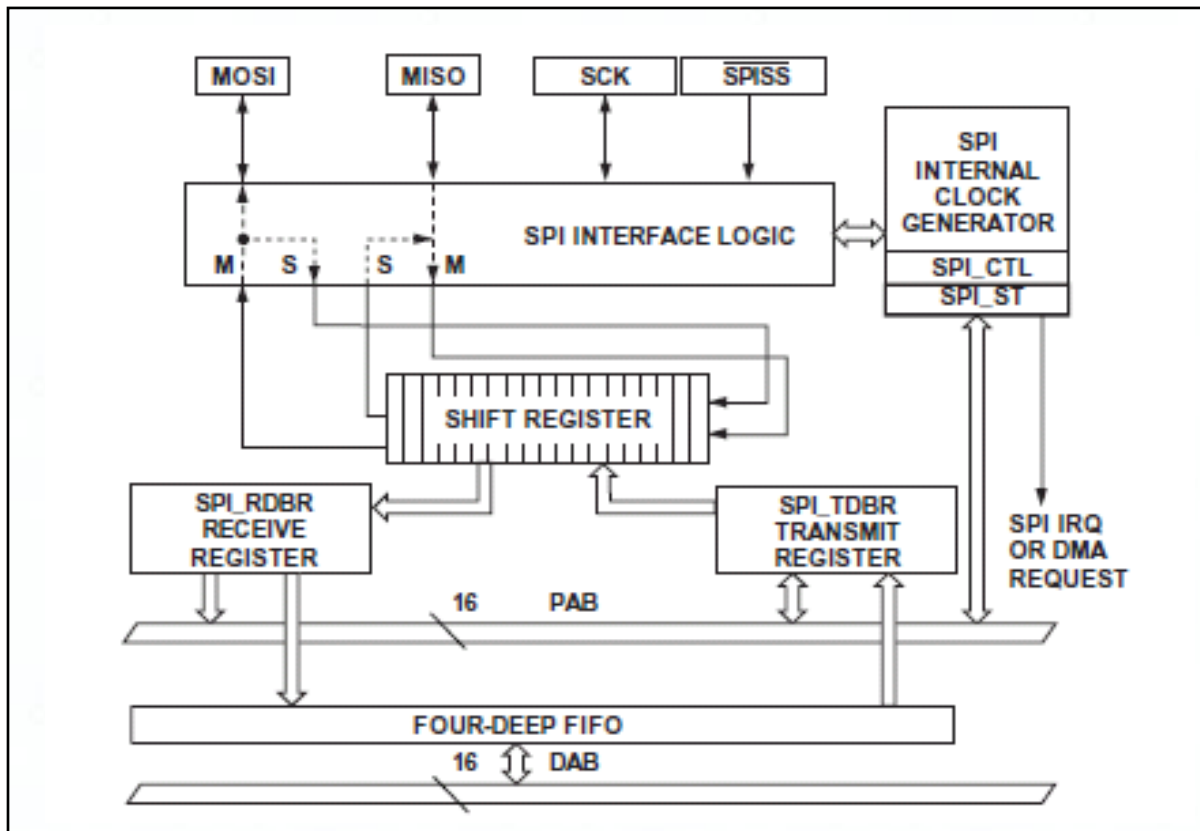


Figure 4.10 - Schéma bloc fonctionnel du module SPI du BF527

série synchrone, full duplex, de type « maître-esclave », et qui permet de fonctionner dans un environnement avec plusieurs maîtres.

Il s'agit, essentiellement, d'un registre à décalage, qui transmet et reçoit les données de façon sérielle, un bit à la fois, à la vitesse cadencée par l'horloge SCK. Lors d'un transfert SPI, les données transmises sont extraites du registre à décalage en commençant par le MSB, en même temps que les données reçues y sont insérées. Le dispositif maître (le processeur dans le nôtre cas) transmet ses données sur la ligne MOSI (*Master Out Slave In*) et reçoit les données de l'esclave sur sa ligne MISO (*Master In Slave Out*).

Le signal SCK règle la vitesse du décalage, il est généré par le maître.

#### 4.3.6a Les lignes du port SPI du BF527.

Le port SPI comporte cinq lignes principales : MISO, MOSI, SCK, /SPISS /SPISEL1. Ces lignes sont accessibles sur le port G, qui doit être configuré selon la fonctionnalité désirée.

La ligne SPISS est l'entrée de sélection lorsque le processeur est mode esclave (fonction b#00 du port G) et devient la sortie de sélection d'esclave #1, SPISSEL1, en mode maître (fonction b#10 du Port G).

En mode maître, le processeur peut utiliser n'importe quelle ligne GPIO pour fournir un signal de sélection d'esclave. Cependant, quatre lignes du port F et deux lignes du port H peuvent être spécialement dédiées à cette tâche pour permettre d'accéder à 7 esclaves SPI au total.

#### **4.3.6b Le signal d'horloge SCK.**

Le signal d'horloge SCK est actif pendant le transfert d'un mot binaire seulement, et sert à décaler les données transmises et reçues sur les lignes MOSI et MISO. Le signal SCK est fourni par le maître (le processeur dans notre cas) et sa fréquence est déterminée à partir de la valeur 16 bits contenue dans le registre SPI\_BAUD et la fréquence de l'horloge système SCLK, selon la relation suivante :

$$\text{fréquence SCK} = (\text{fréquence SCLK}) / (2 * \text{SPI\_BAUD}).$$

La valeur minimale permise dans SPI\_BAUD est 2. Une valeur de 0 ou 1 désactive l'horloge SCK.

La fréquence maximale de SCK, aussi appelée le baud rate, est de SCLK/4.

#### **4.4 Le convertisseur Analogique/Numérique MCP3204.**

L'acquisition des grandeurs analogiques est effectuée par le circuit MCP 3204[MCP3208 Datasheet]. Il est constitué de 8 canaux de 10bit analogique à numériques (MCP3008). 8 canaux de 12 bit numériques à analogique avec deux sorties tamponnées (Figure 4.11).

Pour les différents modes de communication possibles du MCP3008. Il faut :

- 1-. Activer /CS en le plaçant à l'état bas
- 2-. Émettre un mot de commande de 5 bits, constitué de :
  - Un start bit à 1
  - Un bit à 1 pour sélectionner le mode unipolaire
  - Trois bits pour sélectionner le canal du convertisseur A/N.

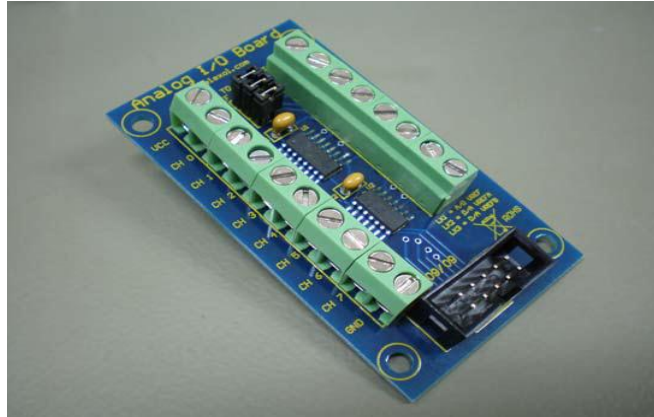


Figure 4.11 - Le convertisseur Analogique/Numérique MCP3208.

3-.Après un cycle de SCK, le convertisseur A/N transmet ses données en commençant par un 'Null bit' à 0 puis la lecture du canal sur 12 bits.

Puisque le processeur ne peut transmettre et recevoir que sur des mots de 8 ou 16 bits, il faut combiner la transmission et la réception de façon judicieuse pour pouvoir communiquer avec les capteurs

#### 4.5 La communication série avec le convertisseur A/D.

La communication série, consiste à transmettre sur une seule ligne, les données sous forme de variation électrique (ou optique) pour chaque bit ou chaque groupe de bit à transmettre. Ces variations sont elles-mêmes binaires. C'est-à-dire qu'ils varient entre 2 états électriques (optique) qu'on désigne par ``Mark`` et ``Space`` pour les distinguer des bits ``1`` et ``0`` qu'il y a à transmettre. Car, selon le type d'encodage, chaque variation d'état va correspondre soit à un seul bit, soit à plusieurs bits à transmettre.

##### *Le protocole SPI (Serial Peripheral Interface)*

Le protocole est une interface série synchrone, supporte quatre modes de fonctionnement, définis par des combinaisons spécifiques de la phase et de la polarité du signal d'horloge. Ces combinaisons sont sélectionnées à l'aide des bits CPOL et CPHA du registre de contrôle SPI\_CTL.

Le port SPI à quatre fils :

- MISO – *master in slave out* entrée pour la réception de données en mode maître

- MOSI – *master out slave in* sortie pour la transmission de données en mode maître
- SCK – le signal d'horloge
- SPISEL (ou SPISS) – signal de sélection (ou activation) d'esclave

Une entrée du côté maître devient la sortie associée du côté esclave : du côté esclave, MISO devient la sortie et MOSI l'entrée des données. SCK est une sortie du côté maître et une entrée du côté esclave. Enfin, le SPISEL du maître sert à activer le SPISS de L'esclave. Voici le schéma bloc de l'interface SPI du BF527 :

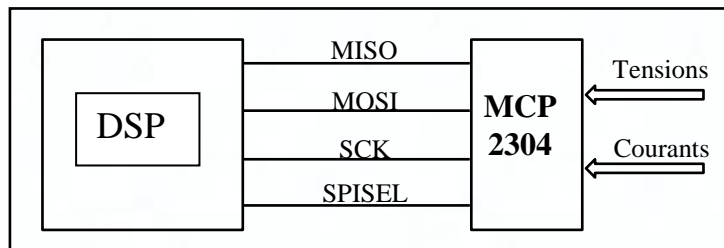


Figure 4.12 - Schéma bloc de l'interface SPI du BF527

Le module SPI est essentiellement un registre à décalage, à l'intérieur duquel les bits du mot binaire à transmettre sont décalés vers la sortie MOSI, en même temps que les bits reçus de l'entrée MISO y sont insérés. L'esclave interrogé est sélectionné par ligne SPISELx correspondante du maître (le BF527 peut supporter 7 esclaves, SPISEL1 à SPISEL7) et le transfert des données est cadencé par l'horloge SCK. Quatre modes de transmission sont possibles, suivant l'état des bits de configuration CPHA et CPOL. Le registre SPI\_CTL est utilisé pour configurer et activer le SPI. Ce registre permet d'activer l'interface SPI, de sélectionner le mode maître ou esclave et de spécifier le format des données et la longueur des mots binaires (8 ou 16 bits) :

CPOL.

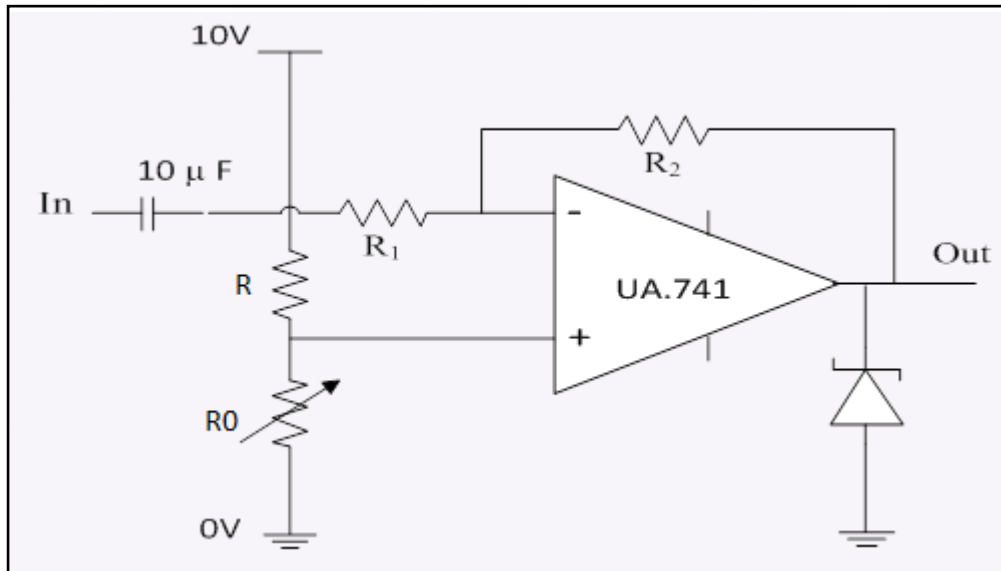
#### 4.6 Circuit de conditionnement des grandeurs électriques.

Pour les mesures, on suppose que le réseau est stable, la tension et fréquence peuvent être introduites dans le programme comme des valeurs constantes. On mesure, donc, les courants des rotors à l'aide de la carte d'acquisition de Leb-Volt. Ce dernier donne un rapport du courant/tension égale à 10/12 respectivement

L'amplificateur est indispensable pour qu'on puisse faire une conversion de signal complète, sachant que le MCP3204 est incapable de convertir les signaux négatifs



Tenant compte la valeur de courant (tension) qu'on va mesurer correspond à 6V max alors que la valeur de tension maximale supporté par le MCP3204 c'est 3.3V, l'amplificateur diminue la tension avec le rapport :  $6/4 = 1.5$  puis ajoute la valeur constante 1.5 (``offset``) ce qui donne une valeur max acceptable =3 V



La figure 4.13 montre le schéma de l'amplificateur réalisée à l'aide de UA.741

Figure 4.13 - Amplificateur utilisé pour réduire la tension et ajouter une offset

La résistance  $R_0$ , est une résistance variable qui sera ajusté pour avoir la valeur désirée de ``l'offset``. Les résistances,  $R_1$  et  $R_2$  sont calculés pour avoir le rapport  $A = -R_2/R_1 = 0.4$

Les résistances qu'on a utilisées sont  $R_1 = 5K\Omega$  et  $R_2 = 1.2K\Omega$  ce qui donne  $A = 1.2/5 = 0.24$

$R = 10k$  en série avec la résistance variable pour avoir une tension variée, linéairement, on limitant le courant maximale.

#### 4.7 Circuit de conditionnement de mesure de la vitesse.

Pour mesurer la vitesse on a utilisé une sous routine de programme pour intégrer l'angle de rotation mécanique. Cette méthode est très avantageuse en point de vu qualité de signal. Elle nous permet d'éviter le bruit de mesure par rapport la méthode traditionnelle qui utilise une génératrice tachymetrique.

En point de vu exactitude de calcul, la mesure dépend, beaucoup plus, à la vitesse de rotation de la machine. En effet, supposant la machine aura une vitesse de 1000tr/mn (dans le pire

des cas pratiquement pendant le fonctionnement permanent de système) la fréquence de mesure sera 16.66 mesure par seconde dans ce cas. Cette fréquence de mesure, considérée comme assis suffisante pour mesurer une grandeur mécanique. Par conséquent, On peut confirmer l'efficacité de la méthode, sa robustesse, ainsi sa simplicité par la suite.

Côté programmation, on introduit un sous routine d'intégration, s'exécute en parallèle exactement comme celle de l'intégrale de l'erreur pour le régulateur PI. En temps réel, La mise à jour de la valeur de la vitesse sera liée alors à la fréquence de Core-Timer et à la fréquence de rotation de la machine

Côté matérielle, on utilise un capteur Opto-électrique QRD1114, ce capteur réalise deux taches à la foi (Figure 4.14):

- D'une part, initialise l'angle à 0 chaque fois ou l'angle de rotation de rotor atteint la valeur  $2\pi$ . Sans cette initialisation de l'angle de rotation, un problème de débordement de calcul après un certain temps de fonctionnement du banc d'essai risque d'arriver. Cela, à cause de l'erreur de mesure qui s'accumule avec le temps [Alf.10].
- D'autre part, le capteur réinitialise l'angle à zéro au début de l'intégrale, le point qui correspond au point de synchronisation physique de référence pour la rotation des axes  $dq$ . Cella est indispensable pour avoir les bonnes valeurs des composantes de Park, ainsi tous le calcul qui suit dans le reste de l'algorithme de commande. [Tre.11] sachant que le calcul des composantes des Park, basé, essentiellement, sur cet angle.

Figure (4.15) présente les détails de la carte réalisé pour conditionner le signal numérique généré par QRD1114.

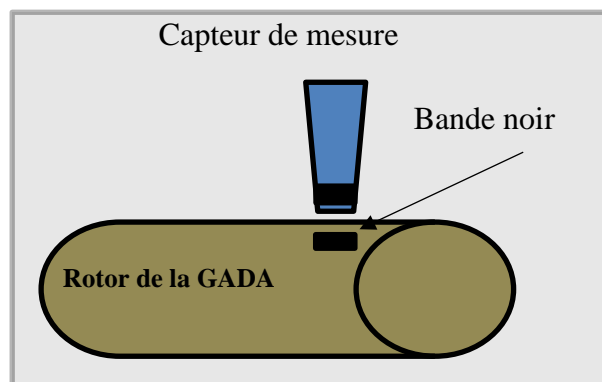


Figure 4.14 - Schéma de principe pour mesurer de la vitesse

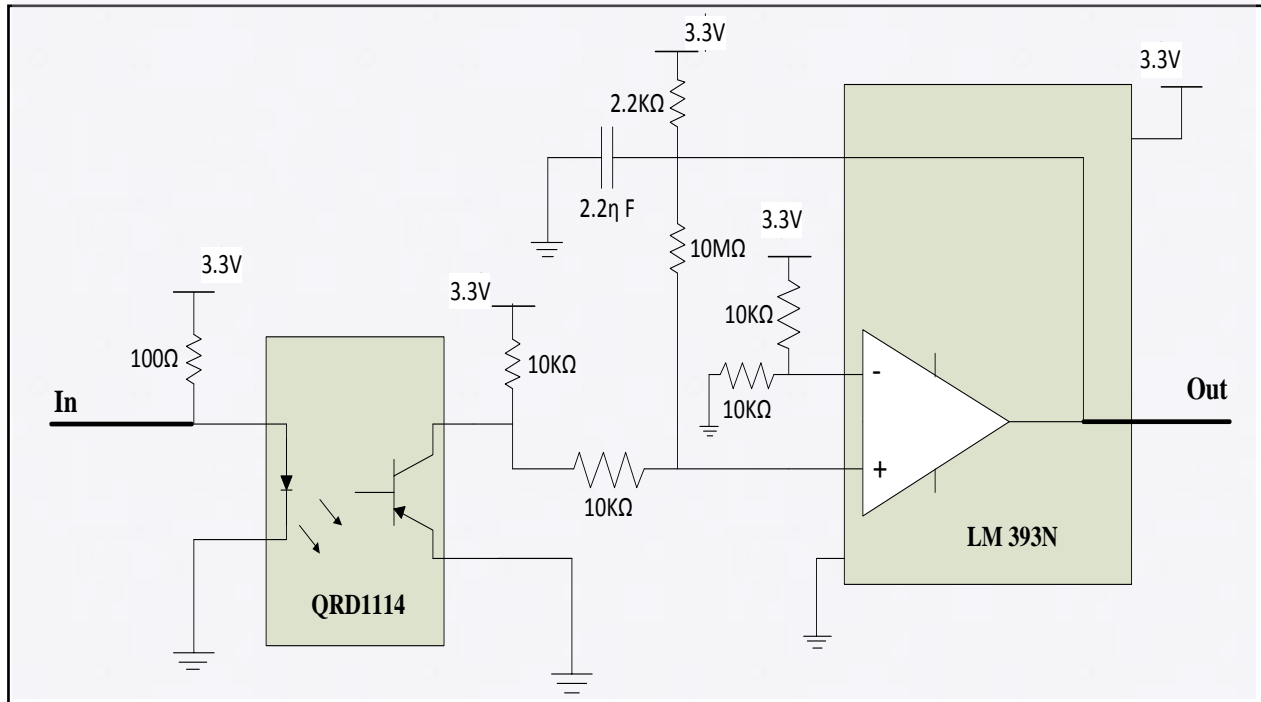


Figure 4.15 - Schéma de la carte réalisée pour mesurer l'angle de rotation

#### 4.8 Circuit de conditionnement des signaux SVM.

Comme il a été indiqué précédemment, les Timers 3,4 et 5 de la carte ADSP sont utilisés pour générer les signaux SVM. Pour commander les 6 IGBTs de l'onduleur, on aura besoin des signaux complémentaires des trois signaux. La difficulté rencontrée à ce niveau, est le court-circuit qui se produit au niveau du bras de l'onduleur. En effet, le passage de l'état haut vers l'état bas et vice versa n'est plus instantané pour les deux MLI qui sont complémentaires. L'état où les deux signaux se trouve à l'état 1 maintenu quelque micro seconde, on ajoutant le temps de réponse de l'IGBT qui retarde l'état *on* et l'état *of* 200 microseconde, cela présente un vrai risque pour l'onduleur. le risque est multiplié dans le cas des courants importants.

À cet effet, on a ajouté, avec l'inverseur le circuit LM 555, qui agit directement sur les signaux produisant un délai de l'ordre de 6µs. Ce délais représente 2% des pulses du SVM générés. Dans le pire des cas, le choix de la résistance R et de la capacité C conduit à une bonne performance avec un délai réalisable

Figure 5.16 montre les signaux sortants de la carte réalisée. Pour inverser les signaux on introduisant les délais entre deux signaux complémentaires. Les deux IGBTs : 1 et 4 (sur la figure) sont les interrupteurs de même bras

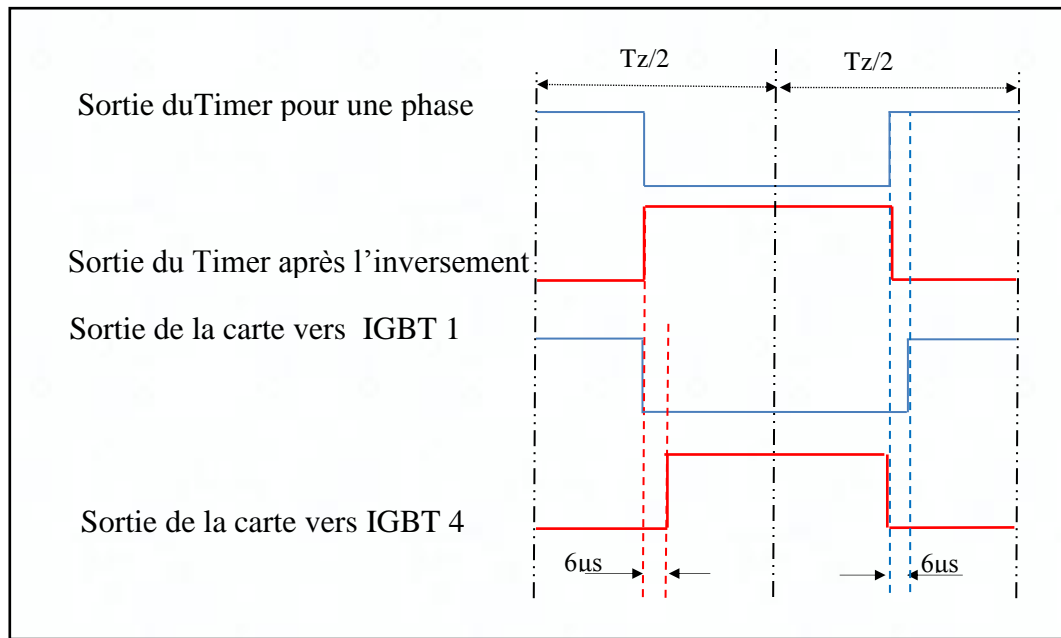


Figure 4.16– Délai entre deux signaux complémentaires

D'après la comparaison entre les signaux des Timers sortie de la carte ADSP et les signaux qui vont commander l'onduleur pour un bras. On constate, bien, que ces derniers sont inversés à cause des opto-coupleurs qui étaient ajoutés pour assurer une bonne isolation de la carte, ainsi garantir une meilleure protection. On note, ici, que chaque signale SVM va être inversé 5 fois avant de commander l'IGBT. Figures 5.17 et 5.18 montrent une image et le schéma utilisé pour la carte prototype réalisée

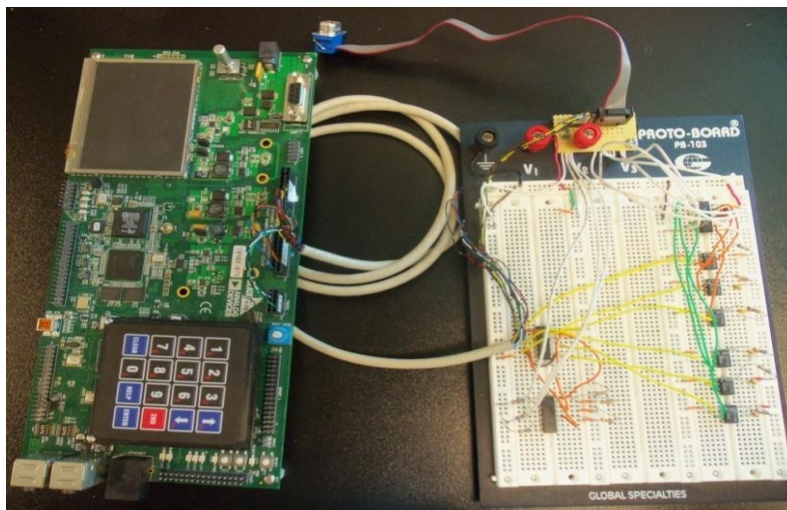


Figure 4.17 - prototype de la carte réalisée. Elle génère les signaux SVM inversé avec un délai

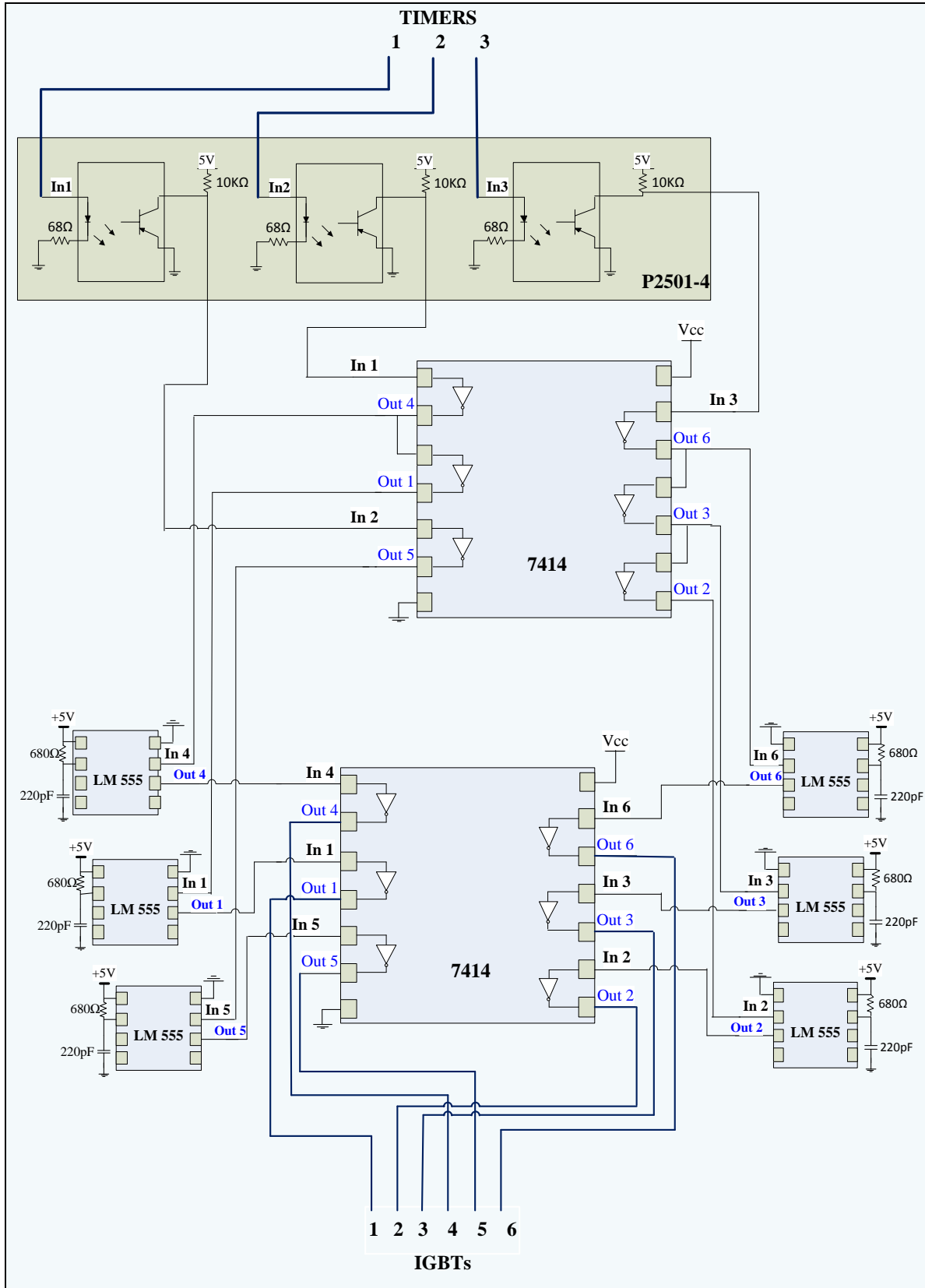


Figure 4.18– Diagramme de la réalisation des signaux SVM inversés avec un délai

## 4.9 Réalisation du code pour commander la GADA.

On utilise le logiciel VisualDSP++5.0 update 5(2009) qui est capable de prendre en compte les options de développement pour la série Blackfin, notamment pour le processeur BF-527 le plus récent de la famille (en 2009).

Un programme sous VisualDSP ++5 avec le contrôleur ADSP-BF527a été développé en code assembleur pour le contrôle numérique de la GADA. Les avantages d'un code, bien structuré, sont bien connus. Le logiciel est inclus différents modules indépendants, où chaque module peut être débogué et testé séparément alors qu'ils peuvent être connectés à d'autres modules pour le développement autre logiciel pour tells applications.

Les entrées / sorties de chaque module peuvent être adressées à la mémoire du programme. Ceci rend possible le raccordement des entrées/ sorties des modules facilement.

### 4.9.1 Structure de programme.

Figure 4.19 montre l'algorithme général, utilisé, pour la commande de la machine en boucle fermée (Incluse la commande de la machine en boucle ouvert).

Le programme est constitué par les différentes étapes suivantes:

- Déclaration des données.
- Initialisation des interruptions.
- Acquisition des courants rotoriques et de la vitesse de rotation.
- Transformation de Park utilisant trois courants rotoriques et l'angle issu de l'intégration de la vitesse.
- Comparer les valeurs des courants  $I_d$  et  $I_q$  de références avec ceux mesurés.
- Calculer les tensions de références  $V_d$  et  $V_q$  issue des régulateurs.
- Calculer le numéro de secteur pour le SVM (secteur 1, 2, 3, 4,5 ou 6).
- Calculer les durées T0, T1, T2 corresponds au numéro de secteur.
- Générer les 3 pulses Twith1, Twith2 et Twith3.

En temps réel, tous le calcul doit être synchronisé avec la vitesse de Cor-Timer. Sauf la vitesse de communication, ainsi la vitesse l'acquisition des données qui peuvent se faire indépendamment de la vitesse de synchronisation.

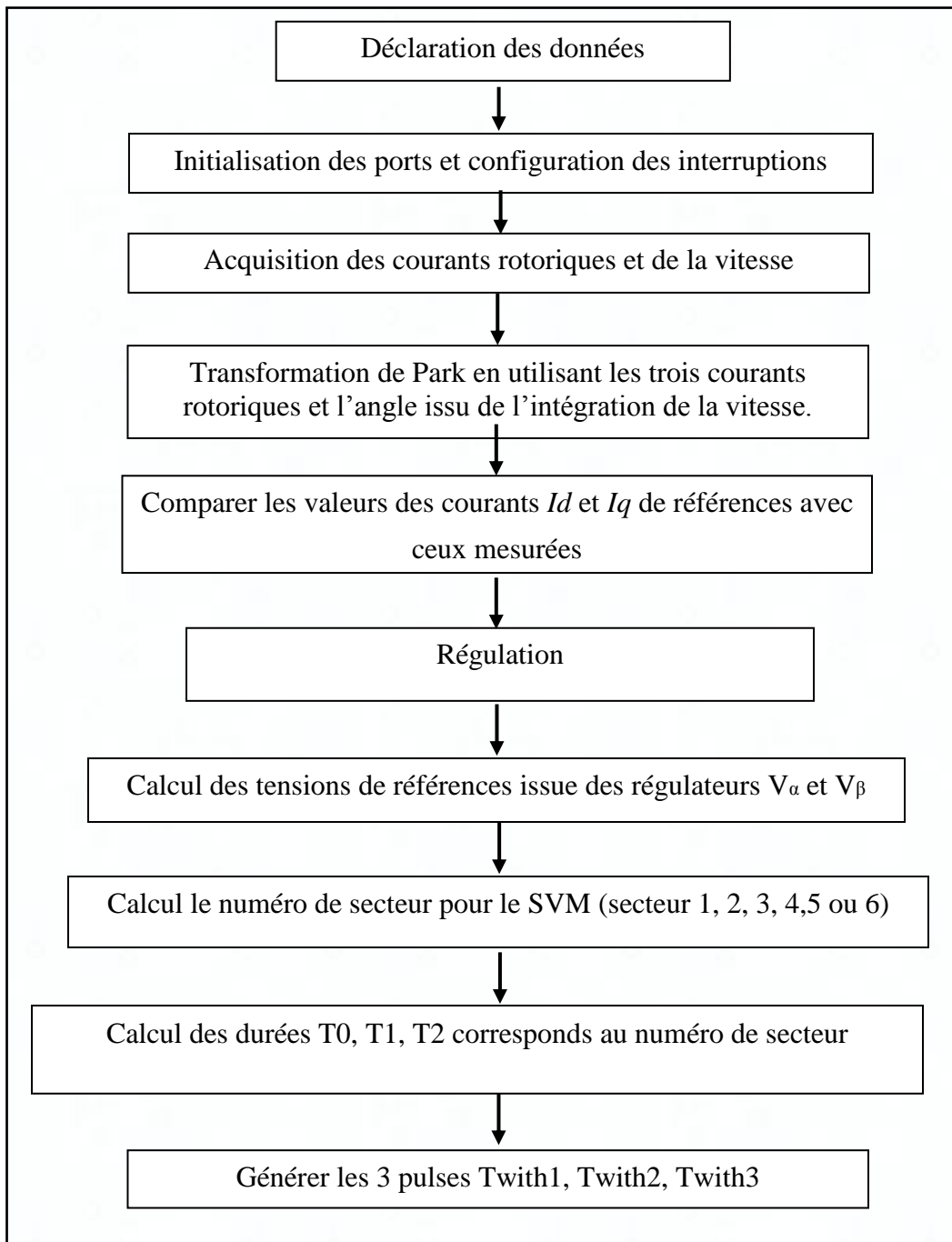


Figure 4.19- Algorithme de contrôle

Pendant l'exécution du programme principale, des interruptions interviennent avec ou sans conditionnement. Ces interruptions caractérisées par une vitesse d'exécution très rapide comparée à la vitesse du programme principale.

### 4.9.2 L'initialisation des interruptions.

Le programme de la commande, réalisé, contient sept interruptions qui interviennent pendant d'exécution de la boucle principale : 5 interruptions sont indispensables pour le fonctionnement correcte du programme, alors que les deux, autres, sont optionnelles, leur utilisation nous permettre de bien contrôler (protéger) le système.

1 L'interruption des Core-Timer (Figure 4.20a), nous permet de :

- En boucle ouverte : calcul de la variation de l'angle pour la génération de la fonction trigonométrique 'sinus'
- En boucle fermée : calcul de l'intégrale de la vitesse et l'intégrale de l'erreur pour le régulateur PI.

2 L'interruption des Timers, afin de charger les valeurs Twith1, Twith2 et Twith3. Ainsi générer les impulsions qui lui correspondent. Ces valeurs sont calculées à chaque itération dans la boucle principale de programme générale (Figure 4.20b).

3- L'interruption de SPI pour lire les valeurs numériques viennent du convertisseur A/N. Ces valeurs vont être actualisées dans la boucle principale de programme à chaque itération. (Figure 4.20c).

4- L'interruption de Timer6 : on l'utilise pour la communication SPI avec le convertisseur A/N.

5- L'Interruption pour calculer la vitesse de rotation. Pendant cette interruption, on ajuste, aussi, l'angle pour la transformation de Park.

6- L'interruption pour le bouton PB1 pour faire switcher entre deux puissances de références données. On appuyant sur le bouton BP1, la valeur de la puissance active (ou réactive) va être changé ce qui nous permet d'appliquer différents échelons

7- L'interruption pour le bouton PB2 pour faire switcher entre le fonctionnement en boucle ouverte et en boucle fermée. En effet, et vu que le teste en boucle ouverte est facile relativement, on utilise le bouton pour revenir dans ce mode de génération à chaque fois où il y a un risque dangereux.



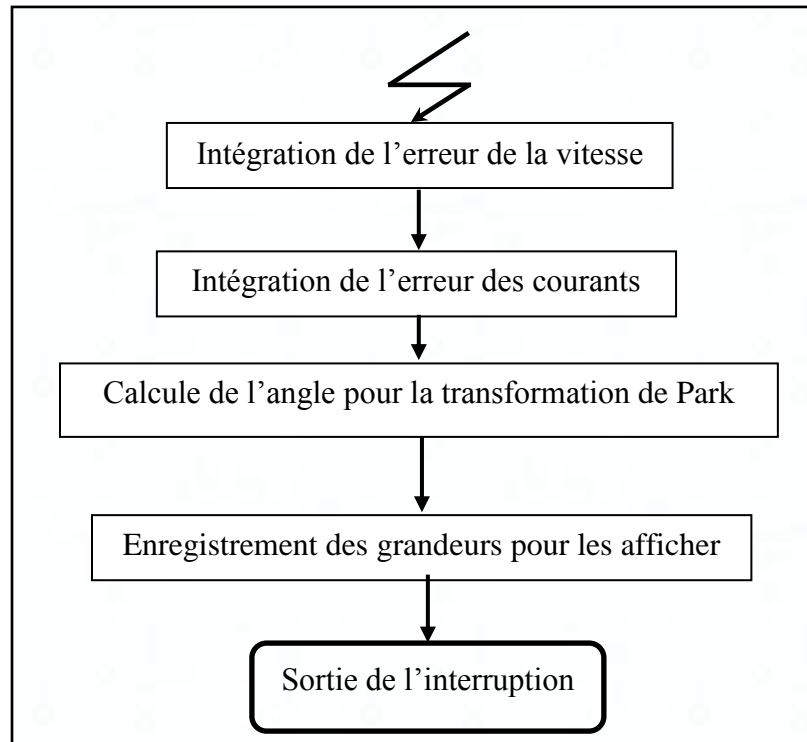


Figure 4.20a- Interruption du Core-Timer.

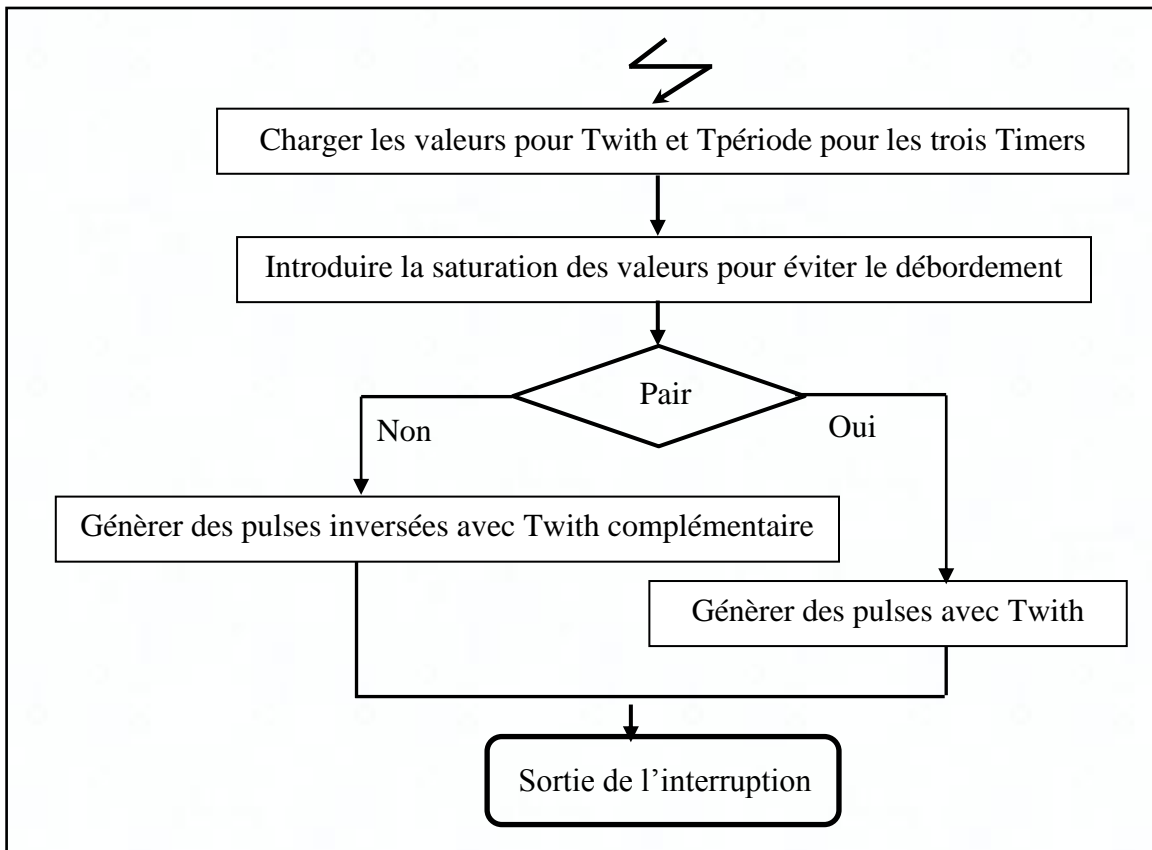


Figure 4.20b- Interruption des Timers

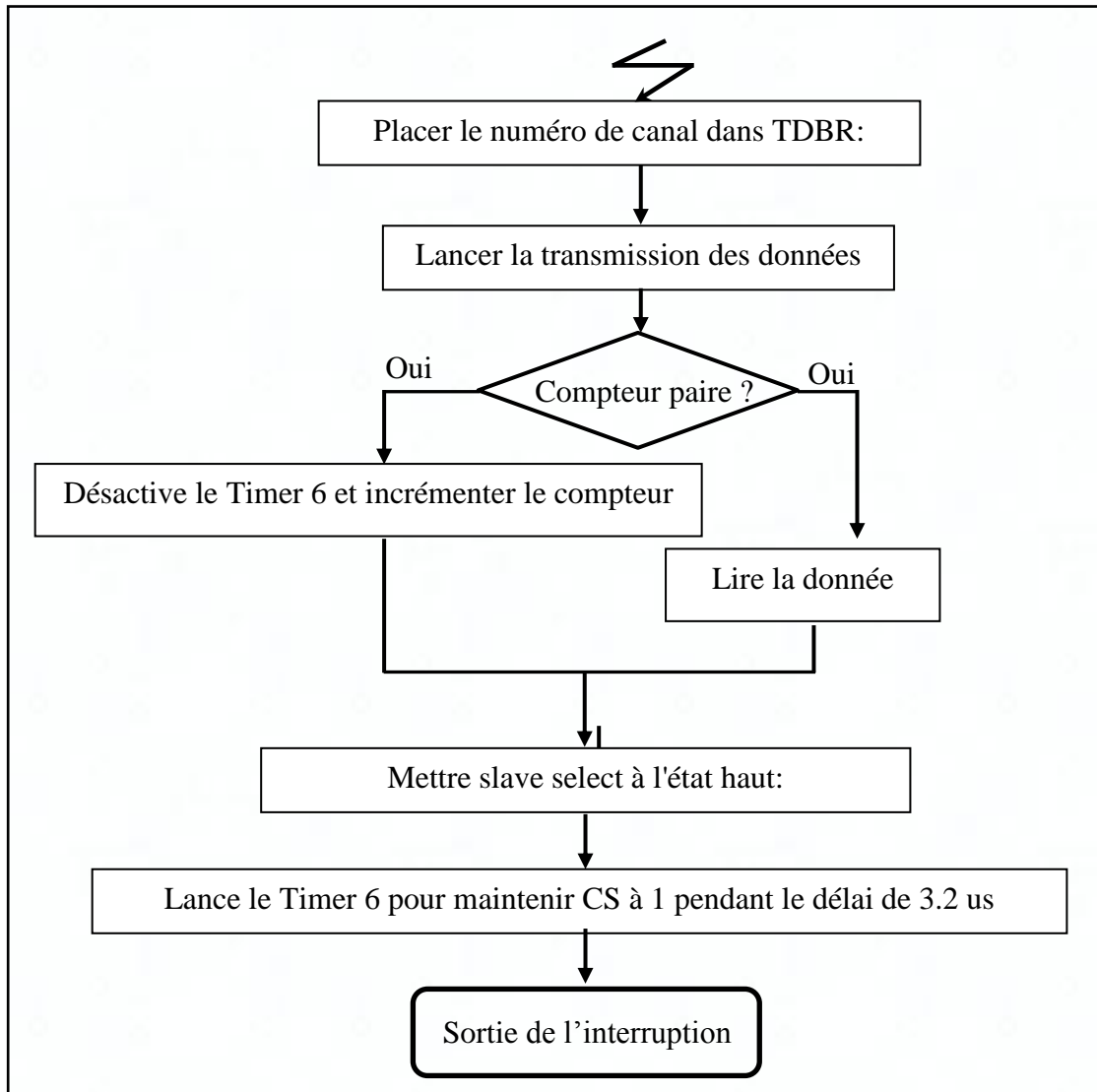


Figure 4.20c- Interruption de communication SPI

### 4.9.3 Représentation des données.

La représentation des nombres en virgule fixe donne l'avantage de rapidité au calcul. Par contre, présente l'inconvénient d'avoir mauvaise précision. On effet, le BF527 représente les chiffre en forma Q15 sur 16bits (Partie Haut ou Partie Bas), ou forma Q31 sur 32bits. Après plusieurs testes qu'on a fait, on a constaté que cette présentation des données est n'est pas confortable pour des calculs mathématiques. Particulièrement, lorsque il s'agit des opérations de multiplication successives. Où le calcul risque d'avoir un débordement

En effet, et dans le cas de la multiplication, les deux opérans doivent être présentés en 16 bits. Autrement dit, on multiplie juste les parties hautes de chaque opéron. Cela conduit à une

erreur dans le résultat, cette erreur devienne beaucoup plus grande lorsqu'il existe une différence dans l'ordre des grandeurs pour les deux chiffres.

Bénéficiant des avantages de calcul en virgule fixe, on a utilisé des sous-programmes assurent le passage entre les deux représentations : fixe (Q15) et format flottante.

Il existe, théoriquement, une infinité des représentations pour un tel format flottante, mais nous pensons bien que deux critères importants doivent être tenus en compte pour faire un choix. D'une part, la transition entre virgule fixe et flottante doit être simple plus que possible, pour ne pas ralentir le programme. D'autre part, on doit bien exploiter le maximum des bits disponibles tout en gardant le maximum de précision que possible.

Le format flottante qu'on a choisi, alors, représente la mantisse dans la partie haute (sur 16 bits) alors que la partie basse est réservée pour l'exposant. Ce format s'adapte bien au format de 32 bits dans notre cas.

Sachant, que la grande partie de calcul se fait au niveau de la partie régulation. On a gardé la présentation en virgule fixe au niveau de l'acquisition et dans la partie de génération de SVM. Pour le reste des modules et pour toutes les variables mises en calcul dans le programme, on a utilisé le calcul en format flottante adoptée

Cette stratégie de combinaison entre les deux techniques de calcul, nous permet de d'avoir une meilleure précision de calcul tout en gardant un temps d'exécution convenable.

#### 4.9.4 Système de calcul utilisé.

Le transformation d'un chiffre décimale en format virgule fixe  $Q_{i,f}$  se fait selon la relation suivante:

$$N = b_{15} 2^i + \sum_{k=0}^{f-1} b_k 2^{k-f} + \sum_{k=0}^{i-1} b_{k+f} 2^k \quad (4.1)$$

Dans le cas de BF527, Q15 correspond à  $i=1$ ,  $f=15$ .

En format flottante la représentation devienne sous la forme : Signe- Exposant-Mantisse généralement sur 32 ou 40 bits dans la plupart des DSP à virgule flottante.

Dans notre cas, on a utilisé 16 bits pour chaque partie (16 bits pour le signe et la mantisse et 16 bits pour l'exposant) cette présentation des chiffres donne une grande simplification lors du

passage au virgule fixe. Les deux figures :4.21 et 4.22 montrent la représentation d'un chiffre en virgule fixe ainsi en format flottant qu'on a choisi respectivement.

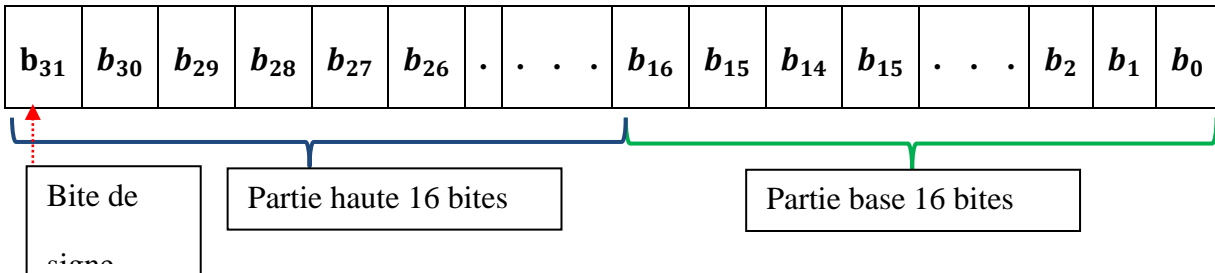


Figure 4. 21 – Représentation d'un chiffre en virgule fixe

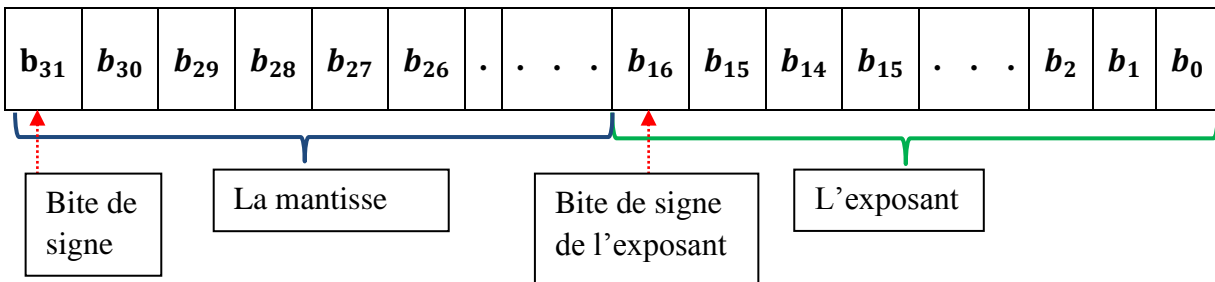


Figure 4.22 – Représentation d'un chiffre en virgule flottante

#### 4.10 Génération de SVM.

La génération de SVM en boucle ouverte a pour l'objectif, principalement, de tester la validité de l'algorithme développé pour la génération des signaux SVM, cet algorithme inclut l'initialisation des Timers, génération des signaux sinusoïdaux, transformation de Park, Calcul des durées des pulses ainsi leur génération avec l'interception de Cor-Timer.

La génération des pulses est parmi les étapes les plus importantes dans notre travail. En effet, La commande de la machine en boucle ouverte présente un meilleur moyen pour valider cette étape de programmation. Ainsi, pour tester le fonctionnement correct pour l'algorithme de SVM.

Cela, nous confirme les performances de l'algorithme implémenté d'une part. D'autre part, nous permet d'identifier le point de fonctionnement le plus stable pour notre machine.

Également, nous donne une idée sur l'ordre et la dynamique de différentes grandeurs. Cette étape devient indispensable lorsque la puissance de la machine dépasse quelque kW. Où le point de fonctionnement stable, relativement, devient difficile à l'atteindre,

### **Calcul de $T_z$**

La génération de la fonction mathématique 'sinus' est basée sur le développement limité, l'angle sinus qui compris entre  $-\pi$  et  $+\pi$ . se divise par  $\pi$  au niveau de l'algorithme. Ainsi, les valeurs de sinus seront comprises entre -1 et +1.

Dans le temps, la variation de l'angle  $\theta$  se calcule par la relation suivante:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{N} = 2/N \quad (4.2)$$

La période utilisée pour le SVM dénommé  $T_z$ , est calculée en fonction du rapport de la fréquence d'échantillonnage choisie ( $N_c$ ) selon l'expression.

$$2 T_z = T_f / N \quad (4.3)$$

Où  $2 T_z$  est la période d'échantillonnage, et  $T_f$  est la période du signal fondamentale

La valeur qu'on doit charger dans le registre de  $T\_period$  de Core-Timer est donnée par la relation suivante :

$$T\_period = \frac{CCK}{f.N (Tscal+1)} \quad (4.4)$$

La fréquence des signaux désirés peut être déterminée, on utilisant les trois équations (4.2) (4.3) et (4.4). On aura deux choix :

Le premier, est d'imposer le rapport de signaux avec une amplitude et une fréquence donnée  $f$ .

### **Exemple :**

Pour avoir  $f=15$  Hz et Pour  $N=100$ ;  $\Delta\theta = \frac{2}{N_c} = 0.02$  équivalent : 0x28F en hexadécimale (format Q.15)

$$T_Z = \frac{T_f}{2N} = 0.000333 \quad (4.5)$$

Ce qui correspond à une fréquence de commutation égale à 1500 Hz

$$T_{\text{période}} = \frac{CCK}{f \cdot N (T_{\text{scal}} + 1)} = \frac{400e6}{15.100 (2+1)} = 88888.89 \quad (4.6)$$

Si on garde la même valeur de la fréquence, et on change N=150.

$$\Delta\theta = \frac{2}{N} = 0.01333 \text{ Équivalent à } 0x1B5 \text{ en hexadécimale (format Q.15)} \quad (4.7)$$

$$T_Z = \frac{T_f}{2N} = 0.000222 \quad (4.8)$$

Ce qui correspond à une fréquence de commutation égale à 2250Hz

$$T_{\text{période}} = \frac{CCK}{f \cdot N (T_{\text{scal}} + 1)} = \frac{400e6}{15.150 (2+1)} = 59259.26 \quad (4.9)$$

Le deuxième choix, et dans le cas où on veut garder une fréquence de commutation constante à 2KH. Pour chaque valeur de fréquence désirée f, on calcule le rapport d'échantillonnage N et la variation de l'angle  $\Delta\theta$  qui lui correspondante (Tableau.4.1)

Dans ce cas au niveau de programme, on fixe les valeurs T<sub>période</sub> et T<sub>z</sub>, données par :

$$T_{\text{période}} = \frac{CCK}{N \cdot f (T_{\text{scal}} + 1)} = \frac{400e6}{2000 (2+1)} = \mathbf{66666.666} \quad (4.10)$$

$$T_Z = \frac{T_f}{2N} = \mathbf{0.00025} \quad (4.11)$$

Par la suite, on variera juste la valeur  $\Delta\theta$  pour chaque fréquence désirée selon la relation (4.2)

Tableau (1) présente un exemple de calcul pour les deux les valeurs : Rapport des fréquences et  $\Delta\theta$ .

- Si on garde la variation de l'angle  $\Delta\theta$  à une valeur constante, on va changer, pour chaque valeur de fréquence désirée, les deux valeurs T<sub>période</sub>, et T<sub>z</sub>.
- Si on choisit un rapport des fréquences N=50, la variation de l'angle qui lui correspond est :  $\Delta\theta = 0.04$  selon (4.2)

Pratiquement, la fréquence rotorique de la génératrice est faible elle peut pas dépasser une valeur de 30Hz dans le pire des cas. Ainsi, le rapport par rapport au fondamentale 60 est varié entre 60/2 et 60/30 (30 et 2)

Supposent qu'une valeur de N de 20 donne un bon résultat pour une fréquence fondamentale 60Hz. Alors la valeur de N doit être entre 20\*30 et 20\*2 (600 et 40)

On peut, alors prendre un rapport de fréquence moyen N=100 qui peut être valable pour tous les fréquences variées de 0 à 30Hz .

Tableau 4.1 Relation fréquence- Fréquence d'échantillonnage

Fréquence désirée	5	10	15	20	<b>30</b>
Rapport pour la fréquence d'échantillonnage	500	200	133.33	100	<b>66.66</b>
$\Delta\theta = \frac{2}{Nc}$	0.004	0.01	0.015	0.02	<b>0.03</b>

Tableau 4.2 - Exemple de calcul les valeurs : T<sub>périod</sub>,  $\Delta\theta$  pour N=50

Fréquence désirée	5	10	15	20	30
T <sub>périod</sub>	533333.33	266666.66	177777.77	133333.33	88888.88
T <sub>z</sub>	0.002	0.001	0.000666	0.0005	0.000333

Le choix du N, dépend aussi la vitesse de communication de SPI. Sachons que la boucle principale de programme tourne très vite, la mise à jour des grandeurs (l'acquisition des courants et des tensions) se fait juste à une fréquence correspond à la vitesse de communication. Cette vitesse doit être supérieure à la vitesse de Cor-Timer pour empêcher un débordement dans le calcul. Dans le cas contraire, et si la vitesse de communication devient inférieure par rapport à la vitesse de Cor-Timer, ce dernier va tenir compte la même valeur de mesure pour plusieurs interruption. Ce qui va déborder automatiquement les calculs, ainsi débordement dans les instants de commutations générées par les Timers.

Si on choisit un rapporte des fréquences  $N=100$ , la variation de l'angle qui lui correspond est :

$$\Delta\theta = 0.02 \text{ selon (4.2)} \quad (0x28f \text{ en hexadécimale}).$$

Figure 4.23 montre un exemple d'une tension générée par un Timer obtenu avec  $T_{\text{période}}=88888$  -  $T_z=0.000333r$  -  $\Delta\theta = 0x28F$ .

Tableau 4.3 - Exemple de calcul les valeurs :  $T_{\text{période}}$ ,  $\Delta\theta$  pour  $N=100$

Fréquence désirée	5	10	15	20	30	40
$T_{\text{période}}$	266666.66	133333.33	<b>88888.89</b>	66666.667	<b>44444.44</b>	33333.33
$T_z$	0.001	0.0005	<b>0.000333</b>	0.00025	<b>0.0001667</b>	0.000125

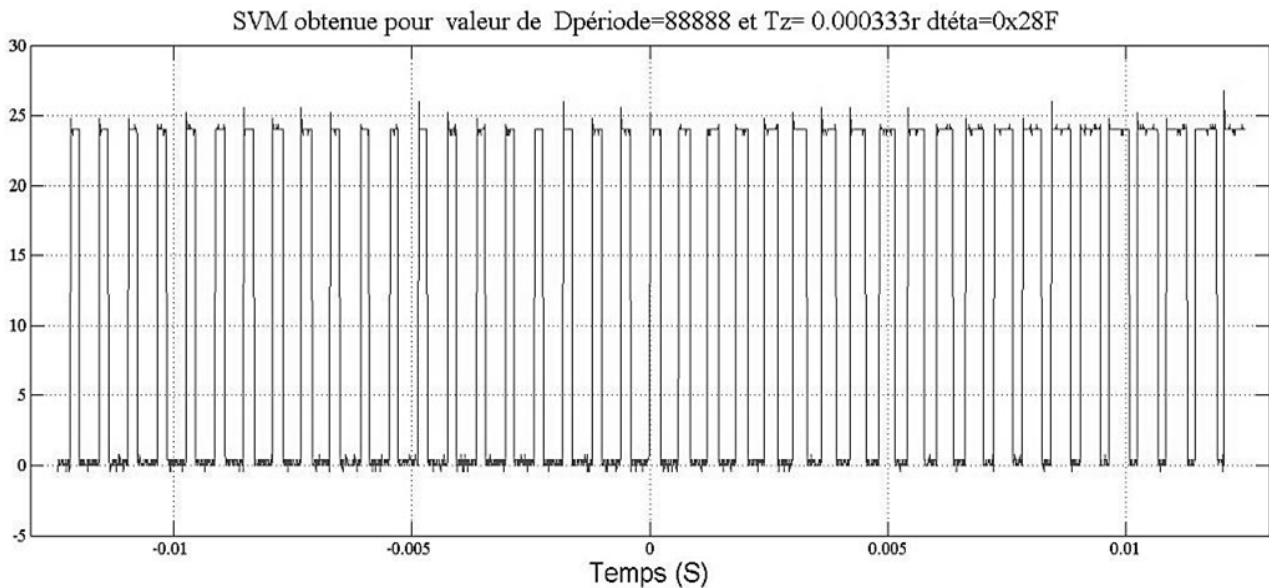


Figure 4.23 - SVM obtenue pour valeur de  $D_{\text{période}}=88888$  -  $T_z=0.000333r$  -  $\Delta\theta = 0x28F$

## 4.11 Résultats expérimentaux.

### 4.11.1 Alimentation de la machine utilisant l'onduleur SVM.

La figure 5.24 montre les trois signaux MLI générés par les Timers (pour les trois phases) avec le code assembleur selon l'algorithme, déjà établi, sur la figure 4.19. On a utilisé la valeur



N=20 dans l'objective de bien vérifier la validité du code pour la génération de SVM. On compte bien 20puls pour une période, de même le déphasage  $120^\circ$  entre les trois phases bien vérifié.

Sur la figure 4.25 on présente le signal SVM avec leur complément pour une seule phase générée par la carte réalisée avec l'inverseur. Comme il est mentionné, auparavant, dans le paragraphe 4.8, un déphasage de 12 microseconde se produit entre les deux signaux au totale. Le 2eme signale est inversé sur l'oscilloscope juste pour montrer le délai entre les deux signaux. Figure 4.26 montre les délais pour les deux signaux pendant une période.

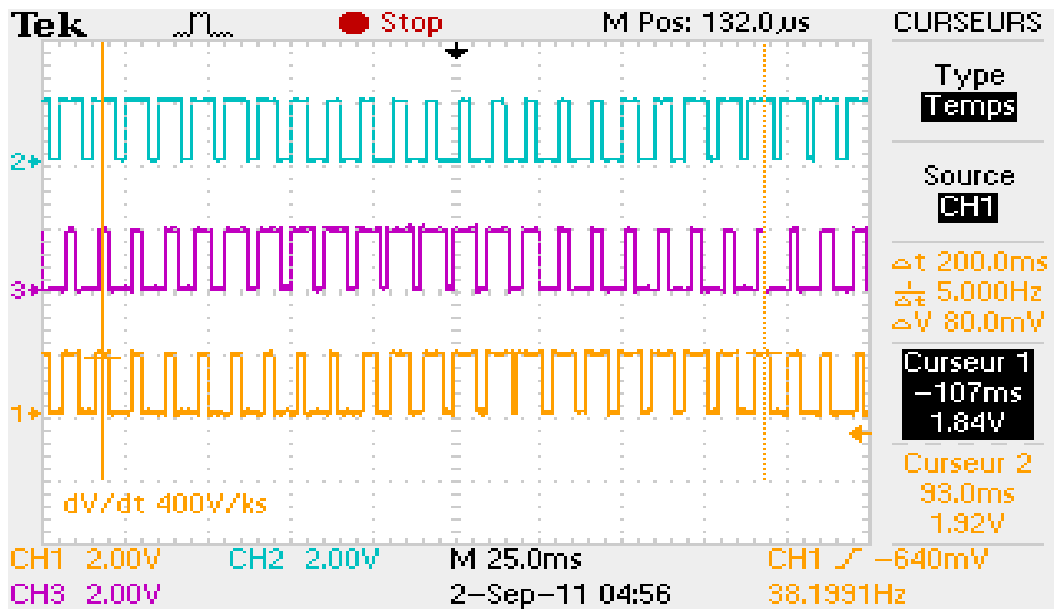


Figure 4.24 – les trois signaux de SVM

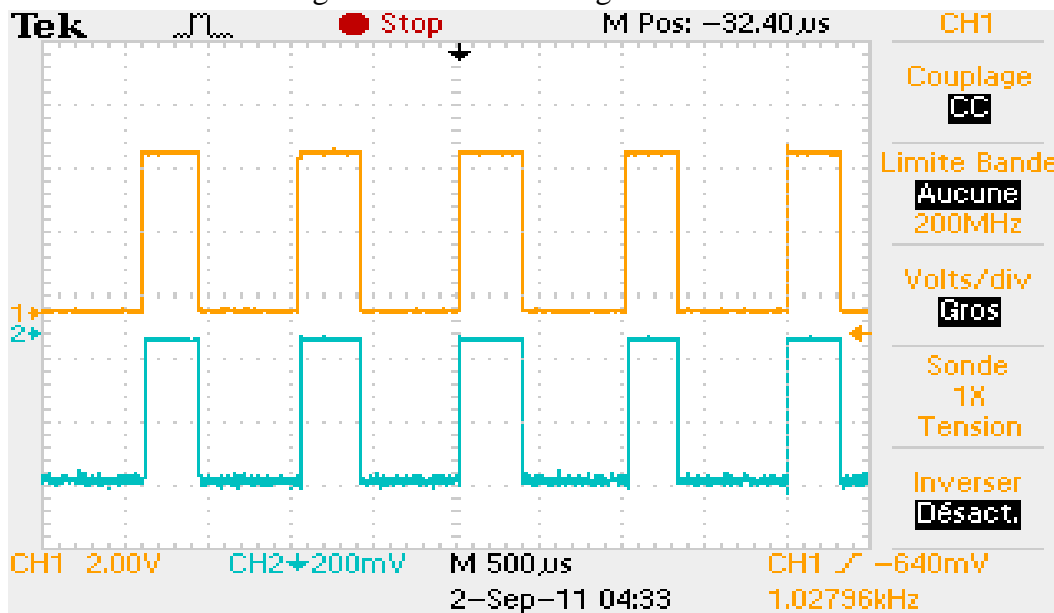


Figure 4.25– les deux signaux SVM complémentaire

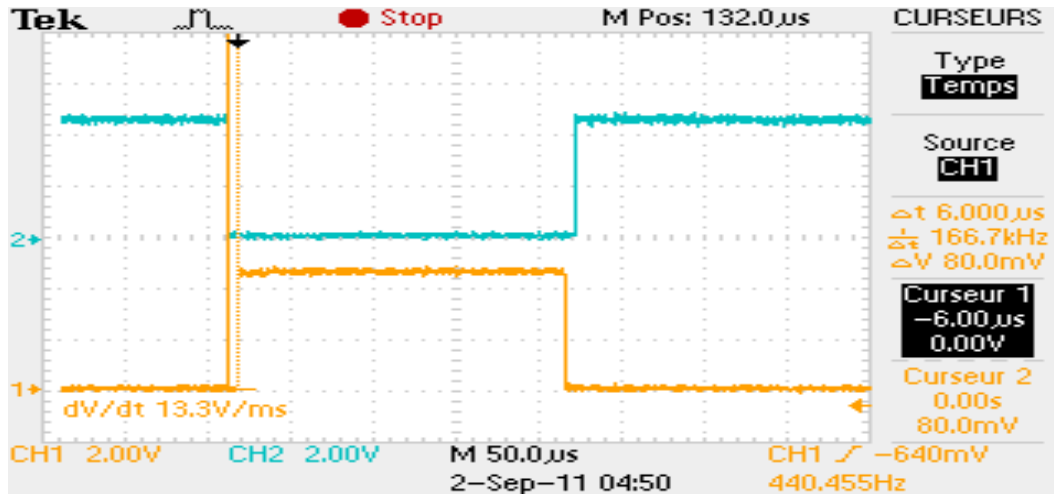


Figure 4.26 – zoom pour une période les deux signaux SVM complémentaire

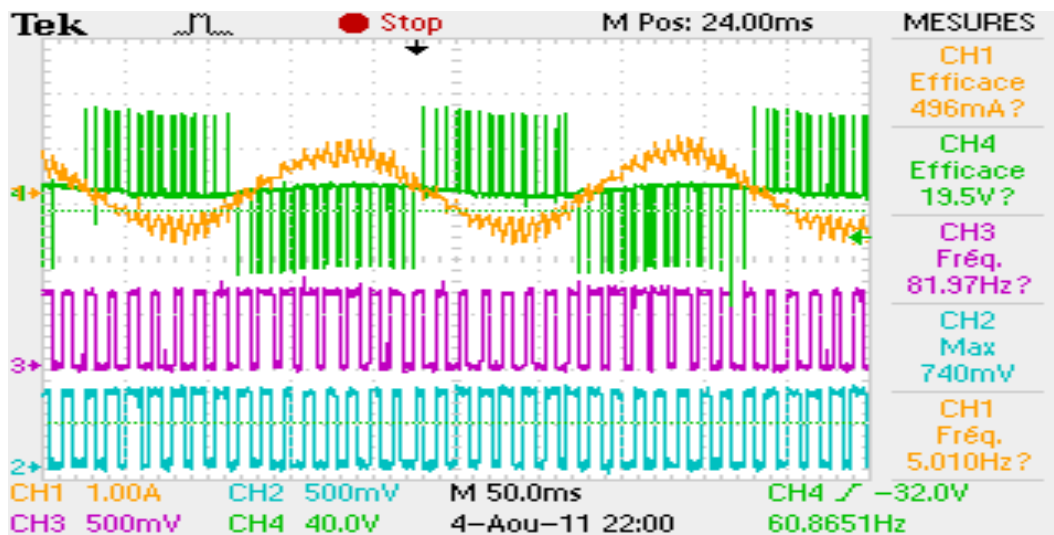


Figure 4.27 – courant et tension obtenue avec les signaux SVM pour N=20

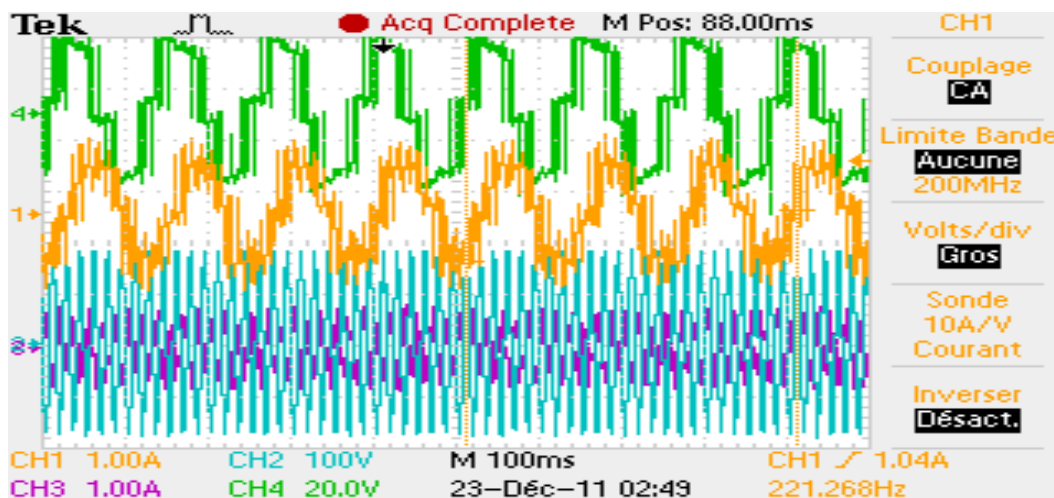


Figure 4.28 – Courant et tension rotorique obtenue avec MLI de Module Leb-Volt

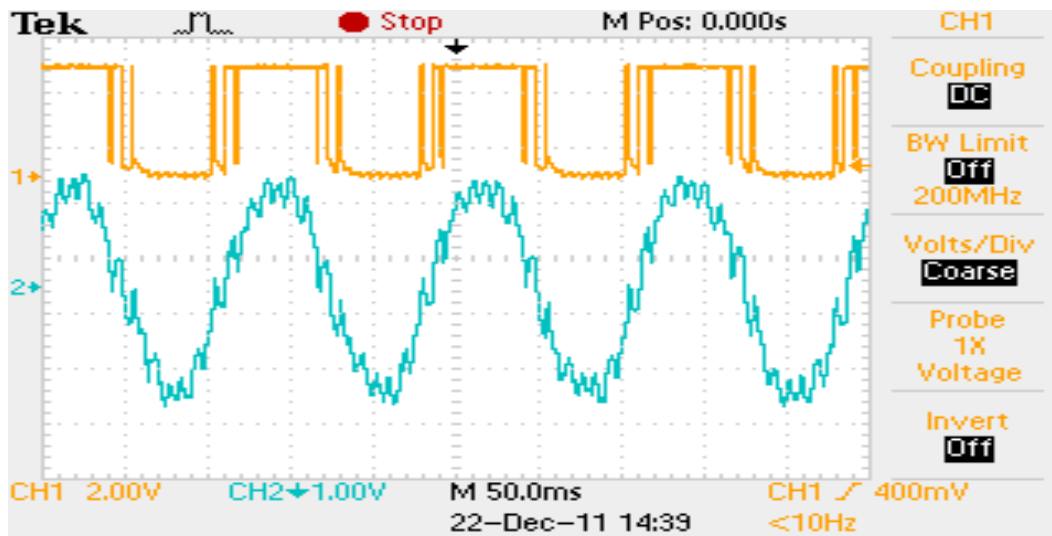


Figure 4.29 – Zoom sur MLI du Module

Les figures 4.27 et 4.28 montrent les courants, et la tension rotorique pour une phase mesurés au rotor de la GADA lors de la l'alimentation sans connecté la machine au réseau. La première figure 4.28 présente l'alimentation réalisée avec le module de commande de Leb-Volt pour l'onduleur. Alors que la figure 4.27 présente les mêmes résultats, on utilisant, notre code de commande. Pour cet essai, on a utilisé une valeur  $N=20$ , dans l'objectif avoir une fréquence de 5HZ. Cette fréquence facile à voir sur un l'oscilloscope.

La figure 4.29 montre la commande appliquée sur l'onduleur utilisée par Leb-Volt.

#### 4.11.2 Connexion de système au réseau.

Le schéma global du dispositif expérimental composé de la GADA, de la machine à courant continu d'une puissance de 200W ainsi que l'ensemble des composantes et les convertisseurs d'électronique de puissance utilisés dans le banc sont présentés sur la figure 4.1.

Seul le convertisseur côté rotor, dans cette étude sera contrôlé. Alors que le bus continu sera fixé à 50V. On utilisant un redresseur à thyristors. Ainsi notre étude expérimentale de la GADA sera limitée pour un fonctionnement en génératrice hyper synchrone. Le transfert des puissances, au niveau de rotor, sera considérés, alors, unidirectionnel (du réseau vers le rotor). La tension du bus continu est, par conséquent, considérée comme constante. Nous allons donc nous intéressés, essentiellement, au contrôle du convertisseur côté machine.

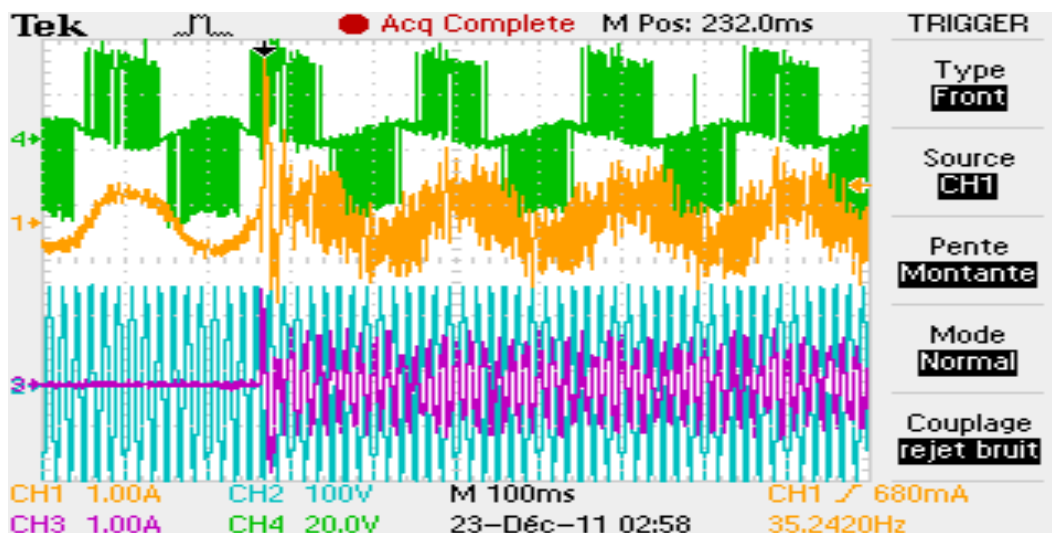
Pour que la GADA puisse générer de la puissance vers le réseau, doit être entraîné par le moteur à courant continu. Pour la connexion au réseau, trois interrupteurs sont utilisés pour faire fonctionner le système sans avoir des régimes transitoires violents.

Le premier intercepteur utilisé pour connecter le redresseur au réseau, à l'aide de l'angle d'amorçage des thyristors on peut régler la tension de bus continu. En série, on ajoute une inductance afin d'améliorer la qualité de l'alimentation.

Deuxième interrupteur, utilisé pour connecter l'onduleur au rotor. Ce dernier engendre une f.e.m au stator à une valeur dépend du rapport de transformation de la machine. Ainsi, on variant la fréquence et l'amplitude de la tension rotorique, on peut synchroniser la tension statorique au réseau. Un troisième interrupteur sera utilisé, donc, pour connecter la GADA au réseau à l'instant de synchronisation.

La séquence des phases doit être respectée pendant la connexion, En effet, La connexion des phases au rotor côté onduleur, la connexion des phases de stator côté réseau, ainsi la vitesse de rotation de la machine à courant continu doivent être dans le bon sens.

Expérimentalement, la connexion de la GADA au réseau est relativement facile de la réaliser manuellement dans le cas des petites puissances. Par contre lorsque la puissance devient plus en plus grande (supérieure de 1kW), un système de synchronisation est indispensable pour protéger la machine lors de la phase de connexion du stator au réseau. Dans ce genre des cas, généralement, un système PLL doit être ajouté pour la synchronisation. [Alf.10][Bou.07][Tre.11].]



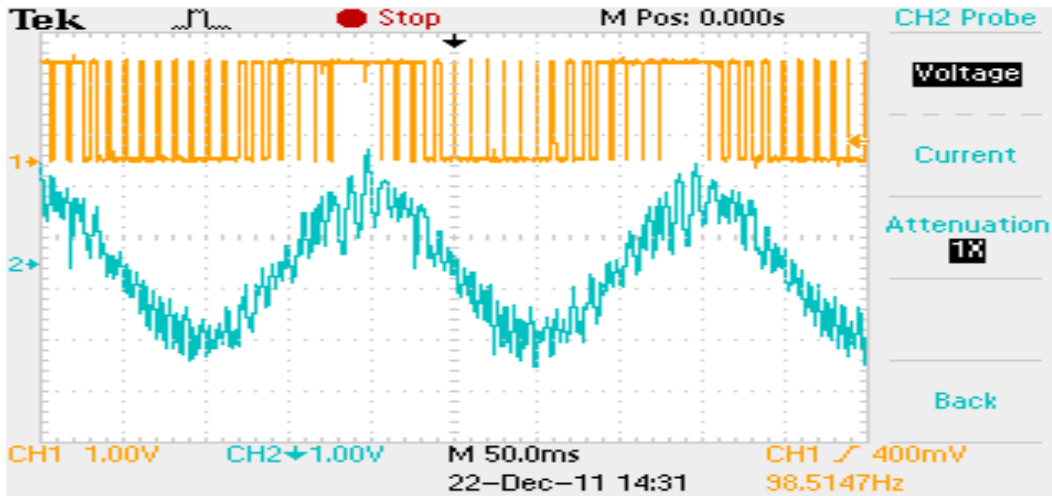


Figure 4.30b – SVM généré (N=20)

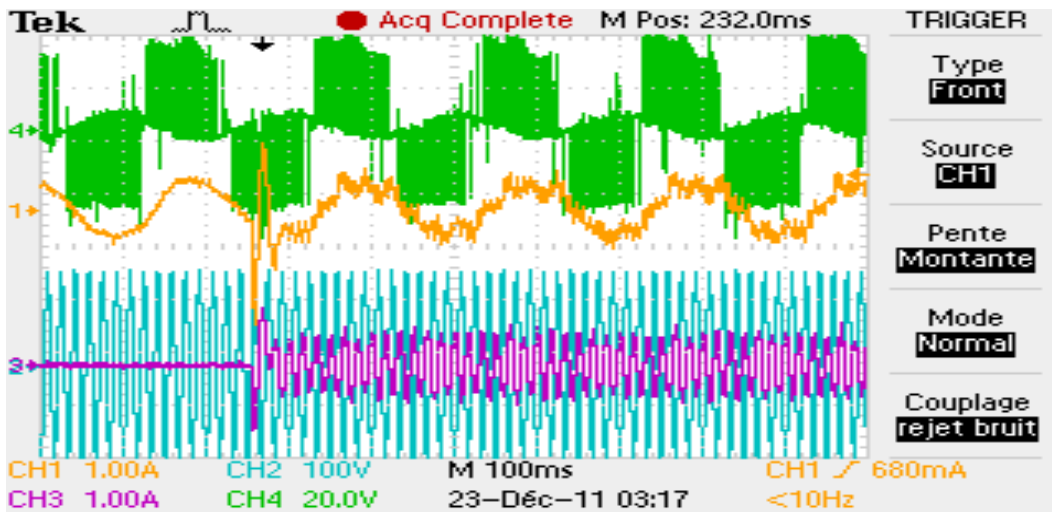


Figure 4.31a – Courant et tension rotorique obtenue avec SVM (N=200)

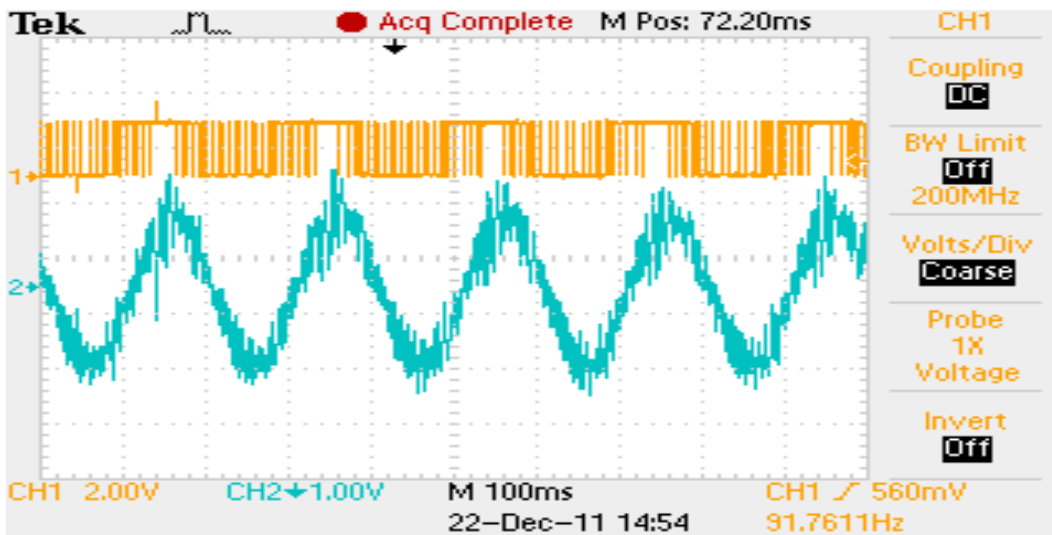


Figure 4.31b –SVM généré (N=200)

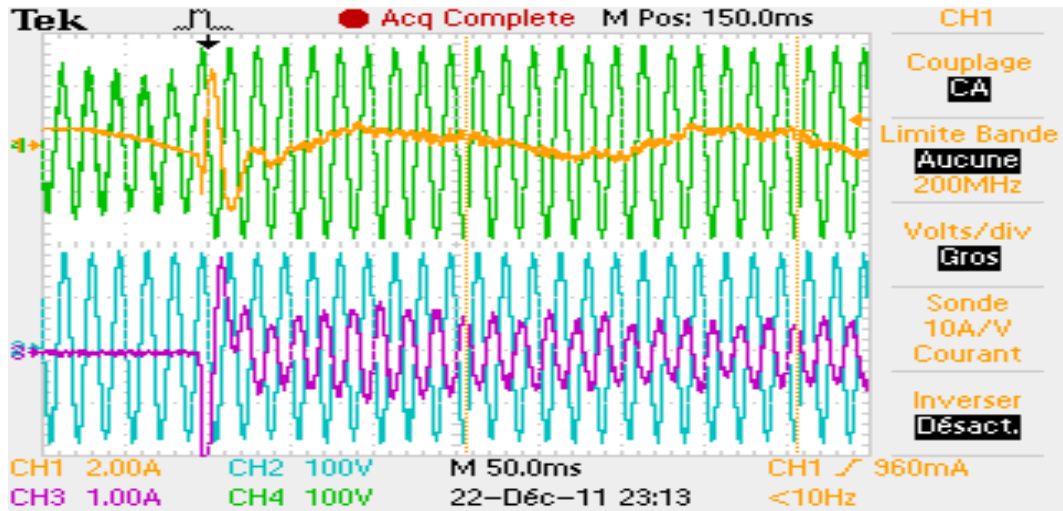


Figure 4.32a – Connexion de la machine au réseau

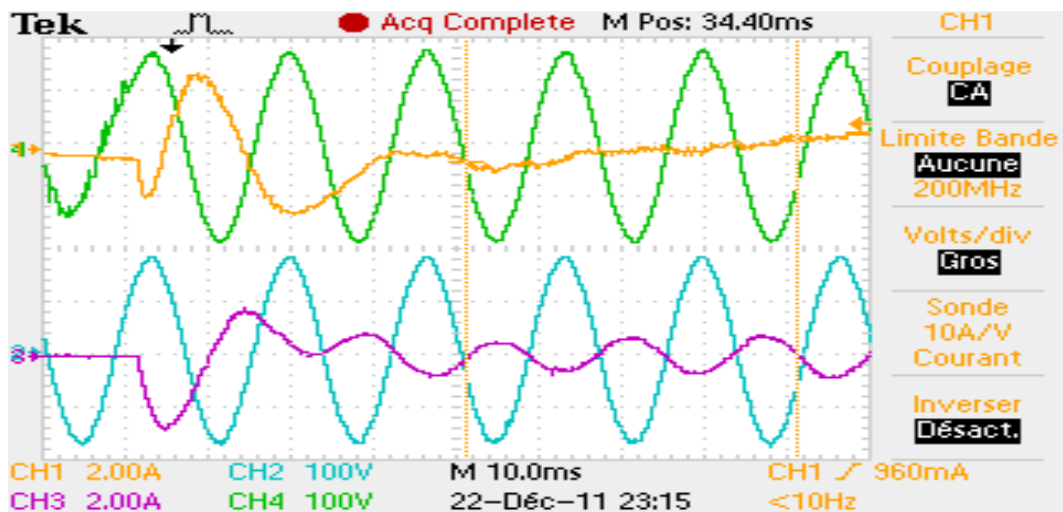


Figure 4.32b – Zoom sur le régime transitoire

Les figures 4.30, 4.31 et 4.32 montrent l'alimentation de la machine sans aucun contrôle. Sur les figures. Les tensions statorique et rotorique se présentent en couleur bleu et vert respectivement. Les courants statorique et rotorique se présentent en couleur rouge et jaune respectivement.

On constate, bien, les performances avec une SVM échantillonné avec  $N=200$  (Figure 4.31). Particulièrement lorsque la machine se connecte au réseau. Comparé avec la figure 4.30 (où  $N=20$ ) Le taux de pollution est beaucoup plus élevé relativement.

Sur la figure, 4.32, on présente les allures de courant rotorique (jaune), courant statorique (Violet) et la tension au statorique (verte) avant et après la connexion de la GADA au réseau (Figure 4.32a).

La figure 4.32b montre la phase de connexion au réseau. Puisque la synchronisation est manuelle, on remarque une légère différence entre les amplitudes des tensions avant et après la connexion.

Dans l'objectif d'analyser le comportement de la GADA face aux variations du couple mécanique, On a appliqué un échelon de couple mécanique. Pendant le fonctionnement nominal de la machine, on a changé le couple issue du moteur à courant continu (MCC). Cella était réalisée par un commutateur entre deux tensions d'alimentations différentes pour l'inducteur du MCC.

La puissance mécanique absorbée par le MCC descend de 154W à 77W à peu près une variation de 50%. La réduction du couple mécanique applique pendant quelque minute puis le remettre à la première valeur.

La figure 4.33a montre la variation des deux puissances active (en bas) et réactive (en haut). Le signe de la puissance active se change, indique le changement du comportement de la machine d'un mode de fonctionnement en génératrice à un fonctionnement en moteur puis revenir en mode génératrice.

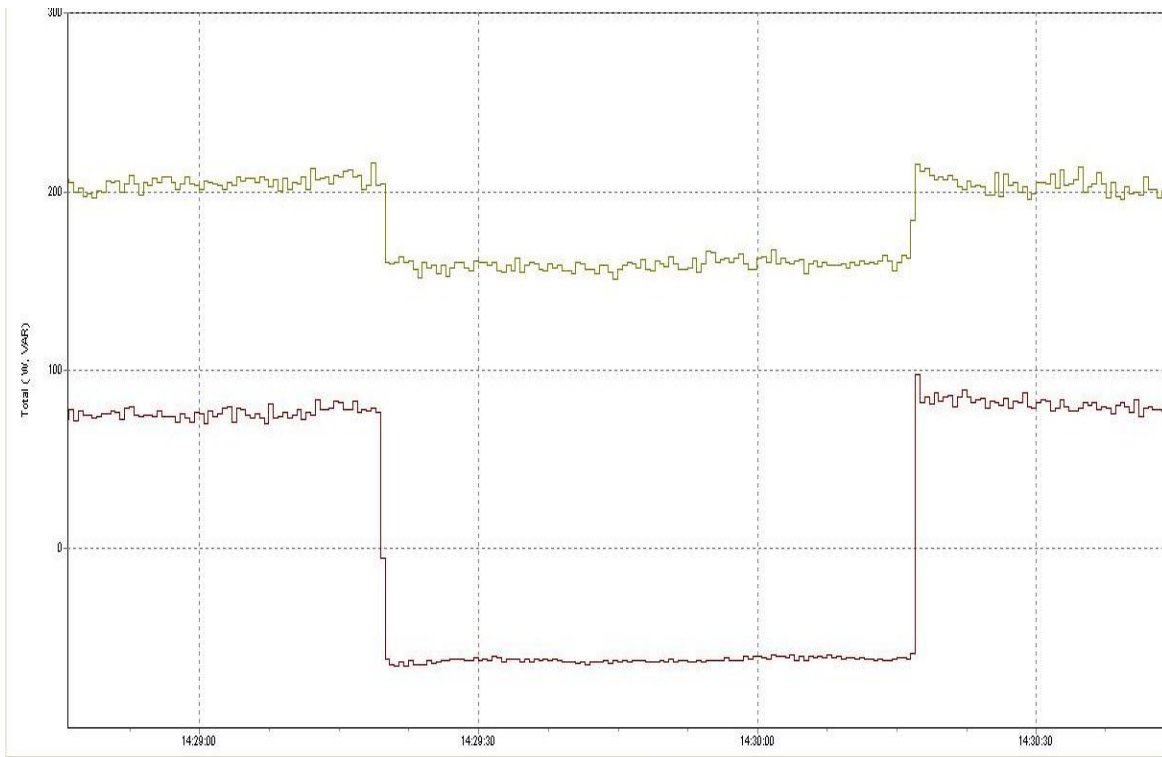


Figure 4.33a –Puissance active et réactive pendant un échelon de couple mécanique

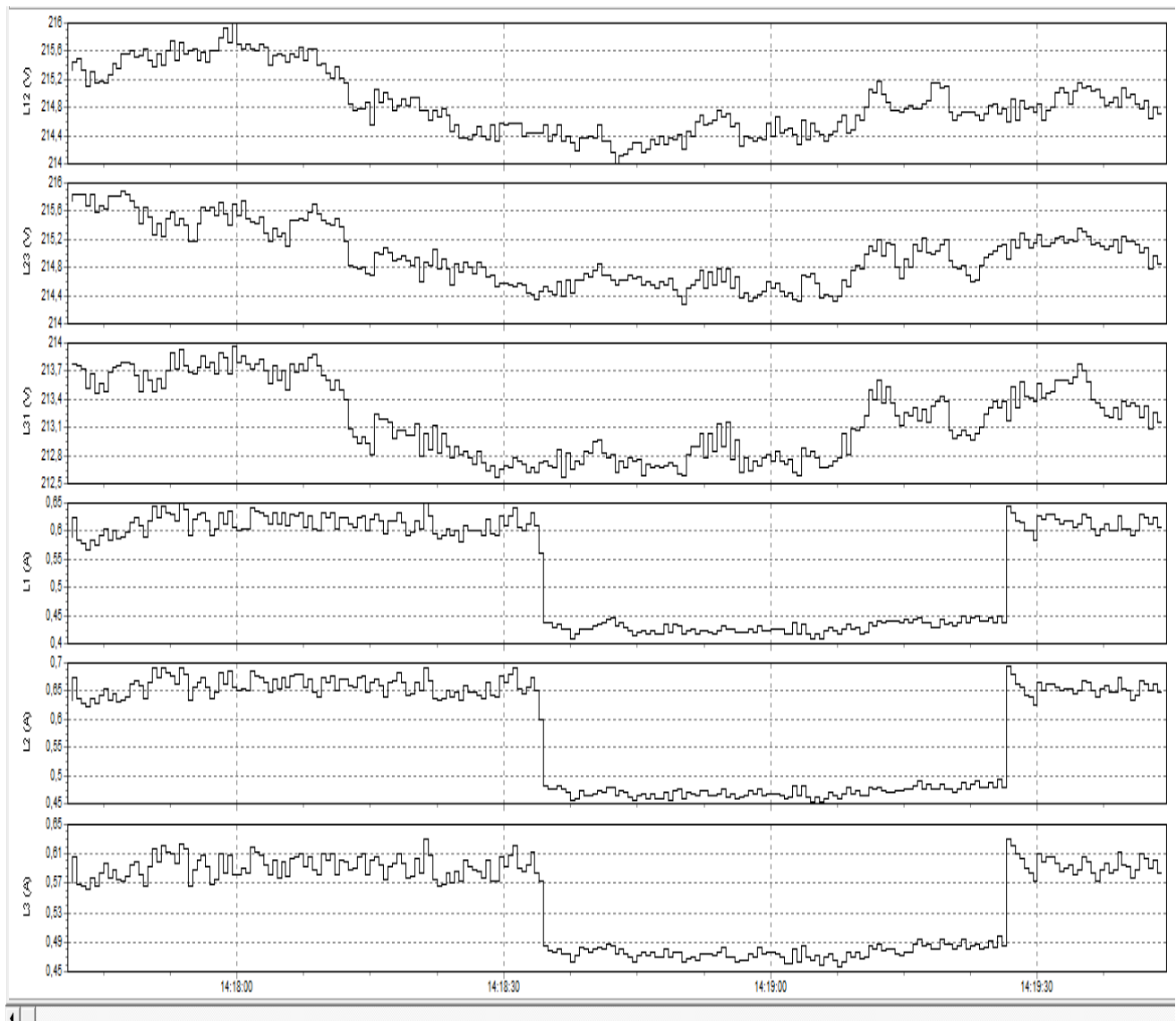


Figure 4.33b –Tension et courant pendant un échelon de couple mécanique

Les tensions et les courants des trois phases statoriques sont représentés sur la figure 4.33b. C'est évident, les tensions restent stables, alors que les courants se diminuent suite à la diminution du couple mécanique.

#### 4.11.3 Fonctionnement en boucle fermée: commande des puissances.

La commande de la machine, comme on a constaté est beaucoup plus compliquée, ce n'est pas à cause de l'algorithme de commande ou bien la régulation uniquement. Mais à cause d'autres nombreux paramètres qui rentrent en jeu à savoir les différents bruits et conditionnement des paramètres du banc d'essai, ainsi la cohérence entre les différents modules du programme



Après valider le fonctionnement de système (code du programme, convertisseurs de puissance, interface..) en boucle ouverte. Il sera plus facile de faire fonctionner la machine en boucle fermée. Une interruption liée au bouton BP2 au niveau de la carte ADSP.BF527 est utilisé pour basculer d'un mode à un autre. On appuyant sur le BoutonBP2, on peut passer du mode en boucle ouverte au mode en boucle fermée. Cette méthode, est très efficace pour éviter des risques en cas de débordement sans arrêter tous le système.

Une autre interruption pour le bouton BP1 a été utilisée pour changer les valeurs des références des puissances appliquées. On appuyant sur le Bouton BP1, la puissance active et/ou la puissance réactive se change à la valeur désirée.

La grande difficulté dans cette phase est de trouver le bon sens de séquence des phases et de trouver en même temps la bonne valeur de l'angle (avec une bonne précision) pour les rotations trigonométriques

La figure 4.34 montre l'acquisition et le calcul des angles électrique, mécanique et l'angle utilisé pour la transformation de Park. Comme apparaitre sur la figure 4.34b des petites déformations résulte de la remis à zéro de l'angle mécanique (correction) pour chaque période. Alors que les figures 4.35 montrent les deux courants rotorique et les deux tensions statoriques. (L'acquisition et l'affichage se fait par Le Logiciel VisualDSP++). Les figures montrent bien l'allure des tensions et des courants avec un rapport constante par rapport aux tensions et courants réels.

Sachant que tous le calcul dans l'algorithme de control (transformation de Park, comparaison, régulation...ect) est basés sur ces valeurs mesurées, il est indispensable d'avoir les bonnes signaux des courants et des tensions.

L'enregistreur de puissance utilisé, dans notre banc d'essai, généralement pour enregistrer la puissance moyenne pour une longue durée. Dans notre application, on a configuré pour un échantillonnage de 0.5ms.

Sur les figures l'échelle du temps doit être deviser par 10.

Pendant la phase de connexion au réseau, la machine de 200W présente moins de transitoire, relativement à une machine de grande puissance. Par contre au point de vu commande

elle présente une grande sensibilité à la variation de référence. Les valeurs des gains proportionnelles et intégrales sont très sensibles et possèdent une marge très courte de variations.

Les figures 4.36, 4.37 et 4.39 (4.38, 4.340 et 4.41) présentent l'évolution de puissances ainsi le facteur de puissance après un échelon de puissance réactive (active) respectivement.

Sur les figures, on distingue trois phases différentes :

La première phase montre les deux puissances actives et réactives pendant l'alimentation en boucle ouverte. On appuyant sur le bouton BP2 de la carte DSP, la commande sera activée.

Comme montre la figure 3.36 la puissance réactive se fixe à 120VA, alors que la puissance active passe de 0 à -120W. Ainsi le facteur de puissance passe de 0 à -0.6 (figure 4.37). La puissance apparente se fixe à 220VA (figure 4.38).

Dans une étape suivante, on fixe la puissance active à -160W, et on varie la puissance réactive de 290 à 220VAR (figure 4.39), le facteur de puissance, ainsi se varie de -0.5 à -0.6. La puissance apparente pour cet essai se fixe à 250VA.

Les résultats montrent bien le découplage entre les deux puissances active et réactive. Comme apparaît, clairement, sur les figures, un bruit se produit lors de la phase de la commande. Cela, était attendu le fait que la SVM a une fréquence d'échantillonnage faible relativement. Cette fréquence, ce n'est pas un choix pour nous, mais plutôt, c'est une fréquence maximale qu'on peut atteindre. Avec le convertisseur analogique numérique utilisé.

### Angles rotorique et statorique et glissement

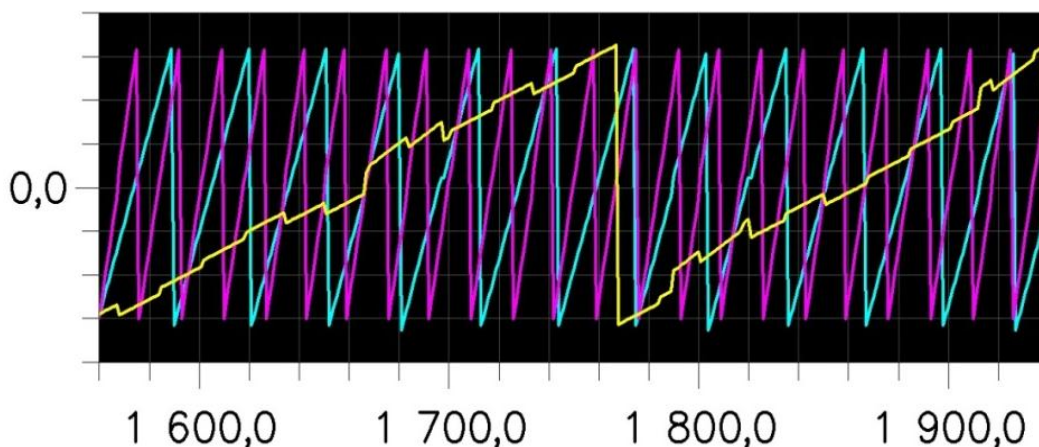


Figure 4.34a – Angles électrique, mécanique et la différence entre les deux

Angles rotorique et statorique et glissement

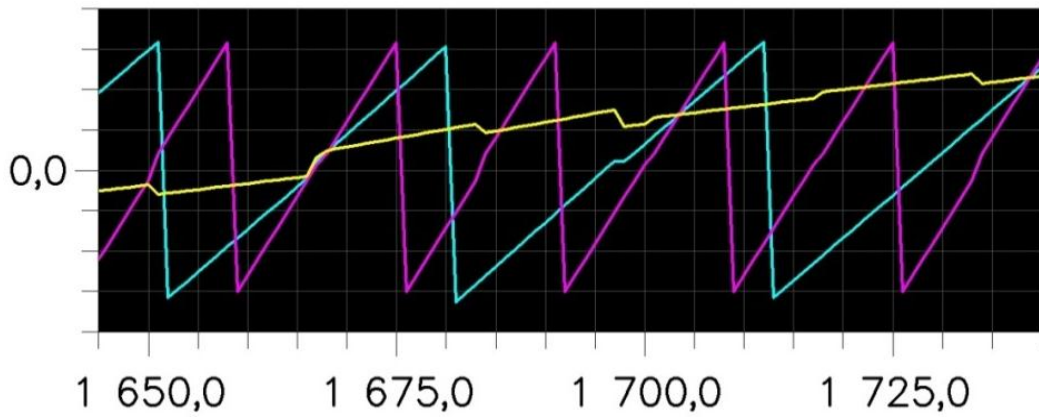


Figure 4.34b –Zoom sur la figure 4.34a

Tensions – Courants

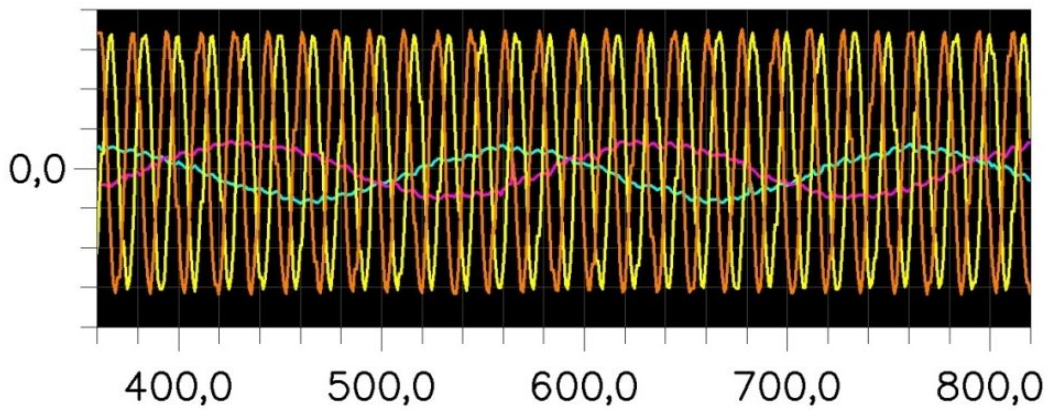


Figure 4.35a – L'acquisition des Tensions statoriques et des courants rotoriques

Tensions – Courants

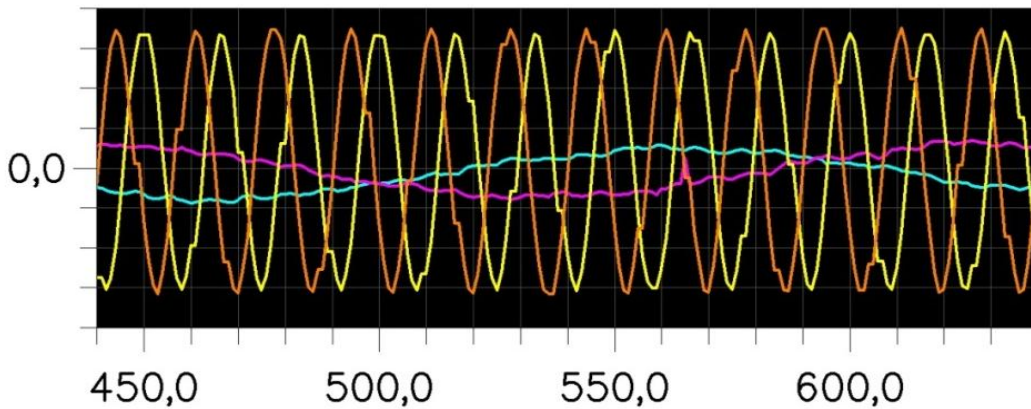


Figure 4.35b –Zoom sur la figure 4.35a

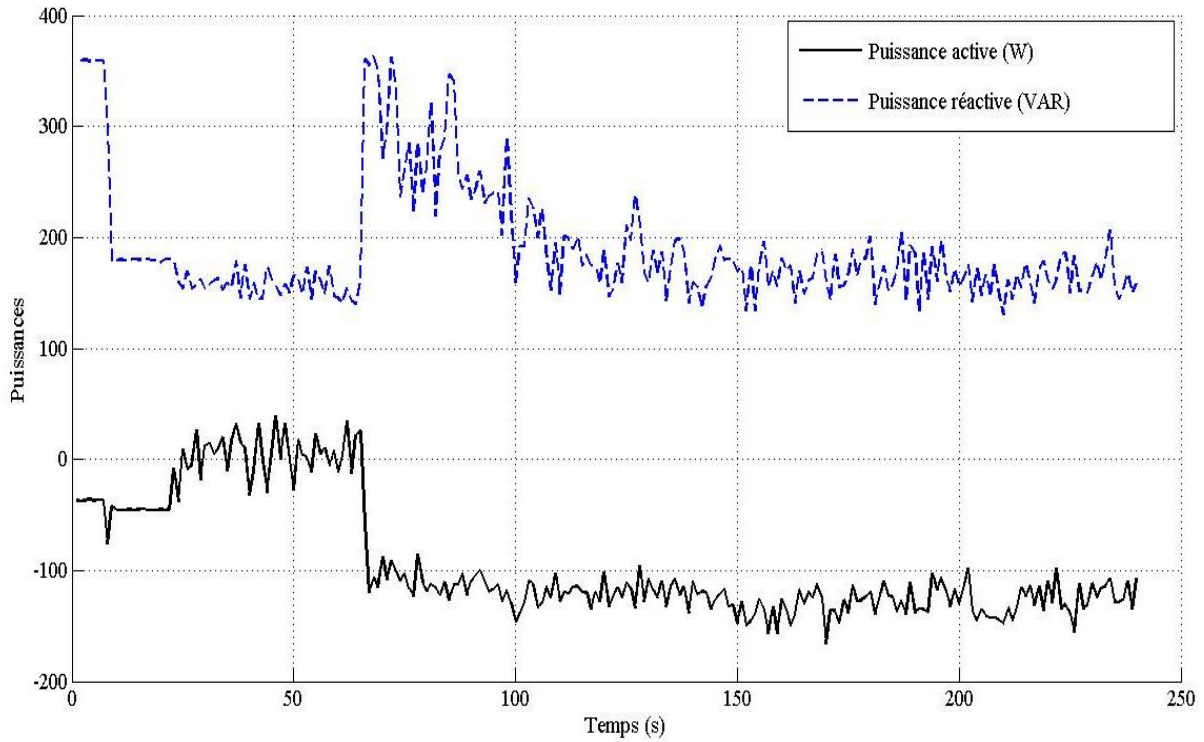


Figure 4.36 – Évolution des puissances après l'application d'un échelon de référence de puissance active

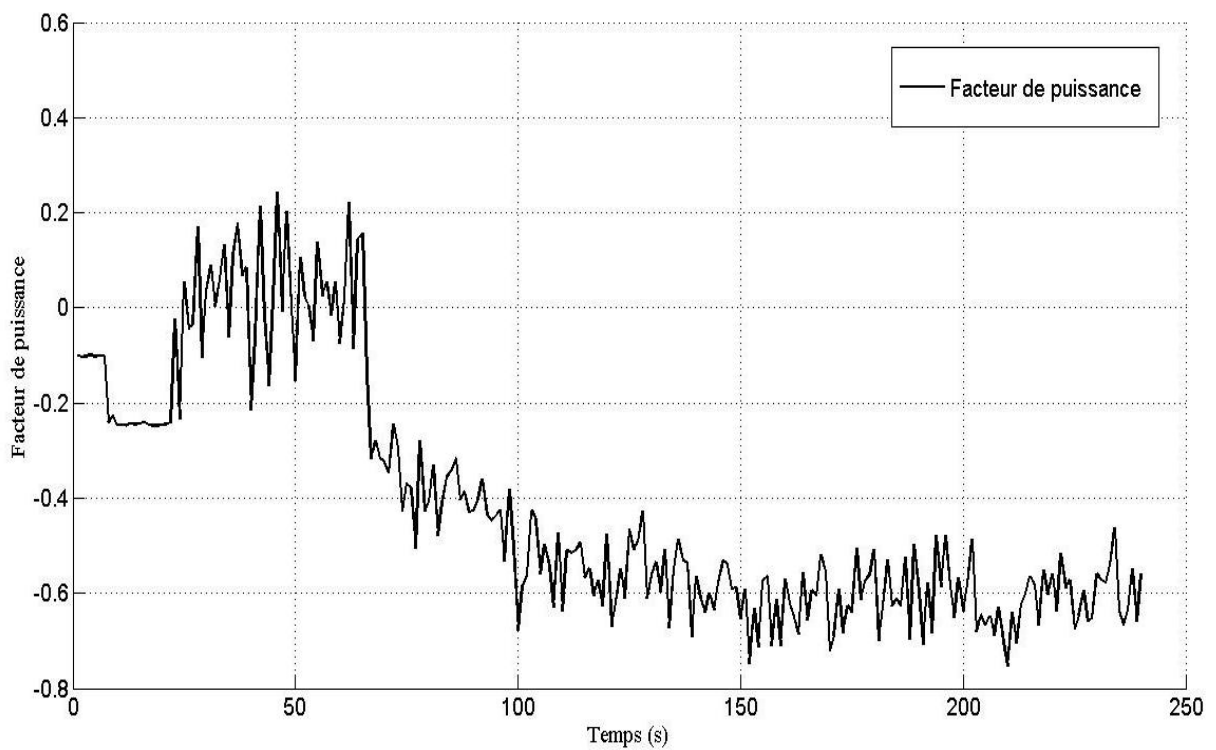


Figure 4.37 – Évolution du facteur de puissance après l'application d'un échelon de référence de puissance active

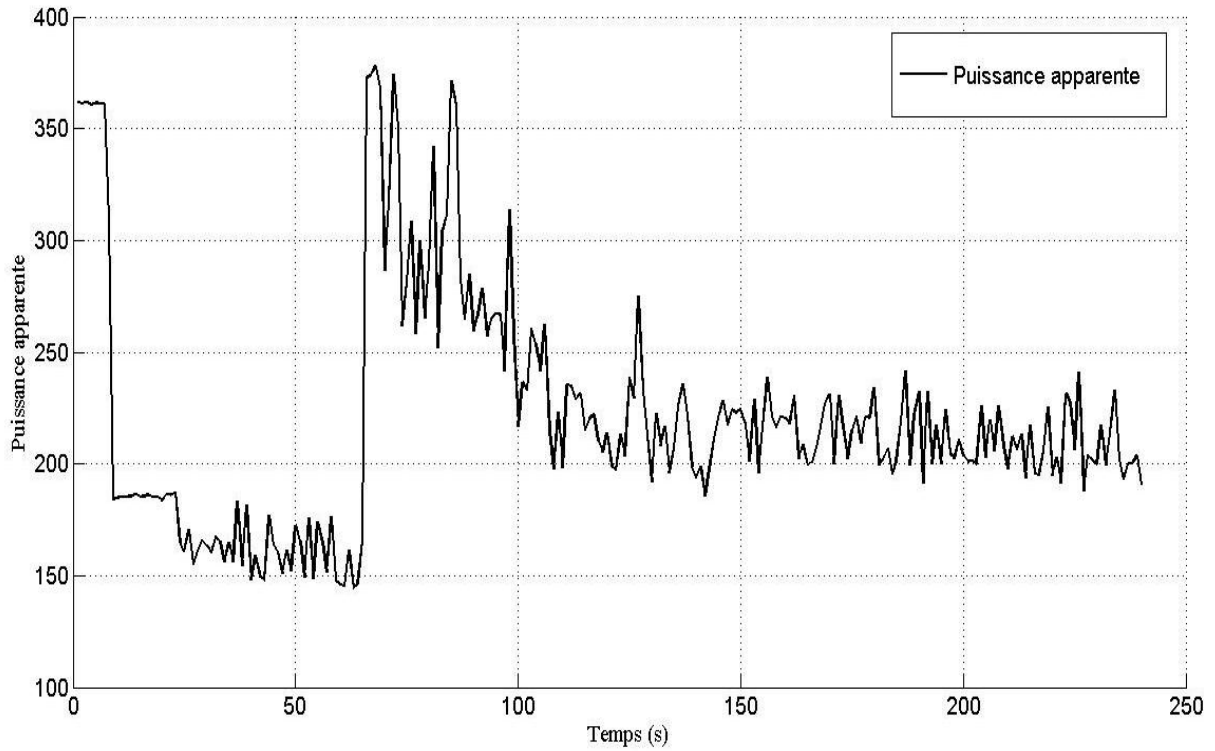


Figure 4.38– Évolution de la puissance apparente après l'application d'un échelon de référence de puissance active

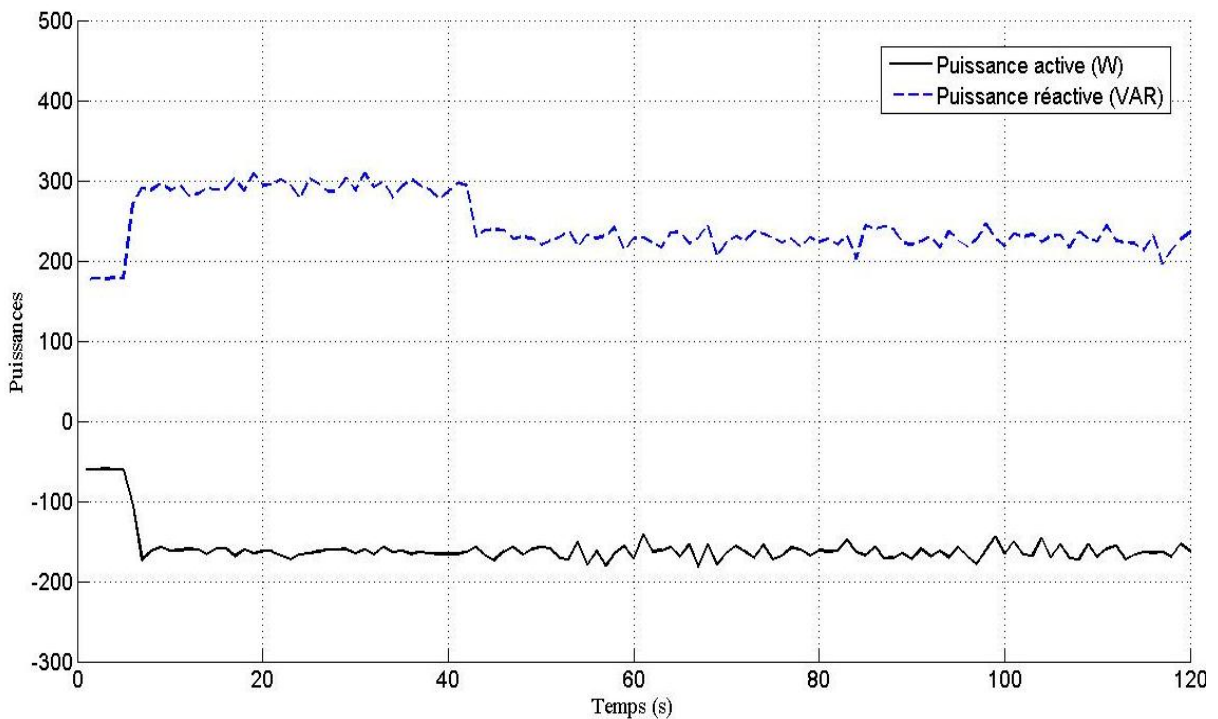


Figure 4.39 – Évolution des puissances après l'application d'un échelon de référence de puissance réactive.



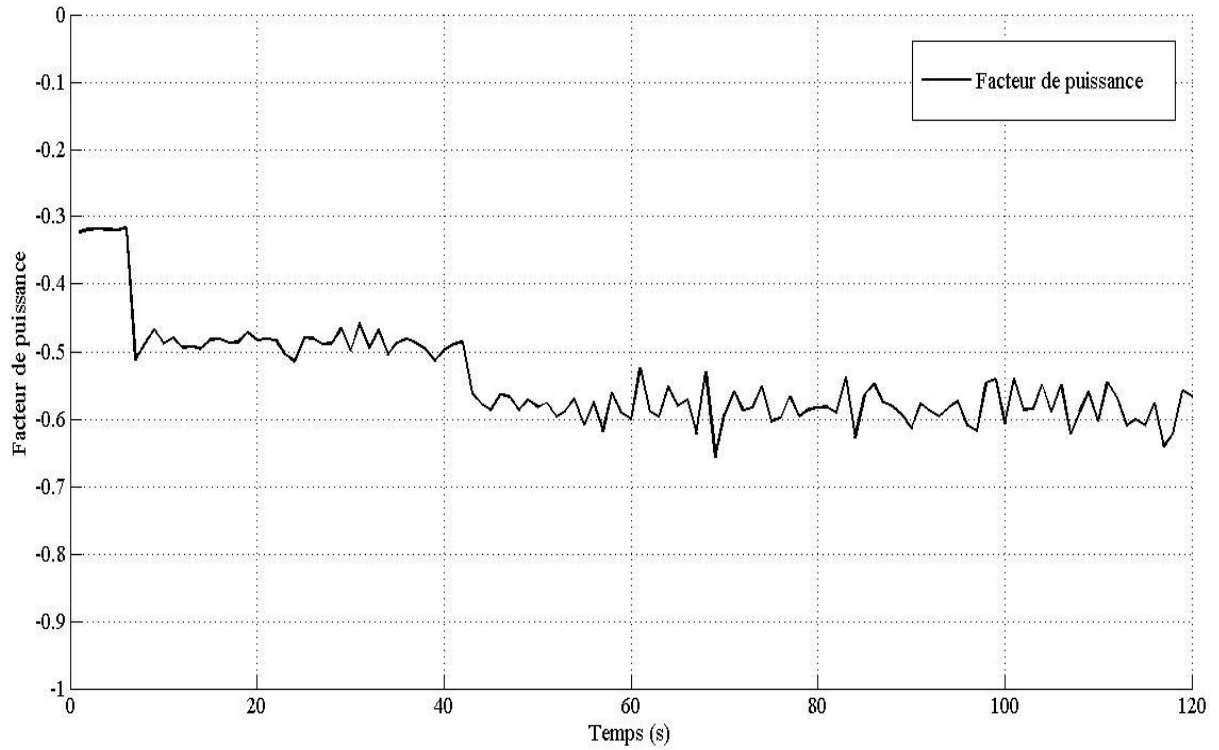


Figure 4.40– Évolution du facteur de puissance après l'application d'un échelon de référence de puissance réactive.

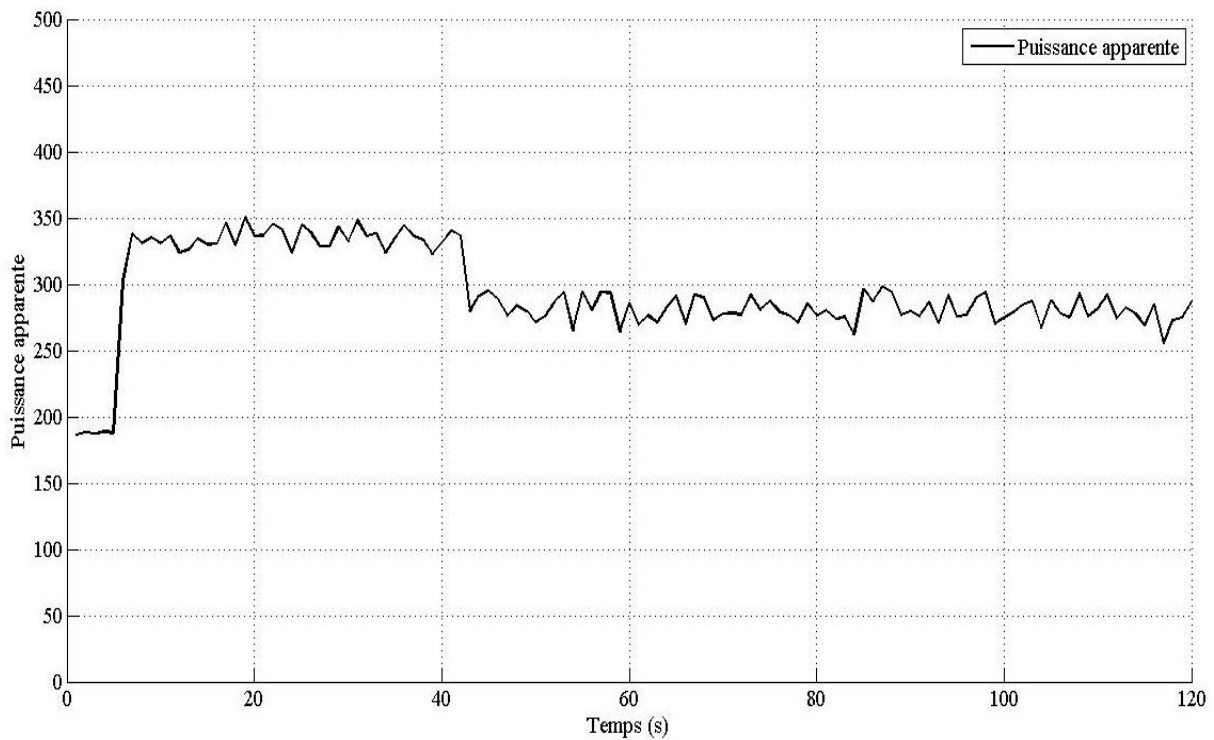


Figure 4.41– Évolution de la puissance apparente après l'application d'un échelon de référence de puissance réactive.

#### 4.12 Difficultés de l'implémentation expérimentale.

Notre expérience personnelle de l'implantation expérimentale de la commande vectorielle révèle plusieurs niveaux de difficultés auxquels nous avons dû faire face pendant son implantation en laboratoire. En effet, la revue de la littérature montre clairement que les auteurs s'intéressent d'avantage aux concepts mathématiques plutôt qu'aux enjeux de leur implantation pratique et nous avons pensé qu'il serait plutôt très intéressant de discuter ici des problèmes qui seront trop souvent gardés secrets.

Tellement les degrés de liberté de la GADA sont nombreux, la première étape d'une implémentation expérimentale et de trouver un point de fonctionnement stable pour la machine.

L'étape suivante et de générer des signaux SVM avec un code assembleur. La vitesse de calcul, d'échantillonnage, la vitesse de Cor-Timer doivent être bien mise en cohérence pour qu'on puisse avoir une SVM avec des performances minimales.

En boucle fermée, certes la commande vectorielle est compliquée. Les multiples passages trigonométriques entre les référentiels stationnaires et tournants alimentés par des boucles à verrouillage de phase impliquent des hypothèses théoriques mentionnées précédemment au sous-chapitre 3. De plus, aucun ouvrage avec résultats expérimentaux ne soulève la difficulté d'aligner les phases physiques du rotor avec celles du stator. En effet, l'angle mécanique qui rentre dans le passage du référentiel rotorique vers statorique n'est pas relatif au point de départ de la machine mais bien l'angle équivalent électrique de la position mécanique des phases du rotor, ce qui complexifie d'avantage son implantation.

Dans cette optique, on a utilisé un capteur de position comme été mentionné dans ce chapitre, et avec une routine en assembleur on peut calculer la vitesse. Au niveau des interruptions du Cor-Timer, cette vitesse est intégrée pour déterminer l'angle mécanique du rotor. Pour cette angle, un alignement des phases est indispensable. En effet, L'alignement des phases du rotor avec celles du stator s'est fait en injectant un courant continu en opposition de phase dans les enroulements du rotor et du stator. Les pôles s'attirant entre eux et orientent, naturellement, le rotor vers la position zéro. La détection du passage assure une synchronisation continue de la position du rotor dans l'algorithme de commande au niveau du DSP.

Côté programmation, la difficulté survient dans l'utilisation un calcul avec des nombres de trente-deux bits en virgule fixe. Cela nous demande une surveillance permanente au contenu

---

des différents registres. Le problème devient sérieux dans le cas des périodes de transitions et des régimes transitoire pour la machine. Ainsi, débordements inévitables peuvent intervenir si les régulateurs ne sont pas limités par des mécanismes d'anti-débordement.

#### **4.13 Conclusion.**

Dans ce chapitre nous avons présenté et discuté les résultats expérimentaux obtenus en utilisant un banc d'essai composé d'une machine asynchrone à rotor bobiné (200W) et d'une machine à courant continu (200W) utilisée en tant fournisseur du couple mécanique. La première étape est la mise en place du système expérimental général que nous avons réalisé. Nous avons montré, ensuite, avec des régulateurs PI, la structure étudiée fonctionne correctement en mode contrôle des puissances.

Malgré les difficultés rencontrées, la commande vectorielle donne d'excellents résultats. Les formes d'ondes parfaitement sinusoïdales obtenues, le temps de stabilisation court lors des transitoires (quelques millisecondes) ainsi que le découplage des puissances nous indiquent clairement pourquoi cette technique est devenue si populaire. Il reste néanmoins que notre étude ne met pas en évidence d'autres difficultés qui pourraient être rencontrées tels : le fonctionnement sans capteur de position, le fonctionnement avec des paramètres variables ainsi que la synchronisation avec le réseau électrique



## **Chapitre 5 :**

# **COMMANDE AVANCÉE DE LA GADA.**

### **5.1 Introduction.**

Le mode glissant (Sliding Mode –SM-) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Le théorie de ces systèmes a été étudiée et développée lors des années soixante en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN [Utk.77] à partir des résultats des études du mathématicien FILPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu. Et depuis, le spectre de son utilisation fut élargi à une plus grande classe de systèmes comprenant les systèmes linéaires, non linéaires, discrets et multi variables. La commande à structure variable a gagné une popularité certaine en raison de sa simplicité et de son efficacité.

Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simple pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis.

Dans de tels systèmes, la commande en commutant, permet d'amener le point figuratif de l'évolution du système sur une hyper surface de glissement. Lorsque cette hyper surface est atteinte le régime glissant se produit.

Ce dernier jouit de propriétés fortes intéressantes telles que l'insensibilité aux variations des paramètres de la partie commandée ainsi qu'aux perturbations pouvant agir sur cette dernière. Son comportement ne dépendant plus que des paramètres qui définissent l'hyper surface du glissement. Dans ce chapitre nous intéressons au réglage des puissances active et réactive développées par la GADA en utilisant la technique de la commande par mode glissement afin d'évaluer les performances apporter par ce type de commande.

La première partie de ce chapitre est entièrement consacrée au concept de la commande à structure variable par mode de glissement. Nous présentons d'abord les principes fondamentaux de ce type de commande puis nous l'appliquons au contrôle de la machine à double alimentation. Dans un premier temps un correcteur à structure variable est dimensionné. Ensuite, et dans l'objectif améliorer la commande proposée, on ajoutera une action intégrale, et une autre de saturation.

Dans un second temps afin de réduire le ``chattering`` (phénomène de broutement), nous introduisons des fonctions discontinues permettant de réaliser une commutation douce au niveau de la commande. Enfin nous élaborons une technique de contrôle du gain de la composante discontinue basée sur la logique floue dans le but réduire le chattering.

Nous pensons qu'une étude comparative entre la commande proposée et celle de la commande vectorielle sera utile on se basant sur une série de simulations.

## 5.2 Généralités sur la commande par mode glissant

Contrairement au correcteur par retour d'état où la commande est fixe, les systèmes à structures variables possèdent une commande capable de commuter à tout instant d'une structure à une autre. Le problème de la commande de tels systèmes revient donc à déterminer les paramètres de chacune des structures et à définir la logique de commutation.

Le fait de changer de structure et de basculer de l'une vers l'autre permet de combiner les avantages de chacune d'elles, et mieux encore, de doter le système à structure variable de nouvelles propriétés absentes au niveau de toutes les structures utilisées. Ainsi un système asymptotiquement stable peut être obtenu à partir de structures instables.

L'approche est prouvée leur importance à cause de plusieurs avantages comme :

- la simplicité de conception et d'implémentation.

- L'indépendance aux variations des caractéristiques dynamiques des systèmes
- L'indépendance aux perturbations externes.
- La variété des modes d'application, en régulation et Observation.[Per.02]

Bien qu'ayant divers avantages, cette technique de commande possède également un inconvénient qui limite son utilisation au départ. En effet, dans la pratique, les imperfections telles que les retards de commutation et l'hystérésis engendrent des oscillations autour de la surface de glissement.

Plusieurs techniques ont été proposées pour palier à cet inconvénient. Certaines consistent à approximer la fonction discontinue par une fonction continue au voisinage de la surface de commutation, la réduction du chattering se faisant au prix d'une perte de précision. Par ailleurs, l'étude complète d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne, notamment à base de GADA nécessite de s'intéresser à l'impact de la production sur le réseau et à la qualité de la fourniture. Ceci passe entre autre par une minimisation des effets des perturbations ou incidents réseau sur le générateur (creux de tension ou harmoniques par exemple). La résolution de ces problèmes (qui seront traité dans le dernier chapitre) exige une certaine robustesse de la commande afin d'éviter la dégradation du fonctionnement et d'assurer une continuité de services en cas de défauts.

En raison des nombreux avantages de la commande à structure variable, tels que la robustesse, la rapidité, et la simplicité de mise en œuvre, ce type de commande nous semble tout à fait approprié pour les générateurs à double alimentation pour lesquels de hautes performances peuvent être exigées. De plus comme certains paramètres de la génératrice peuvent varier lors du fonctionnement et que la charge est souvent inconnue, la commande devra rapidement prendre en compte ces perturbations et variations paramétriques pour éviter une dégradation des performances.

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce permet de commuter à tout instant entre chaque structure, afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structure. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans les structures utilisées [Hun.93].

Dans les systèmes à structures variables avec modes glissants, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis, à l'aide de loi de commutation, elle est obligée de

rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissant et le mouvement long de la quelle se produit, est dite mouvement de glissant.

La trajectoire dans la phase (exemple système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quelle point initiale dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $\sigma(x_1, x_2) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence. (Figure 5.1)
- Le mode de glissant (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine de plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $\sigma(x_1, x_2)$ .
- Le mode de régime permanent (MRP) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et la performance de la commande.

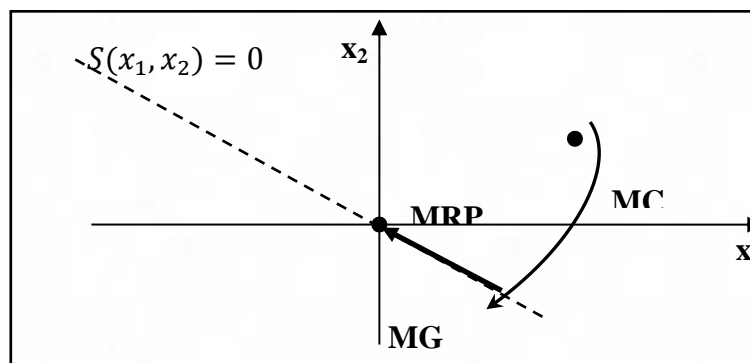


Figure 5.1 - La trajectoire dans le plan de phase.

### 5.3 Conception de la commande par mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissants sont importants et multiples, comme la haute précision, la bonne stabilité, l'invariance et la robustesse. Ceux-ci lui permettent d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ces cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie

continue qui présente la dynamique du système durant le mode glissant et l'autre discontinue et concerne la dynamique du système durant le mode convergence. Cette deuxième est importante dans la commande par modes glissants, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et perturbations sur le modèle.

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes: le choix de la surface de glissement, l'établissement des conditions d'existence et détermination de la loi de commande.

### 5.3.1 La surface de glissement.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que les variables d'état glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Elle s'exprime, donc, en fonction de l'espace d'état des erreurs et avoir la même dimension que le vecteur de commande  $U$ . Ainsi la surface représente le comportement dynamique de système étudié. Elle peut prendre différentes formes, selon l'application visée. Elle peut, aussi, être linéaire ou non linéaire, cette dernière reste plus pratique pour les systèmes multi variable.

Généralement, les surfaces sont choisies comme étant des hyper plans passant par l'origine:

$$\sigma(x) = Cx \quad (5.1)$$

Le problème, généralement, devient plus complexe par l'existence de plusieurs surfaces de commutation. Le régime glissant s'effectue sur l'intersection de celle-ci :

$$\sigma(x) = [\sigma_1(x), \sigma_2(x), \sigma_3(x) \dots , \sigma_m(x)] \quad (5.2)$$

L'intersection de  $m$  surfaces  $\sigma_i(x)$  constitue la surface de glissement, où pour chaque commande (entrée), on écrit :

$$U(x) = \begin{cases} U_+ & \text{pour } \sigma_i(x) > 0 \\ U_- & \text{pour } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

Le régime glissement se produit si les tangentes aux trajectoires ou les vecteurs vitesses au voisinage de la surface sont dirigées vers la surface de commutation  $\sigma(x) = 0$ . Ce qui est traduit, mathématiquement, par la paire d'intégralité :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} > 0 \text{ et } \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} < 0 \quad (5.4)$$

Cette condition s'écrit sous la forme :

$$\sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (5.5)$$

La fonction de LYAPUNOV utilisé, aussi, pour prouver La condition d'existence où on montre que le dérivé du produit de :  $\sigma \dot{\sigma}$  est négative. Cette condition permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface  $\sigma$  et d'y rester indépendamment de la perturbation.

Une fois on détermine la surface de glissement, on calcul la commande indépendamment. Cette dernière a pour but de maintenir l'attractivité de la surface des deux côtés. Autrement dit maintenir les conditions de glissement. Lorsque le régime glissement est atteint, la dynamique de système est devenu Independent de la loi de commande

### 5.3.2 Calcul de la commande.

Le contrôleur par mode glissement est défini par la somme des deux commandes :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (5.6)$$

$U_{eq}$  : Pour but de maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $\sigma = 0$  cette commande peut être considéré comme un retour d'état particulier, elle peut, aussi, considérée comme étant une valeur moyenne, lors de la commutation, entre deux valeur  $U_{min}$  et  $U_{max}$ , alors que  $U_s$  est pour but de vérifier les conditions d'attractivité (convergence) en dépit de l'imprécision des paramètres de système.

Elle est donné par :

$$U_s = K \text{ sign} ( \sigma(x) ) \quad (5.7)$$

### 5.3.3 Commande équivalente.

On reprend le modèle d'état de la machine, déjà, présenté dans le chapitre 3, les vecteurs des variables d'état choisi pour la commande sont les flux statoriques et les courants rotoriques.

En négligent les résistances statoriques, la f.e.m dans les enroulements de la machine est égale à la tension de réseau, par conséquent, les deux composantes des tensions selon les axes  $dq$  deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = \omega_s \psi_{ds} = v_s \end{cases} \quad (5.8)$$

Alors que les deux composantes des flux rotoriques s'écrit :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \\ \psi_{qr} = L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (5.9)$$

Le modèle d'état de la machine peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{X} = f(x, t) + g(x, t) U \quad (5.10)$$

$$U = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T \quad (5.11)$$

$$\dot{X} = \left[ \frac{d\psi_{ds}}{dt} \quad \frac{d\psi_{qs}}{dt} \quad \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad \frac{d\psi_{qr}}{dt} \right]^T \quad (5.12)$$

$$g(x, t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sigma L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sigma L_r \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$f(x, t) = \begin{bmatrix} -\alpha_1 R_s \psi_{ds} - \alpha_3 R_s \left( L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \right) - \omega_s \psi_{qs} \\ -\alpha_1 R_s \psi_{qs} - \alpha_3 R_s \left( L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \right) - \omega_s \psi_{ds} \\ \frac{1}{\sigma L_r} (-\alpha_2 R_r) \left( L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \right) + \alpha_3 R_r \psi_{ds} + \omega_r \left( L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \right) \\ \frac{1}{\sigma L_r} (-\alpha_2 R_r) \left( L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \right) + \alpha_3 R_r \psi_{qs} - \omega_r \left( L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \right) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\text{Où : } \alpha_1 = \frac{1}{\sigma L_r}, \alpha_2 = \frac{1}{\sigma L_s}, \alpha_3 = \frac{1}{\sigma L_s L_r}$$

Les composantes de la tension rotorique,  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  représentent les vecteurs de commande qui forcent la trajectoire de système à converger vers les surfaces nulles  $\sigma_{dq} = 0$

Où les surfaces de glissement sont liées au courants rotoriques par la relation :

$$\begin{cases} \sigma_d = \lambda (I_{drref} - I_{dr}) \\ \sigma_q = \lambda (I_{qrref} - I_{qr}) \end{cases} \quad (5.15)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent la surface est nulle, et par conséquent sa dérivée est aussi nulle.

On impose :  $\dot{\sigma}_{dq} = 0$

$$\dot{\sigma}_{dq} = \frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial t} = \left( \frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial x} \right)^T \frac{\partial x}{\partial t} = \left( \frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial x} \right)^T [f(x, t) + g(x, t)U_{eq}] \quad (5.16)$$

A partir de l'équation (5.16) on peut tirer l'expression de la commande :

$$U_{eq} = - \left[ \left( \frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right]^{-1} \left\{ \frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (5.17)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, on doit poser la condition suivante :

$$\frac{\partial \sigma_{dq}}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (5.18)$$

Cette expression présente la condition d'existence de mode glisse [Ham.01]. Cette condition appelée aussi condition de transversalité (entre le champ de vecteur  $g(x, t)$  et le vecteur normal de la surface  $\sigma_{dq}$  [Bou.07])

L'expression de la commande peut s'écrire alors sous la forme :

$$U_{eq} = \begin{bmatrix} (\alpha_2 R_r) \left( L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \right) - \alpha_3 R_r \psi_{ds} - \omega_r \left( L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \right) \\ (\alpha_2 R_r) \left( L_r \sigma I_{qr} + \frac{Mv_{ds}}{L_s \omega_s} \right) - \alpha_3 R_r \psi_{qs} + \omega_r \left( L_r \sigma I_{dr} + \frac{Mv_{qs}}{L_s \omega_s} \right) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

### 5.3.4 Condition d'existence de mode glissement.

Après avoir obtenu l'expression de la commande équivalente, on peut écrire le vecteur de contrôle selon l'équation (3.20)

$$U = U_{eq} + K \text{sign}(\sigma(x)) \quad (5.20)$$

La condition d'existence de mode de glissement s'écrit :

$$\dot{\sigma}_{dq} \sigma_{dq} < 0 \quad (5.21)$$

On développe le calcul de cette expression, on obtient :



$$\dot{\sigma}_{dq} \sigma_{dq} = -g(x, t) K \operatorname{sign}(\sigma_{dq}) \sigma_{dq} \quad (5.22)$$

La matrice  $g(x, t)$  est positive, et  $\operatorname{sign}(\sigma_{dq}) \sigma_{dq}$  est toujours positive aussi, Alors la constante doit être positive pour satisfaire la condition d'existence de glissement (l'équation (3.21))

### 5.3.5 Régime de glissement réel.

Théoriquement, la commande commute entre deux valeurs  $\pm K$  à une fréquence infinie, alors que pratiquement ceci est impossible, le fait que le calcul de la commande se fait dans des intervalles de temps, on addition, la fréquence de commutation des interrupteur est bien limitée, ce qui traduit par des oscillations de hautes fréquences. Cela rend la trajectoire d'état tend à osciller au voisinage de la surface, au lieu de évoluer exactement le long de la surface. Le phénomène connu par phénomène de broutement (Chattering).

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes à hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes. Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses études ont été effectuées. Parmi les solutions, et dans le but de réduire ce phénomène, on ajoutant une fonction d'intégrale suivante [Ham.93]:

$$U_{int} = \zeta \int_0^t \sigma_{dq} d\tau \quad (5.23)$$

L'ajout de cette fonction, permet de réduire le gain  $K$ , ce qui va réduire, par conséquence, les oscillations.

Autre méthode consiste à ajouter une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction  $\operatorname{sign}$  dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction *saturation* (*sat*) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer, progressivement, la valeur de  $u_n$  en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites  $\pm |K|$

$$u_n = k \cdot \text{sat}(S(x, t)) \quad (5.24)$$

Où  $\text{sat}$  est la fonction de saturation, dite commande douce à un seul seuil et elle est définie par:

$$\text{sat}(S(x, t)) = \begin{cases} S(x, t) & \text{si } |S(x, t)| < \phi \\ \text{sign}(S(x, t)) & \text{si } |S(x, t)| > \phi \end{cases} \quad (5.25)$$

Avec  $\phi$ : paramètre de valeur petite et positive

Lors de l'application de cette commande, le paramètre  $k$  de la fonction discontinue cause un grand problème de 'chattering', on peut ajouter une nouvelle technique qui va nous permettre de réduire le phénomène du 'chattering'. La structure que nous avons introduite dans le système de commande est basée sur la logique floue [Sad.04], elle consiste à contrôler le gain de la fonction discontinue en fonction de l'erreur et la dérivée de l'erreur sur les flux rotoriques.

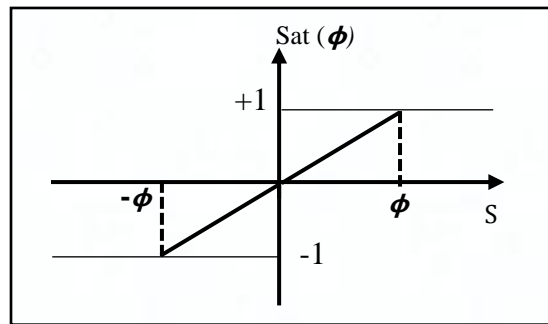


Figure 5.2 - Représentation de la commande douce à un seul seuil « $\text{sat}$ ».

#### 5.4 La Logique floue.

Logique floue est une extension de la logique classique, leur théorie a été mise en point au milieu des années 60. Il s'agit d'introduire des variables entre 0 et 1 au lieu d'avoir juste toute ou rien. [Buh.94], [Cao.97], [Chi.06].

Avec la logique floue, l'intelligence artificielle accomplit une avancée spectaculaire dans les applications techniques. Cette technique permet de faire le lien entre la modélisation numérique et la représentation symbolique. Afin de remédier au problème engendré par la composante discontinue de la commande à structure variable par mode de glissement [Yin.00] [Sad.04], nous allons introduire une structure floue qui va donner la valeur du gain de la composante discontinue en fonction de l'état de la surface de glissement et de sa dérivée.

Le contrôleur flou a permis d'obtenir une loi de commande ou de réglage, souvent, très efficace facile à implémenter, mis en point. On addition il ne nécessite pas la modélisation mathématique de système. Ce dernier est caractérisé par la théorie de la logique floue. En effet, le régulateur flou, ne traite pas une relation mathématique bien définie (Algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, toutes se basant sur des variables linguistiques.

La mise en œuvre d'un correcteur flou passe par plusieurs étapes. Afin de traiter ces règles, les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Cette phase constitue la fuzzification (Figure 5.3). Après on passe au traitement des règles. Les règles activées donnent lieu à plusieurs valeurs floues, ensuite une sélection des règles est effectuée à l'issue de laquelle on obtient la valeur de sortie globale. Plusieurs opérateurs peuvent être utilisés pour le choix de la variable de sortie. La plus utilisée est le « max » qui consiste à retenir le degré d'appartenance le plus élevé.

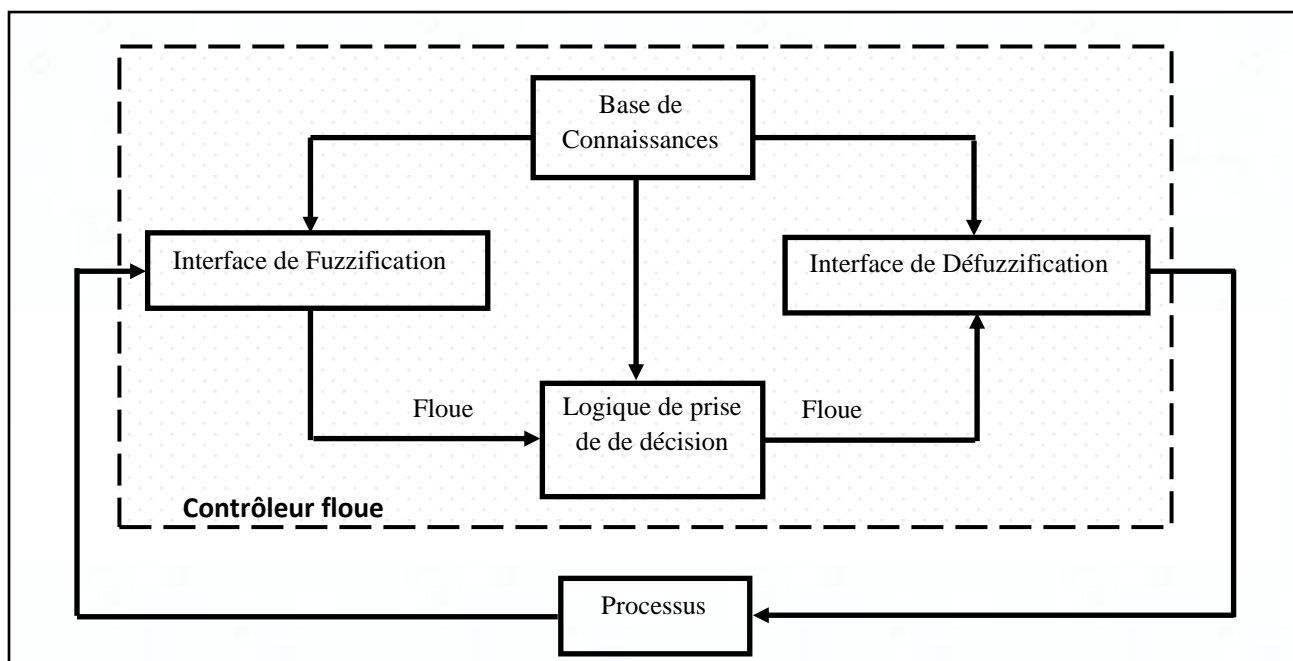


Figure 5.3- Schéma synoptique général d'un régulateur flou.

Cette valeur de sortie étant une valeur floue (comprise entre zéro et un) par conséquent elle ne peut être appliquée directement au système. Une phase de «défuzzification» permet de calculer la valeur réelle de la commande.

### 5.4.1 La fuzzification.

Cette étape permet de transformer les grandeurs d'entrée en grandeurs floue. Les systèmes de transformation sont donnés par les figures 5.4 et 5.5.

### 5.4.2. Inférence.

C'est le mécanisme qui permet de prendre une décision concernant les règles établies. Il existe plusieurs stratégies pour l'établissement des règles telles que : - Mamdani (Min, Max)- Larsen (Max, Prod)- Sugueno (Somme, Prod).

### 5.4.3 Déffuzification.

Elle consiste à obtenir les valeurs numériques des grandeurs de sortie de la commande. Il existe plusieurs méthodes de deffuzification comme :

- *Méthode des maximums* : elle donne comme valeur le plus grand degré d'appartenance
- *Méthode des moyennes des maxima* : elle donne la valeur moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal
- *Méthode de centre de gravité* : elle donne comme valeur le centre de gravité de l'ensemble floue.

### 5.4.4 Commande hybride floue mode de glissement.

Afin de réduire le chattering, une structure floue a été introduite pour réduire le problème en contrôlant le gain de la composante discontinue pour les variables d'entrée, la surface de glissement et sa dérivée.

Nous avons défini les ensembles flous comme suit :

**Ns**: Négative **N**: Négative

**ZEs**: Zéro **ZE**: Zéro

**Ps**: Positif **P**: Positif

Pour la grandeur de sortie K nous avons introduit les grandeurs de sortie suivantes:

**ZE**: Zéro

**PP**: Positif petit

**PM**: Positif Moyen

**PG**: Positif grand

Les fonctions d'appartenance en forme triangulaire sont données par les figures 5.4, 5.5 et 5.5. Alors que les règles se présentent de la manière suivante :

Règle 1 : si  $s$  est  $P_s$  et  $s$  est  $P$  alors  $K$  est  $PG$

Règle 2 : si  $s$  est  $P_s$  et  $s$  est  $ZE$  alors  $K$  est  $PM$

Règle 3 : si  $s$  est  $P_s$  et  $s$  est  $N$  alors  $K$  est  $PP$

Règle 4 : si  $s$  est  $ZEs$  et  $s$  est  $P$  alors  $K$  est  $PP$

Règle 5 : si  $s$  est  $ZEs$  et  $s$  est  $ZE$  alors  $K$  est  $ZE$

Règle 6 : si  $s$  est  $ZEs$  et  $s$  est  $N$  alors  $K$  est  $PP$

Règle 7 : si  $s$  est  $Ns$  et  $s$  est  $P$  alors  $K$  est  $PP$

Règle 8 : si  $s$  est  $Ns$  et  $s$  est  $ZE$  alors  $K$  est  $PM$

Règle 9 : si  $s$  est  $Ns$  et  $s$  est  $N$  alors  $K$  est  $PG$

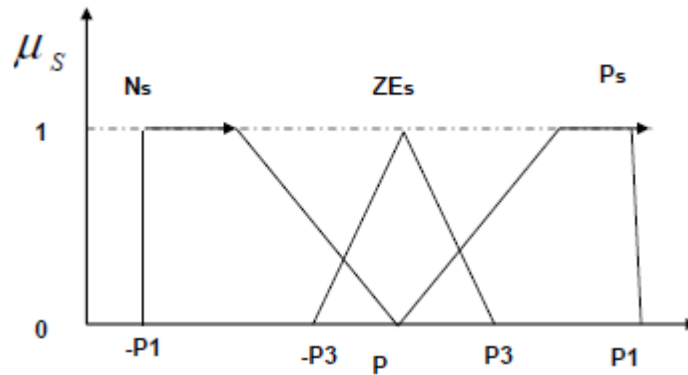


Figure 5.4 - Fonction d'appartenance de la surface

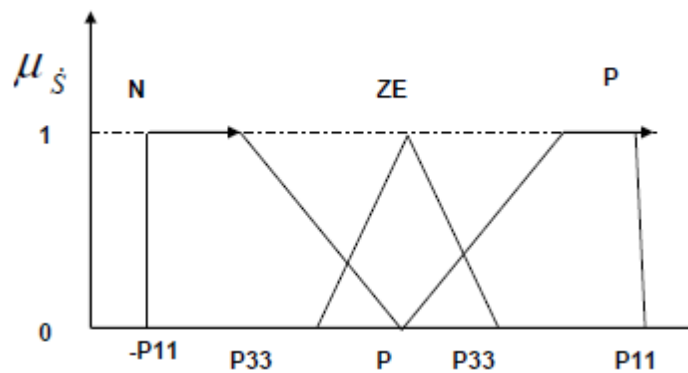


Figure 5.5 - Fonction d'appartenance de la dérivée de la surface

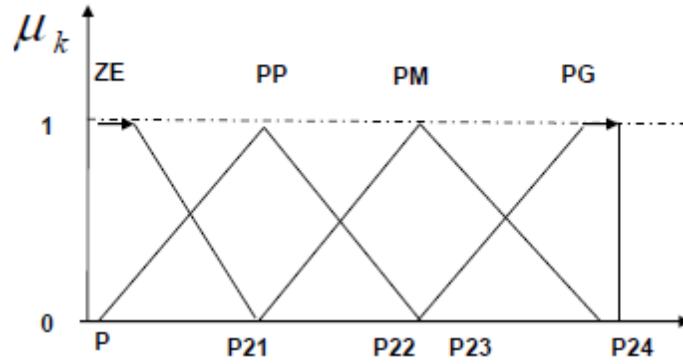


Figure 5.6 - Fonction d'appartenance de la variable de sortie

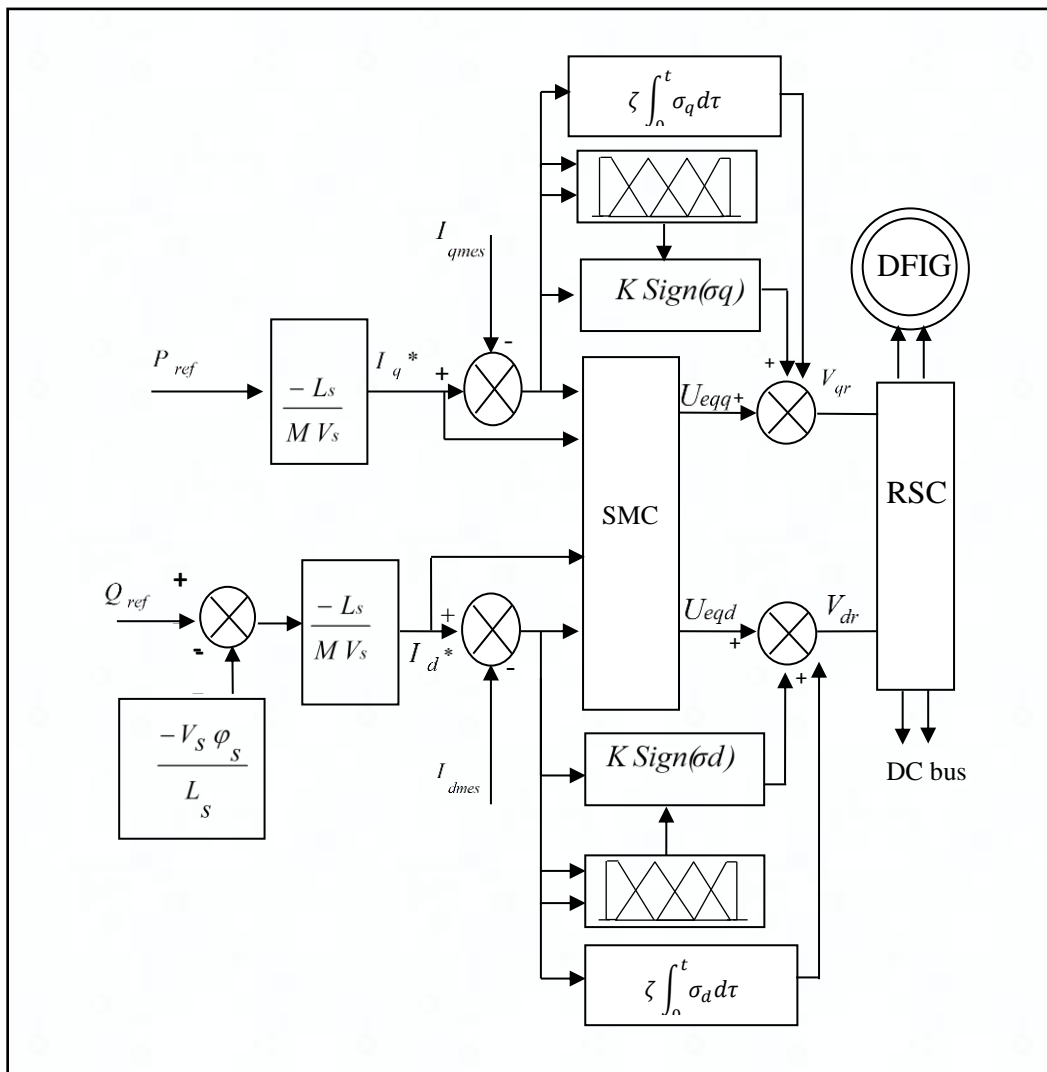


Figure 5.7 – Schéma de la commande à structure variable-Floue de la machine à double alimentation

Quand les deux grandeurs d'entrée ont le même signe, il faut une très grande valeur de K pour ramener le système vers la surface de glissement. Quand les deux grandeurs sont de signe opposé il faut une valeur moyenne ou petite de la constante K.

Quand la dérivée est nulle, et la surface n'est pas nulle il faut une valeur moyenne pour que le système ne reste pas sans évolution et va vers la surface de glissement. Quand les deux grandeurs sont nulles la valeur de K doit être nulle pour permettre de garder le système sur la surface.

Figure 5.7 présente le schéma global de la commande qu'on utilisera pour les simulations

### 5.5 Commande directe de puissance par mode glissant.

Au lieu de passer par la régulation du courant, la commande directe agit sur la puissance active et réactive directement. On procède la même démarche que la commande indirecte des puissances, pour établir la loi de commande directe dans cette partie.

A partir des équations des flux déjà écrites au chapitre 3, Les flux rotoriques peuvent être exprimés en fonction des flux et courants statoriques comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \frac{L_r}{M} \varphi_{ds} + \sigma M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = \frac{L_r}{M} \varphi_{qs} + \sigma M I_{qs} \end{cases} \quad (5.26)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma M} \left( \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} - R_r \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} - \frac{L_r}{M} \left( \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ -\varphi_{ds} \end{bmatrix} \right) \right) - \frac{\omega}{\sigma M} \left( \sigma M \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \frac{L_r}{M} \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{ds} \end{bmatrix} \right) \quad (5.27)$$

Considérons un réseau idéal, la variation des tensions statoriques peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \omega_s \begin{bmatrix} -V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

En remplaçant les expressions des courants (5.27) et des tensions dans les expressions des puissances déjà mentionnées dans le chapitre précédent, on dérive l'expression de puissance :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ V_{ds} I_{ds} - V_{qs} I_{qs} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

On obtient:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \frac{L_r}{\sigma M^2} R_s & -(\omega + \omega_s) \\ (\omega + \omega_s) & \frac{L_r}{\sigma M^2} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} + \frac{\omega_r L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{qs} & -V_{ds} \\ V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} - \frac{R_r}{\sigma M} \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \\ V_{qs} & -V_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\ & \dots - \frac{L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{ds}^2 + V_{qs}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma M} \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \\ V_{qs} & -V_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.30)$$

La commande désirée force la trajectoire de système pour converger vers la surface défini par :

$$\begin{cases} S_P(x) = \lambda (P_s^* - P_s) \\ S_Q(x) = \lambda (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad (5.31)$$

Où le choix de du paramètre  $\lambda$  garanti la stabilité de système, pour assurer une attraction de système vers la surface, la condition suivante doit être vérifié :

$$\frac{dS_{PQ}}{dt} S_{PQ} < 0 \quad (5.32)$$

En imposant  $\frac{dS}{dt} = 0$ , on peut écrire la commande qui correspond à un régime glissant idéal :

$$\frac{dS_P}{dt} = \frac{d(P_s^* - P_s)}{dt} + K_{ps} (P_s^* - P_s) = -\frac{dP_s}{dt} + K_{ps} (P_s^* - P_s) \quad (5.33)$$

$$\frac{dS_Q}{dt} = \frac{d(Q_s^* - Q_s)}{dt} + K_{Qs} (Q_s^* - Q_s) = -\frac{dQ_s}{dt} + K_{Qs} (Q_s^* - Q_s) \quad (5.34)$$

La surface de glissement peut être écrits sous la forme :

$$\frac{dS}{dt} = F + DV_{rdq} \quad (5.35)$$

Pour obtenir la commande (l'expression des tensions rotoriques), on utilise les expressions (5.27) et on impose  $\frac{dS}{dt} = 0$  dans (5.33) et (5.34). En fin, et dans l'objectif d'obtenir une meilleure commutation autour de surface, un terme de  $Sgn$  doit être ajouter à la loi générale de la commande.



$$\begin{bmatrix} U_{dr} \\ U_{qr} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{dP_s}{dt} + K_{P_s} (P_s^* - P_s) + K_{P_{sgm}} Sgn(S_P) \\ -\frac{dQ_s}{dt} + K_{Q_s} (Q_s^* - Q_s) + K_{Q_{sgm}} Sgn(S_Q) \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

$$\text{Avec } D^{-1} = \frac{\sigma M}{(V_{ds}^2 + V_{qs}^2)} \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \\ V_{qs} & -V_{ds} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

## 5.6 Résultats de simulation.

La simulation a été réalisée sur Matlab Simulink. Les figures 5.9, 5.10, 5.11 et 5.12 illustrent les résultats de simulation pour le fonctionnement du système éolien à vitesse variable avec intégration du modèle de l'aérogénérateur présenté dans le chapitre 2. Pour les faibles vitesses de vent, la puissance délivrée, par la génératrice et l'angle des pales sont optimaux (fonctionnement en MPPT). Dès que la puissance produite par la génératrice est maximale, l'angle des pales varie et permet de contrôler la puissance du générateur et de la garder à sa valeur maximale tout au long de la variation de la vitesse du vent.

Les deux méthodes de commandes directe et indirect ont été utilisées pour la commande vectorielle et la commande par mode glissant.

Le, but dans cette partie, est de réaliser une comparaison entre la commande à structure variable par mode de glissement que nous avons présenté dans ce chapitre et la commande linéaire présentée dans le chapitre 3 précédant. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les deux régimes de fonctionnement, régime permanent et régime transitoire.

Le premier test que nous avons réalisé est basé sur les variations des puissances active et réactive ainsi que la vitesse de la machine pour les deux modes de commande directe et indirecte. En même temps un défaut triphasé (dû à un creux de tension au réseau) a été introduit durant 300ms dans deux instant déferents à 2.8s et à 9s correspond à des valeurs de vitesse relativement grande et basse respectivement (figure 5.8).

Pendant tous les simulations la puissance réactive statorique est fixée à une valeur nulle. Celle-là a est très proche à un fonctionnement permanent réel de l'éolien. En effet, la circulation de l'énergie réactive a une influence importante sur le choix des matériels et le fonctionnement des réseaux. Sachant que, pour une même puissance active utilisée, il faut fournir d'autant plus de puissance apparente que le facteur de puissance est faible.

La circulation de la puissance réactive provoque des échauffements supplémentaires dans les transformateurs et les câbles qui ont pour conséquence des pertes d'énergie active, de même qu'elle peut, aussi, causer des chutes de tension. Les conséquences de la circulation d'énergie réactive conduisent à surdimensionner les équipements électriques du réseau [Pré.05-1] [Pré.05-2]. Pour éviter la circulation de l'énergie électrique dans le réseau il faut produire de l'énergie réactive au plus près des éoliennes. Généralement d'une manière pratique on installe des condensateurs qui fournissent de l'énergie réactive demandée par les charges inductives ou bien on installe des SVG, STATCOM, ou bien des UPFC. Ainsi cette énergie réactive ne circule qu'entre les condensateurs (SVG, STATCOM, UPFC,.....) et les éoliennes. Plus les structures seront proche des éoliennes moins les conséquences de la circulation de l'énergie réactive seront importantes.

Pour tous les résultats de simulation de cette partie, le profil de vents a été présenté avec leur vitesse moyenne variée entre 8.7 m/s et 13.5 m/s (Figure (5.8)). Concéderont ce même profil de vent, on simule le fonctionnement de système éolien pour les quatre types de commande : SMC indirecte, commande vectorielle indirecte, SMC directe, et commande vectorielle directe.

La dynamique de l'angle de décalage dépend essentiellement la variation de la puissance active. Les figures 5.9b, 5.10b, 5.11b et 5.12b montrent la variation de l'angle des pales pour chaque type de commande.

Les courants des phases statorique et rotorique sont présentés sur les figures notées par les indices 'c' et 'd' respectivement, le comportement de ces courants est le même que le comportement de la puissance.

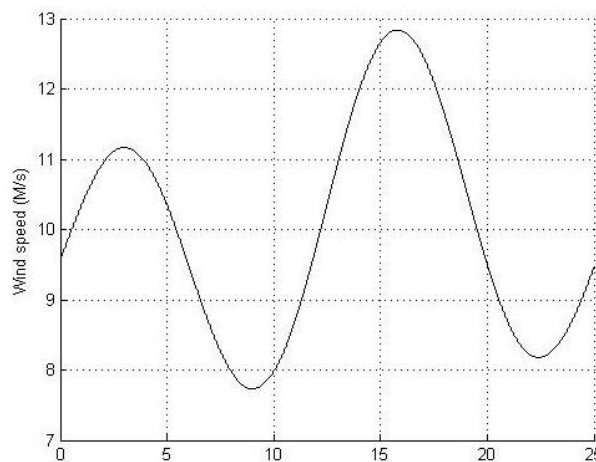


Figure 5.8 - Vitesse de vent

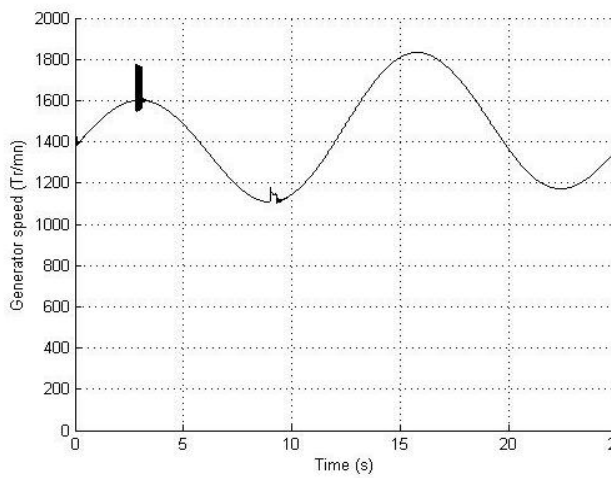


Figure 5.9a - Vitesse de la génératrice

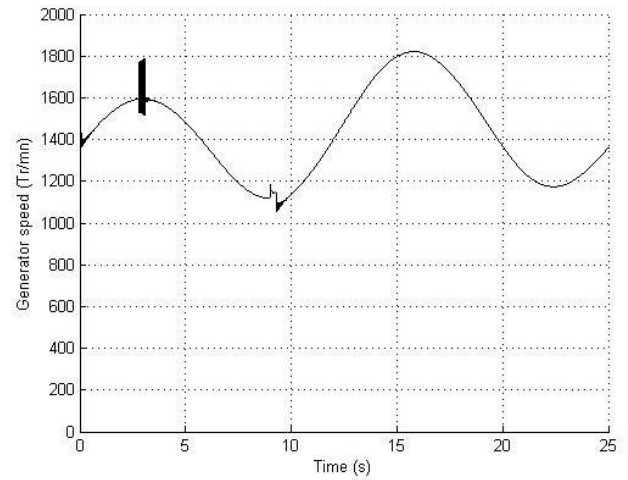


Figure 5.10a - Vitesse de la génératrice

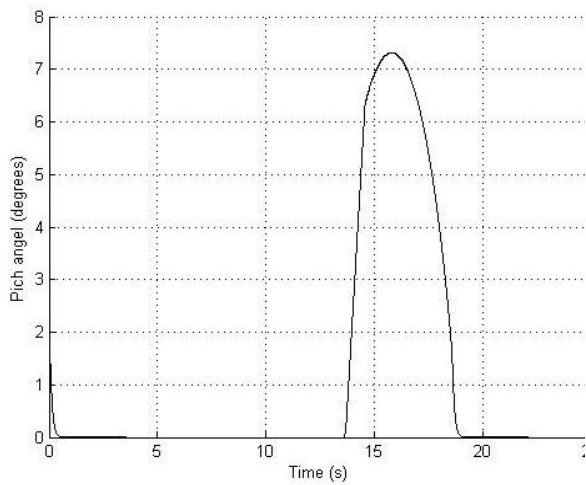


Figure 5.9b – Angle de décalage

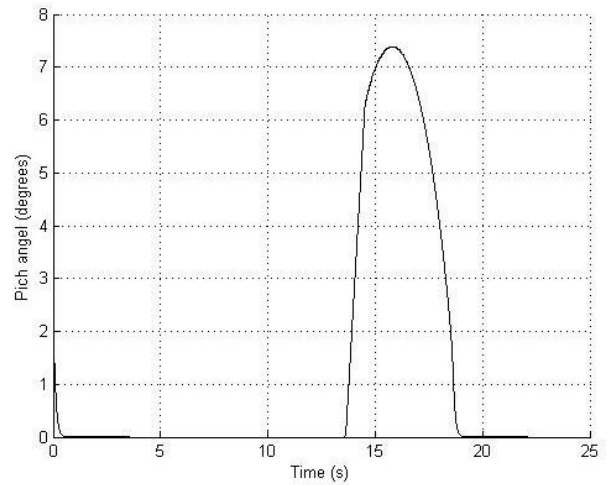


Figure 5.10b – Angle de décalage

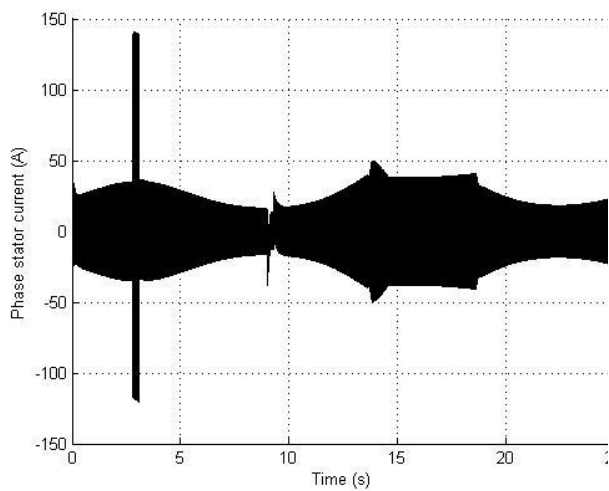


Figure 5.9c – Courant de phase statorique

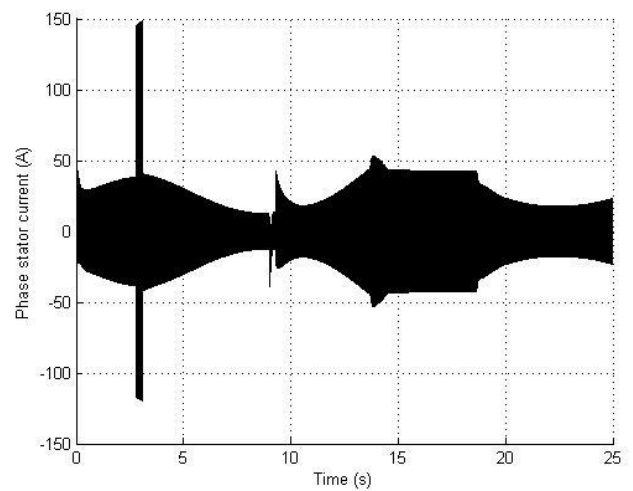


Figure 5.10c – Courant de phase statorique

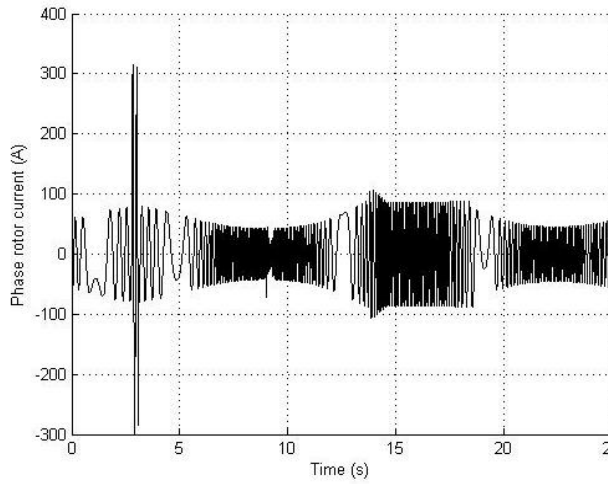


Figure 5.9d – Courant de phase rotorique

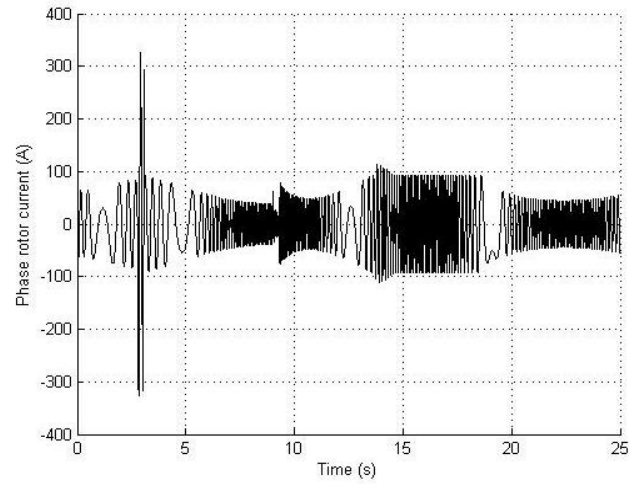


Figure 5.10d – Courant de phase rotorique

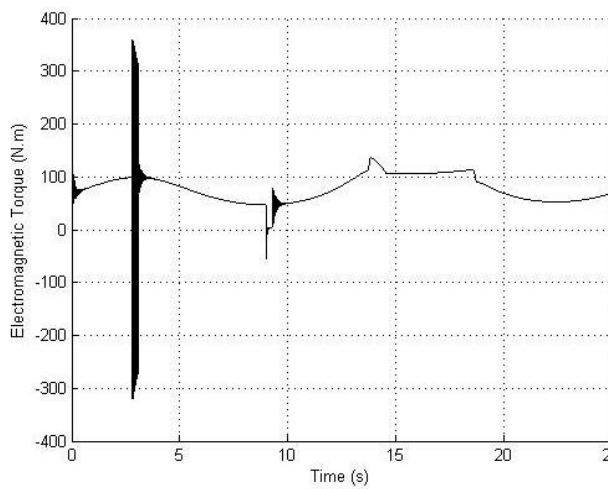


Figure 5.9e – Couple électromagnétique

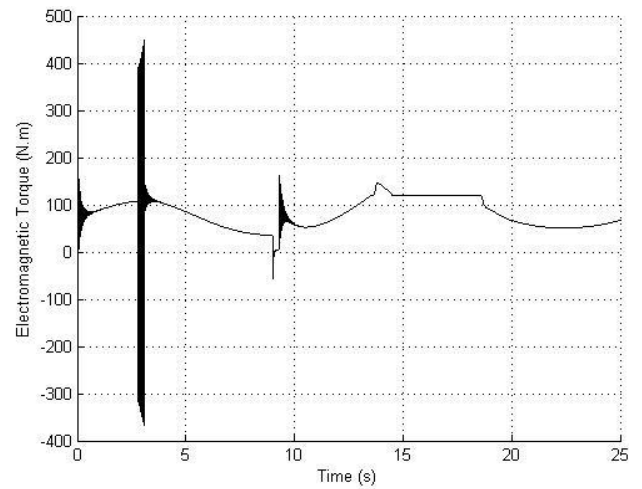


Figure 5.10e – Couple électromagnétique

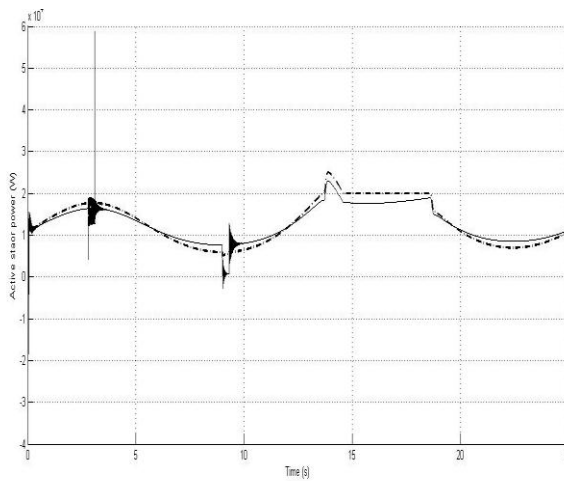


Figure 5.9f – Puissance active

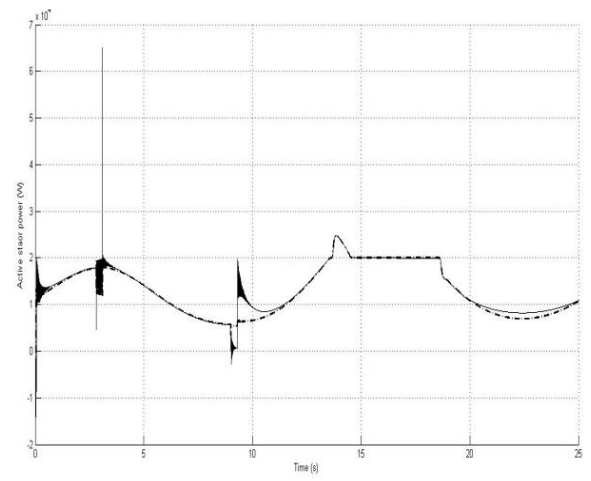


Figure 5.10f – Puissance active

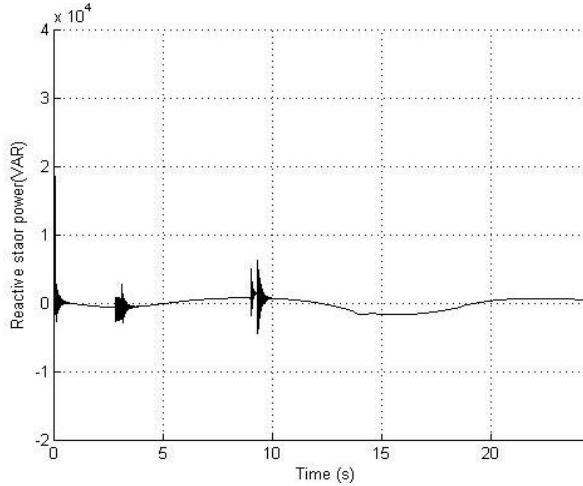


Figure 5.9g – Puissance réactive

Figure 5.9 - Contrôle par la SMC Indirect

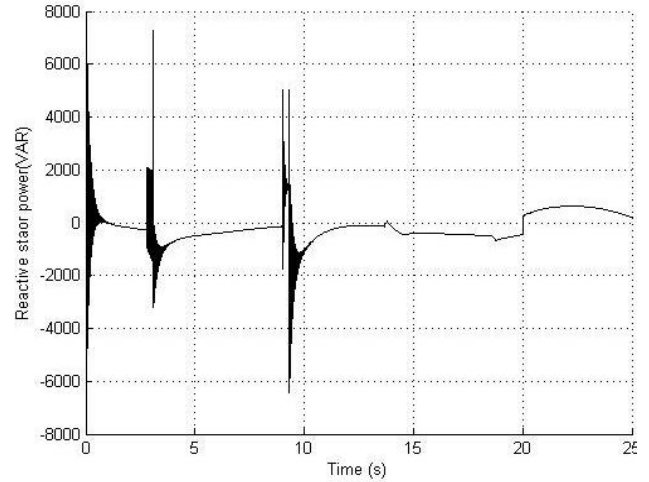


Figure 5.10g – Puissance réactive

Figure 5.10 - Contrôle par la commande vectorielle indirecte

Le courant statorique atteint la valeur 45A en régime permanent, alors que le courant rotorique atteint 90A. Les deux valeurs correspondentes à un couple au voisinage de 110Nm, (Figures avec indice e) et une puissance statorique égale à 20kW. (Figures avec indice f)

La puissance réactive, comme montrent les figures (avec indice g) est restée au voisinage d'une valeur nulle. Malgré les grandes variations de la puissance active ce qui confirme, clairement, le découplage entre les deux puissances

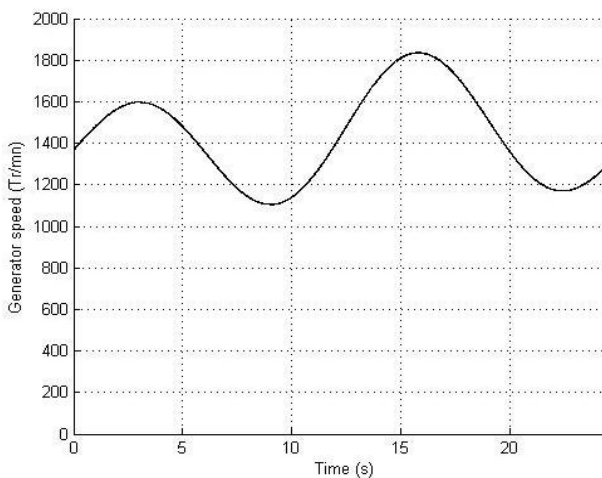


Figure 5.11a - Vitesse de la génératrice

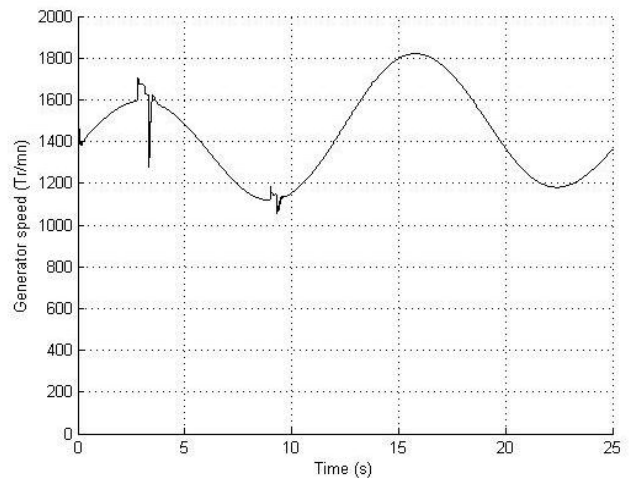


Figure 5.12a - Vitesse de la génératrice



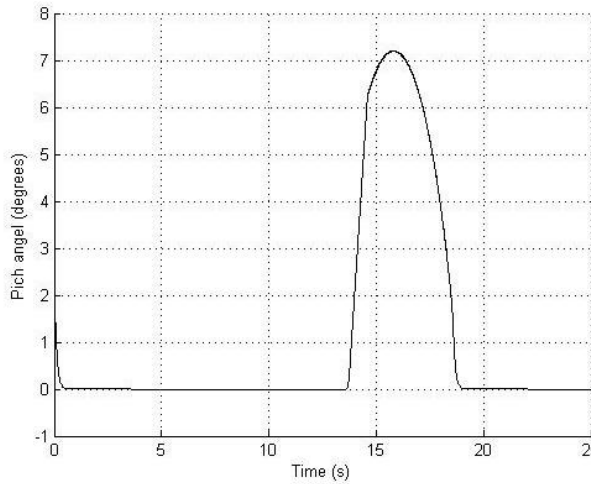


Figure 5.11b – Angle de décalage

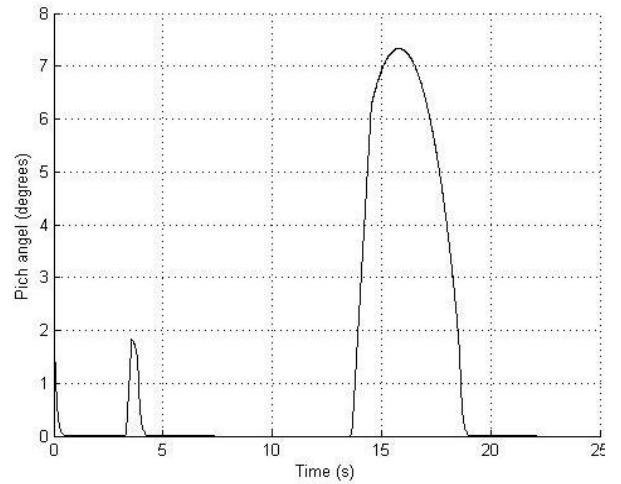


Figure 5.12b – Angle de décalage

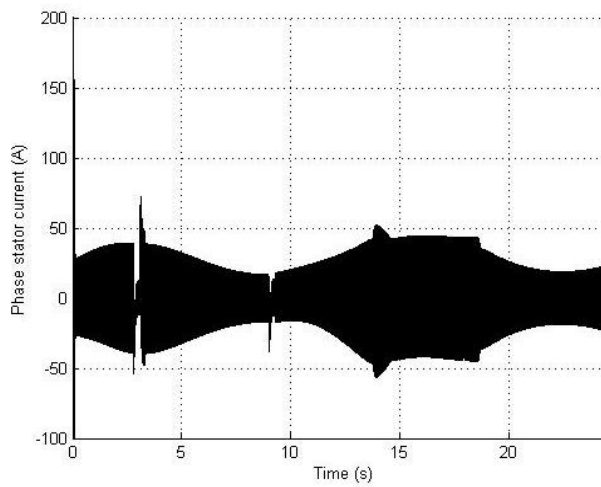


Figure 5.11c – Courant de phase statorique

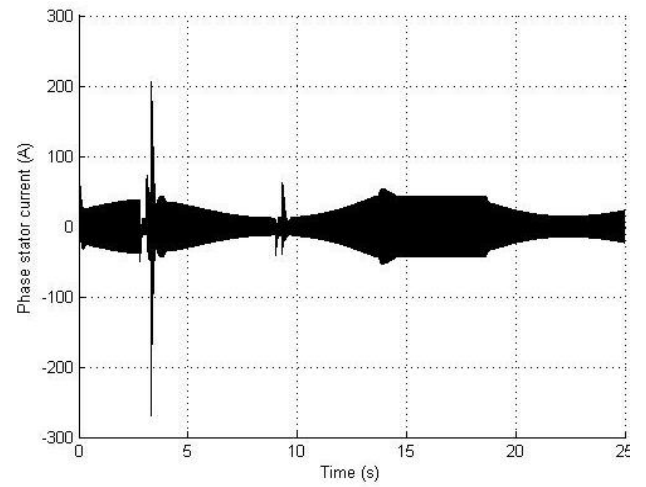


Figure 5.12c – Courant de phase statorique

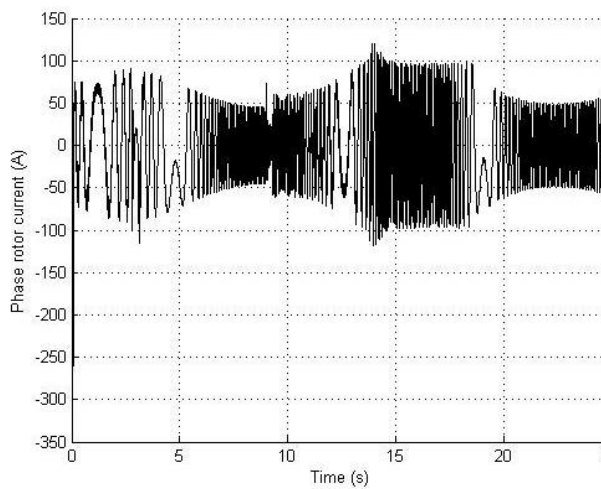


Figure 5.11d – Courant de phase rotorique

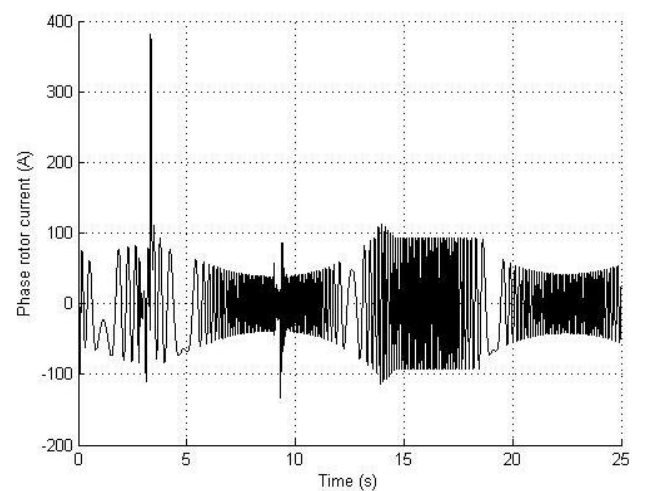


Figure 5.12d – Courant de phase rotorique

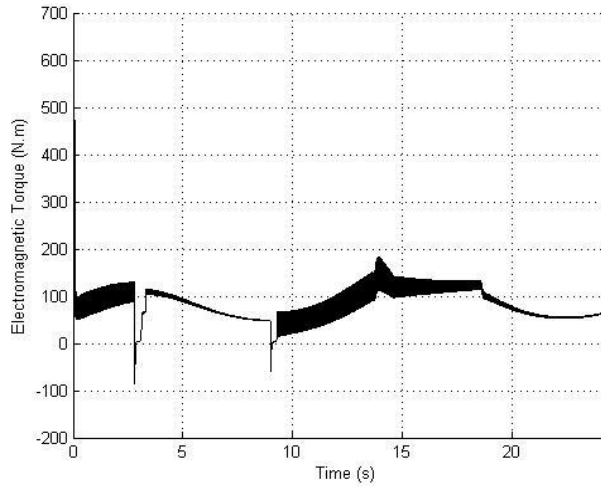


Figure 5.11e –Couple électromagnétique

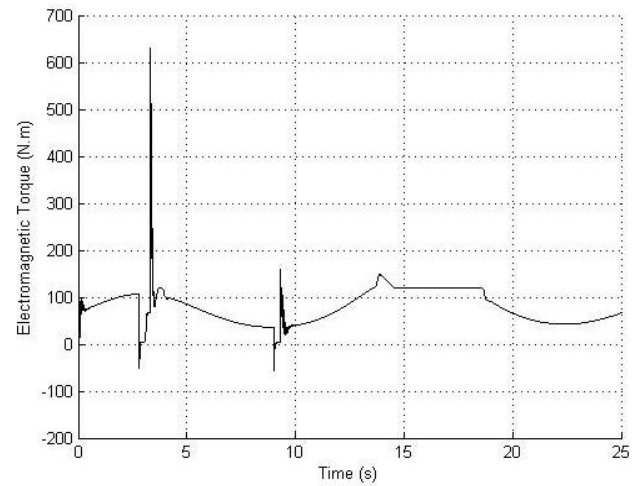


Figure 5.12e –Couple électromagnétique

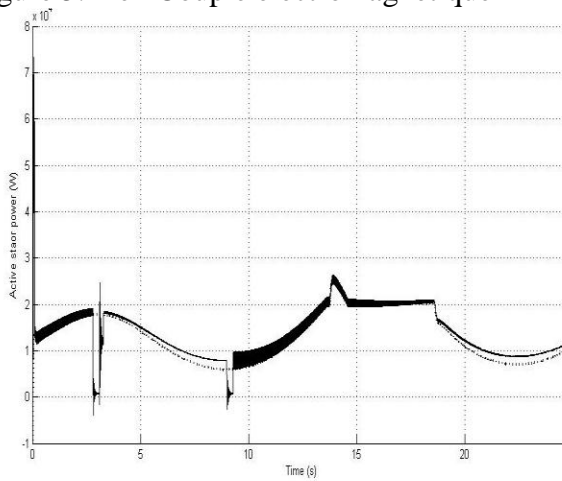


Figure 5.11f –Puissance active

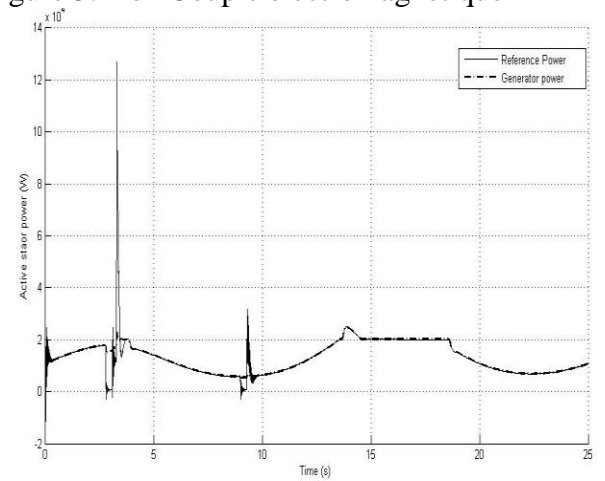


Figure 5.12f –Puissance active

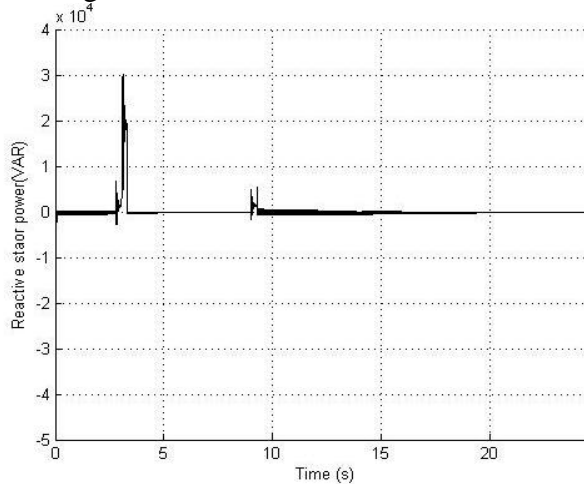


Figure 5.11g –Puissance réactive

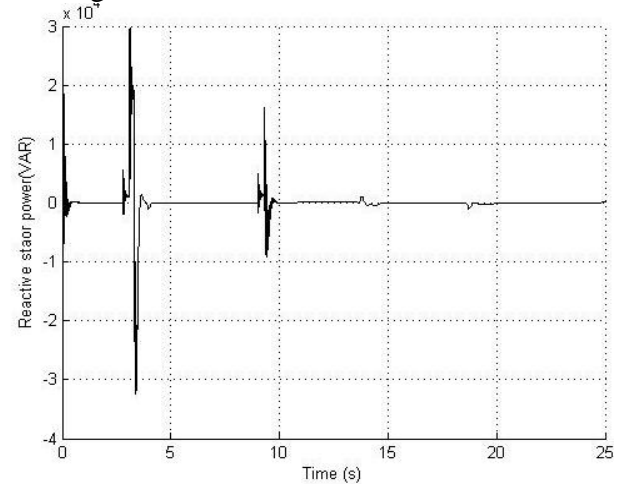


Figure 5.12g –Puissance réactive

Figure 5.11 - Contrôle par SMC directe

Figure 12 - Contrôle par la commande vectorielle directe

Le régime transitoire (pour les courants, couple et pour les puissances), devient plus violent lors d'une grande vitesse de vent. Et devient beaucoup plus violent dans le cas de la commande vectorielle que dans le cas de la commande par SMC.

On constate également, pour la commande vectorielle directe, les pics de transitoire atteindront des valeurs très grandes par rapport à la commande vectorielle indirecte pour les différentes grandeurs simulées. Celle-là, peut être expliquée par l'amortissement de transitoire lorsqu'on utilise la régulation des courants au lieu d'utiliser des régulateurs de puissance directement. En point de vue robustesse, la commande direct présente l'avantage d'être peu dépendante au paramètres de la machine que la commande indirecte.

### **5.7 Teste de robustesse**

Pour une évolution plus juste de la méthode de contrôle, on fait appel à des tests de robustesses. Ce dernier est un point important surtout pour les systèmes comporte plusieurs entrés en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres, ainsi que dans le cas où la mesure des paramètres demeure des incertitudes importantes.

Le second test que nous avons effectué consiste, alors, à introduire une variation sur les paramètres de la machine, en variant la résistance de 50% de sa valeur réelle.

L'allure générale des courbes sont semblables pour le régime permanent, alors qu'en régime transitoire, les figures prouvent les performances de la SMC par rapport à la commande vectorielle. Et cela, dans les deux cas de la commande ; directe et indirecte.

Il est clair en régime transitoire, sur la figure 5.14, la commande vectorielle indirecte présente beaucoup de perturbation pour les différents paramètres par rapport au SMC (Figure 5.13).

Figures 5.14 et 5.15 prouvent aussi l'efficacité de la SMC par rapport à la commande vectorielle directe. Alors que pour la commande par mode de glissement on constate un meilleur comportement dans le cas de la commande directe (Figures 5.14).

Le régime transitoire est plus long, pour la vitesse (Figure 5.14a), pour le courant statorique (Figure 5.14c) et pour le courant rotorique (Figure 5.14d). Il devient plus violent pour



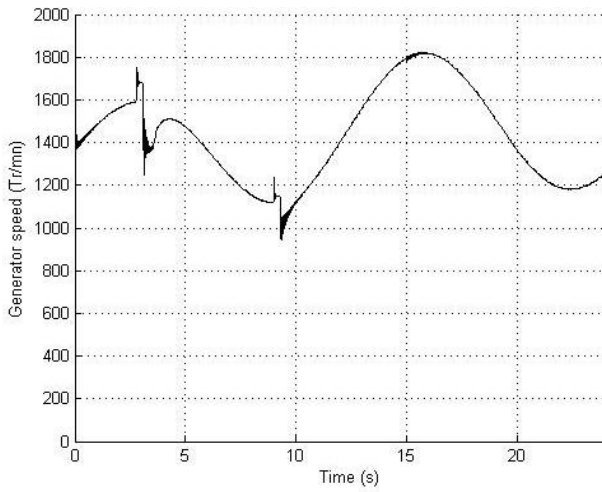


Figure 5.13a - Vitesse de la génératrice

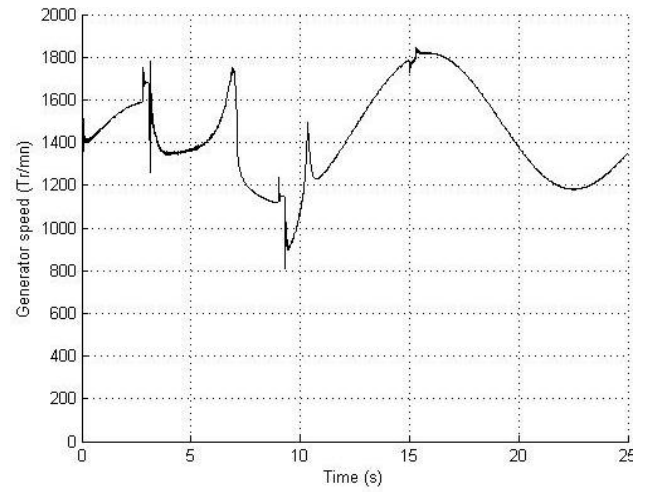


Figure 5.14a - Vitesse de la génératrice

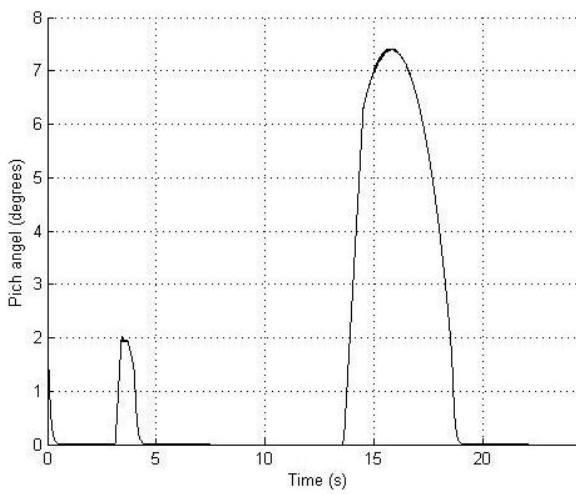


Figure 5.13b – Angle de décalage

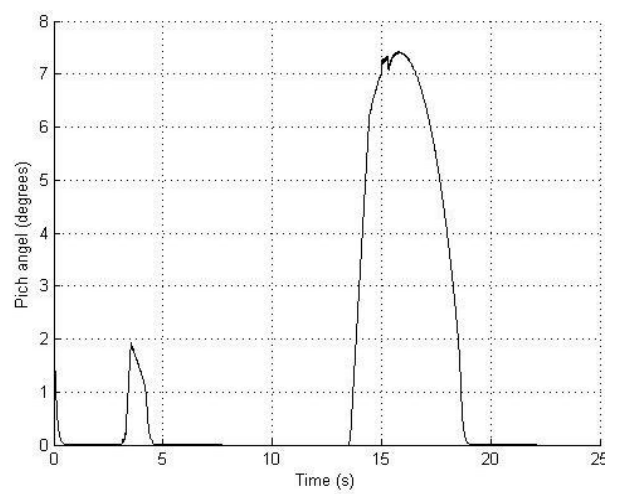


Figure 5.14b – Angle de décalage

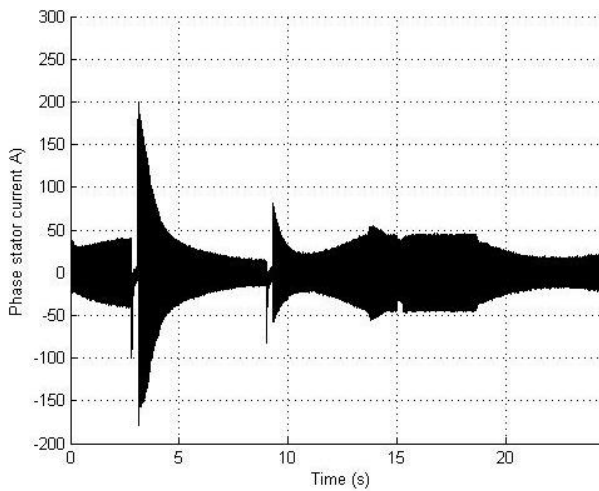


Figure 5.13c–Courant de phase statorique

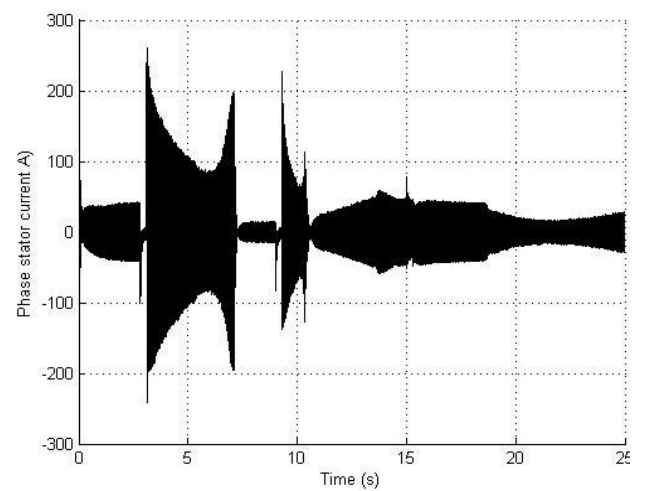


Figure 5.14c–Courant de phase statorique

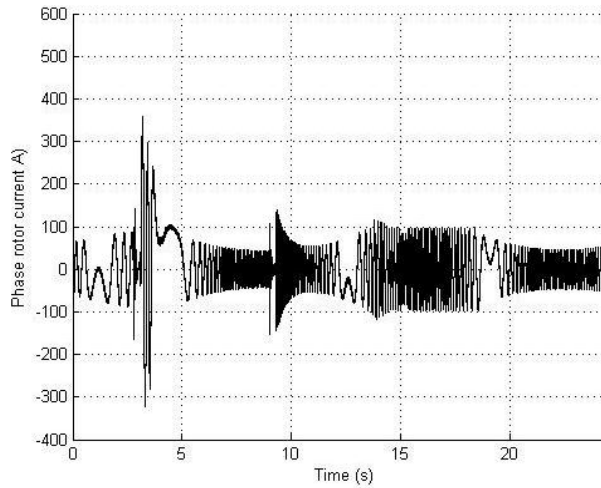


Figure 5.13d – Courant de phase rotorique

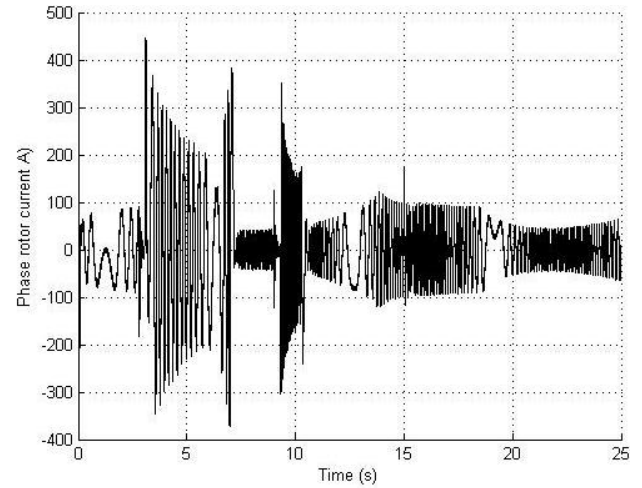


Figure 5.14d – Courant de phase rotorique

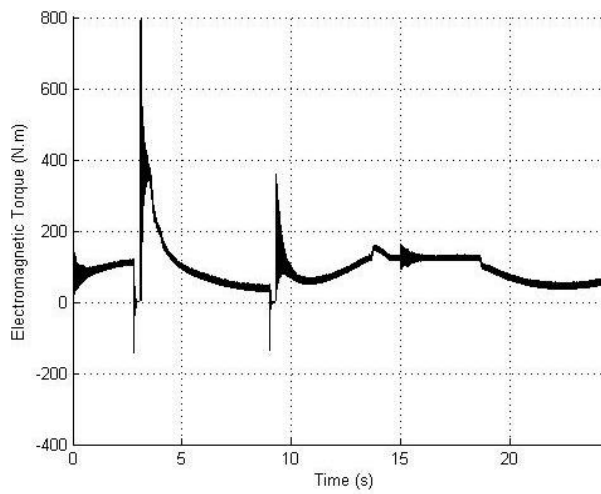


Figure 5.13e – Couple électromagnétique

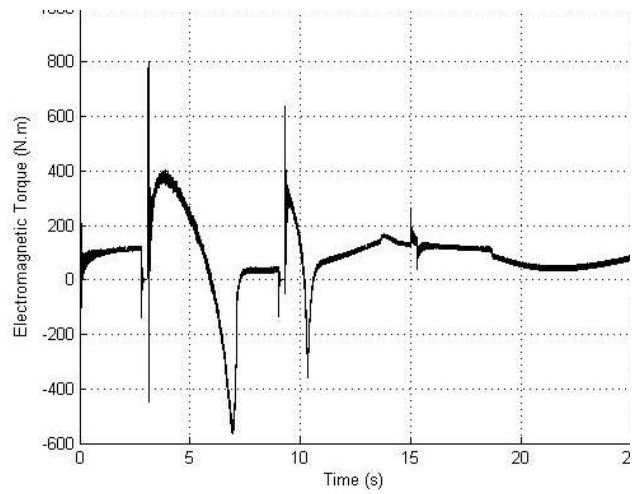


Figure 5.14e – Couple électromagnétique

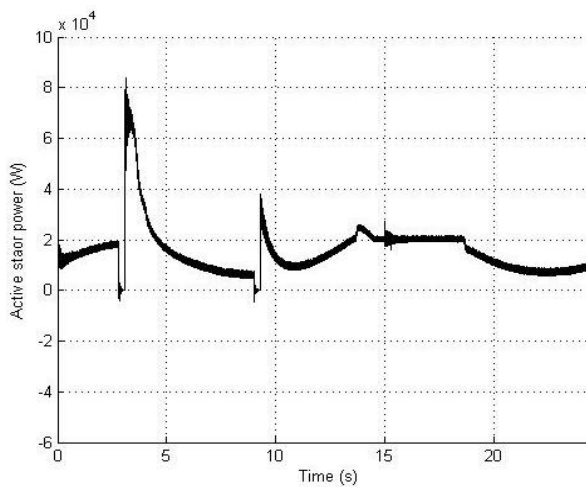


Figure 5.13f – Puissance active

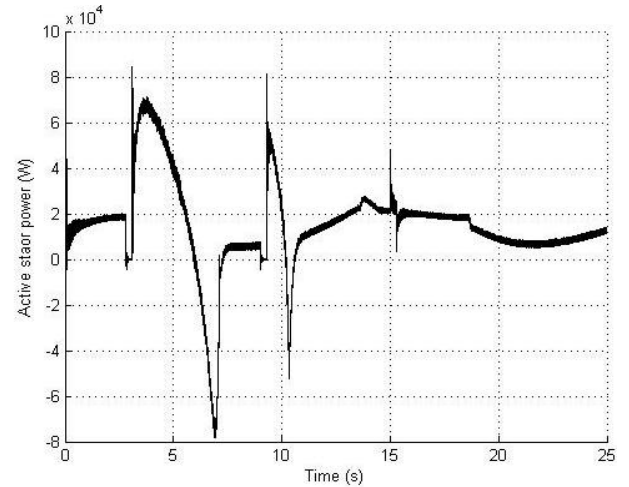


Figure 5.14f – Puissance active

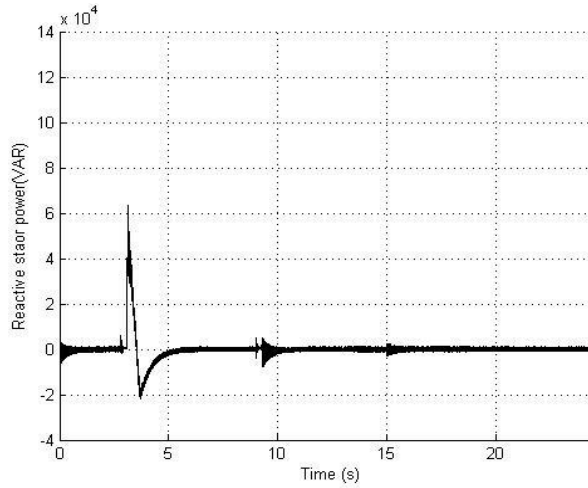


Figure 5.13g –Puissance réactive

Figure 5.13 - Contrôle directe par SMC

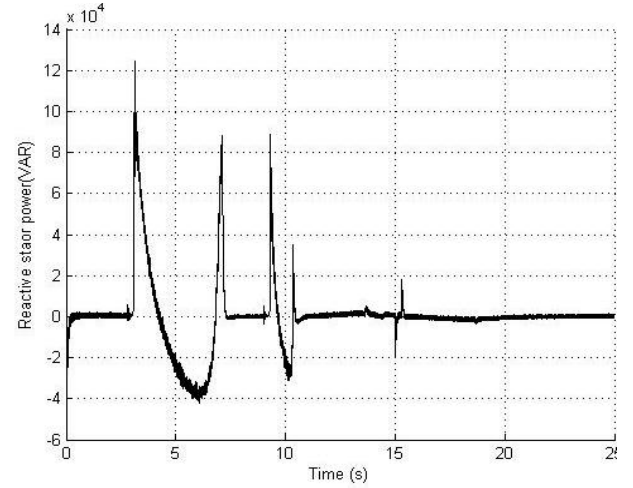


Figure 5.14g –Puissance réactive

Figure 5.14 - Contrôle par la commande vectorielle indirecte

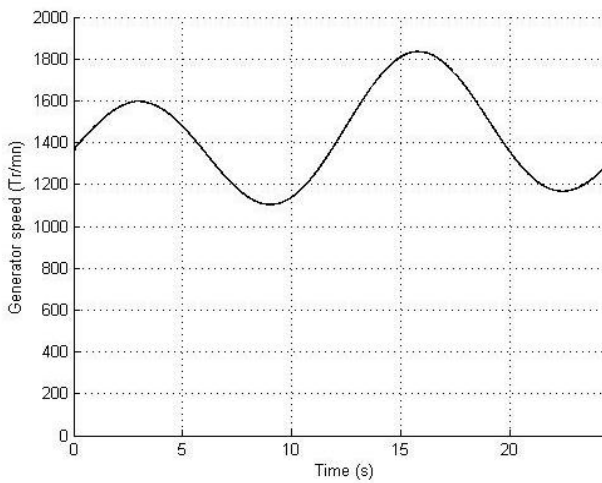


Figure 5.15a - Vitesse de la génératrice

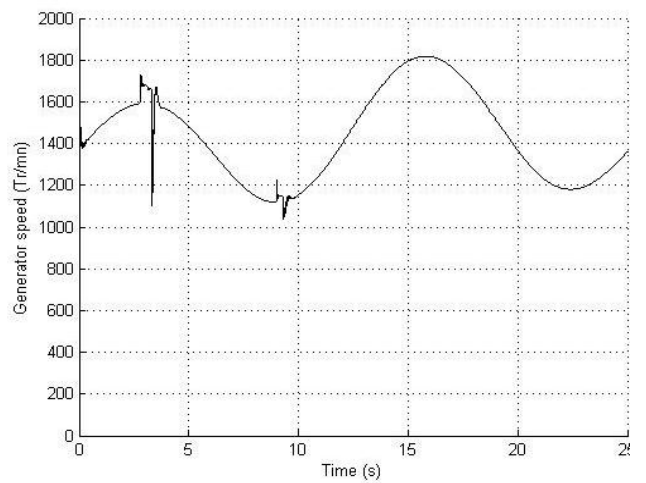


Figure 5.16a - Vitesse de la génératrice

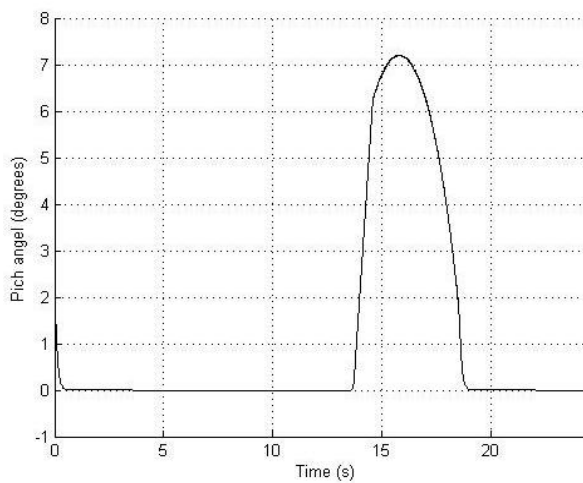


Figure 5.15b – Angle de décalage

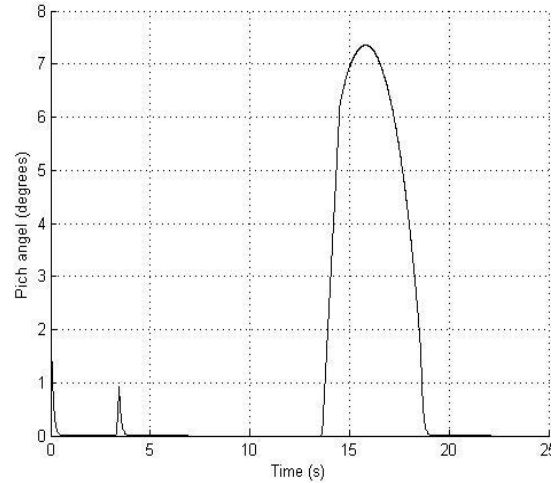


Figure 5.16b – Angle de décalage

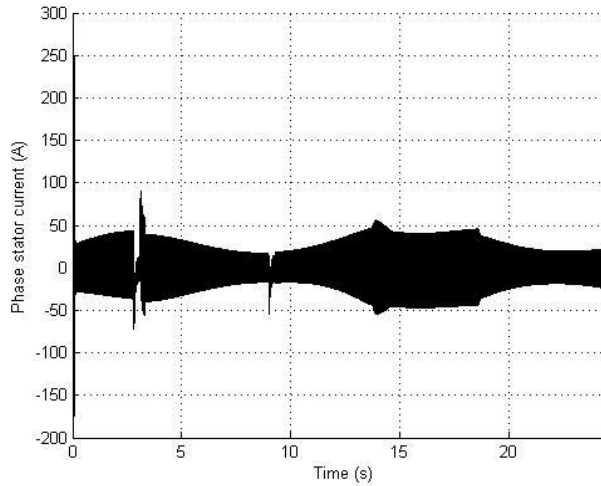


Figure 5.15c–Courant de phase statorique

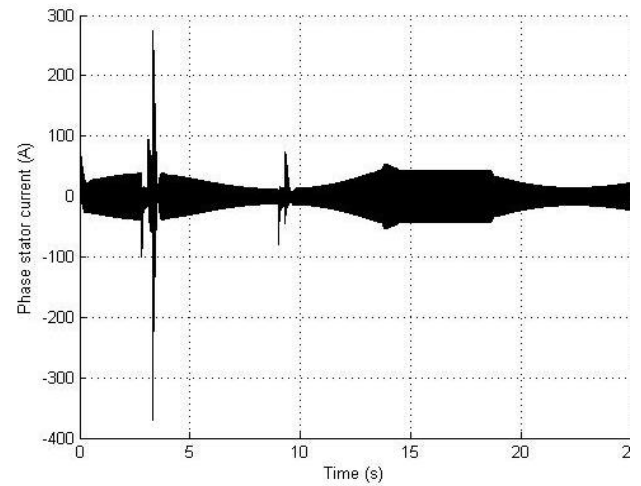


Figure 5.16c–Courant de phase statorique

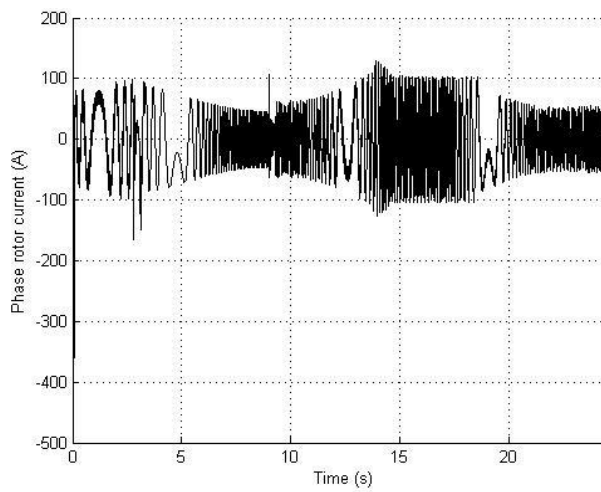


Figure 5.15d –Courant de phase rotorique

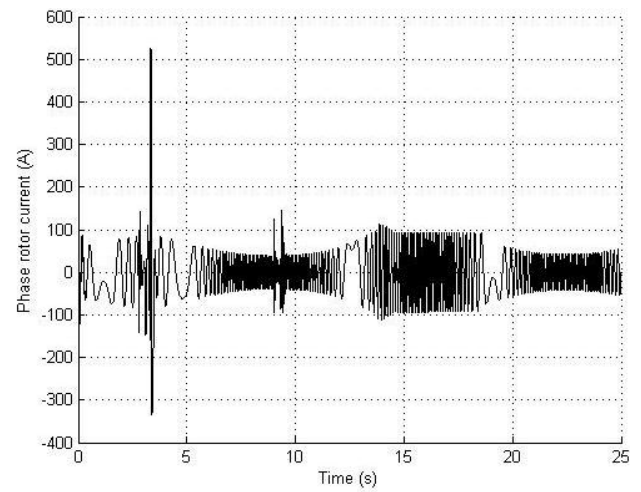


Figure 5.16d –Courant de phase rotorique

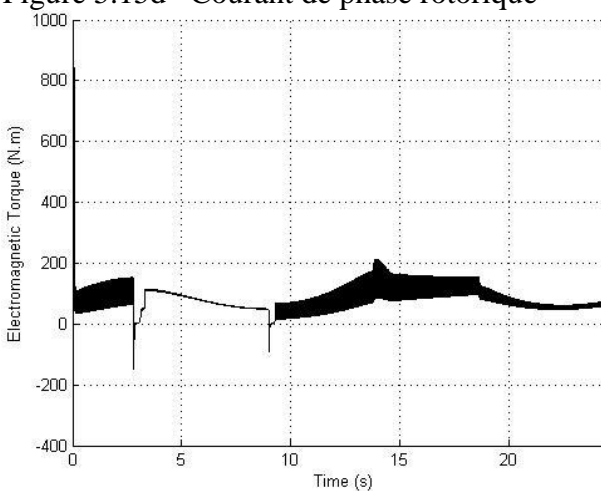


Figure 5.15e –Couple électromagnétique

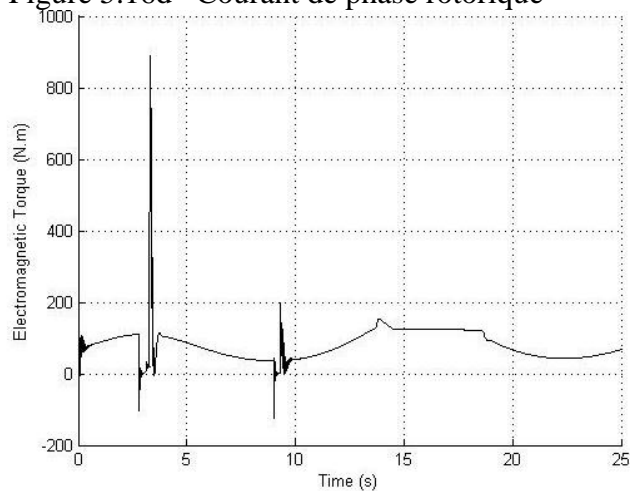


Figure 5.16e –Couple électromagnétique



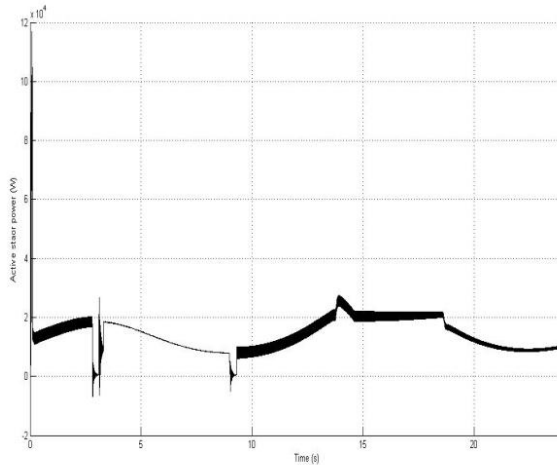


Figure 5.15f –Puissance active

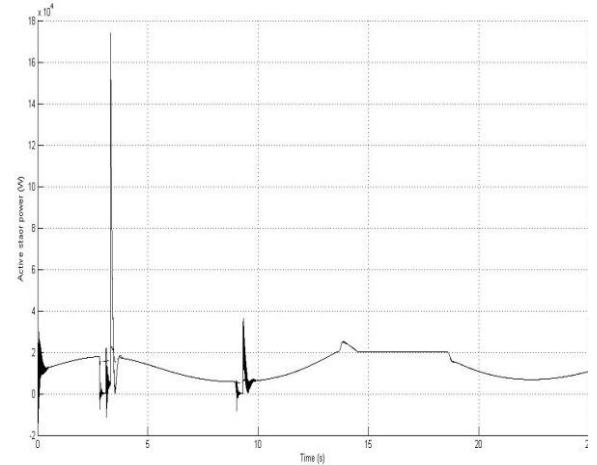


Figure 5.16f –Puissance active

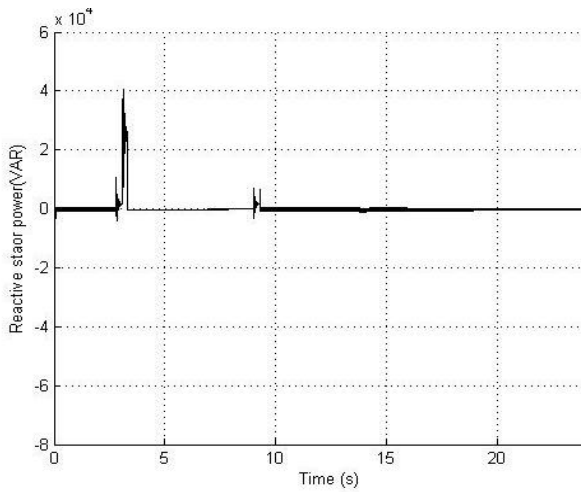


Figure 5.15g –Puissance réactive

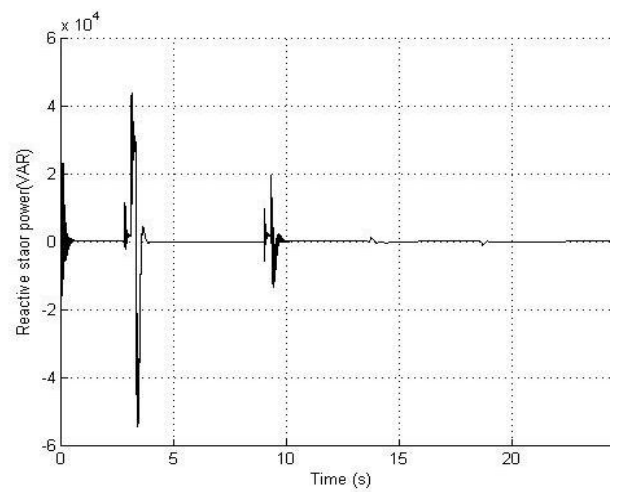


Figure 5.16g –Puissance réactive

Figure 5.15 - Contrôle par SMC directe

Figure 5.16 - Contrôle par la commande vectorielle directe

la commande indirecte que pour la commande directe, le couple électroagnétique et les deux puissances active et réactive (Figures 5.14e, 5.14f et 5.14g respectivement) perdent complètement leur forme pendant le transitoire, cela expliqué par la forte sensibilité aux variations paramétriques pour la commande vectorielle. Cette dépendance aux variations des paramètres et moins forte pour le mode glissant (Figures 5.15). Surtout pour la commande directe de la puissance. Ce qui la rendre beaucoup plus robuste.

## 5.8 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons évalué et examiné les performances et la robustesse des différents systèmes de régulation des puissances active et réactive au niveau de la machine dans les deux cas de type de commande : commande vectorielle et SMC.

La commande de la génératrice GADA par SMC est bien détaillée, et examinée dans les deux cas : commande directe et indirecte. Les approches de contrôle par SMC proposés, ont montrés leurs fiabilités comparées avec celles de la commande vectorielle. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité à mettre en œuvre, alors que le SMC permet d'obtenir un système de réglage performant et robuste. La commande par SMC directe est plus robuste et simple relativement, la méthode indirecte présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet d'assurer une protection de la génératrice GADA en limitant les courants d'une part et d'autre part donner une plus de souplesse à la machine. Et c'est là est une particularité importante de la génératrice GADA.

Pour la partie suivante de cette thèse, on adoptera la commande indirecte par SMC

## **Chapitre 6 :**

# **L'UTILISATION DE LA GADA COMME UN FILTRE ACTIF ET UN MOYEN DE STOCKAGE INERTIEL.**

### **6.1 Introduction.**

Dans cette dernière partie de notre travail, on aborde l'aspect de la qualité d'énergie dans un système éolienne. Cette dernière est en plein développement à travers le monde. Les populations sont de plus en plus concernées par les problèmes environnementaux. Cela pose des problèmes aux réseaux électriques de point de vue de leur gestion. Actuellement les éoliennes ne participent pas aux réglages de la production. Elles sont considérées comme des charges négatives et se sont les centrales classiques qui doivent assurer la stabilité des réseaux électriques [Cim.05]. Le taux de pénétration de l'énergie éolienne est limité à moins de 30% cependant cet état de chose devrait changer, compte tenu de la part significative que ce type de source est destinée à prendre dans les parcs, de production [Bou.07.2].

L'entrée en vigueur de la déréglementation, accompagnée de normes de plus en plus strictes, font que la qualité de l'énergie devient une préoccupation majeure qui concerne tous les acteurs en présence, qu'ils soient gestionnaires de réseaux, utilisateurs de ces réseaux (producteurs ou consommateurs). La plupart des équipements électriques exigent une énergie électrique de qualité. Pourtant, ces dernières années, la multiplication des systèmes alimentés électroniquement, motivée par l'amélioration de leurs performances, est en forte progression. Les différents secteurs industriel (variateurs de vitesse, alimentations à découpage,...), tertiaire

(informatique, ballast des tubes fluorescents, ...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers, ...) sont concernés.

La qualité de l'énergie est un concept large qui recouvre à la fois la continuité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde tension et la qualité des courants. Les facteurs qui peuvent affecter la qualité de l'énergie sont la variation de fréquence, les fluctuations de tension, les creux de tension, les courants ou tensions harmoniques et le déséquilibre.

Par ailleurs les installations à énergie renouvelable notamment « éolien » sont souvent de type décentralisé, et présentent des capacités de production incertaines et souvent fluctuantes non corrélées à l'évolution de la charge [Bou.07].

L'objectif de ce chapitre est d'étudier l'impact de la production d'énergie éolienne à base de GADA sur le réseau auquel sont connectés éventuellement des consommateurs. Il s'agit donc de mettre en œuvre un contrôle actif des convertisseurs rotoriques de la machine afin de minimiser les effets d'incidents ou de perturbations en tensions sur le générateur d'un côté et d'autre côté ajouter un moyen stockage pour assurer une meilleure qualité pour l'énergie fournie.

Le premier problème traité, donc, est l'analyse de la capacité de la machine à double alimentation à assurer une bonne qualité d'énergie en présence d'une pollution harmonique. La structure proposée est basée sur un contrôle actif effectué sur la machine elle-même sans avoir recours à un dispositif d'électronique de puissance externe. On va traiter la commande de la machine à double alimentation comme filtre actif électromécanique permettant d'éliminer les courants harmoniques résultant de charges non linéaires connectées sur le réseau tout en assurant un fonctionnement MPPT.

La deuxième partie est pour étudier l'association du système SISE au générateur éolien, à base de la machine asynchrone double alimentée (MADA) afin de lui faire acquérir la propriété de service système ou de fonctionner en îlot.

## **6.2 Filtrage active.**

Le développement des systèmes à base d'électronique de puissance conduit à un nombre toujours croissant de charges non linéaires connectées au réseau. Ce constat est valable aussi bien dans l'industrie que dans le domaine domestique.



Ces charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux, causes principales de nombreuses perturbations sur les systèmes électriques. Il en résulte la présence et la propagation dans tout le réseau de courants harmoniques le plus souvent de rangs impaires.

Les équipements électriques affectés par ces harmoniques peuvent être classés en deux catégories :

- Les appareils sensibles aux composantes harmoniques : les courants traversant ces appareils entraînent des échauffements supplémentaires et nécessitent un surdimensionnement. De plus, ils occasionnent des pertes d'énergie.
- Les appareils qui se synchronisent sur le réseau ou utilisent la tension réseau comme référence. La tension est fortement perturbée par la circulation de courants harmoniques qui génèrent des chutes de tensions harmoniques dans les conducteurs.

Au vu de ces constatations, il paraît donc important de limiter la propagation de ces courants harmoniques afin de garantir une qualité d'énergie satisfaisante. C'est avec cet objectif que nous voulons pouvoir utiliser l'éolienne pour contribuer à la dépollution du réseau. Ceci pourrait être réalisé en utilisant la GADA comme filtre actif en ajoutant des références de courants harmoniques à la commande qui contrôle déjà les puissances. Nous pourrions confronter les résultats obtenus de cette manière avec les résultats obtenues avec un filtre actif parallèle indépendant.

### **6.2.1 Harmoniques et interharmoniques.**

Les harmoniques sont parmi les principaux phénomènes qui pouvant affecter la qualité de la tension. Sont des composantes dont la fréquence est un multiple du fondamental (50 Hz), qui provoquent une distorsion de l'onde sinusoïdale. Ils sont principalement dus à des charges non linéaires telles que les redresseurs, les gradateurs électroniques, les fours à arc, etc. Leur amplitude peut être amplifiée par des phénomènes de résonance, en particulier lorsque des batteries de condensateurs ne sont pas installées avec les précautions nécessaires. Des niveaux élevés d'harmoniques peuvent causer un échauffement excessif de certains équipements, par exemple de condensateurs ou des machines tournantes, et peuvent perturber le fonctionnement des systèmes électroniques. Les composantes dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la composante fondamentale se rencontrent moins souvent sans être rares. Elles sont appelées interharmoniques. Les inter-harmoniques sont le plus souvent dus à des installations produisant des

harmoniques rapidement variables, tels que les fours à arc, le cycloconvertisseur, ou les variateurs de vitesse employés dans des conditions particulières.

### 6.2.2 Principe du filtrage actif

La qualité de l'énergie est un problème majeur dans les réseaux électriques. Il est indispensable de trouver des solutions permettant d'améliorer la qualité de la tension et des courants. L'une des solutions proposées dans la littérature consiste à utiliser des filtres actifs avec différentes topologies série, parallèles ou hybrides, selon l'objectif de la compensation recherché. Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure 6.1 est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [Xu.94], [Bru.98]. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et courants déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

Pour réaliser le filtrage actif avec la machine asynchrone à double alimentation il faut déterminer les courants ou les puissances harmoniques, ensuite les introduire dans les références des courants rotoriques nécessaire à la commande de la GADA [Kai.10.3]

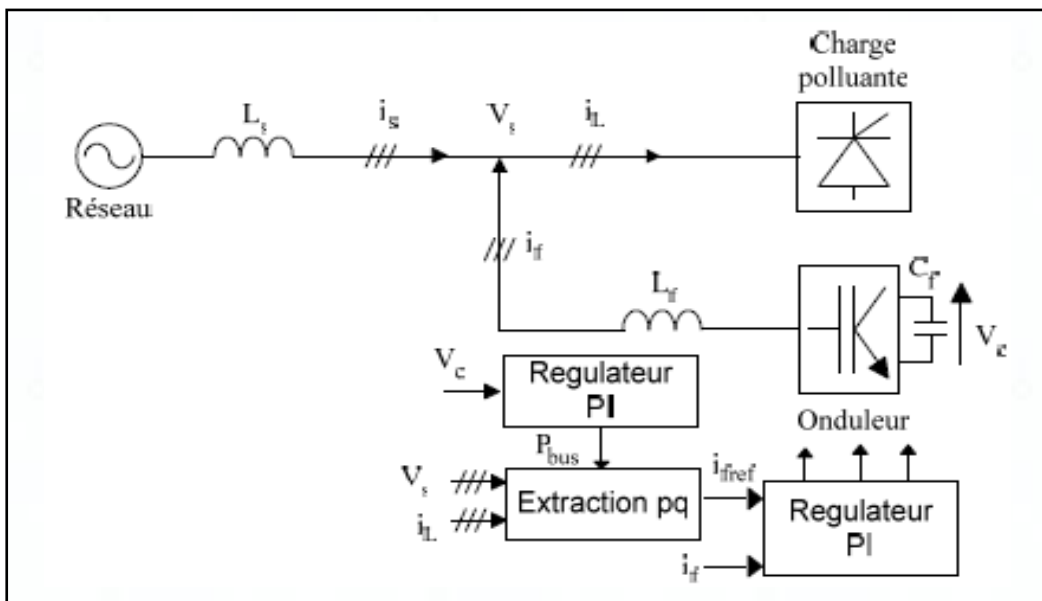


Figure 6.1 - Schémas globale pour un filtre actif

### 6.2.3 Détermination des références des courants et puissances.

Cette technique appelée aussi la méthode 'pq' a été introduite dans les applications de filtrage actif par Akagi en 1984 [Aka 84]. Elle est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ . Le passage abc/  $\alpha$ - $\beta$  pour les tensions et courants est donné par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Dans le repère de Concordia  $\alpha$ - $\beta$ , les puissances instantanées active et réactive en fonction des courants de la charge et des tensions au point de raccordement sont données par :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Où  $V_\alpha, V_\beta, i_\alpha, i_\beta$  sont issus de la transformation de Concordia.

Les puissances actives et réactives peuvent s'écrire aussi sous la forme suivante:

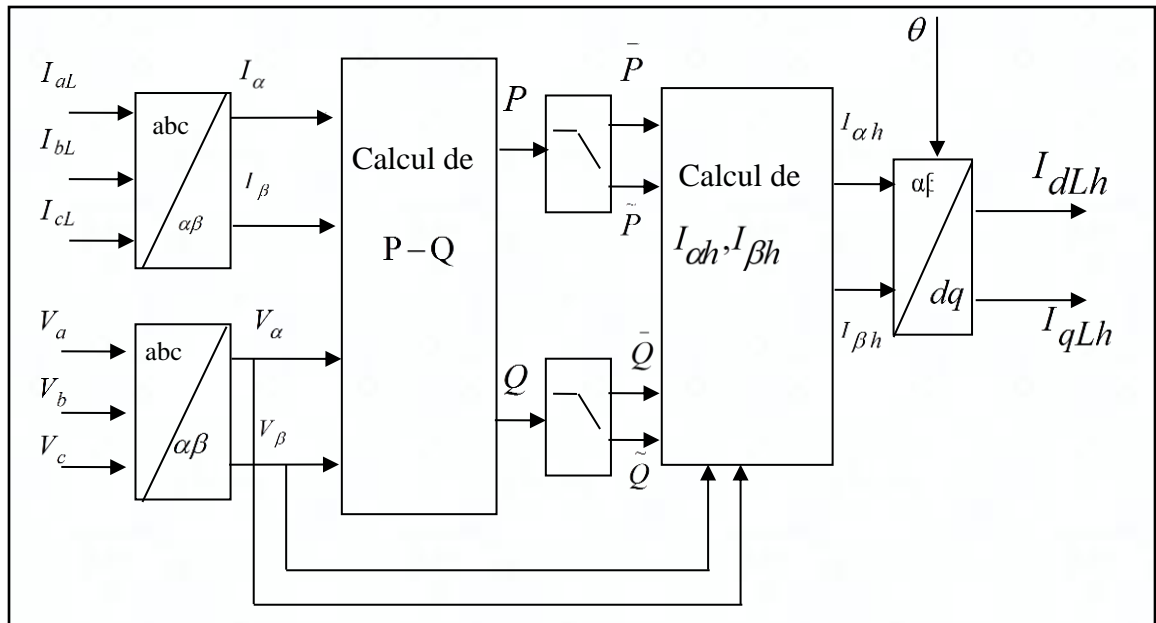
$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ Q = \bar{Q} + \tilde{Q} \end{cases} \quad (6.3)$$

$\bar{P}, \bar{Q}$  Composantes continues de  $P$  et  $Q$  liées à la composante fondamentale active ou réactive du courant.

$\tilde{P}, \tilde{Q}$ : Composantes alternatives de  $P, Q$  liées à la somme des autres composantes harmoniques.

De cette manière, éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives ( $\tilde{P}, \tilde{Q}$ ). La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue  $\bar{Q}$ . Un filtre passe bas permet de séparer les composantes continues et les composantes alternatives.

La chaîne d'extraction des puissances harmoniques au point de raccordement est représentée sur la Figure 6.2  $I_{aL}, I_{bL}, I_{cL}$  et 3 sont les courants de la charge.  $V_{abc}$  Sont les tensions du réseau au point de raccordement.

Figure 6.2 - Diagramme de l'algorithme  $p-q$ 

Cette technique a besoin que le système de tension soit équilibré et dépourvu d'harmoniques. Dans le cas contraire, il faudrait prévoir au préalable un bloc qui permet d'extraire le système direct des tensions au point de raccordement utilisant par exemple une PLL appropriée.

Dans la suite nous allons poser :

$$\tilde{P} = P_h^*, \tilde{Q} = Q_h^* \quad (6.4)$$

#### 6.2.4 Utilisation de la machine à double alimentations comme filtre actif.

La machine asynchrone à double alimentation peut fonctionner d'une manière similaire à un transformateur dont le rapport de transformation dépend de la vitesse. Une injection des courants harmoniques au rotor donnera naissance à des courants harmoniques au stator qui peuvent compenser, les courants harmoniques dus à une charge non linéaire connectée sur le même réseau. La figure 6.3 représente le système global utilisé pour la compensation des harmoniques. La GADA est dans ce cas commandée pour avoir le contrôle des puissances actives et réactive (MPPT), toute en produisant un courant harmonique pour la compensation de la charge non linéaire [Abo.03].

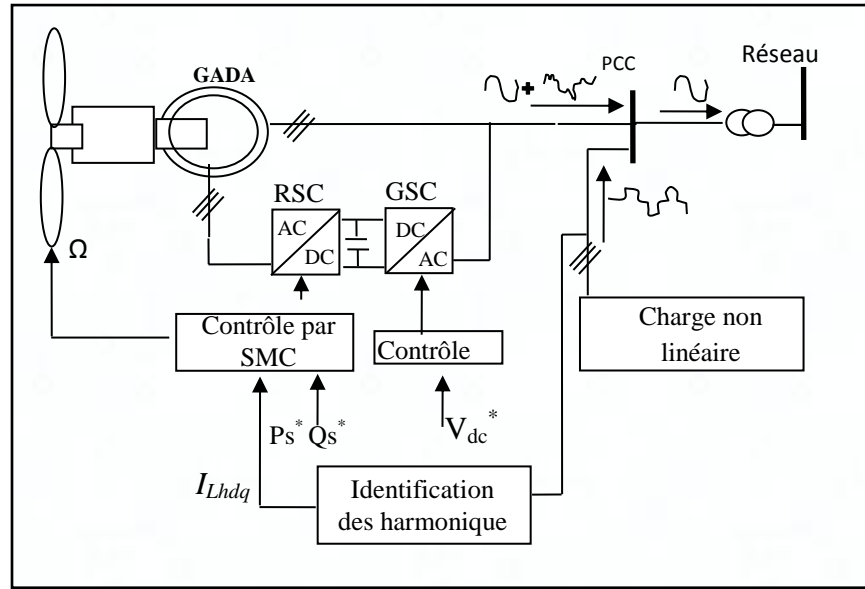


Figure 6.3 - Schémas principale de la GADA fonctionnent en tant que filtre actif parallèle.

### 6.2.5 Contrôle des courants.

Dans cette partie de commande, les courants harmoniques sont injectés directement comme référence dans la partie contrôle du rotor de la machine. Le passage la transformation rotor stator vitesse permet de transformer les harmoniques rotoriques en harmoniques statoriques qui vont nous permettre de compenser la charge non linéaire [Kai.10.2]. Les puissances totales produites par l'éolienne sont données comme suit :

$$\begin{cases} P_T^* = P^* + P_h^* \\ Q_T^* = Q^* + Q_h^* \end{cases} \quad (6.5)$$

Les courants qui correspondent à la puissance produite par l'éolienne sans considération de la compensation des courants harmoniques sont donnés comme suit:

$$\begin{cases} I_{dr}^* = \frac{\psi_s}{M} - \frac{L_s}{M} I_{ds}^* \\ I_{qr}^* = -\frac{L_s}{M} I_{qs}^* \end{cases} \quad (6.6)$$

Les courants harmoniques qui correspondent à la charge non linéaire sont donnés comme suit:

$$\begin{cases} I_{drh}^* = -\frac{L_s}{M} I_{dLh}^* \\ I_{qrh}^* = -\frac{L_s}{M} I_{qLh}^* \end{cases} \quad (6.7)$$

Et en fin les courants totaux pour produire le maximum de puissance et compenser les harmoniques sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} I_{drT}^* = I_{dr}^* + I_{drh}^* \\ I_{qrT}^* = I_{qr}^* + I_{qrh}^* \end{cases} \quad (6.8)$$

La figure 6.4 montre la structure globale de contrôle que nous avons retenue dans cette partie basée sur une commande à structure variable.

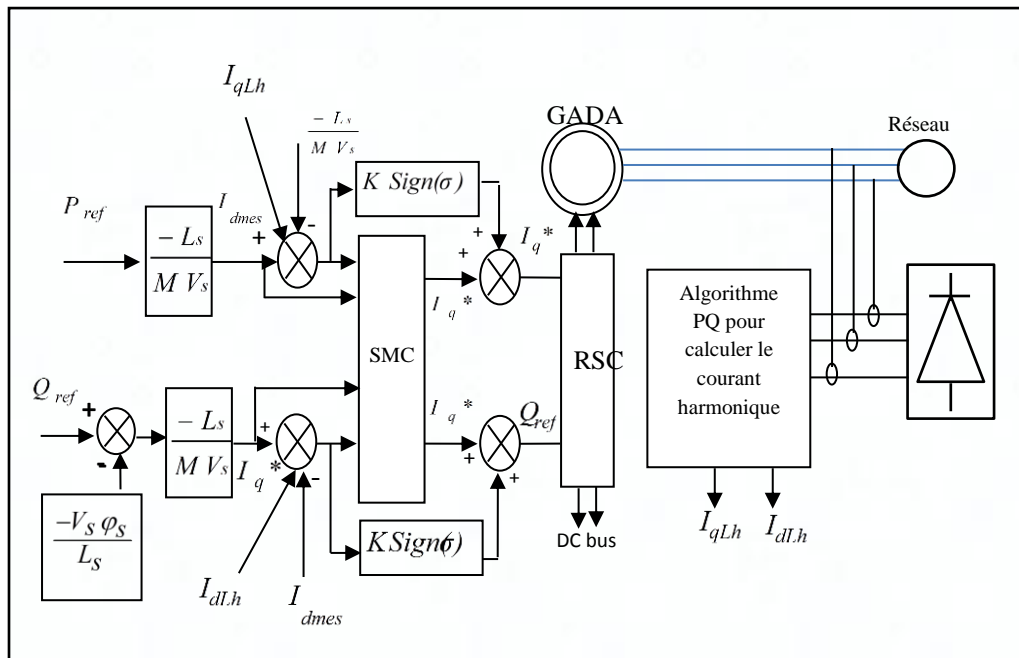


Figure 6.4 - Schéma représentant la commande de la GADA en mode filtrage actif

### 6.2.6 Résultats de simulation.

La tension est fixé constante, une charge non linéaire est connecté à l'instant t=3s. (Figure 6.5) Le contrôle du filtre actif est activé à l'instant t=3.2s. Figures 6.6, 6.7, 6.8 montrent le comportement du réseau, courant statorique et rotorique respectivement. Alors figure 6.9 et 6.10

représentent les références d'harmonique (selon les axes d et q respectivement) identifiées et injecté sur le convertisseur côté réseau.

La distorsion totale des harmoniques pour la charge est : 28.19% (Figure 6.11) avec cette pollution de charge, le courant de réseau présente une THD de 17.5%. (Figure 6.12)

Cette pollution cause une distorsion des signaux pour les autres utilisateurs connectés au PCC. La capacité du filtrage pour la GADA réduire ces harmoniques.

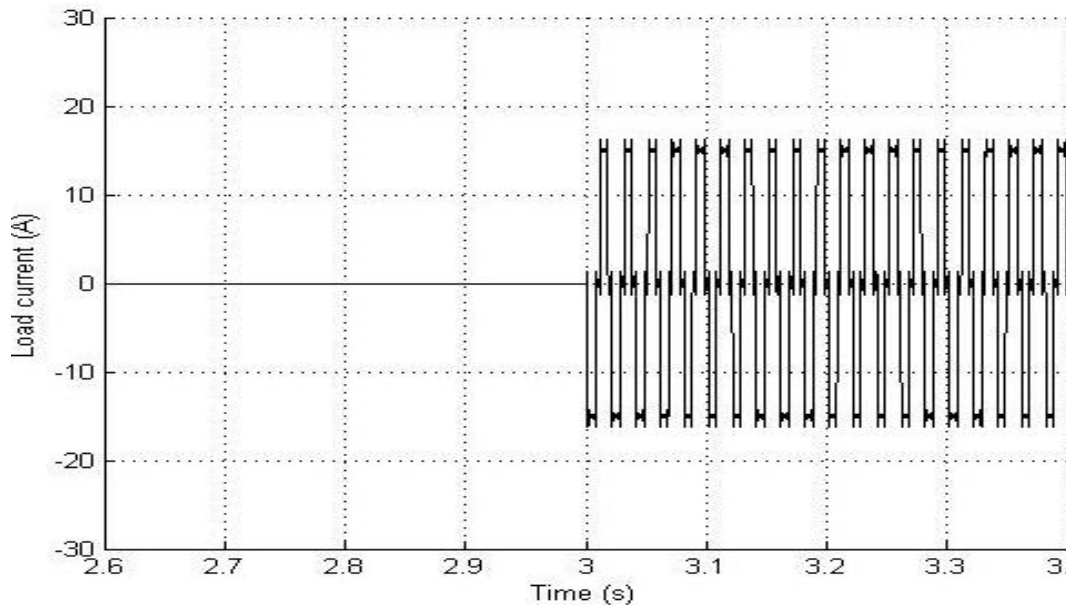


Figure 6.5 - Courant de charge

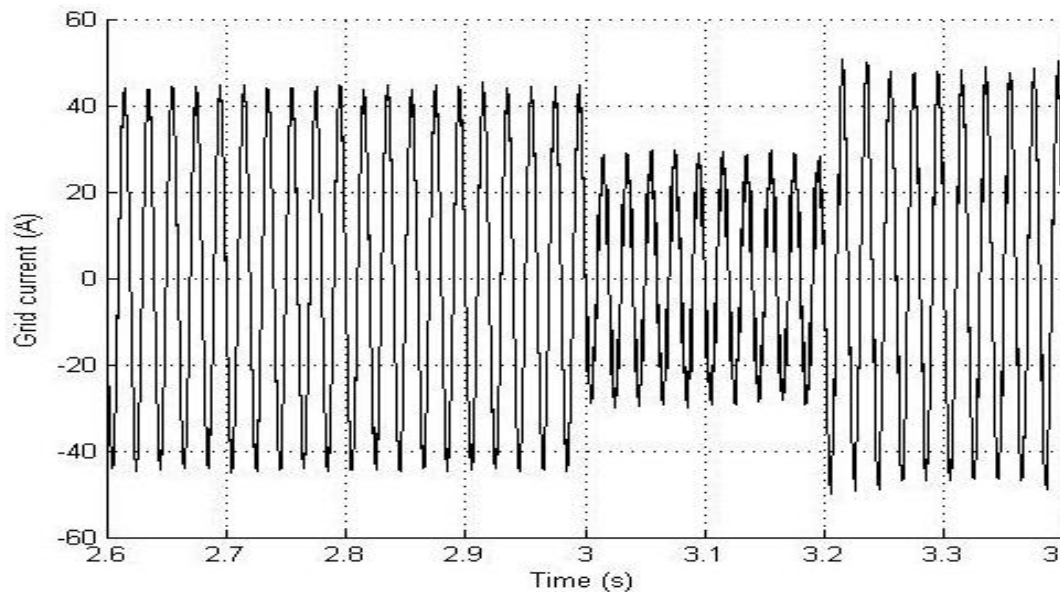


Figure 6.6 - Courant de réseau lors de connexion de la charge non linéaire et APF

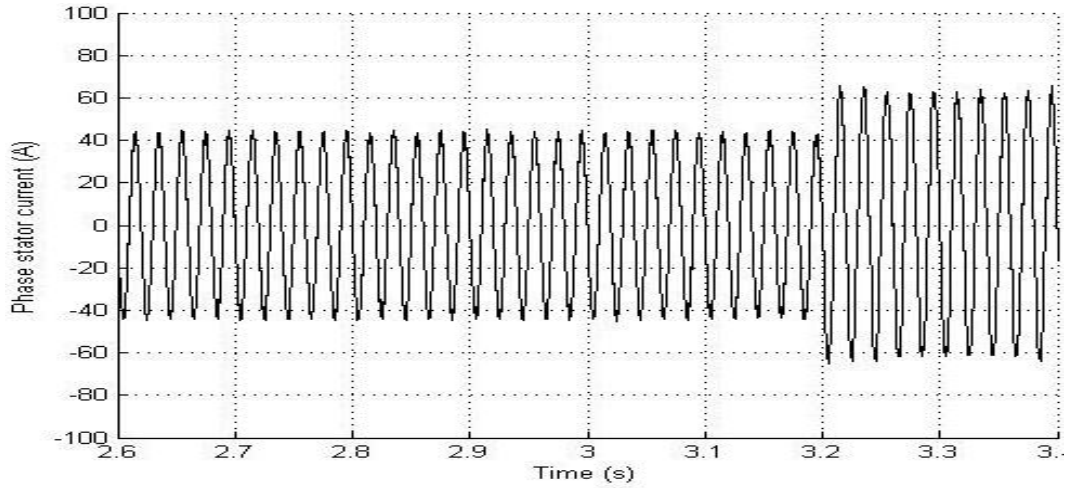


Figure 6.7 - Courant statorique lors de connexion de la charge non linéaire et APF

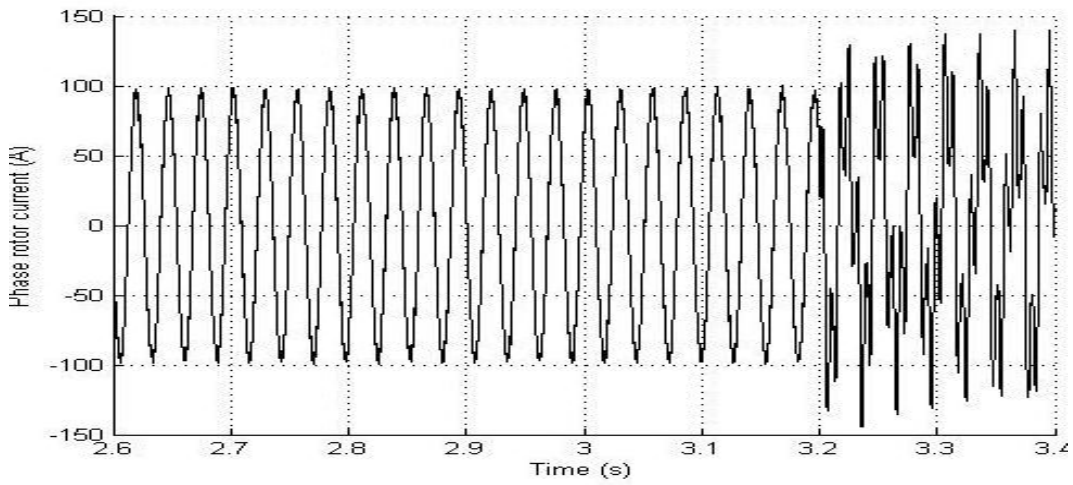


Figure 6.8 - Courant rotorique lors de connexion de la charge non linéaire et APF

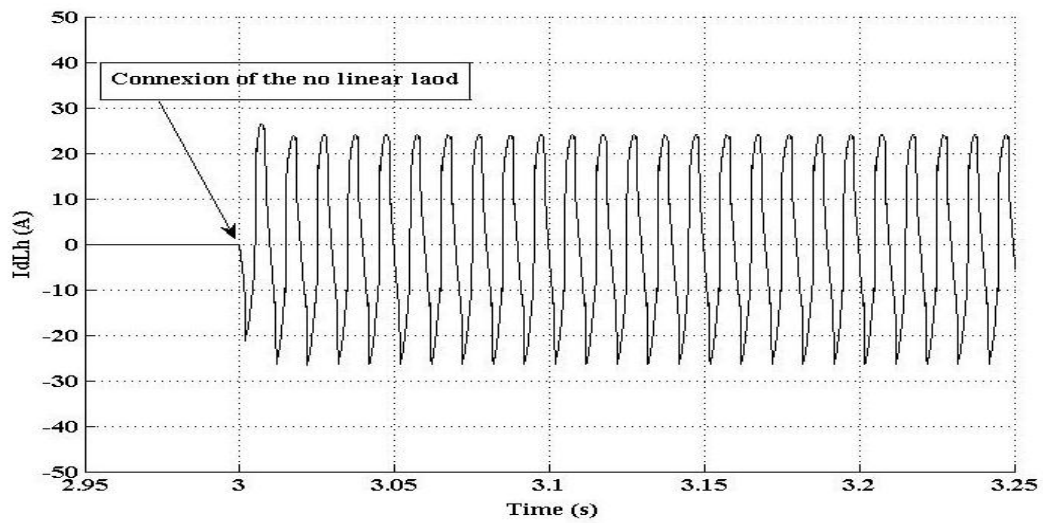


Figure 6.9a–Référence du courant harmonique de la charge pour la compensation (Axe:d)



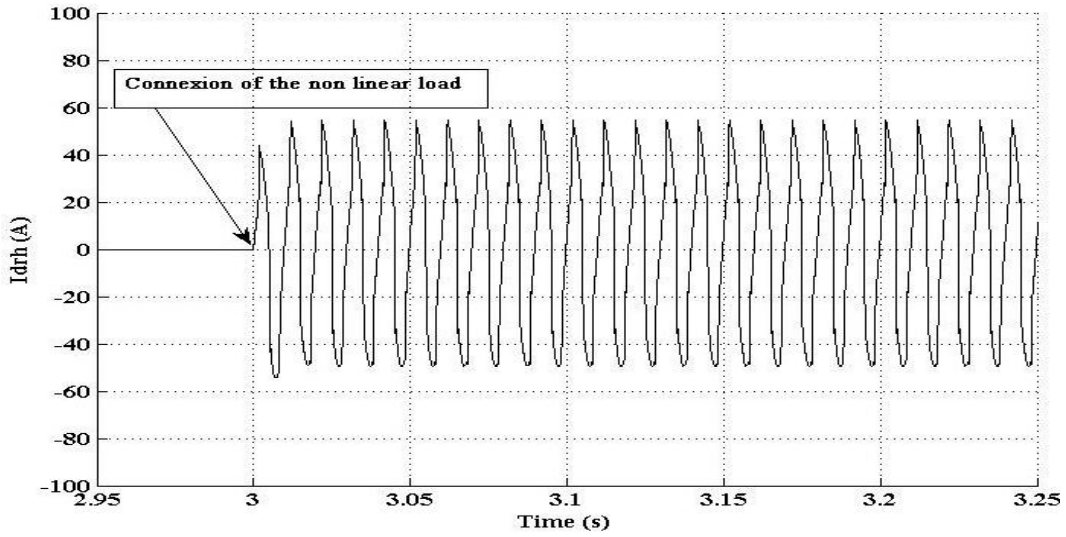


Figure 6.9b – Référence du courant harmonique de la charge reporté au rotor (Axe : d)

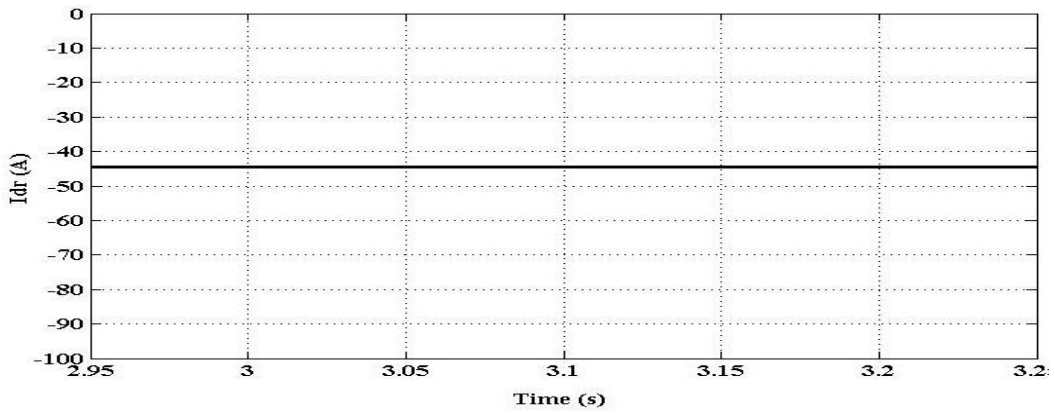


Figure 6.9c – Référence du courant rotorique pour la puissance (Axe : d)

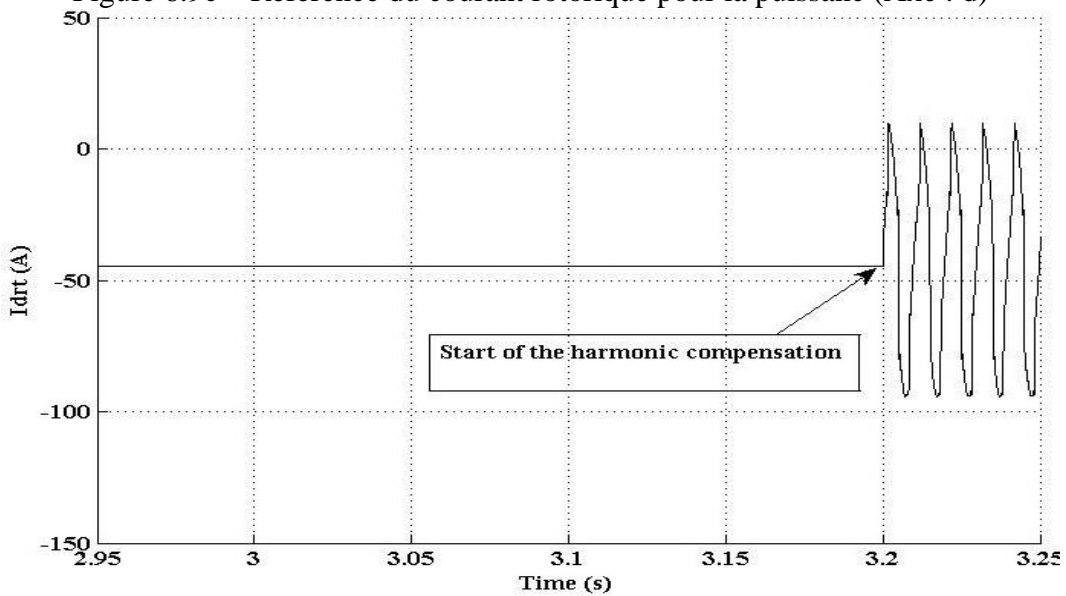


Figure 6.9e – Référence pour le courant rotorique de commande (Axe : d)

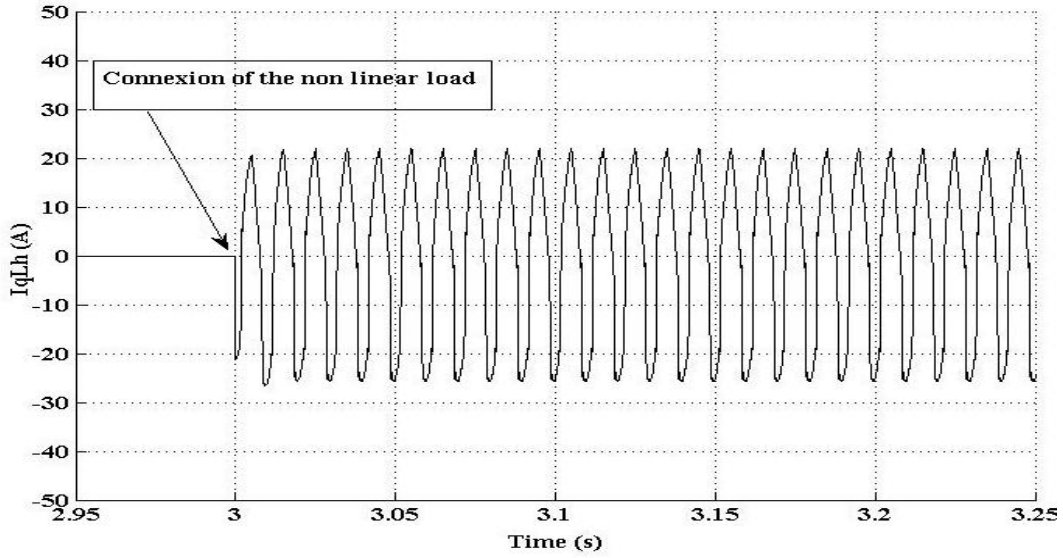


Figure 6.10a – Référence du courant harmonique de la charge pour la compensation (Axe : q)

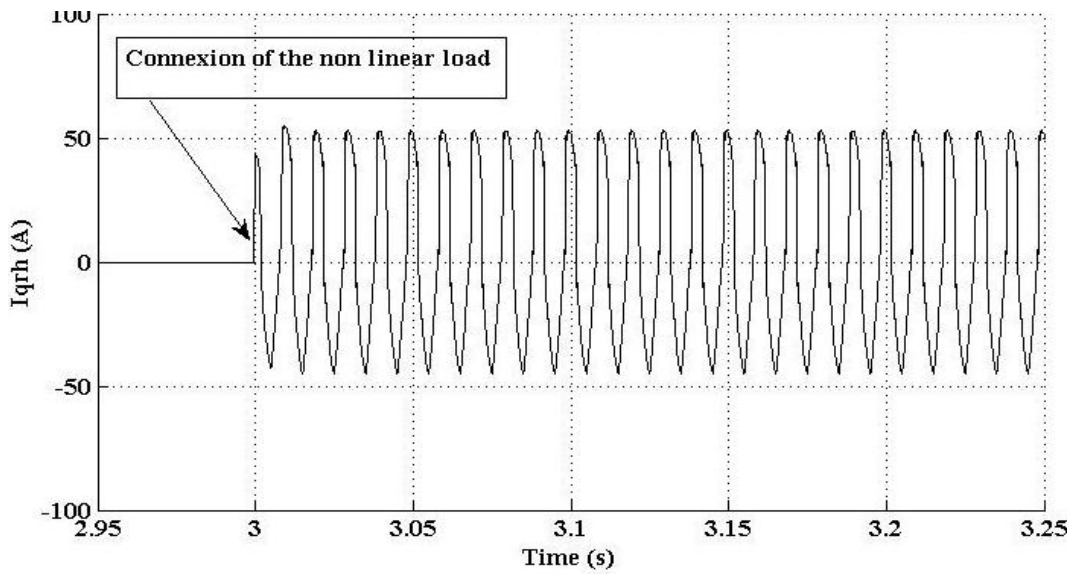


Figure 6.10b – Référence du courant harmonique de la charge reporté au rotor (Axe : q)

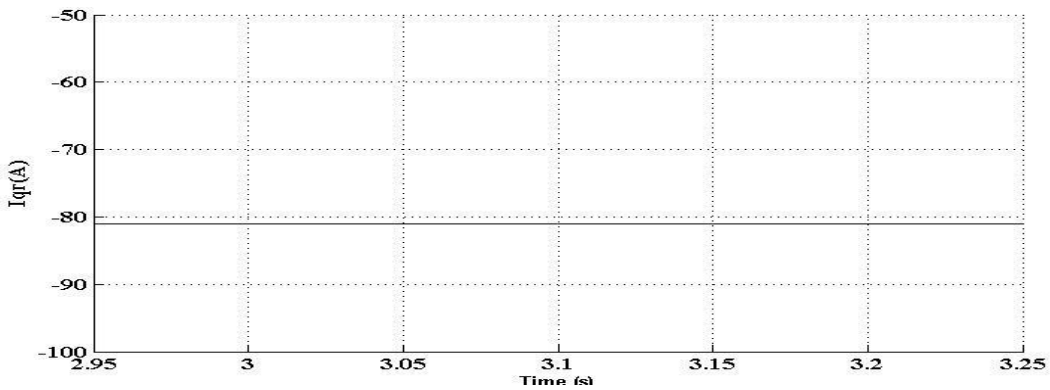


Figure 6.9c – Reference du courant rotorique pour la puissance (Axe : q)

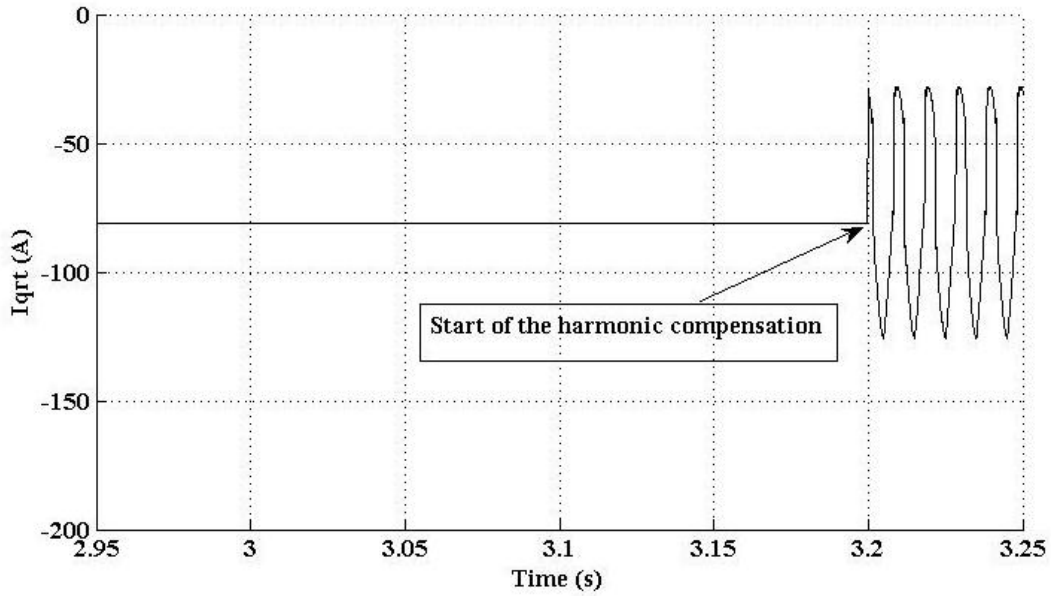


Figure 6.10e – Reference pour le courant rotorique du commande (Axe :q)

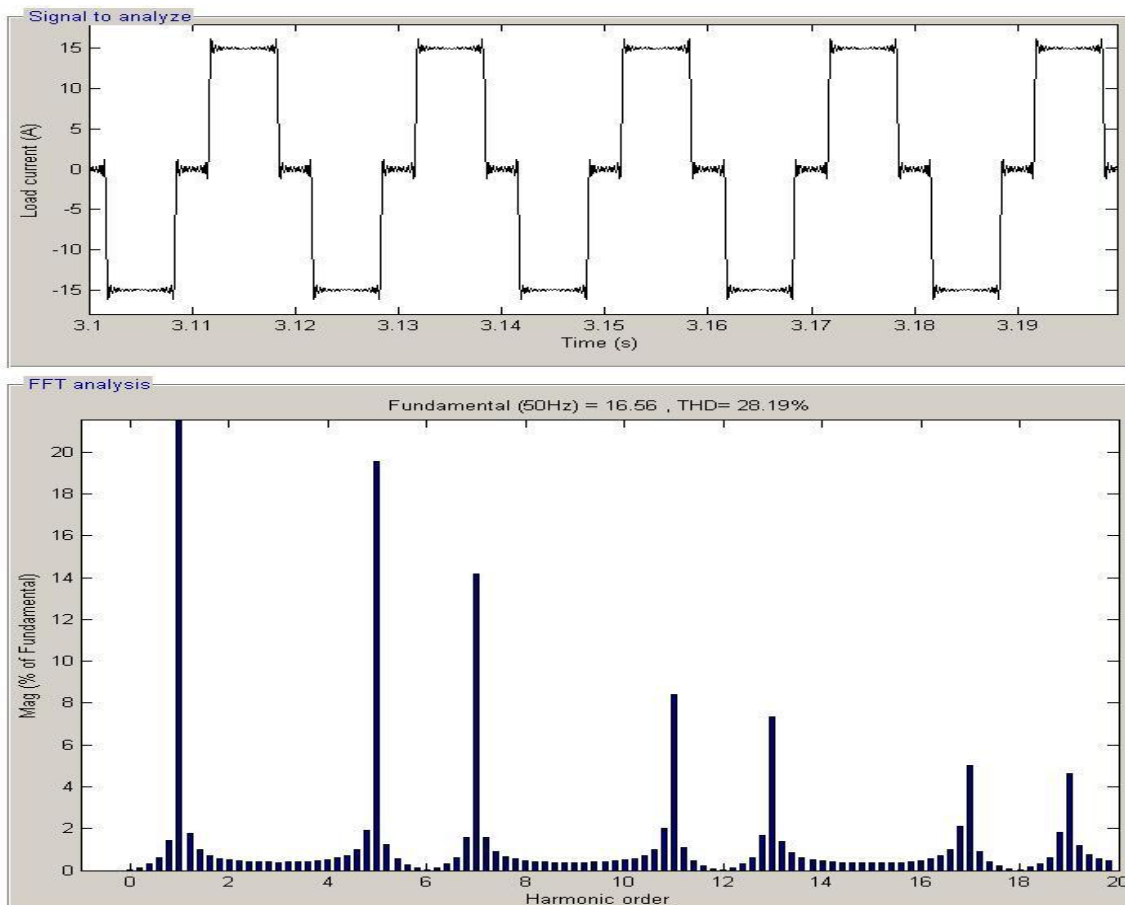


Figure 6.11 – FFT et Zoom sur le courant de la charge

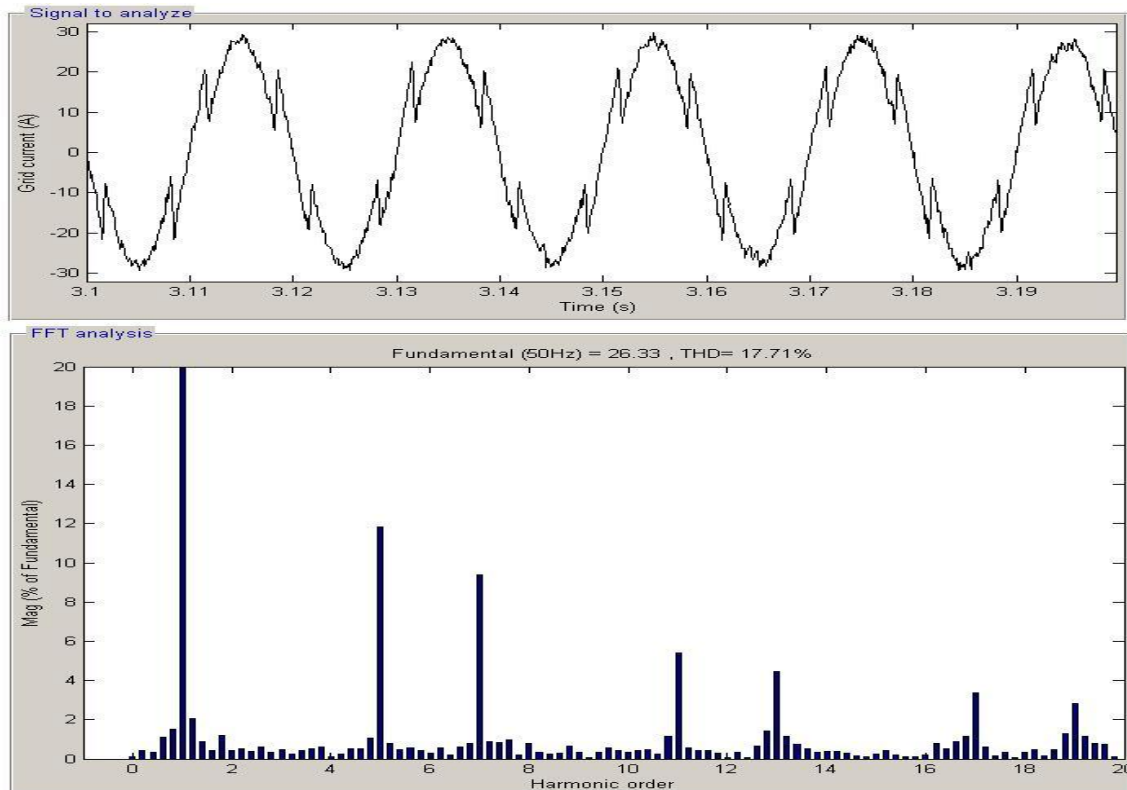


Figure 6.12 – FFT et Zoom sur le courant de réseau après la connexion de la charge sans commande

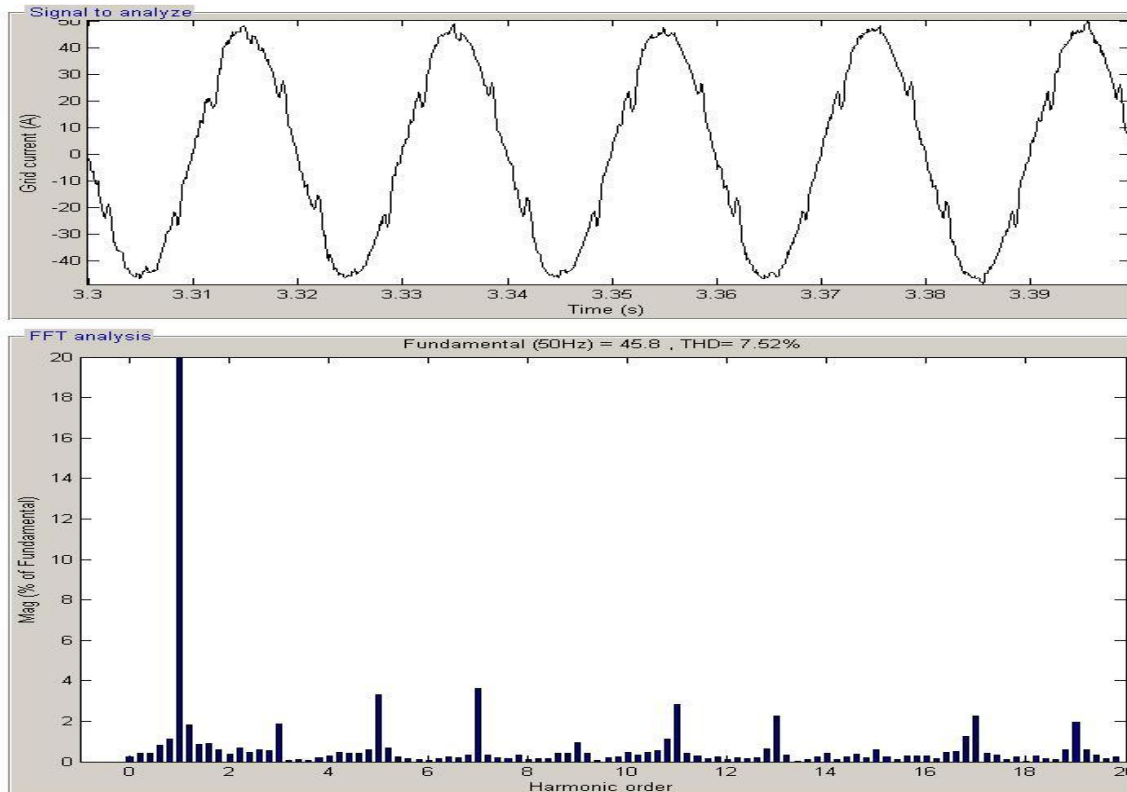


Figure 6.13 – FFT et Zoom sur le courant de réseau après la connexion de la charge avec la commande APF

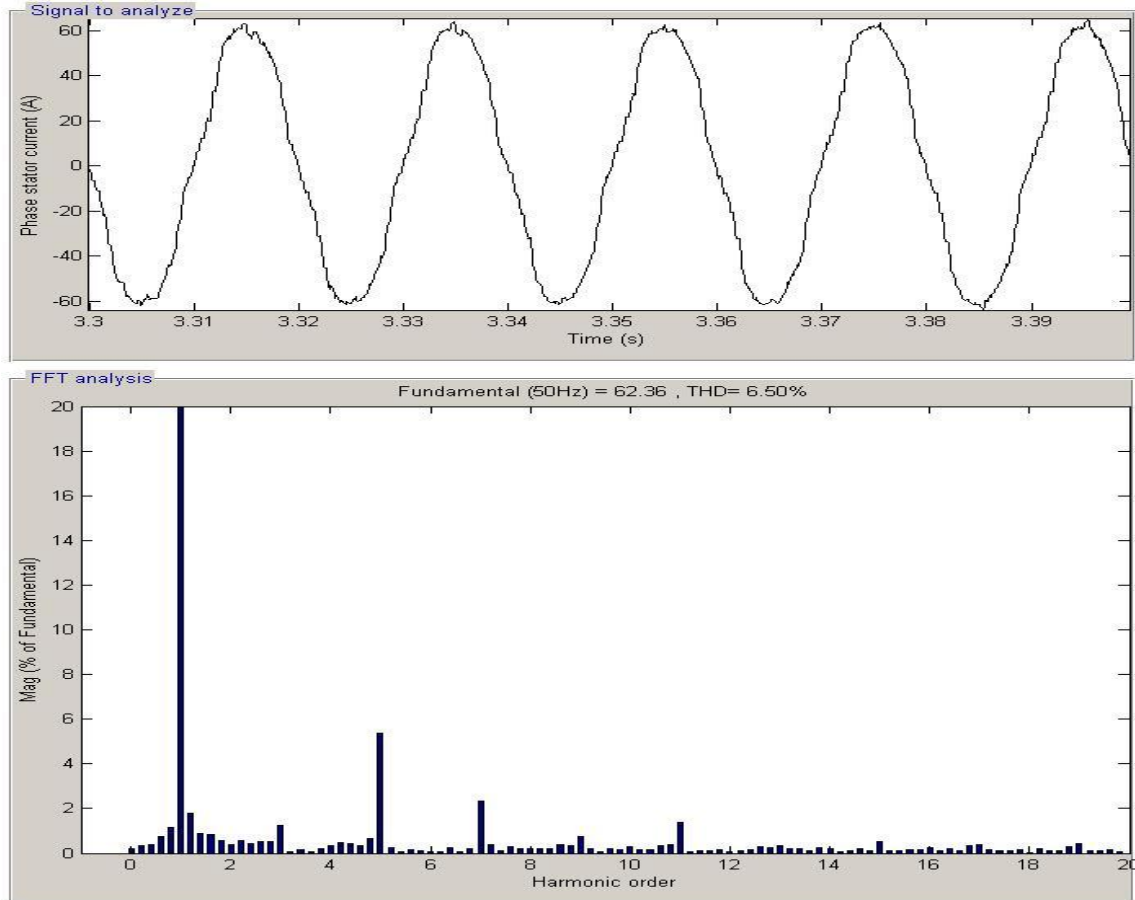


Figure 6.14 - FFT et Zoom sur le courant de stator après la connexion de la charge avec la commande APF

En termes de chiffres, le THD du courant de réseau diminué du 17.5% au 7.5% (Figure 6.13). Alors que figure 6.14 montre le courant statorique de la GADA dans le cas du filtrage active THD=6.5%.

Celle-là prouve l'efficacité de la correction des harmoniques, car le courant devient quasiment sinusoïdal après la mise en fonctionnement du filtre alors qu'il avait une forme extrêmement riche en harmonique auparavant.

On remarque que dès que le filtrage est activé, la forme du courant devient sinusoïdale. On peut observer quelques pics. Ces derniers, peuvent s'expliquer par le fait que la machine asynchrone présente des inductances importantes qui s'opposent aux variations brutales du courant dans ses enroulements. Ainsi, lorsque la commande harmonique impose une variation très brusque du courant rotorique, le courant statorique, est capable de compenser la pollution harmonique créée par un redresseur absorbant un courant de même amplitude que le courant produit par l'éolienne, ceci sans modification de son fonctionnement en puissance active.

L'utilisation de la GADA comme filtre actif est une option intéressante pour le gestionnaire du réseau dans la mesure où sa mise en œuvre est peu coûteuse car elle ne nécessite que la mise en place de deux ou trois capteurs de courant au niveau du poste source.

Dilemme rencontré entre le taux de compensation désiré et la valeur totale des harmoniques produits par la GADA. En effet, une grande valeur de pollution dans le rotor par conséquent, dans le stator de la machine aura un effet significatif sur les performances globales de la machine.

### **6.3 Utilisation du MADA en stockage inertielle.**

En raison du caractère très fluctuant et aléatoire du vent, une éolienne seule ne peut pas participer aux services système. L'idéal serait de minimiser les fluctuations de puissance restituée au réseau, cela est réalisé, par un système de lissage. Donc il faut ajouter des systèmes de stockage d'énergie permettant d'avoir une réserve supplémentaire d'énergie. Afin d'assurer l'équilibre production / consommation, tel que un système inertielle de stockage d'énergie (SISE) [Rob.06].

Dans le cas d'éoliennes à vitesse variable, la connexion du stockage inertielle à la génératrice éolienne est réalisée par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance [Bou.07.2]. L'intégration du stockage inertielle, dans ce type d'énergie permet d'augmenter, le taux de pénétration d'éolienne au réseau, de participer au service système et fonctionnement en îlotage [Cim.05]. Le choix du système SISE, basé sur ses principaux avantages à savoir bonne dynamique, bon rendement, durée de vie similaire à l'éolienne, etc.

#### **6.3.1 Stockage inertielle.**

La notion de stockage d'énergie est impérativement associée à la production d'électricité. Cette dernière n'est pas une forme d'énergie facile à stocker, son stockage passe plus souvent par une forme d'énergie intermédiaire quelconque, (gravitaire, de compression, électrochimique, électrostatique, électromagnétique, cinétique, thermique, etc....) transformable en second temps en électricité.

Il existe différents modes de stockages d'énergie, et diffèrent principalement par les caractéristiques suivantes [Ber.01] :

- La puissance massique (en W/kg) ;

- L'énergie massique (en Wh/kg) ;
- Le nombre de cycles de fonctionnement ;
- Le coût ;
- Le rendement énergétique.

Deux types de stockage à envisager :

Stockage à long terme : (temps de stockage supérieur à 10 minutes) ce type de stockage est utilisé pour répondre aux pics d'appels de puissance aux heures chargées du réseau ; et en absence du vent. Il permet de régler la tension, la fréquence (réglage primaire et secondaire), fonctionnement en îlot, adaptation aux réseaux d'énergie existant et planification à long terme de la production en fonction des besoins.

Stockage à court terme : (temps de stockage inférieur à 10 minutes) ce type de stockage est utilisé pour se prémunir contre les incidents potentiels sur la qualité de la tension, donc il permet de lisser les fluctuations de puissance du vent, réglage de la tension, de la fréquence (réglage primaire) et permettre l'îlotage (phase transitoire).

Les principaux moyens de stockage de l'électricité à court sont donnés dans le tableau 6.1.

Tableau 6.1 Moyens de stockage de l'électricité à court terme

Énergie intermédiaire	Système de stockage	Rendement	Densité de Stockage kW/m <sup>3</sup>	Type de cycle ou délai de décharge
Cinétique	Volant d'inertie	0,7 à 0,9	10 à 100	Quelques dizaines de minutes
Électromagnétique	Courant permanent en bobine	0,9 à 0,95	0,1 à 5 dans la bobine	Quelques millisecondes à quelques secondes.
Électrostatique	Supraconductrice Condensateur classique	_____	< 0,1	Fraction de millisecondes
Électrostatique	Super condensateur à électrolyte double couche	0,9 à 0,95	1 à 10	Quelques secondes à quelques dizaines de secondes

### 6.3.2 Stockage par volant d'inertie.

Un volant d'inertie est une masse mouvante, circulaire ou non, tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_{vol}$  autour d'un axe passant par son centre de gravité possède une quantité d'énergie



cinétique  $E_c$  de valeur :

$$E_c = \frac{1}{2} J_{vol} \Omega_{vol}^2 \quad (6.9)$$

Le fonctionnement de système de stockage inertielle est basé sur la conversion de l'énergie sous forme cinétique, qui est reconvertie en cas de besoin en énergie électrique. Pour cela un volant d'inertie est entraîné par une machine électrique réversible fonctionnant dans un premier temps, en moteur pour fournir de l'énergie à la masse inertielle. Le système d'entraînement désaccouplé, le volant d'inertie stocke de l'énergie dans sa rotation. A la demande cette dernière sera transformée en énergie électrique par la même machine. Ce type de stockage est bien adapté pour le lissage de la puissance injectée au réseau d'origine éolienne. La figure I.22 nous montre que le système de stockage inertielle joue le rôle de régulateur. Cette énergie stockée est limitée, dans la pratique par la contrainte maximale admissible ( $\sigma$ ) liée aux efforts centrifuges. Cette dernière est proportionnelle à la masse volumique ( $\rho$ ) du matériau constituant le mobile et au quart de la vitesse périphérique :

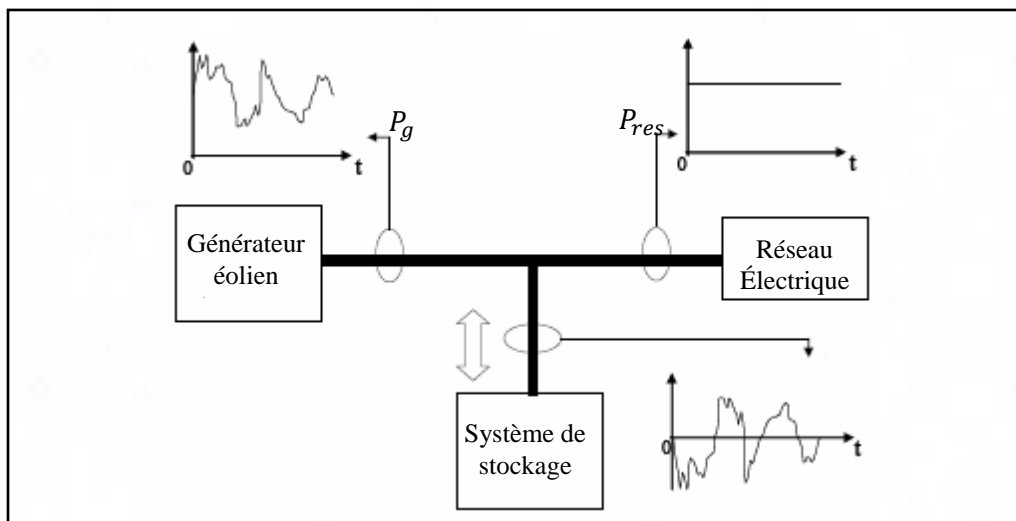


Figure 6.15 - Système de stockage inertielle - lissage de la puissance variable

$$\sigma = k \rho v^2 \quad (6.10)$$

L'énergie cinétique stockée par unité de masse est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{E_c}{m} = k_f \frac{\sigma}{\rho} \quad (6.11)$$

Avec  $k_f$  : est le facteur de forme géométrique du mobile en rotation.



La densité d'énergie maximale est caractérisée par le rapport  $\frac{\sigma}{\rho}$  et de facteur de forme  $k_f$ .

Les volants d'inertie doivent être fabriqués avec des matériaux à la fois légers et résistants [Mar.].

Les volants d'inertie, utilisés dans les systèmes de stockage diffèrent principalement par la vitesse dont ils sont entraînés, et par les matériaux dont ils sont fabriqués. Il y a des SISEs à vitesse lente, et à vitesse rapide. La vitesse critique qui les distingue, n'est pas encore limitée. Certains auteurs, limitent cette vitesse à 6000tr/min, d'autres parlent de 10000tr/min ou même de 14000tr/min. Il existe des volants métalliques, et d'autres de matériaux composites.

### 6.3.3 Avantages et inconvénients de stockage par volant d'inertie

#### *Avantages de stockage inertiel*

- Grande puissance massique ;
- Rendement énergétique élevé ;
- Rendement de charge élevé ;
- Durée de vie indépendante du nombre de cycles ;
- Connaissance précise du niveau d'énergie stocké ;
- Gestion de la charge simplifiée ;
- Moins de contraintes thermiques.

#### *Inconvénients de stockage inertiel*

- Faible durée de stockage ;
- Décharge complète à éviter ; (Rendement diminue, risque d'instabilité mécanique)
- Risque de rupture et d'éclatement ;

Pour le spatial difficulté de maîtriser le moment cinétique et les micro vibrations.

### 6.3.4 Comparaison entre les modes de stockage.

Les barrages hydroélectriques et le stockage d'air comprimé sont des dispositifs gigantesques.

Pour les supraconducteurs, leur développement est encore à ce jour limité, ce qui les rend très onéreux [Fau.03].

Les accumulateurs électrochimiques, se reconnaissent par une bonne énergie massique. Leur utilisation paraît intéressante dont la charge très peu fluctuante. Par contre, lorsque le mode de fonctionnement est de nature impulsionnelle avec des temps de charge et de décharge inférieur à une minute, leur rendement est dégradé avec une forte réduction de la cyclabilité.

Les batteries électrochimiques, nécessitent outre la maintenance régulière des traitements coûteux en fin de vie. Voilà pourquoi ce type de stockage n'est pas utilisé. Il est remplacé par d'autres modes de stockage qui sont les capacités, les super capacités, les inductances pour les temps de charge et de décharge très courts.

Le stockage par volant d'inertie paraît séduisant pour des applications à fortes puissances spécifiques et aux nombres de cycles importants, et ces avantages par rapport à une batterie électrochimique sont les suivants :

- Pas de dégradation au cours du temps
- Rendement 93% ;
- Pas de risque chimique (pollution) ;
- Bonne connaissance de l'état de charge ;
- Peu sensible à l'environnement (température, humidité) ;
- Profondeur de décharge 95%.

Néanmoins il a quelques inconvénients à savoir :

- Sensibilité aux chocs ;
- Coût matériaux composites ;
- Bruit faible.

Vu tous les avantages présentés par le stockage par volant d'inertie, leur association aux éoliens permet à ces derniers d'augmenter le taux de leur pénétration au réseau et de renforcer la production décentralisée. Voilà pourquoi on a opté dans la suite de travail à l'étude et à l'application du système inertiel de stockage d'énergie (SISE), dans un système de production éolienne schéma de principe est représenté par figure I.26

### **6.3.5 Utilisation de la MADA pour le stockage.**

Le système étudié est constitué d'un aérogénérateur à base de la GADA connecté au réseau à courant alternatif et d'un dispositif de stockage d'énergie électrique, ce dernier est composé d'un volant, et d'une machine asynchrone (MADA), piloté par le rotor via une cascade (redresseur-onduleur), qu'on trouve connecté au système actif (aérogénérateur – réseau), et son

rôle principal est de lisser la puissance variable générer par l'éolienne. Le schéma de principe de lissage de la puissance fluctuante est représenté par la figure 6.16.

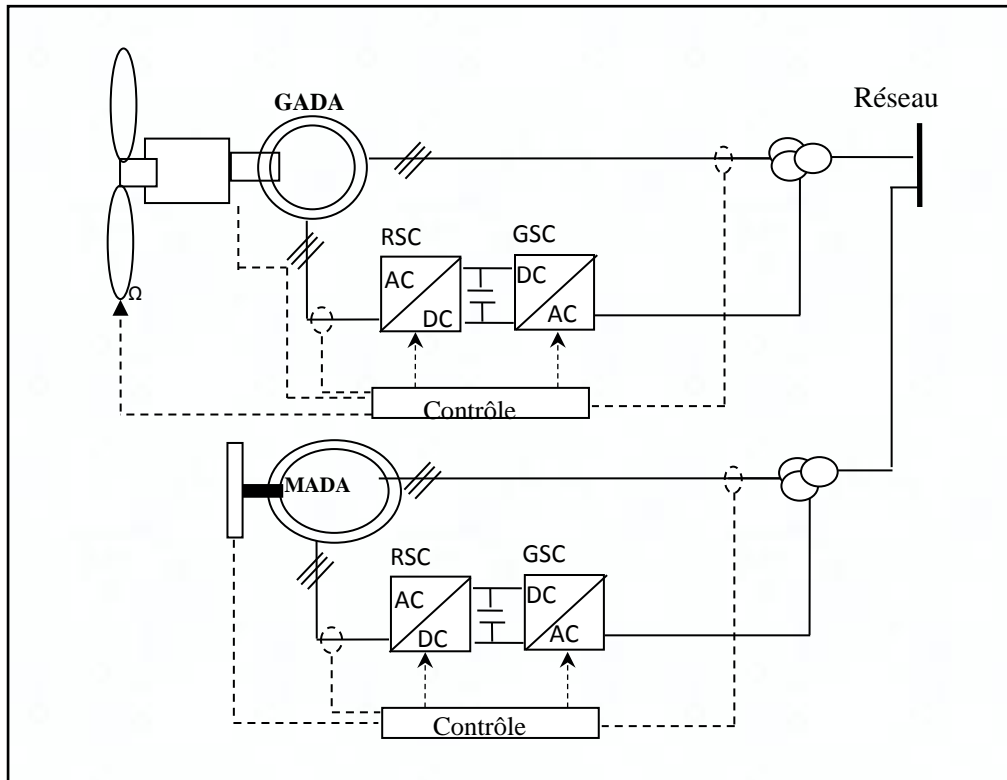


Figure 6.16 - Système de stockage inertiel basé sur une MADA

Pour les machines électriques alimentées par l'intermédiaire des convertisseurs électroniques de puissance, on n'utilise plus le terme vitesse nominale car 'nominal' signifie une valeur, pour laquelle la machine fonctionne à plein temps. Par contre, on utilise le terme vitesse de base, à partir de laquelle commence le défluxage de la machine, cela entraîne l'augmentation de la vitesse. La limitation de cette dernière, peut être imposée par différentes contraintes électromagnétiques ou technologiques.

La figure 6.17 montre les enveloppes de couple et de puissance d'une machine électrique. Sur cette figure on distingue deux zones de fonctionnement pour la machine:

- Fonctionnement au-dessous de la vitesse de base  $\Omega_b$ . Dans cette zone, le couple nominal de la machine est disponible, mais la puissance est inférieure à celle nominale, et augmente avec l'augmentation de la vitesse, et atteint la valeur nominale pour une vitesse de base. Cette zone ne présente pas beaucoup d'intérêt pour les SISEs.

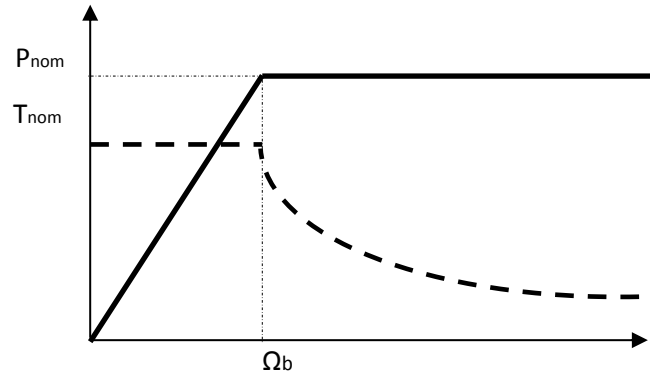


Figure 6.17 – Puissance et couple de la machine en fonction de la vitesse

- Fonctionnement au-dessus de la vitesse de base  $\Omega_b$ . Dans cette zone, le couple diminue de telle manière à limiter la puissance de la machine à sa valeur nominale. C'est la zone de fonctionnement utilisée dans les systèmes SISE, cela suite à la disponibilité de la puissance nominale de la machine pour n'importe quelle vitesse.

En considérant la vitesse de base  $\Omega_b$ , et la vitesse maximale  $\Omega_{max}$ , d'une machine électrique, le rapport ( $X = \Omega_{max} / \Omega_b$ ) caractérise la machine du point de vue du fonctionnement à puissance constante. Pour les SISEs, il est souhaitable que  $X$  soit le plus grand possible afin de profiter au maximum de l'énergie stockée dans le volant tournant à la vitesse maximale.

Il n'y a pas une relation directe entre les dimensions du volant d'inertie et la puissance nominale de la machine électrique. Si les dimensions du volant donnent la capacité du SISE, la puissance nominale de la machine électrique impose la puissance maximale de charge ou de décharge. Donc, le choix de la puissance nominale de la machine électrique est fait seulement en fonction de la puissance nominale du SISE.

L'équation électromagnétique de la MADA est donnée par (6.12):

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_{frot} \Omega = C_e - C_r \quad (6.12)$$

$$C_e = N_{pol} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (6.13)$$

$N_{pol}$ : est le nombre de pair des pôles.

$C_r$  Couple mécanique.  $C_e$ : Couple électromagnétique

$J$ : L'inertie totale.  $\Omega$ : vitesse de rotor.  $f$ : Coefficient du frottement.

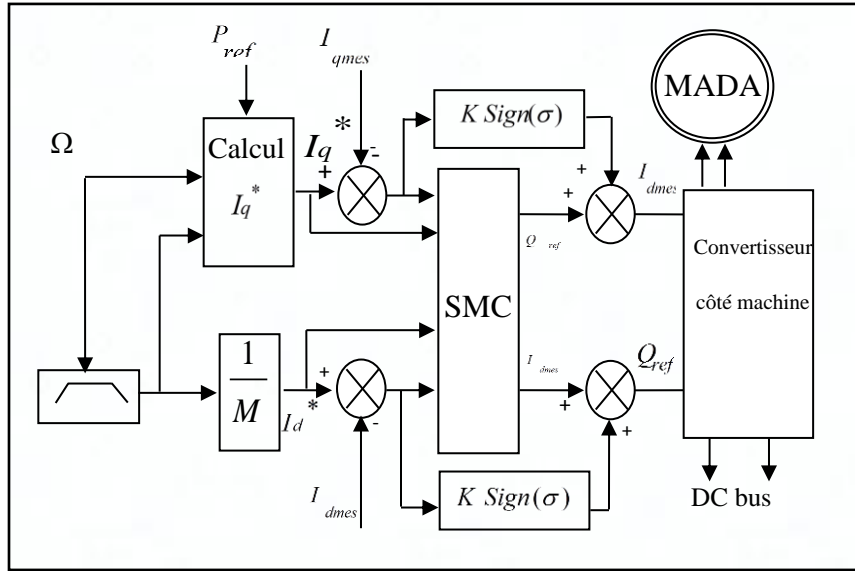


Figure 6.18 – Commande de la MADA utilisée en système de stockage

On utilise le même principe de la commande vectorielle de la machine par orientation de flux statorique. (Équations : (3.36) – (3.46)) on trouve la relation entre le couple électromagnétique et le courant rotorique en quadrature :

$$C_e = N_{pol} \frac{M}{L_s} \varphi_s I_{qr} \quad (6.14)$$

La puissance qui correspond à ce couple est déterminée par la relation suivante :

$$P = N_{pol} \frac{M}{L_s} \varphi_s I_{qr} \Omega \quad (6.15)$$

À partir de l'équation en dessus (6.15), on peut écrire l'expression de flux de référence

$$\varphi_s = \frac{P L_s}{N_{pol} M I_{qr} \Omega} \quad (6.16)$$

La figure 6.18 montre le schéma général de la commande par mode glissant de la MADA pour un système de stockage.

### 6.3.6 Le contrôle du SISE associé au générateur éolien.

La puissance fournie par un générateur éolien est toujours variable, dû aux variations de la vitesse du vent. De l'autre côté, c'est le consommateur ou le réseau qui doit recevoir une puissance lissée. La figure 6.19 montre le principe de contrôle d'un SISE associé à un générateur éolien. Ayant la puissance générée par le générateur éolien  $P_g$ , et connaissant la puissance qu'il faut délivrer au réseau ou sur les charges isolées,  $P_{res}$  une puissance de référence pour le SISE peut être déterminée comme suit:

$$P_{MADA\_ref} = P_{res} - P_g \quad (6.17)$$

Si la puissance de référence est positive, c'est qu'il y a un excédent d'énergie qui doit être stockée. Si la puissance de référence est négative, on a un déficit d'énergie qui doit être couvert par l'énergie stockée.

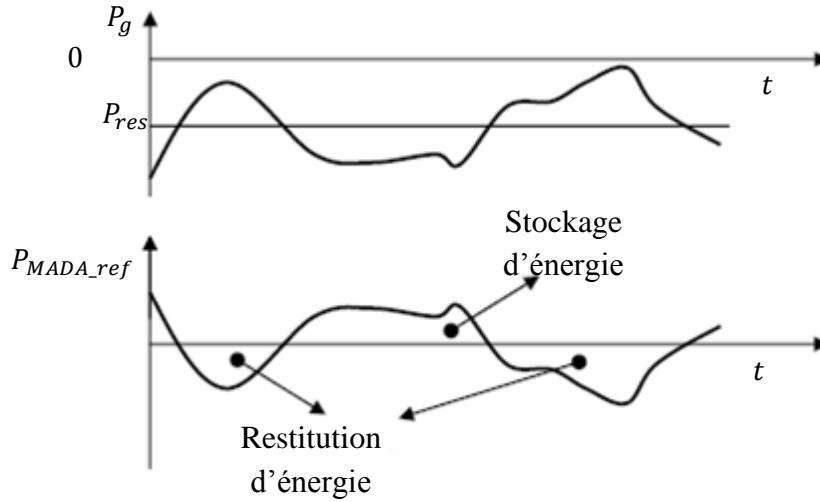


Figure 6.19 - Principe du contrôle de SISE associé au générateur éolien

### 6.3.6a Calcul de la vitesse de référence.

Il est bien connu que l'énergie est l'intégrale de la puissance en fonction de temps. Donc, en intégrant la puissance de référence déterminée par (III.84) on obtient une énergie. En faisant la somme de cette énergie avec l'énergie stockée dans le volant d'inertie initialement, on obtient l'énergie de référence pour le SISE:

$$E_{cref} = E_c^{t1} + \int_{t1}^{t2} P_{ref} dt \quad (6.18)$$

Remplaçant l'expression [III.85] dans [III.1], on obtient la vitesse de référence pour le volant d'inertie et, implicitement, pour la machine électrique du SISE:

$$\Omega_{ref} = \sqrt{\frac{2E_{cref}}{J_{(DFIM+vol)}}} \quad (6.19)$$

La vitesse de référence est limitée afin de maintenir la MAS dans la zone de fonctionnement à puissance constante et ne pas dépasser la vitesse maximale du volant d'inertie [12].

### 6.2.6b Calcul du flux de référence.

Le flux de référence est calculé en fonction de la vitesse par:

$$\Phi_{ref} = \begin{cases} \Phi_{nom} & \text{si } |\Omega_{vol}| < \Omega_{nom} \\ \Phi_{nom} \cdot \frac{\Omega_{nom}}{\Omega_{vol}} & \text{si } |\Omega_{vol}| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (6.20)$$

Où :

$\Omega_{vol}$ : Vitesse du volant d'inertie ;

$\Omega_{nom}$  : Est la vitesse nominale de la MAS ;

$\Phi_{nom}$  : Est le flux nominal de la MAS.

### 6.3.7 Résultats de simulation.

Nous présentons les résultats de simulation dynamiques du système entier : le système inertielle de stockage d'énergie (SISE) associé au générateur éolien GADA. Le contrôle des puissances mise en jeu entre le système SISE, l'aérogénérateur et le réseau est réalisé par la commande par mode glissant (le contrôle par mode glissant indirecte, présenté dans le chapitre précédent de cette thèse).

On suppose que la GADA accumule 10kW, alors que la puissance désirée au point de connexion au réseau sera fixée à 10kW.

Afin d'étudier l'évolution des puissances et le comportement dynamique pendant un régime transitoire, on propose un profil de vents qui varié entre 7.5m/s et 13m/s (Figure 6.20) selon la vitesse de vent, la GADA génère la puissance correspondante. Tout en utilisant le contrôle de l'angle de calage.

On introduit un creux de tension sur le réseau, ce qui va réduire la tension au 25 % de sa valeur nominale, pendant un intervalle de temps de 300ms. Le défaut triphasé se produit entre les instants  $t=9s$  et  $t=17s$  (correspond au deux cas pour le profil de vent : basse vitesse et grande vitesse)..

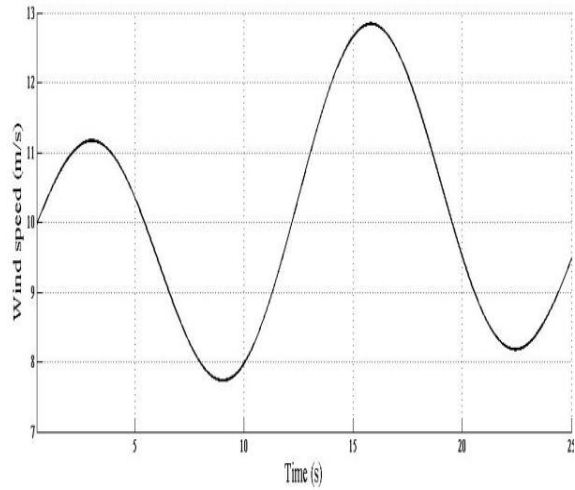


Figure 6.20 - Vitesse de vent

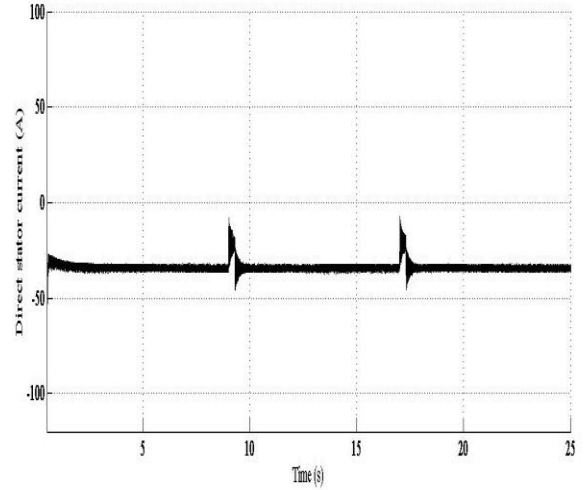


Figure 6.23 - Courant statorique selon l'axe direct

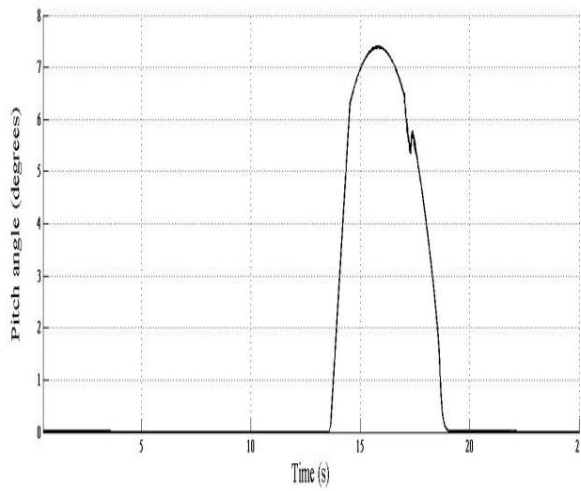


Figure 6.21 - Angle de décalage

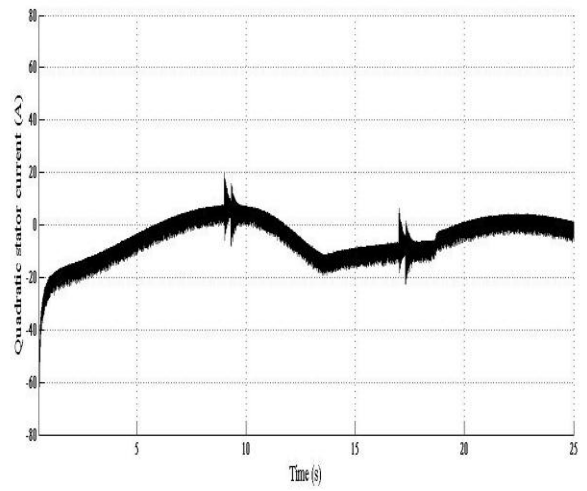


Figure 6.24 - Courant statorique selon l'axe en quadrature

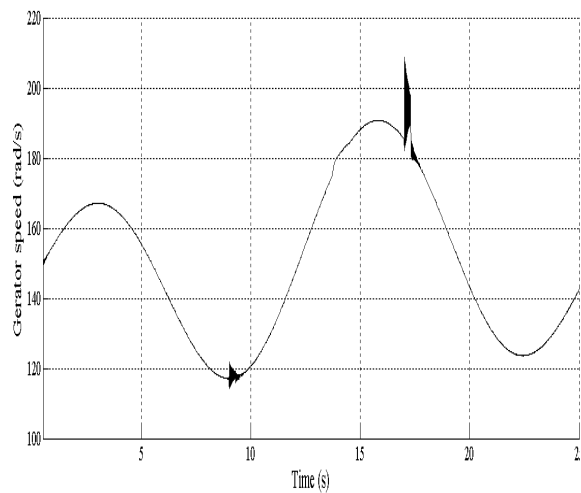


Figure 6.22 - la vitesse de la GADA

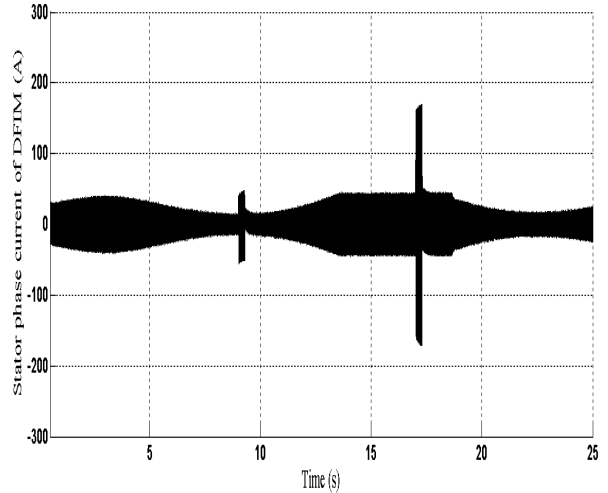


Figure 6.25 - Courant de phase statorique pour la MADA



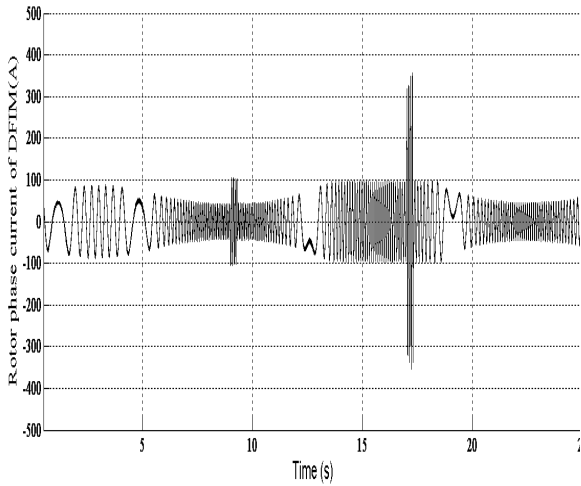


Figure 6.26 - Courant de phase rotorique pour la MADA

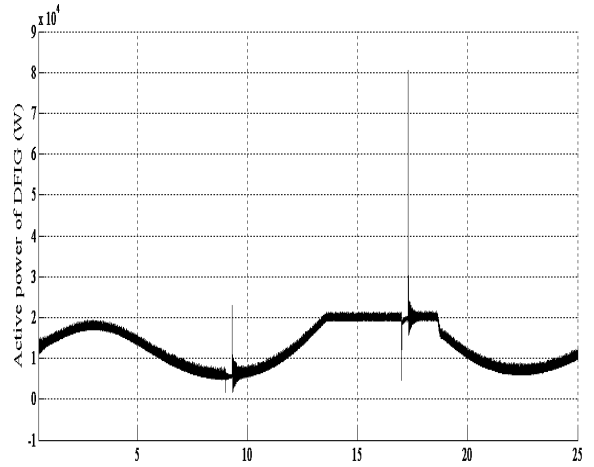


Figure 6.29 – Puissance active GADA

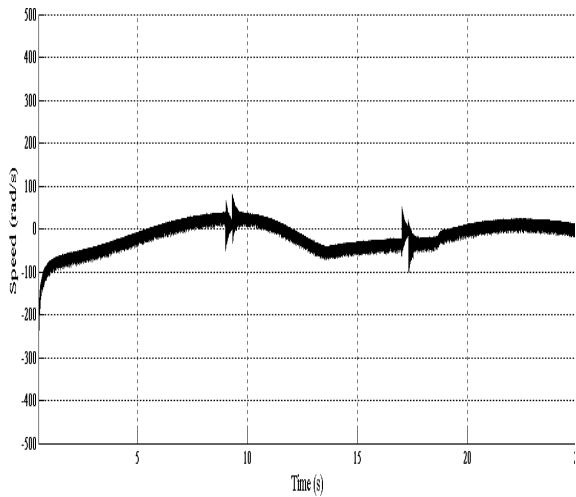


Figure 6.27 - La vitess de la MADA

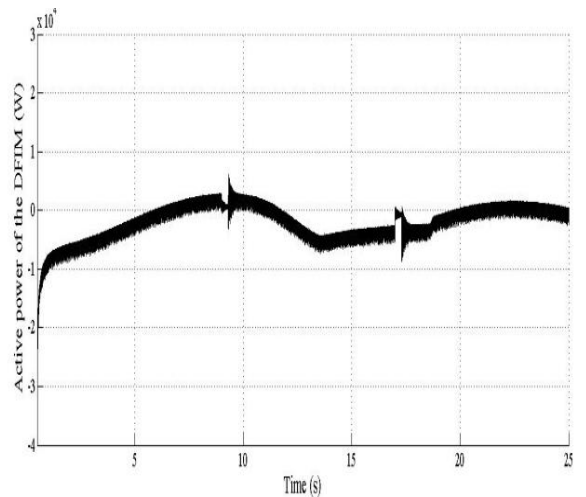


Figure 6.31- Puissance active MADA

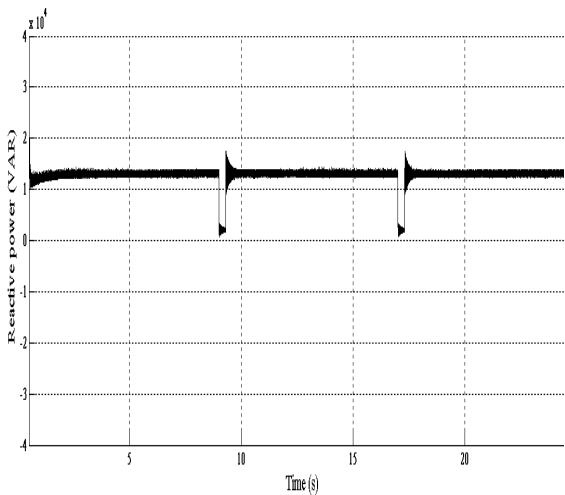


Figure 6.28 – Puissance réactive de la MADA

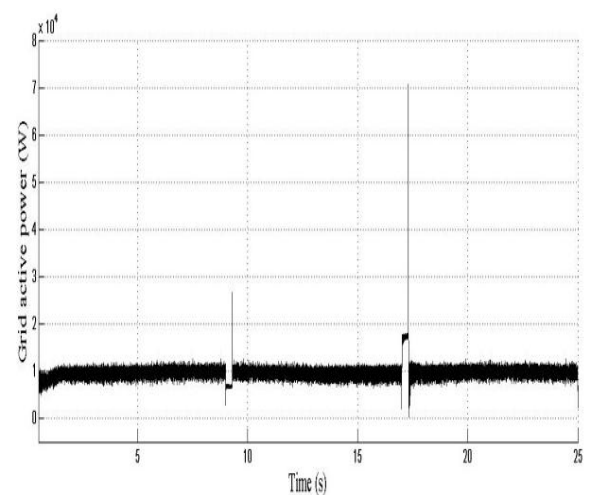


Figure 6.32 - Puissance active au réseau

Pour ces résultats de simulation, tous systèmes de protections n'ont été pas considérés. La même machine déjà utilisée au chapitre précédent on l'utilisera pour les deux modes de fonctionnement (Figure 6.16): en génératrice (GADA) et en stockage (MADA).

Figure 6.21 montres bien la réaction de l'angle de calage pour les grandes vitesses de la GADA (Figure 6.22).

Le découplage sur les figures 6.23 et 6.24 est bien clair, entre le courant  $I_d$  et  $I_q$  respectivement. Ce qui est, naturellement, conduit au découplage entre les deux puissances active et réactive respectivement.

Tous les grandeurs : courants statorique et rotorique, puissances, et vitesse dépend de la vitesse de vent comme montrent les figures 6.25, 6.26, et 6.27.

On constate bien des grandes valeurs, extrêmes, atteignent en régime transitoire. La valeur devient plus excessive dans le cas où la vitesse de vent est grande. Portant la commande ici contribue dans la limitation de ces transitoire.

La puissance réactive de la GADA est bien constante comme montre la figure 6.28.

Les puissances de FSSI et de la GADA échangés avec le réseau sont présentées sur les figures : 6.29 et 6.30, respectivement. La puissance au point de connexion reste constante comme montre la figure 6.31.

Les résultats montrent, bien, l'efficacité de mode de control proposé par mode glissant appliqué sur la MADA fonctionne comme un système de stockage. Cette dernière peut être utilisée, comme la machine électrique à cage.

Dans la littérature, jusqu'à au moment, y a pas encore des études concernant l'utilisation de de la MADA comme un moyen de stockage. Alors que la souplesse qui la possède cette machine lui permet de conquérir la machine asynchrone à cage. Une validation expérimentale, peut confirmer, cette utilisation ainsi les performances présentées par une MADA lors d'une utilisation comme un moyen pour un stockage inertielle.

#### **6.4 Conclusion :**

Nous avons analysé et étudié dans ce chapitre quelques aspects de l'intégration de l'éolienne à base de la génératrice GADA sur le réseau électrique et la participation éventuelle du système à l'amélioration de la qualité de l'énergie. Nous avons montré qu'il est possible, par action sur les régulateurs des courants rotoriques, de limiter les courants de court-circuit et d'éviter la déconnexion du générateur du réseau.

Nous nous sommes intéressé ensuite quant à la compensation de courants harmoniques dus à des charges non linéaires connectées sur le même réseau. Nous avons montré qu'après identification de ces perturbations et sans modification majeure sur la structure de commande de la génératrice GADA, qu'il est possible d'assurer parfaitement la fonction de filtrage actif des harmoniques et la limitation des ondulations de couple dues aux défauts sur le réseau. La structure de la génératrice GADA et les degrés de liberté apportés par le convertisseur rotorique AC/DC/AC bidirectionnel associé à des stratégies de commande pertinentes peuvent donc participer activement à l'amélioration de la qualité d'énergie fournie tout en assurant un fonctionnement MPPT.

On a relevé, dans une étape secondaire, le rôle prépondérant que joue, le système inertiel de stockage d'énergie associé à l'éolienne, qui réside dans la minimisation (l'absorption) des variations de la puissance active restituée au réseau, ceci est réalisé par un stockage de surplus de puissance et restituée à la demande.

Les résultats de simulation présentés montrent le bon fonctionnement du système de stockage basé sur une machine MADA, en effet la puissance mesurée suit fidèlement la puissance de référence. Nous sommes ainsi arrivés à stocker et restituer de la puissance.

L'intégration de ce système de stockage dans les systèmes éoliens à vitesse variable connecté au réseau nous a permis de lisser la puissance injectée au réseau et ce malgré le caractère stochastique du vent.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans cette thèse, nous avons étudié la commande et l'intégration d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) qui fonctionne à vitesse variable intégrée dans un système éolien. Après avoir modélisé le système éolien, la génératrice GADA et les convertisseurs de puissance, deux contrôleurs ont été étudiés à savoir la commande vectorielle et la commande par mode glissant. Pour les deux cas de commande, on a étudié les deux méthodes de contrôle qui sont la commande directe et la commande indirecte.

Une stratégie de contrôle, prenant en compte les modèles de l'ensemble aérogénérateur - convertisseurs rotoriques – GADA permettant d'imposer de façon découplée les puissances actives et réactives à partir des tensions rotor selon un modèle simple, a été étudiée. Cette stratégie a permis, par réglage de la puissance active, un prélèvement optimal de l'énergie du vent et une participation aux services systèmes par un réglage indépendant du facteur de puissance. Les différentes lois de commande ont été élaborées en synthétisant des régulateurs linéaires de type PI.

La conception d'un banc d'essai pour valider les résultats est une phase très importante dans ce travail. En effet, les différentes phases de réalisation de l'interface machine-carte de contrôle (DSP) fait apparaître beaucoup d'obstacles au niveau du conditionnement des signaux d'une part et au niveau de la programmation d'autre part.

Les étapes suivies dans la réalisation du banc d'essai ont fait preuve de nombreuses solutions aux difficultés rencontrées qui sont généralement absentes dans la littérature. On cite principalement la réalisation, l'acquisition de grandeurs ainsi que le traitement des calculs et la génération des signaux MLI.

L'utilisation d'une carte DSP à virgule fixe n'était jamais une bonne solution pour implémenter des algorithmes de commande. La première phase de notre travail est alors naturellement le passage de la configuration de la virgule fixe à la virgule flottante, en vue d'avoir la précision suffisante désirée. La deuxième étape est de faire fonctionner la machine en boucle ouverte. Cette étape nous a permis de :

- Fixer un point de fonctionnement stable pour la génératrice GADA.
- Implémenter l'algorithme de calcul pour la MLI vectorielle et ainsi, la génération de la SVM à partir des tensions virtuelles.
- Configurer la carte DSP pour qu'elle puisse générer une MLI vectorielle.
- Analyser les différentes grandeurs de comportement dans les quatre régimes de fonctionnement : moteur et générateur, (en hyper-synchrone et en hypo-synchrone) de la machine

La troisième étape représente l'acquisition des grandeurs, telles que le courant, la tension, et la vitesse où on a utilisé un convertisseur A/N de 10 canaux qui communique avec la carte DSP via le port SPI.

De la relation directe entre le nombre d'acquisition des données et la performance de MLI généré, (pour ce point on peut se référer à l'étude détaillée du chapitre 5), on a réussi à réduire le nombre des grandeurs mesurées, directement de la génératrice GADA, à quatre grandeurs (deux tensions statoriques et deux courants rotoriques). Cette réduction du nombre de grandeurs est spécifique à l'application de la commande vectorielle tenant compte de l'hypothèse du flux constant. Cette hypothèse reste valide une fois que la machine est connectée aux réseaux pour les différents régimes de fonctionnement.

L'acquisition de vitesse est faite indirectement via la carte de mesure de la position initiale du rotor. Cette méthode nous a permis d'éviter le bruit accompagnant généralement les mesures de vitesse et par suite la complication du programme de traitement. En plus de la précision et la facilité de calcul de la vitesse qui ne demande que quelques lignes de programme assembleur, notre méthode est très efficace et fait preuve des hautes performances par le fait qu'elle contourne tous les inconvénients qui sont liés aux méthodes d'estimations d'une part (dépendante des paramètres), et les méthodes directe d'autre part (vitesse d'acquisition et de la mise à jour des valeurs mesurées).

L'étape finale d'une implémentation expérimentale est l'implémentation de l'algorithme de commande, où le calcul se fait en virgule flottante. Le passage entre les deux modes de calcul (en virgule fixe et en virgule flottante) prendra une attention particulière afin de garder la cohérence entre les différents registres (au niveau de la carte DSP) et par suite entre les différentes valeurs traitées. L'exécution, en temps réel, du code réalisé fait apparaître beaucoup des problèmes causés par le fonctionnement de la machine (bruit, harmonique...) d'une part et de problèmes liés au code lui-même (temps d'exécution, cohérence entre les différentes interruptions,...)

Une commande à structure variable par mode de glissement a été appliquée à la GADA. Cette commande assure une robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine et permet de palier aux limites d'un régulateur classique de type PI. Au départ, les surfaces de glissement ont été définies avec deux manières différentes, pour Contrôler les puissances actives et réactives (commande directe) et pour contrôler les courants rotoriques (indirectement les puissances active et réactive). La configuration a donné de bons résultats on introduisant du modèle aérodynamique et mécanique de l'éolienne.

La dernière partie de notre travail concerne l'étude de quelques aspects liés pour l'intégration de la génératrice GADA dans le réseau électrique. En plus de la technique de protection, deux applications spéciales pour la GADA ont été présentés : -l'utilisation de la GADA comme filtre actif et un moyen de stockage. La validation expérimentale pour cette dernière application peut constituer une des perspectives de notre travail.

Autres perspectives de notre travail se résument aux points suivants

-Changement de la méthode d'acquisition des données pour tenir compte d'un nombre plus élevé des grandeurs. Cela nous permet d'étudier les différents défauts qui peuvent être intervenir du système éolien lui-même ou bien au niveau du réseau (court-circuit, déséquilibre des phases..., etc.).

- Implémenter la commande intelligente (par mode glissement) à afin d'améliorer les performances de système.

- Contrôler le convertisseur côté réseau de la GADA pour qu'on puisse maîtriser le bus continu et l'échange de puissance entre la GADA et le réseau via le rotor. Ce qui nous ouvre la perspective d'utiliser ce convertisseur comme un filtre actif.

## Annexe

**1/- Paramètres des machines utilisées pour les essais expérimentaux :**

<b>Model 8211 DC Motor/Generator</b>	<b>120/208 V – 60 Hz</b>
Power Requirement	120/208 V
Motor Output Power	175 W
Generator Output Power	120 W
Armature Voltage	120 V – DC
Shunt Field Voltage	120 V – DC
Full Load Speed	1800 r/min
Full Load Motor Current	2.8 A
Full Load Generator Current	1 A
Resistance (25 °C) Shunt	253 $\Omega$
Resistance (25 °C) Serie 1.7 S	1.7 $\Omega$
Resistance (25 °C) Armature and brushes	7.3 $\Omega$
Inductance Shunt	6.7 H
Inductance Serie	56 mH
Inductance Armature	69 mH

<b>Model 8231 Three-Phase Wound-Rotor Induction Motor</b>	<b>120/208 V – 60 Hz</b>
Power Requirement	120/208 V
Rating Output Power	175 W
Rating Stator Voltage	120/208 V, 3-phase
Rating Rotor Voltage	60/104 V, 3-phase
Rating Full Load Speed	1500 r/min
Rating Full Load Current	1.3 A
Resistance (25 °C) Stator	12.5 $\Omega$
Resistance (25 °C) Rotor	3.9 $\Omega$
Reactance(1~ equ.) Magnetizing	180 $\Omega$
Reactance(1~ equ.) Stator Leakage	8.8 $\Omega$
Reactance(1~ equ.) Rotor Leakage	8.8 $\Omega$
Stator Winding Slots	36
Stator Winding Turns / Poles	129 - 24
Stator Winding kp	0.94
Stator Winding kp	0.96
Rotor Winding Slots	24
Rotor Winding Turns / Poles	66 - 23
Rotor Winding kp	0.966
Rotor Winding kd	0.966
Moment of inertia	0.0024 kg.m <sup>2</sup>

**2/- Paramètre de la GADA utilisée pour les simulations des chapitre 5 et le 6.**

Rating Output Power : 20kW

$R_s=0.455 \Omega$ ,  $R_r=0.19 \Omega$ ,  $L_s=0.07 \text{ H}$ ,  $L_r=0.0213 \text{ H}$ ,  $M_{sr}=0.034 \text{ H}$ ,



---

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Abo.03] M. T. Abolhassani, H. A. Toliyat, P. Enjeti, “Stator flux Oriented Control of an Integrated Alternator/Active filter for wind Power Applications”, *International Electric Machine and Drive Conference*, June 2003.
- [Abo.04] Mehdi Towliat Abolhassani, “Integrated electric alternators/active filters”, *PhD thesis*, Texas A&M University, USA, 2004.
- [Ack.05] Thomas Ackermann, *Wind power in power systems*. Chichester, Angleterre : Wiley, 2005, 691 p.
- [Act.02] T. Ackermann and L. Soder, “An overview of wind energy-status 2002,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 6, no. 1–2, pp. 67–128, Feb./Apr. 2002.
- [Ada.07] C. A. Adams, W. K. Cabot, G. AE, Jr Irving., “Fractional pitch windings for induction motors,” *Compte rendu de conférence du 24me congrès annuel de l’A.I.E.E*, Niagara Falls, N.Y., 28 juin 1970. Pp. 1485- 1503.
- [Agu.10] Davide Aguglia, “conception globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes,” *thèse de doctorat*, 2010, l’université de Laval, (QC), Canada.
- [Alf.10] Alfeu Joãozinho Sguarezi filho, “controle de potências ativa e reativa de geradores de indução ao trifásicos de rotor bobinado para aplicação em geração eólica com a utilização de controladores baseados no modelo matemático dinâmico do gerador,” *Tese de doutorado* campinas, Brazil. 2010.

- [Aka.84] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensation Comprising Switching Devices Without Energy Storage Elements,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 20, 1984.
- [Atk.99] DJ. Atkinson, B. Hopfensperger, RA. Lakin, “Field Oriented Control of a Doubly- Fed Induction Machine using Coupled Microcontroller”, *EPE Conference Proceedings*, 1999.
- [Ben.02] J. Bendl, M. Chomát and L. Schreier, “Independent Control of Positive- and Negative- Sequence Current Components in Doubly Fed Machine”, *Proceedings of International Conference on Electrical Machines ICEM2002*, Brugge, Belgium, 25-28 August, 2002.
- [Ber.01 ] N.Bernard. “Conception, dimensionnement et commande d’un Moteur/ Générateur synchrone à excitation Homopolaire et à Bobinages dans l’entrefer pour accumulateur électromécanique d’énergie”, *Thèse de doctorat*, 17 décembre 2001. Antenne de Bretagne de l’école Normale supérieure de Cachan, France, 2001.
- [Bia.07] F. Bianchi, H. De Battista, R. J. Mantz., “*Wind turbine control systems - Principles, modeling and gain scheduling design*,” Springer-Verlag, Londre 2007. 205 pages.
- [Bho.99] S. Bhowmik, R. Spée, JHR. Enslin, “Performance Optimization for Doubly Fed Wind Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 4,1999.
- [Bog.93] E. Bogalecka, “Power control of a double fed induction generator without speed or position sensor,” *Compte rendu de conférence IEE. (Fifth European Conference on Power Electronics and Applications)*, Vol. 8, septembre 1993. pages 224 à 228.
- [Bou.07] Toufik bouaouiche, “Commande à Structure Variable et Étude de l’Intégration d’Éolienne à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation sur le Réseau Électrique”, *Thèse de doctorat*, 2007, Université de Nantes. France.
- [Bou.07.2] O.Bouhali, “Contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d’origine éolienne sur un réseau électrique” ; *Thèse de doctorat* de l’école nationale polytechnique, école centrale de Lille, France, Avril 2007.
- [Boy.06] Armand Boyette, “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour production éolienne,” *Thèse de doctorat*, GREEN, France, 2006
- [Buh.86] H.buhler, *Réglage par mode de glissement*. Presses Polytechniques Romandes,1986.
- [Buh.94] H.Buhler, *Réglage par logique floue*, presses polytechniques et universitaires romandes.1994.
- [Bur.01] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*. John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

- 
- [Bru.98] N. Bruyant, M. Machmoum, P. Chevrel, "Control of a Three Phase Active Power Filter With Optimised Design of the Energy Storage Capacitor," *IEEE PESC'98*, Fukuoka, Japan, vol.1, May 1998.
- [Cad.92] I. Cadirici, M. Ermis "Double-output induction generator operating at sub synchronous and super synchronous speeds : steady-state performances optimization and wind energy recovery," *Journal de l'I.E.E.*, 1992, Vol. 139, no. 5, pages 429 à 442.
- [Can.03] Camblong H., "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable," *Thèse de doctorat*, École Nationale Supérieure d'Art et Métiers, Bordeaux (France), 2003. 252 pages.
- [Cao.97] M.T. Cao "Commande Numérique des Machines Asynchrones par Logique Floue," *Thèse de doctorat, Faculté des sciences*, Université Laval, Québec, Décembre 1997.
- [Car.96] O. Carlson, J. Hylander, and K. Thorborg, "Survey of variable speed operation of wind turbines," *Proc. of European Union Wind Energy Conference*, Göteborg, Sweden, May, 20–24, 1996, pp. 406–409.
- [Cár.04] R. Cárenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, "Sensorless control of a doubly fed induction generator for stand alone operation," *35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004*, Aachen, Germany.
- [Car.01] Carlin P. W., Laxson A. S., Muljadi E. B., "The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology," *Rapport technique du National Renewable Energy Laboratory*, février 2001,
- [Chi.06] V. Chitra, and R. S. Prabhakar "Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic" *Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 17, December 2006, pp 248-253, 63 pages.
- [Cim.05] G.O.Cimuca. "Système inertiel de stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens," *Thèse de doctorat à l'école Nationale supérieure d'arts et Métiers*, Paris, France, 2005.
- [Dat.99] R. Datta, R.; V.T. Ranganathan, "Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly fed wound rotor induction machine without position sensors," *Proc. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 4, Phoenix, AZ, USA, Oct. 1999, pp. 2623–2628.
- [Dat.01] R. Datta, V. T. Ranganathan, "A simple position sensorless algorithm for rotor side field oriented control of wound rotor induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 48, N° 4, August 2001.

- [Dat.02] R.Datta, R.;V.T. Ranganathan “Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 414–421, Sept. 2002.
- [Dit.05] A. Dittrich, A. Stoev, “Comparaison of fault ride-through strategies for wind turbines with DFIM generators,” *EPE 2005 Conference*, Dresden, Germany, September 2005.
- [Dix.88] J.W. dixon, B. T. Ooi, “Indirect control of a Unity Power Factor Sinusoidal current Boost Type Three-phase Rectifier,” *IEEE Transaction on Industrial electronics*, Vol.35, No.4, 1988, pp.508-515
- [Dtt. 01] A. Dittrich, “Compensation of Current Harmonics in Doubly-Fed Induction Generator System,” *EPE 01 Conference Proceedings*, 2001.
- [Dub.04] M.R Dubois, “Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct -Drive Wind Turbines” *Thèse de Doctorat*, Université de Technologie de Delft (TUDelft), Pays-Bas, 2004. 245 pages.
- [Dwi.08] Danish Wind Industry Association : <[http //www.windpower.org/fr/tour/env/db /dbdef.htm](http://www.windpower.org/fr/tour/env/db/dbdef.htm)>, Dernier accès : avril 2008.
- [Ech.07] E. Echavarria, T. Tomiyama, G. J. W. Van Bussel., B. Hahn., “How has reliability of technology developed through time?,” *Compte rendu de conférence de la European Wind energy Conference (EWEC)*, mai 2007, 9 pages.
- [Ela.04] S. El Aimani, , “ Modélisation de différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension”, *Thèse de doctorat*, ENSAM Lille, 2004.
- [Eol.] [http://eolienne.f4jr.org/histoire\\_energie\\_eolienne](http://eolienne.f4jr.org/histoire_energie_eolienne).
- [Gra.93] A. Grauers., “Higher electrical efficiency with variable speed,” *Compte rendu de conférence de la European Community Wind Energy (ECWEC)*, Allemagne, mars 1993, pages 656 à 658.
- [Fau.03] F.Faure, “Suspension magnétique pour volant d’inertie” ; *Thèse de doctorat*, Institut national, polytechnique de Grenoble, France, juin 2003.
- [Fey.63] Feynman R. P., Leighton R. B., Sands M., *The Feynman lectures on physics*, Volume 1, Addison-Wesley Publishing Company, 1963.
- [Gho.01] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “An Improved Control Scheme for a Doubly-Fed Induction Machine,” *EPE 2001 Conference Proceedings*, 2001.

- [Gra.96] A.Grauers, "Efficiency of three wind energy generator systems," *Journal de l'I.E.E.E. Energy Conversion*, Vol. 11, N°3, septembre 1996. Pp. 650 - 657.
- [Ham.93] M. Hamerlain, "Commande hiérarchisée a modèle de référence et à structure variable d'un robot manipulateur à muscles artificiels," *Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Industrielle*, Institut des Sciences Appliquées de Toulouse, Janvier 1993.
- [Han.01] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen, and B. Bak-Jensen, "Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines," *Risø National Laboratory*, Roskilde, Denmark, Tech. Rep. Risø-R-1205(EN), ISBN 87-550-2743-8, Dec. 2001.
- [Han. 05] M. H. Hansen, A. Hansen, T. J. Larsen, S. Oye, P. Sorensen, P. Fuglsang, "Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine," *Rapport du Risoe National Laboratory*, Danemark, 2005. 84pages.
- [Hau.06] E. Hau, *Wind turbines - Fundamentals, Technologies, Application, Economics*," 2<sup>nd</sup> ed., Edition Springer - Verlag Berlin Heidelberg, 2006. 783 pages.
- [Hei.06] S. Heier, *Grid integration of wind energy conversion systems*, Deuxième édition, John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex (UK), 2006. 426 pages.
- [Her.01] J. Ehrenberg, B. Andresen, A. Rebsdorf, "Digitally Controlled Wind Turbines in Megawatt Size with Doubly-Fed Induction Generator without Position Sensor," *Magazine Elektronik*, 2001.
- [Hod.04] A.Hodder, J-J. Simond, A. Schwery, "Double-Fed Asynchronous Motor- enerator Equipped With a 3-level VSI Cascade," *Compte rendu de conférence de l'IEEE.(Industry Applications)*, Vol. 4, 3-7 octobre 2004, pages 2762 à 2769.
- [Hof.00] W. Hofmann, "Optimisation of Power Electronics for Active and Reactive Power Demand in Wind Power Plants," *IPEC Conference Proceedings*, 2000.
- [Hop.97] B. Hopfensperger, DJ. Atkinson, RA. Lakin, "Application of Vector Control to the Cascaded Induction Machine for Wind Power Generation Schemes," *EPEConference Proceedings*, 1997.
- [Hop.00] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, and R. A. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder," *IEE Proc. Electr.Power Appl.*, vol. 147, Pp. 241–250, July 2000.
- [Hui.09] Hui L., Chen Z., Polinder H., "Optimization of Multibrid Permanent-Magnet Wind Generator Systems," *Journal de l'I.E.E.E. (Energy Conversion)*, Vol. 24, Numéro 1, mars 2009. Pp. 82 - 92.

- [Jeo.09] J. Jeong, Y. Ju, B. Han, "Wind power system using Doubly-Fed Induction Generator and matrix converter with simple modulation scheme," *IEEE-PEMWA*. 24-26 June 2009 . Pp.01-06.
- [Jon.93] S.R. Jones, R. Jones, "A Control Strategy for sinusoidal supply side Converters," *IEE Colloquium on developments in real Time control for Induction motor drives*, DIGEST No 1993/024, 1993
- [Jor.06] Joris PEETERS, "simulation of dynamic drive train loads in a wind turbine" *PhD thesis*, Katholieke Universiteit Leuven, 2006, Belgium.
- [Kai.10.1] **D. Kairous**, R. Wamkeue, B. Belmadani, M. Benghanem, "Robust SMC for SV-PWM based indirect power control of DFIG," *Electrical Review*, ISSN 0033-2097. R.86 NR 11a/2010.
- [Kai.10.2] **D. Kairous**, R. Wamkeue, B. Belmadani, M. Benghanem, "Variable Structure Control of DFIG for Wind Power Generation and Harmonic Current Mitigation," *Advances in Electrical and Computer Engineering*. ISSN. 1582-7445. N. 4. Vol. 10. 2010 pp.167-174.
- [Kai.10.3] **D. Kairous**, R. Wamkeue, B. Belmadani "Towards DFIG Control for Wind Power Generation and Harmonic Current Mitigation," *IEEE-CCECE*, 6-5May 2010, Calgary, Canada.
- [Kai.10.4] **D. Kairous**, R. Wamkeue, B. Belmadani "Advanced Control of Variable Speed Wind Energy Conversion System with DFIG," *IEEE-EEEIC*, 16-19May 2010, Prague, République de Tchèque.
- [Kai.10.5] **D. Kairous**, R. Wamkeue, B. Belmadani, "Sliding Mode Control of DFIG based Variable Speed WECS with Flywheel Energy Storage System," *IEEE- ICEM*, 6-8Sep. 2010, Rome, Italie.
- [Kai.10.6] **D. Kairous**, R. Wamkeue, "Sliding-mode control approach for direct power control of WECS based DFIG," *IEEE-EEEIC*, 08-11May 2011, Rome, Italie
- [Kho.06] Sejr KHOJET EL KHIL, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée," *Thèse Doctorat*, INPT 2006, France.
- [Lab.95] Labrique, F., Segulier, G. and Bausière. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance : 4. Laconversion continu – alternatif*, 2ème édition. *Technique & documentation Lavoisier*, 1995.
- [Lav.05] Nicolas LAVERDURE, "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires," *Thèse de doctorat*, INPG, France, décembre 2005.
- [Lav.85] J. Lavoie, M. Chabot, V.D. Nguyen, Y. Jean, P. Viarouge, "La performance d'une éolienne Darrieus à pales droites, Compte rendu de conférence," *10th Canadian Congress of Applied Mechanics CANCAM*", Proc.B159-160 London (Ont), Canada, mai 1985.

- [LeH.84] H. Le-Huy, J. Anderson, P. Viarouge, J.M. Vésin, "A Microprocessor-controlled windmill simulator, Compte rendu de conférence," *Canada International Energy Conference ENERGEX 84*, Montréal, Canada, 1984.
- [Leo.01] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, 3ème édition, 2001.
- [Leo.96] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2nd ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1996.
- [Lia.05] J. Lianwei, H. Banakar, S. Baike, L. Changling, G. Joos, O. Boon-Teck "Fundamental and Applied Research on Doubly-Fed Induction Generator," *Electrical Machine and Systems 2005*, ICEMS Proceedings. VI 1, 27-29-September 2005, pp.32-37
- [Lih.08] Li H., Chen Z., "Overview of different wind generator system and their comparison," *Journal de l'IET (Renewable Power Generation)*, Vol. 2, Numéro 2, 2008. Pp: 123 - 138.
- [Mal.01] M.S.M. Malinowski, "Sensorless control Strategies for Three- Phase PWM Rectifiers," *PhD Thesis*, University of Technology, Warsaw 2001
- [Man.02] Manwell J. F., Mc Gowan J. G., Rogers A. L., *Wind energy explained - Theory, design and applications*, John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex (UK), 2002. 590 pages.
- [Man.02] J. F Manwell, J. G. McGowan, A. L Rogers, *Wind Energy Explained Theory, Design and Application*, *John Wiley & Sons Ltd*, England, 2002.
- [Mar.] Martin J., *Énergies éoliennes, Technique de l'Ingénieur, traité Génie Électrique*, Doc. D 3 960, 18 pages.
- [MCP3208datasheet][http://www.datasheetcatalog.net/datasheets\\_pdf/M/C/P/3/MCP3208-CISL.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/datasheets_pdf/M/C/P/3/MCP3208-CISL.shtml)
- [Mit.91] Y. Mitsutoshi, O. Motoyoshi, "Active and Reactive Power Control of Doubly Fed Wound Rotor induction Generator," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.6, No.4, 1991, Pp624-629.
- [Mor.98] L. Morel, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, "Double fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 145, No4, July 1998.
- [Mul.02] B. Multon, O. Gergaud, H. Ben ahmed, X. Roboam, S. Astier, B. Dakyo, C. Nikita, *Etat de l'art des aérogénérateurs*, Ouvrage collectif « L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables », *Ed. NOVELECT - ECRIN*, mai 2002, pp.97-154.
- [Nab.86] A. Nabae, S. Ogasawara, & H. Akagi, "A novel control scheme for current controlled PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 22, No. 4, pp. 312-323, July/August 1986.



- [Nme.08] Norme du Ministère du développement durable, de l'environnement et des parcs ; Note d'instruction 98-01 : <http://www.bape.gouv.qc.ca/sections/mandats/LETmagog/documents/DB6-1.pdf>, Dernier accès : avril 2008.0
- [Nor.08] <http://www.nordex-online.com/en/nordex/downloads.html>, Dernier accès avril 2008.
- [Par.29] Park R. H., "Two reaction theory of synchronous machines - Generalized method of analysis .Part 1," *Journal de l'A.I.E.E.*, Vol. 48, 1929. Pp. 716 - 730.
- [Pen.96.1] Ruben S. Pena Guinez, "Vectore Contrôle Strategies for a Doubly-fed Induction Generator Driven by Wind Turbine", *PhD Thesis*, University of Nottingham, March 1996
- [Pen.96] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 143, pp. 231–241, May 1996.
- [Pen. 97] RS. Pena, JC. Clare, GM. Asher, "Implementation of Vector Control Strategies for a Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine for Wind Generation System," *EPE Conference Proceedings*, 1997.
- [Pen.11] R. Pena, R. Cardenas, E. Reyes, J. Clare, P. Wheeler, "Control of a Doubly Fed Induction Generator via an Indirect Matrix Converter With Changing DC Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58 , Issue:10 .Pp. 4664 - 4674
- [Pet.05] Andreas Petersson, "Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines," *PhD thesis*, Chalmers University of Technology, Sweden, 2005.
- [Per.99] S. Peresada, A. Tilli, A. Torrielli, "Robust Output Feedback Control of a Doubly- Fed Induction Machine", *IECON Conference Proceedings*, 1999.
- [Per.02] W. Perruquetti, J. P. Barbot, "Sliding Mode Control in Engineering," Marcel Dekker, 2002.
- [Per.03] Sergei Peresada, Andrea Tilli, and Alberto Tonielli, "Indirect Stator Flux-Oriented Output FeedbackControl of a Doubly Fed Induction Machine," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 11, No. 6, November 2003.pp. 875-888.
- [Poi.03] Frédéric Poitiers, "Étude et Commande de Génératrices Asynchrones Pour l'utilisation de l'Énergie Éolienne," *Thèse de doctorat*, 2003, École polytechnique de l'Université de Nantes. France.
- [Pol.06] H. Polinder, F.F.A van der Pijl, G-J de Vilder, P.J. Tavner, "Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines," *Journal de l'I.E.E.E. (Energy Conversion)*, Vol. 21, N° 3, September 2006. Pp. 725 - 733.



- [Pol.07] H. Polinder, D. Bang, R.P.J.O.M. Van Rooij, A.S McDonald, M.A. Mueller, "10 MW Wind Turbine Direct-Drive Generator Design with Pitch or Active Speed Stall Control," *Compte rendu de conférence I.E.E.E. (IEMDC - International Conférence on Electric Machines and Drives)*, 30-5 mai 2007, Pp. 1390 - 1395.
- [Poo.03] Poore R., Lettenmaier T., *Alternative design study report: Wind PACT advanced wind turbine drive train designs study*, Rapport du NREL (National Renewable Energy Laboratory), Numéro NREL/SR-500-33196, Golden, CO, août 2003. 556 pages.
- [Pré.05-1] C. Prévé, "Les réseaux électriques industriels 1," ISBN 2-7462-1102-5Lavoisier, 2005.
- [Pré.05-2] C. Prévé, "Les réseaux électriques industriels 2," ISBN 2-7462-1103-3Lavoisier, 2005.
- [Ram.02] CJ. Ramos, AP. Martins, AS. Araujo, AS. Carvalho, "Current Control in the Grid Connection of Double-Output Induction Generator Linked to a Variable Speed Wind Turbine," *IECON Conference Proceedings, 2002*.
- [Rim.94] C.T.Rim N.S.Choi, G.C.Cho,G.H. Cho, "A Complete DC and AC Analysis of Three-phase Current PWM Rectifier Using d-q Transformation," *IEEE Transactions on Power electronics*, Vol.9, No4,1994, pp.390-396
- [Rob.06] B.Robyns, et all, "Impact de l'éolien sur le réseau de transport et la qualité de l'énergie " *J 3eA-vol.5-Hors série 1* (2006). DOI : 10.1051/j3ea : 20060028.
- [Rod.95] J.Rodriguez, E. Wiechmann, "High power Factor Rectifiers," *EPE conference*, spaine, Vol.2, 1995, Pp.670-676.
- [Rod.02] JL. Rodríguez-Amenedo, S. Arnalte, JC. Burgos, "Automatic Generation Control of a Wind Farm with Variable Speed Wind Turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, 2002.
- [Rod.05] M. Rodriguez, G. Abad, I. Sarasola, A. Gilabert, "Crowbar control algorithms for doubly fed induction generator during voltages dips," *EPE 2005 Conference*, Dresden, Germany, September 2005.
- [Rog.06] Rogers A. L., Manwell J. F., Wright S., Wind turbine acoustic noise, préparé au "Renewable Energy Research Laborator," Université du Massachusetts, Janvier 2006. 26 pages.
- [Roy.03] D. Roye, "Analyse des commandes d'aérogénérateurs à vitesse variable", *rapport interne GIE IDEA NTe/Sy5/03/001/A*, 2003.
- [Sad.04] N. Sadati, A. Talasaz, "Chattering-free adaptive fuzzy sliding mode control," *IEEE Conference on Cybernetics and intelligent systems*, Volume 1, 1-3Dec. 2004.

- [Sch.02] D. Schulz, R. Hanistch, T Kompa, A, Samour, “Comparative power quality investigations of variable speed wind energy converters with doubly fed induction and synchronous generator,” *PCIM 2002 Conference*.
- [Sem.04] S. Seman, S. Kanerva, J. Niranen, A. Arkkio, “Transient analysis of doubly fed wind power induction generator using coupled field circuit model,” *ICEM 2004*.
- [Ser.03] I. Serban, F. Blaabjerg, I. Boldea, Z. Chen, “A study of the doubly fed wind power generator under power system faults,” *EPE 2003 Conference*, Toulouse, France, September 2003.
- [Sie.98] S. Siegfriedsen, G. Bohmeke, “Multibrid technology UA significant step to multimegawatt wind turbines,” *Journal Wind Energy*, John Wiley & Sons, Ltd., Vol. 1, 1998, pages 89 à 100.
- [Smi.81] Smith G. A., “Wind-energy recovery by static Scherbius induction generator,” *Journal de l’I.E.E.*, Vol. 128, Numéro 6., novembre 1981, pages 317 à 324.
- [Sol.08] Hany M. Jabr Soloumah, “Doubly-Fed Induction Generator Used in Wind Energy,” *PhD thesis*, University of Windsor, 2008, (On), Canada.
- [Tan.92] Tang Y., Longya X., “Stator field oriented control of doubly-excited induction machine in wind power generating system,” *Compte rendu de conférence (Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems)*, Vol. 2, août 1992, pages 1446 à 1449.
- [Thr.98] R.W. Thresher, D.M. Dodge., “Trends in the Evolution of Wind Turbine Generator Configurations and Systems,” *Journal Wind Energy*, JohnWiley & Sons, Ltd, Vol.1, 1998, pages 70 à 85.
- [Tre.06] E. Tremblay, A. Chandra, P.J. Lagace, “Grid-side converter control of DFIG wind turbines to enhance power quality of distribution network,” *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 18-22 June 2006.
- [Tre.09] Etienne Tremblay, “Contribution à la commande de l'éolienne a MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique,” *ETS (QC) 2009*. Canada.
- [Tre.11] Tremblay, E.; Atayde, S.; Chandra, A.; “Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP-Based Implementation Approach,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011 V.2. , Pp: 288 – 299.
- [Utk.77] Utkin, V. I, Variable structure systems with sliding mode,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-22, No. 2, pp 212-222, April., (1977).

- 
- [Via.85] P. Viarouge, J. Dickinson, V.D. Nguyen, Y. Jean, J. Lavoie, “Development of an experimental 7kW straight bladed Darrieus wind turbine,” *Compte rendu de conference de la Canadian Aeronautics and Space Institute (CASI)*, Montréal, Canada,1985.
- [Wal.87] A.M. Walczyna, “Torque and Reactive Power Control of a double-fed Induction Machine,” *BICEM Proceeding*, 1987, Pp 495-498.
- [Xu.94] J. Xu, “Filtrage Actif Parallèle des Harmoniques des Réseaux de Distribution d’Electricité”, *Thèse de Doctorat de l’INPL*, 20 Janvier 1994.
- [Xu.95] L. Xu and C. Wei, “Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, no. 3, pp. 636–642, May/June 1995.
- [Yam.91] M. Yamamoto, O. Motoyoshi, “Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator,” *IEEE Transactions on Power Electronics*,1991 Vol.6 Issue: 4.Pp. 624 – 629.
- [Yin.00] Li Ying, Z. Jingxiang, Fu Xi, Z. Xinzheng, L. Xiuhua, “The selfadjustablefuzzy sliding mode control for AC speed drive systems,” *Proceeding of American Control Conference*, Volume 5, 28-30 June 2000.
- [Zad.65] L.A. Zadeh, Fuzzy Set : *Informations and control*, Vol.8, pp338-353, 1965
- [Zaf.11] J. Zafar, “Winding Short-Circuit Fault Modelling and Detection in Doubly-Fed Induction Generator based Wind Turbine Systems”, PhD Thesis
- [Zar.95] N.R.Zargary, G. Joos, “Performance Investigation of a Current-controlled Voltage regulated PWM Rectifier in rotating and stationary Frames,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.42, No.4, 1995, Pp396-401.
- [Zin.97] D.S. Zinger, E. Muljadi., “Annualized Wind Energy Improvement Using Variable Speeds,” *Journal de l’IEEE Industry Application Society*, Vol. 33, No. 2, novembre/décembre 1997. Pages: 1444 à 1447.

## Résumé :

Cette thèse traite de l'analyse et de la commande d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation (GADA).

Après un bref historique sur l'évolution de l'énergie éolienne, un état de l'art des ensembles convertisseurs-machines utilisés est dressé. Pour la partie mécanique de la turbine, une hélice à angle de calage variable est utilisée pour maximiser la puissance extraite.

Dans un deuxième temps, la modélisation et le contrôle de la GADA sont détaillés. Une commande vectorielle permettant un contrôle indépendant des puissances active et réactive statoriques est mise en œuvre. Ensuite, on passe par une recherche des techniques de contrôle, leur vérification en simulation, l'implantation des algorithmes sur une DSP et la réalisation d'un banc d'essais permettant d'émuler une authentique éolienne connectée à un réseau électrique en laboratoire.

Les différentes lois de commande élaborées en synthétisant des régulateurs linéaires de type PI ou non linéaires par mode de glissement sont testées et comparées.

Les résultats permettent d'identifier la commande directe des puissances comme celle devant être privilégiée par les constructeurs d'éoliennes à GADA. Alors que la commande indirecte donne une plus de souplesse à la commande du convertisseur côté rotor.

Dans la dernière partie, Nouvelles stratégies de contrôle permettant, par action électrique sur les convertisseurs rotoriques, de compenser efficacement ces différentes perturbations, l'intégration d'un système de stockage inertiel basé sur une MADA est également étudiée. Ce qui permet d'améliorer la qualité de l'énergie fournie et de participer potentiellement aux services systèmes sont étudiées.

**Mots clés :** Éolienne, machine asynchrone à double alimentation, modélisation, Commande vectorielle, mode de glissement, filtrage actif. Stockage inertiel

## Abstract:

This thesis deals with the analysis and control of a wind energy system based on double-fed asynchronous machines (DFIG).

After a brief historic of the evolution of wind turbines, the state of the art of used generators and their associated power electronics is presented. For mechanical part, a variable blade pitch wind turbine is used for maximal power extraction.

The second part depicts the model of variable speed constant frequency DFIG using back-to-back PWM voltage source converters and the corresponding control schemes, then we go through a search control techniques, its verification by simulation, the implementation the algorithms on DSP ,and achieving a montage to emulate an authentic wind turbine connected to a power grid in the laboratory.

Different control laws developed by synthesizing linear regulators PI or non-linear sliding mode are tested and compared. The results identify the direct control powers like that to be favored by a DFIG wind turbine manufacturers. While indirect control gives more flexibility to control the rotor-side converter.

In the last part, new control strategies action on the rotor converters is proposed, to effectively compensate for electric disturbances, the integration of a storage system based on an inertial DFIM is also studied. Thereby improving the quality of the supplied energy and the participation in services systems are studied.

**Keywords:** Wind turbine, double-fed asynchronous, modeling, vector control, sliding mode, Active Filter, inertial storage