

Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département de l'Electrotechnique

Cours :

Panier 2 Découverte

Commande des systèmes à ER

Master 2 Electrotechnique Industrielle

BELKACEM Sebti Université de Batna 2, Département
Electrotechnique 2020/2021

s.belkasem@univ-batna2.dz

Chapitre I : Commande Vectorielle d'une GADA

1. Introduction

Ces dernières années, il y a eu une évolution de la production d'électricité basée sur l'énergie éolienne. Cette source d'énergie s'est développée compte tenu surtout de la diversité des zones exploitables et du coût relativement intéressant.

Actuellement la plupart des éoliennes sont équipées d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), ceci est dû à plusieurs avantages. la génération à vitesse variable ($\pm 30\%$ autour de la vitesse du synchronisme), le contrôle découplé des puissances actives et réactives, la stabilité de l'angle rotorique, la réduction des contraintes mécaniques et le bruit acoustique, l'amélioration de la qualité de puissance et le faible coût.

2. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

2.1 Avantages

- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées.
- L'énergie éolienne est une énergie propre.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace. L'énergie éolienne possède d'autre part des atouts économiques certains.
- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont minimales.

2.2 Inconvénients

- La nature stochastique du vent a une influence sur la qualité de la puissance électrique produite, ce qui représente une contrainte pour le raccordement au réseau.
- Le coût de l'énergie éolienne reste plus élevé par rapport aux autres sources d'énergie classiques surtout sur les sites moins ventés.
- Le bruit : la source essentielle du bruit dans les éoliennes est le multiplicateur,

3. Modélisation d'un système de conversion d'énergie éolienne

Le système de conversion d'énergie éolienne étudié dans ce chapitre, est basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), qui fonctionne à des vitesses variables. Fig 1 présente la configuration étudiée. Schéma d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne. La turbine transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.

Le stator de la MADA est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté au réseau mais via deux convertisseurs statiques bidirectionnels triphasés commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), l'un en mode onduleur, l'autre en mode redresseur, mis en cascade à travers un bus continu (DC-Bus).

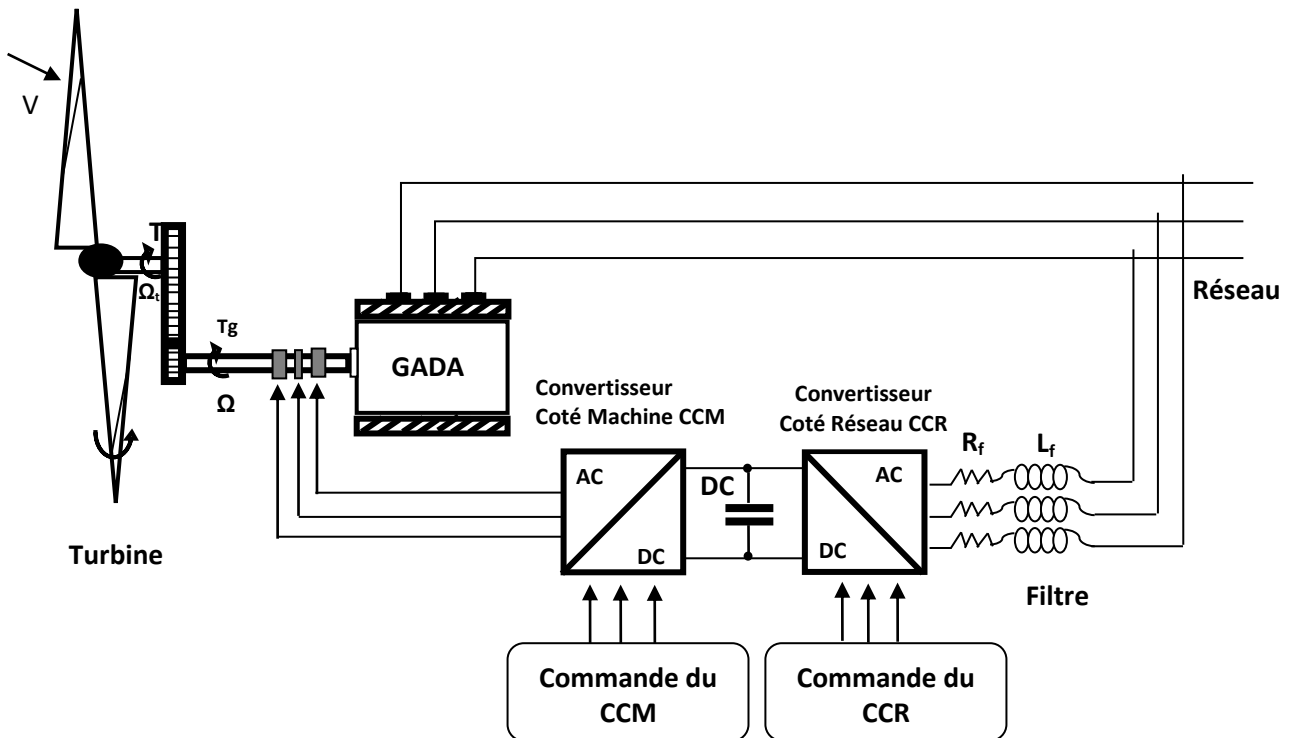


Figure.1 Système éolien basé sur une GADA

Sur le schéma précédent nous pouvons voir 2 convertisseur l'un est nommé CCM (convertisseur coté machine) et l'autre CCR (convertisseur coté réseaux) Une fois commandé le CCM va nous permettre de commander :

- le couple électromagnétique,
- la puissance active statorique de la MADA.

Quand au CCR il va nous permettre de commander :

- la tension du bus continu ;
- la puissance réactive échangées avec le réseau.

3.1 Modélisation de la GADA

La modélisation d'une GADA était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant.

3.2 Représentation de la GADA dans un repère triphasé (abc)

Les équations générales de la GADA dans un repère triphasé.

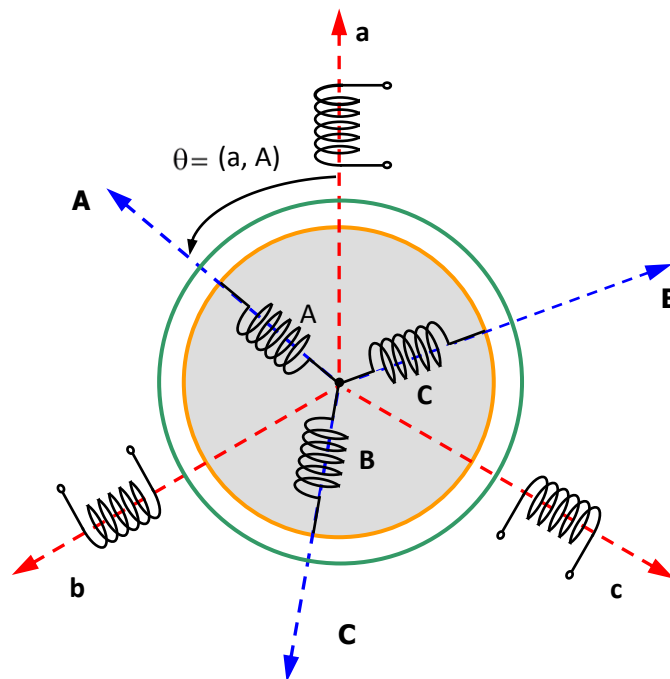


Figure. 2 : Représentation simplifiée de la MADA.

❖ Equations électriques

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement, on peut écrire :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{Avec: } [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} ; [V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{rA} \\ \varphi_{rB} \\ \varphi_{rC} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

❖ Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [M_{sr}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (2)$$

Les quatre matrices d'inductance s'écrivent : $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$

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

3.3.3 Passage de triphasé au biphasé (Transformation de Park)

la transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés en des enroulements statorique et rotorique biphasés orthogonaux, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système précédent.

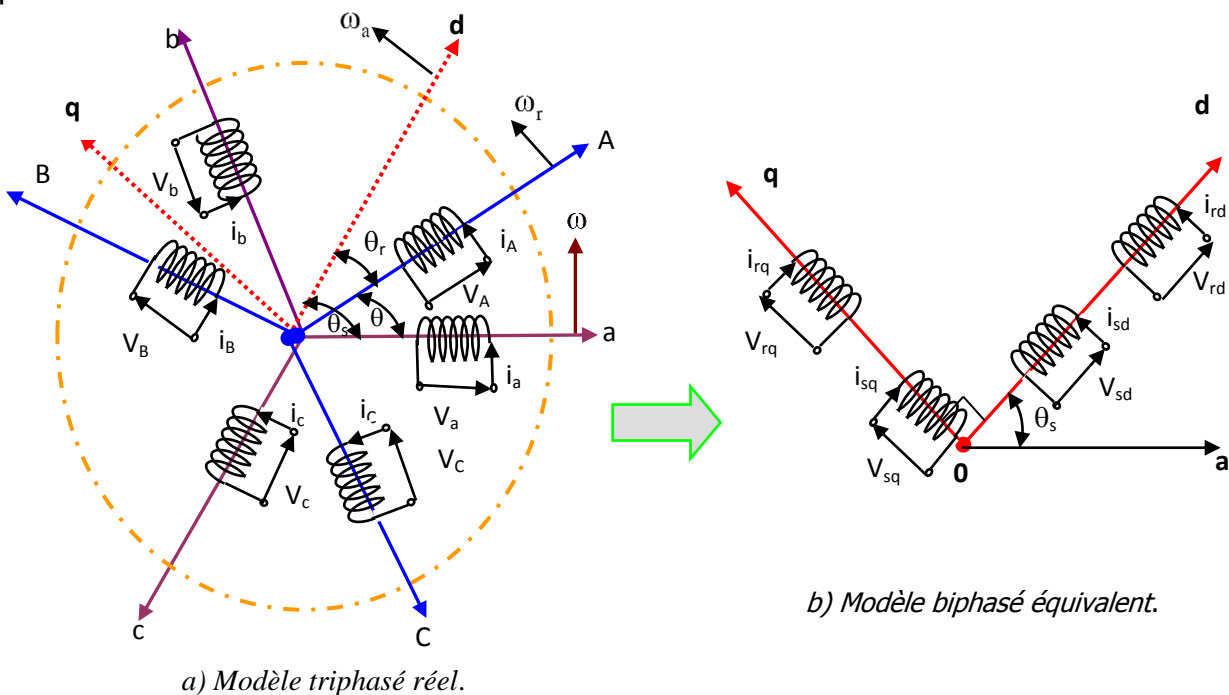


Figure. 3 Représentation de la machine GADA et sa machine biphasée équivalente.

Avec : θ est l'angle entre l'axe a et A, θ_r est l'angle du rotor entre A et d, θ_s est l'angle du stator entre a et d,

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

Cette matrice permet le passage des composantes Xabc du système triphasé aux composantes biphasées; avec Xabc peut être : un vecteur de tension, courant ou flux.

3. Représentation de la GADA dans repère biphasé (dq)

❖ Equations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (3)$$

❖ Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (4)$$

Expressions du couple électromagnétique

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rq} \varphi_{sd} - I_{rd} \varphi_{sq}) \quad (5)$$

4. Principe de la commande vectorielle de la GADA

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou

d'entrefer. Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directes et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique.

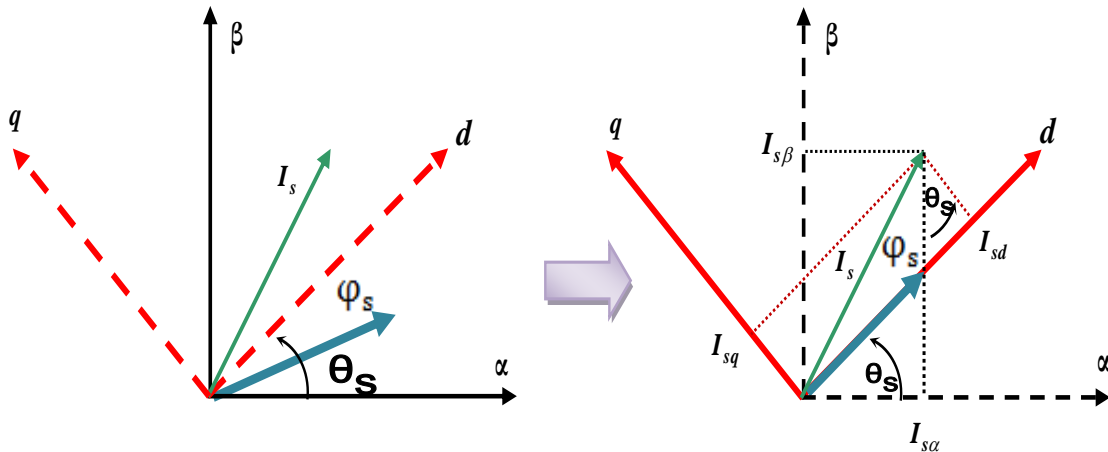


Figure.4 Orientation de flux statorique.

En adoptant l'hypothèse d'une résistance statorique R_s négligeables et dans le cas de l'orientation selon le flux statorique dans le référentiel (d,q) , on déduit :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

La composante d'axe d du courant rotorique I_{rd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant rotorique I_{rd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine. Le contrôle du couple ne dépend, dans ce cas, que de la composante d'axe q du courant rotorique I_{rq} .

L'équation 4 de flux statorique devient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (7)$$

Nous négligeons la résistance statorique dans les machines de fortes puissances, et que le réseau électrique est stable. Cette considération associée à l'équation 3 permet donc d'écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{d\varphi_s}{dt} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (8)$$

A partir de l'équation 7, on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = -\frac{M}{L_s} I_{rd} + \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (9)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices considérées dans notre cas donne :

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s &= \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{aligned} \quad (10)$$

On remplace l'équation 9 dans l'équation 7, l'expression des flux devient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{M \cdot V_s}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (11)$$

L'arrangement des équations donne les expressions des tensions rotoriques selon les courants rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (12)$$

Le schéma bloc représentant le modèle mathématique ainsi simplifié de la GADA est illustré dans la figure 5:

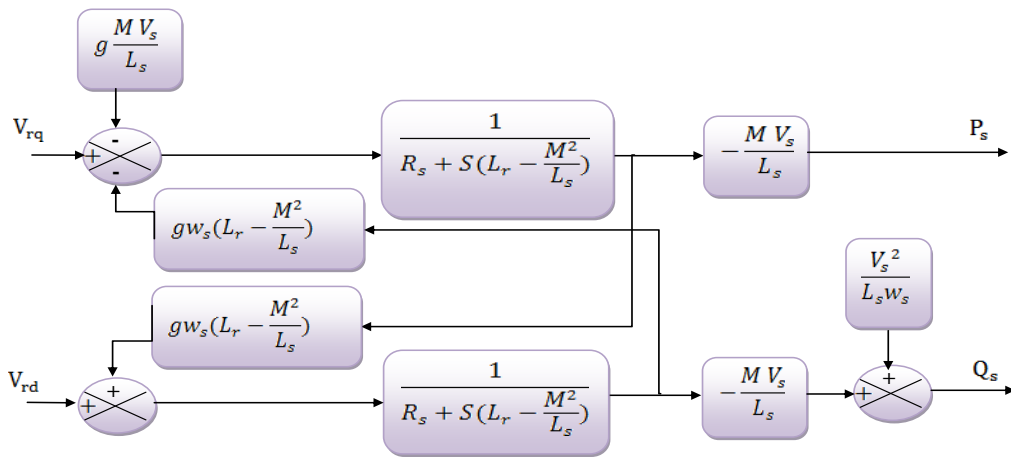


Figure.5 Modèle simplifié de la GADA.

4.1 Commande vectorielle directe des puissances

Dans cette méthode, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive statorique en utilisant deux régulateurs du type PI

La figure 6 représente le schéma bloc de la commande vectorielle directe du GADA:

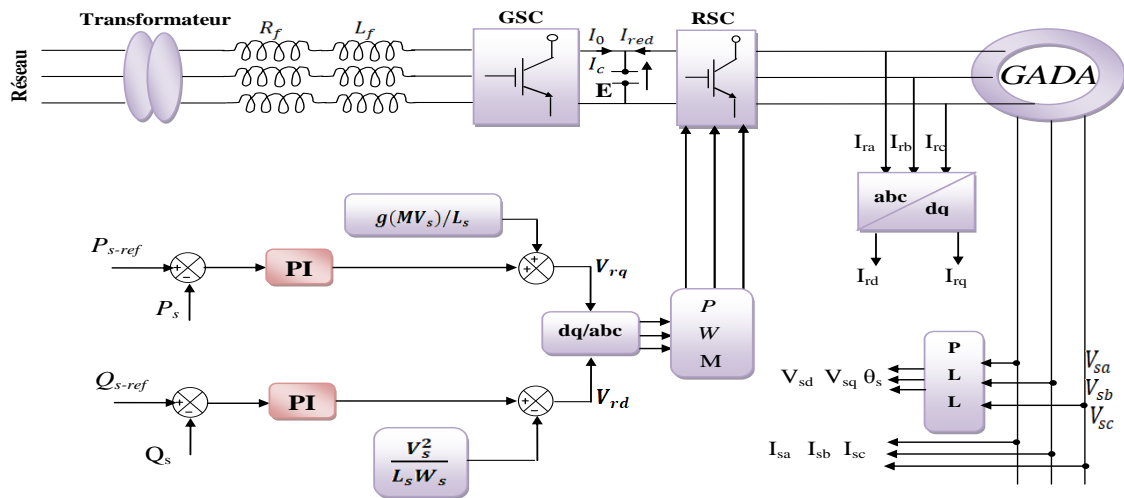


Figure 6. Commande vectorielle directe de la GADA.

4.2 Commande vectorielle indirecte des puissances active et réactive

4.2.1 Commande vectorielle indirecte sans boucles des puissances

Dans cette méthode en utilisant deux régulateurs du type PI. Les courants rotoriques I_{rq} et I_{rd} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s .

De l'équation 12, on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q . Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation:

$$\begin{cases} E_{rd} = g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ E_{rq} = -g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (13)$$

Puis, on a défini deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont:

$$\begin{cases} V_{rd1} = V_{rd} + E_{rd} \\ V_{rq1} = V_{rq} + E_{rq} \end{cases} \quad (14)$$

Le schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances est représenté par la figure .7.

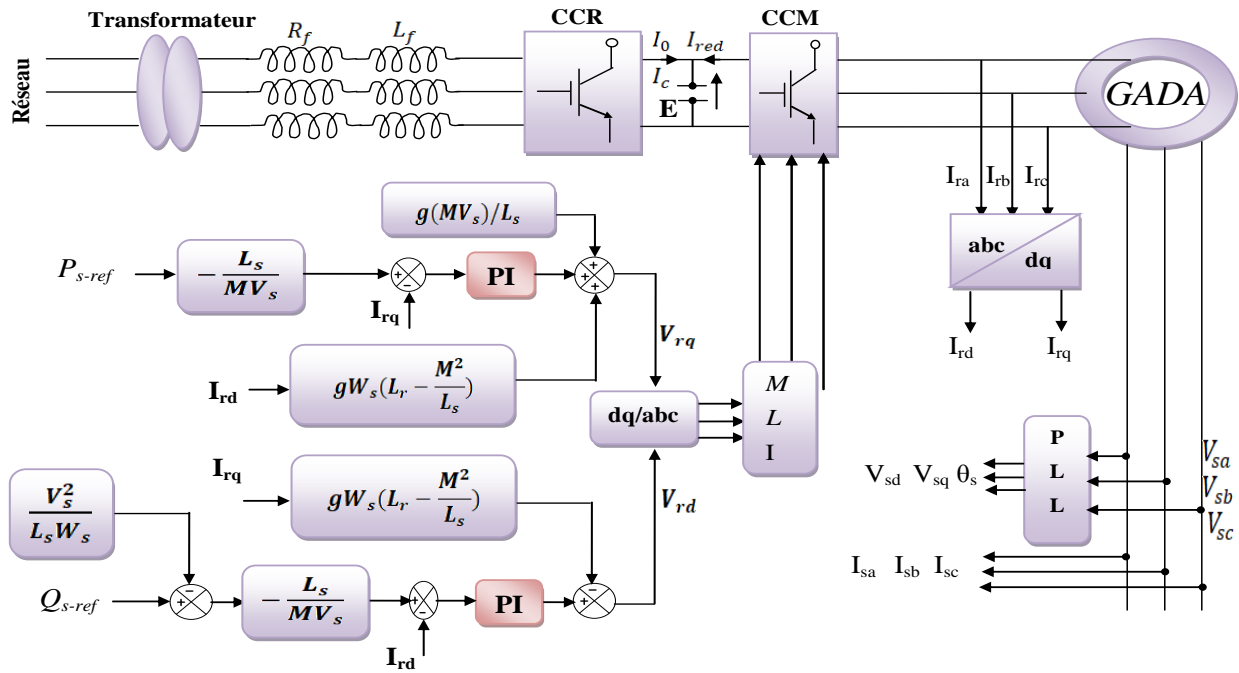


Figure 7. Commande vectorielle indirecte sans boucles de puissance.

La commande indirecte sans boucles des puissances consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes directes et en quadrature du courant rotorique par des régulateurs PI .

4.2.2 Commande vectorielle indirecte avec boucles de puissance

Nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en figure .8 sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance.

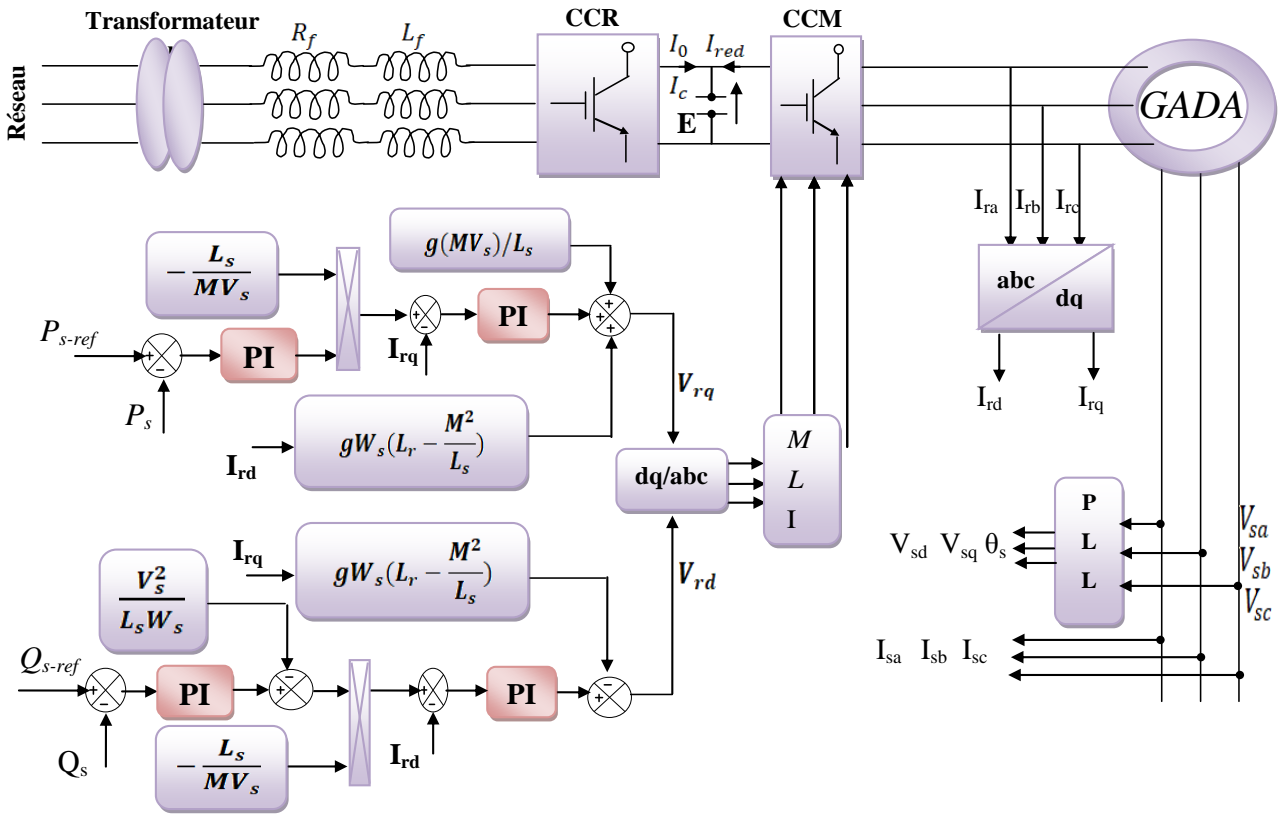


Figure 8. Commande indirecte avec boucle de puissance de la GADA.

5. Modélisation des convertisseurs statiques

5.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure. 9, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

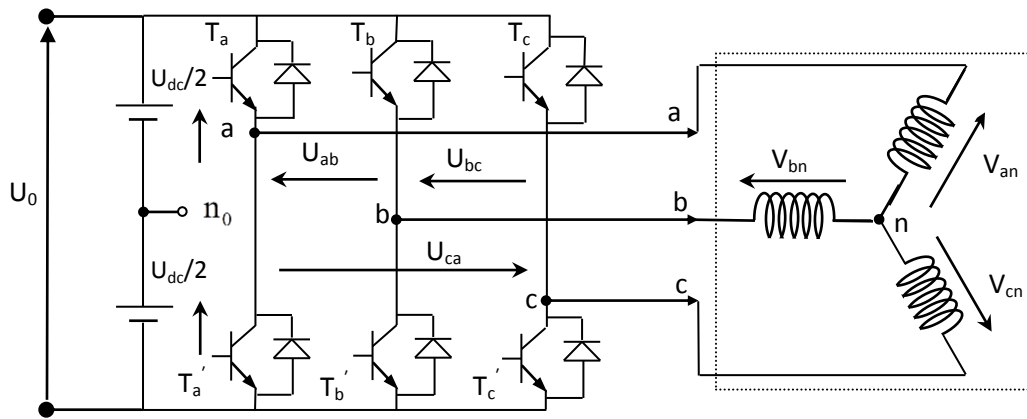


Figure. 9 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert, si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

La figure (10) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

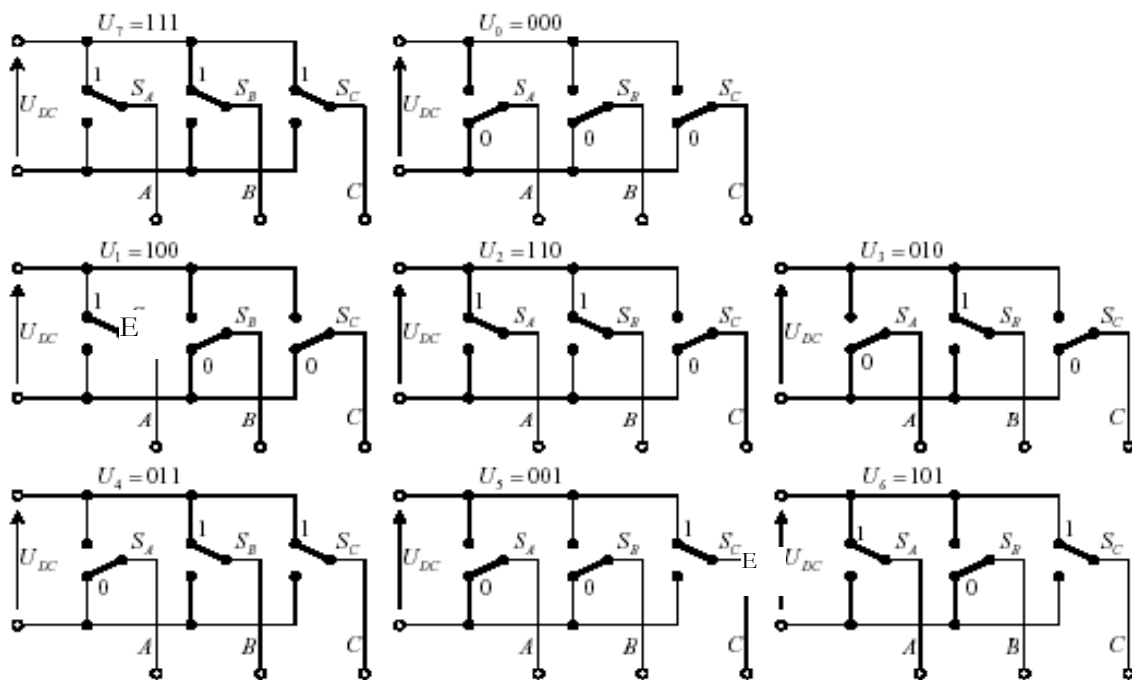


Figure. 10 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée les tensions phase neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

Appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (16)$$

5.1 Commande de L'onduleur

5.2 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence est illustrée par la Figure.11.

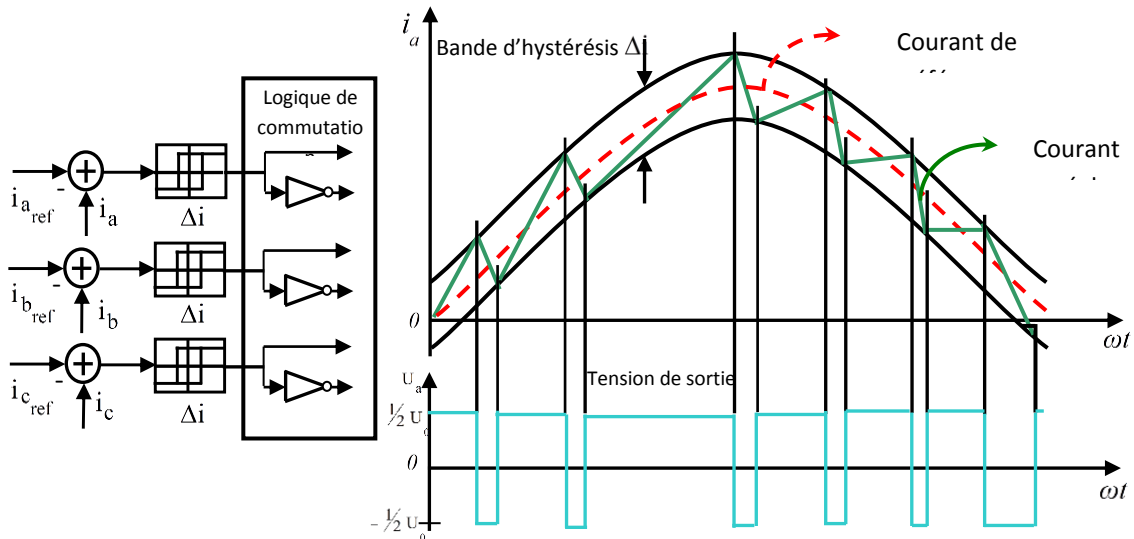


Figure. 11 : Illustration de la bande de courant à hystérésis.

5.3 Contrôle des tensions par MLI

La technique MLI, consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, Figure.12.

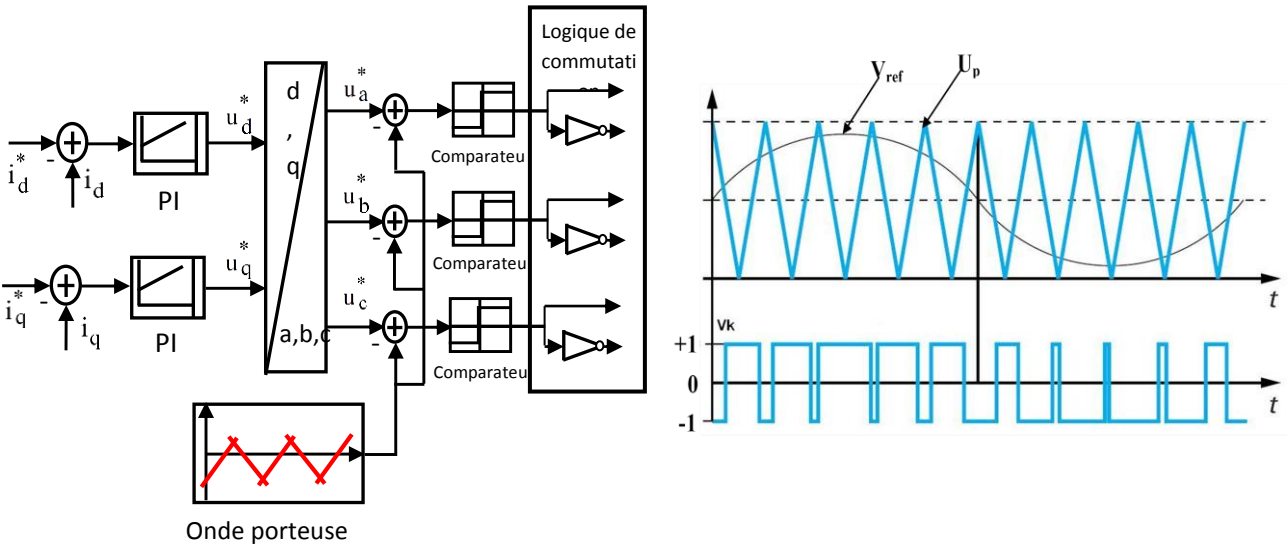


Figure. 12 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.

Chapitre II : Commande Vectorielle d'une GSAP

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

Soit la figure suivante qui illustre une éolienne à vitesse variable basée sur une **Générateur Synchrone à Aimants Permanents (GSAP)**.

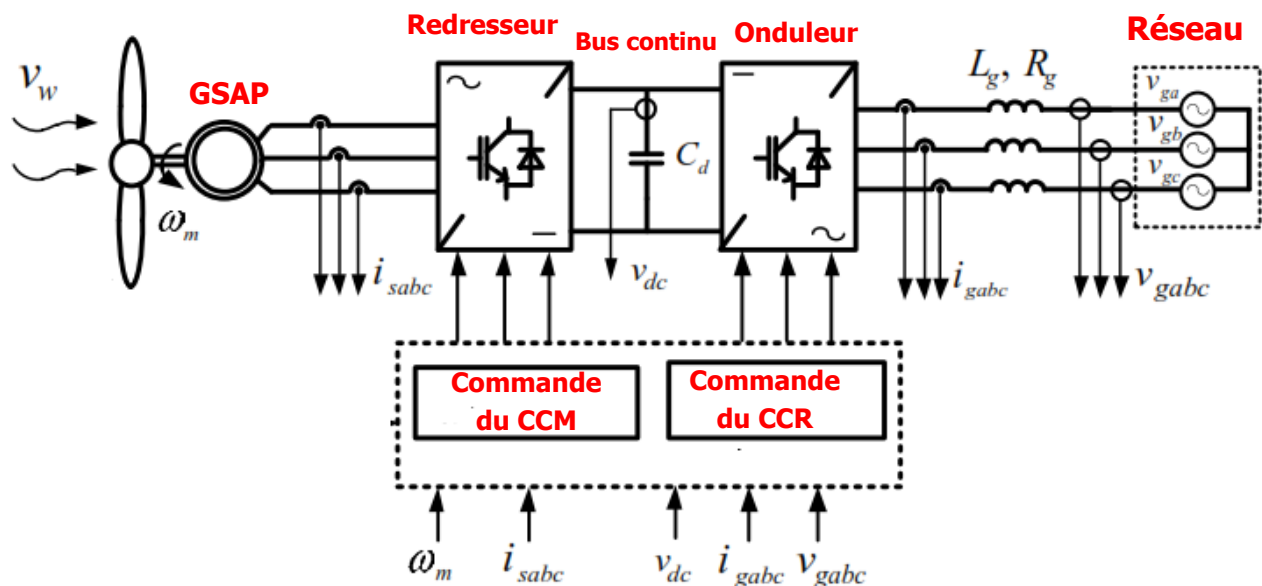


Figure. 1 Système éolien basé sur la GSAP.

Dans la configuration de la Figure. 1, un redresseur MLI est placé entre la génératrice et le bus continu, et la liaison au réseau est assurée par un onduleur MLI. L'avantage de cette configuration est l'utilisation de la commande vectorielle ce qui permet à la génératrice de fonctionner au voisinage du point optimal. Cependant, ces performances dépendent de la bonne connaissance des paramètres de la génératrice qui dépendent de la température et la fréquence.

2. Mise en équations du modèle de GSAP

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la **figure (2)**.

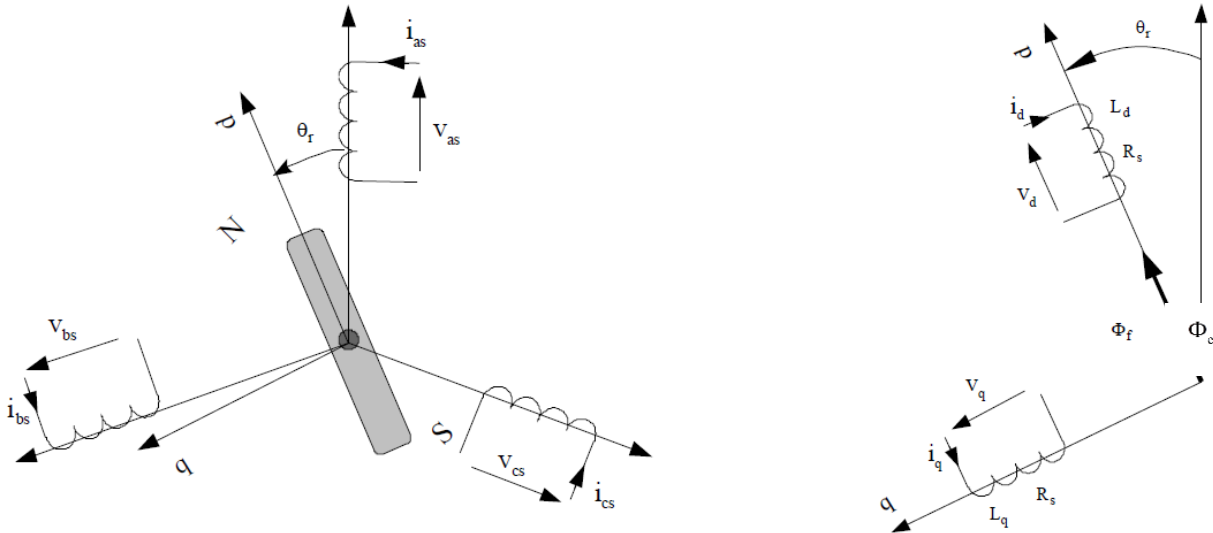


Figure. 2 : Représentation de la GSAP dans les repères triphasé (a, b, c) et diphasés (d-q)

On choisit le référentiel de park. (d,q) lié au rotor

3. Equations de Park de la machine.

3.1 Équations des tensions

Les composantes de la tension statorique sont données par :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s I_{sd} - \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + \omega_r \Phi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s I_{sq} - \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_r \Phi_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

3.2 Équations des flux

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_d I_{sd} - \Phi_e \\ \Phi_{sq} = L_q I_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

Où Φ_e est le flux d'excitation constant des aimants permanents

3.3. Équations du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression $C_e = (3/2)p [\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}]$

$$C_e = (3/2)p[\Phi_e I_{sq} - (L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}] \quad (3)$$

4. Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement en vitesse

4.1. Principe

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d. un modèle linéaire et découplé.

L'équation (7), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_{sd} et I_{sq} .

$$C_e = (3/2)p[\Phi_e I_{sq} - (L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}] \quad (7)$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_{sd} et I_{sq}).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_{sd} nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_{sq} .

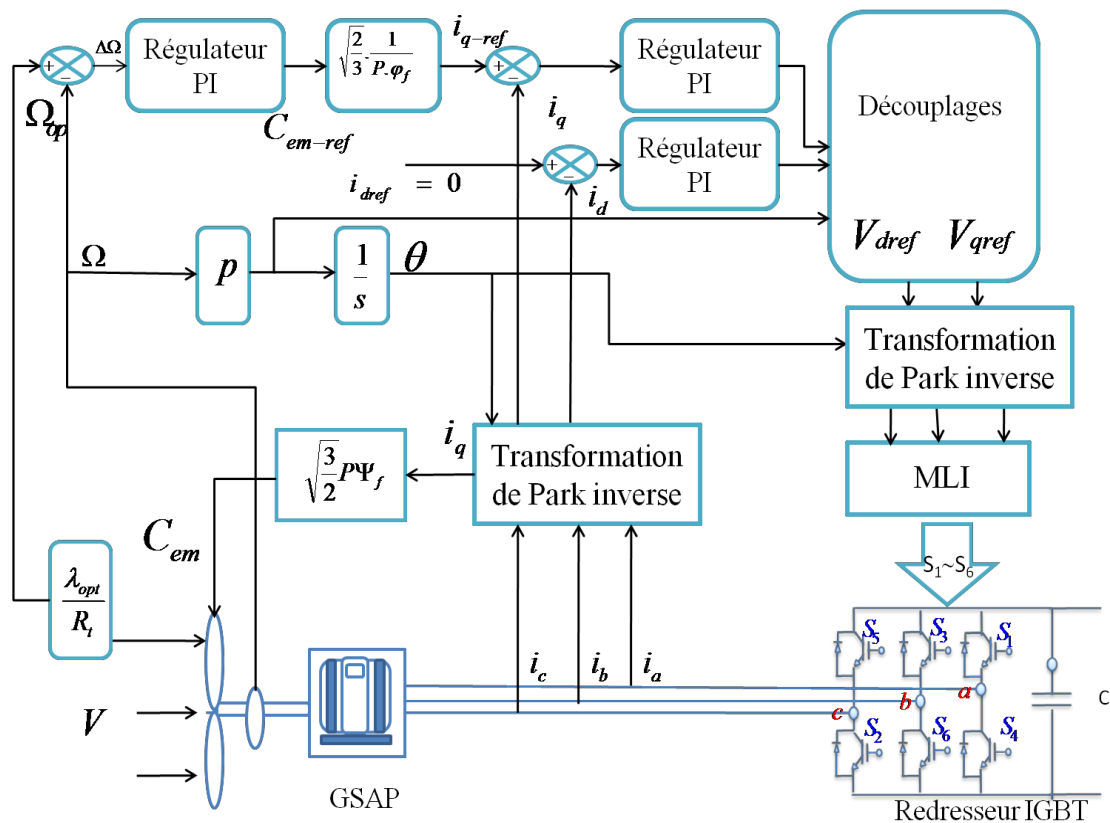


Figure (3) Représente le schéma bloc de la commande vectorielle de la GSAP

5. Description du système global

La structure de la commande est constituée de l'association d'une GSAP dans le repère (d, q). La référence du courant direct I_{d_ref} est fixé à zéro et la sortie du régulateur de la tension du bus continu constitue la consigne du couple.

Le couple dépend seulement du courant I_q . Alors, on peut contrôler le couple uniquement par la composante I_q , le couple de référence est issu de la régulation de la tension du bus continu. Les références des courant direct I_{d_ref} et I_{q_ref} sont comparées séparément aux courant réelle de la machine i_d et i_q les erreurs des courants sont appliqués à l'entrée des régulateurs classiques de type PI.

Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* et V_q^* Le système est muni d'une boucle de régulation de tension, qui permet de générer la référence de courant I_{q_ref} Par contre, le courant I_{d_ref} est nul dans ce cas. Les sorties du bloc de découplage V_d^* et V_q^* passent par une transformation biphasé vers triphasé ce qui nous donne les trois tensions de référence V_a^* , V_b^* , V_c^* de la commande MLI, et qui doivent être comparés avec porteuse triangulaire alternative pour générer les signaux logiques destinés à attaquer les semi-conducteurs du redresseur.

2.1.2. Commandes des courants avec découplage

Le régulateur utilisé pour le contrôle des courants direct et en quadrature est de type proportionnel intégral, le processus de régulation est présenté sur la figure 3. Le modèle mathématique de la GSAP peuvent être écrites sous les forme suivantes:

$$\begin{cases} V_{sd} = -(R_s + p \cdot L_d) \cdot I_{sd} + \omega_r \cdot L_q \cdot I_{sq} \\ V_{sq} = -(R_s + p \cdot L_q) \cdot I_{sq} - \omega_r \cdot L_d \cdot I_{sd} - \omega_r \cdot \Phi_e \end{cases} \quad (8)$$

L'analyse de ces équations montre l'existence de termes couplés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. Les équations précédentes permettent d'aboutir à deux systèmes linéaires, du premier ordre, à coefficient constants.

La **figure 4**, représente le couplage entre les axes d et q .

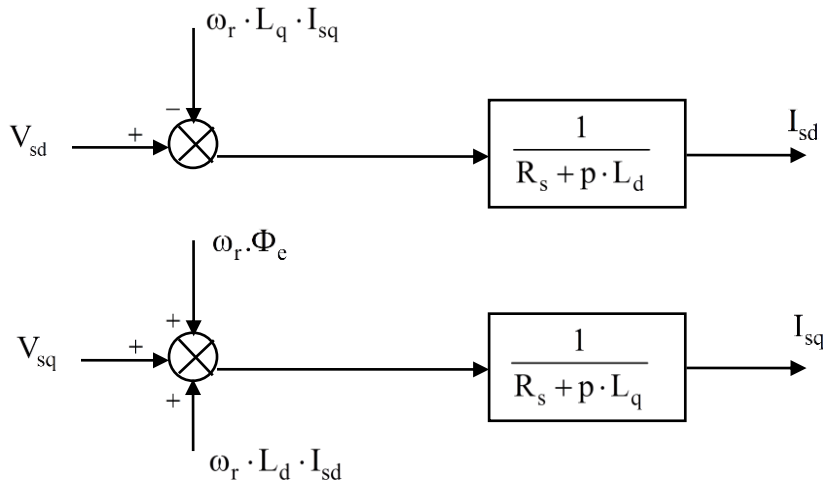


Figure 4. Description des couplages.

A partir des équations (8), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions. Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} V_{sd} = V'_{sd} + e_d \\ e_d = +\omega_r \cdot L_q \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (9)$$

Alors :

$$\frac{I_{sd}}{V'_{sd}} = \frac{1}{R_s + p \cdot L_d} \quad (10)$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_{sq} = V'_{sq} + e_q \\ e_q = -\omega_r \cdot L_d \cdot I_{sd} - \omega_r \cdot \Phi_e \end{cases} \quad (11)$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{sq}}{V'_{sq}} = \frac{1}{R_s + p \cdot L_q} \quad 12)$$

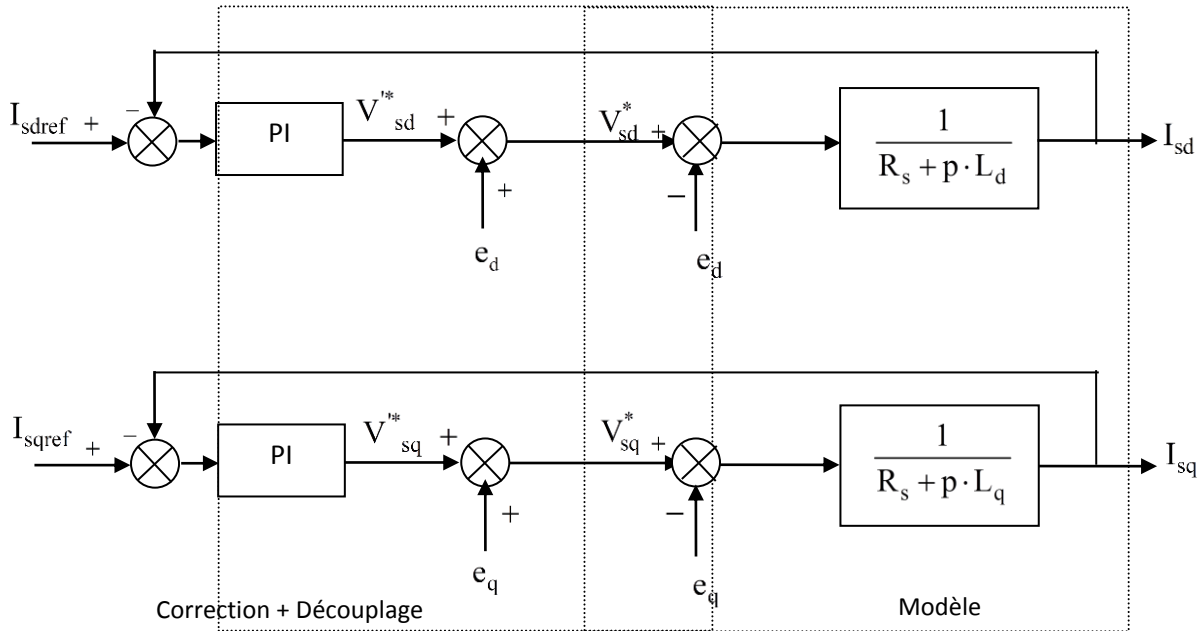


Figure 5 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

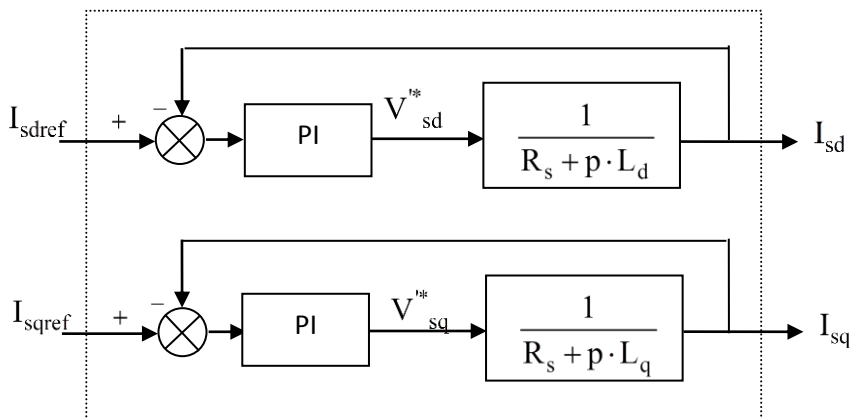


Figure.6 : Commande découplée.

Chapitre III : Commande DPC d'une GADA

Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) ou le contrôle direct de puissance (DPC) a été introduit. Dans le DTC, le flux et le couple sont contrôlés directement, tandis que dans la DPC, les puissances active et réactives sont contrôlées directement en sélectionnant une commande appropriée.

II.1 Algorithme de partitionnement de la commande DPC

La DPC (Direct Power Control) consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation, cette dernière est fondée sur l'erreur numérisée S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, fournie par les régulateurs à hystérésis à deux et à trois niveaux, aussi bien que sur la position angulaire de la tension estimée.

L'algorithme de partitionnement de la commande DPC est relativement simple avec trois blocs: la partie estimation des grandeurs à contrôler, ensuite les contrôleurs par hystérésis et enfin la table de sélection des vecteurs optimaux permet de donner les signaux nécessaires pour commander le convertisseur coté rotor:

- Bloc d'estimation : constitué de deux sous blocs;
 - Bloc de traitement: composé des sous-blocs algorithmique de la transformée de Park.
 - Bloc d'estimation: composé des sous-blocs algorithmique de calcul des puissances active et réactive ainsi que l'estimateur de la position de flux.
- Bloc de régulation : compose des sous-blocs algorithmiques des comparateurs à hystérésis.
- Bloc de modulation : composé d'un sous-bloc algorithmique de la table logique de commutation.

La figure III.1 présente le principe de fonctionnement de la commande DPC.

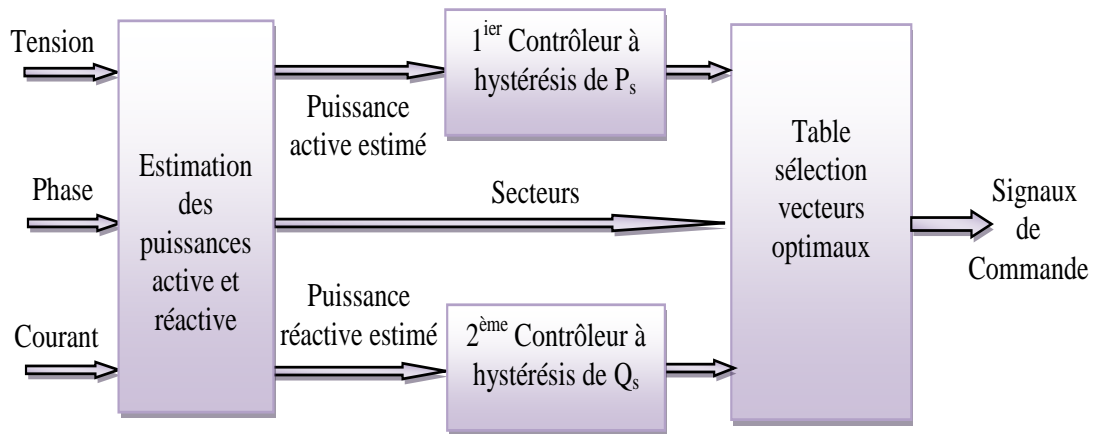


Fig.III.1: Algorithme de partitionnement de la commande DPC.

II.2 Avantages de la commande DPC

La commande DPC présente les avantages suivants:

- ✚ La stratégie de contrôle par DPC est insensible, dans sa version de base, aux variations paramétriques de la machine;
- ✚ Réduction du temps de réponse;
- ✚ Les changements de mode d'opération (flux constant; défluxage,...etc) ne posent généralement pas des problèmes complexes de commutation de l'algorithme;
- ✚ Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul;
- ✚ L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park rendent la réalisation de la commande DPC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique;

II.2.1 Commande DPC classique

Le principe du DPC est de contrôler directement la puissance active et réactive. Les contrôleurs utilisés sont des comparateurs d'hystérésis pour les erreurs instantanées de puissance active et réactive. La sortie des contrôleurs avec le secteur où se trouve la position du flux du stator principal constitue les entrées d'un tableau de commutation. Le plan complexe est divisé en six secteurs angulaires afin de déterminer la séquence de contrôle des puissances actives et réactives en ce qui concerne l'application d'un vecteur tension stator, (Fig.III.2).

L'emplacement du flux de stator dans le cadre de référence du rotor est indiqué par le numéro de secteur. Où les nombres binaires (0 et 1) montrent les états de commutation dans la séquence de phase (a, b, c). Lors de l'application du vecteur zéro, le choix entre V_0 (000) ou V_7 (111) dépend des branches du convertisseur commutation pendant les changements d'états,

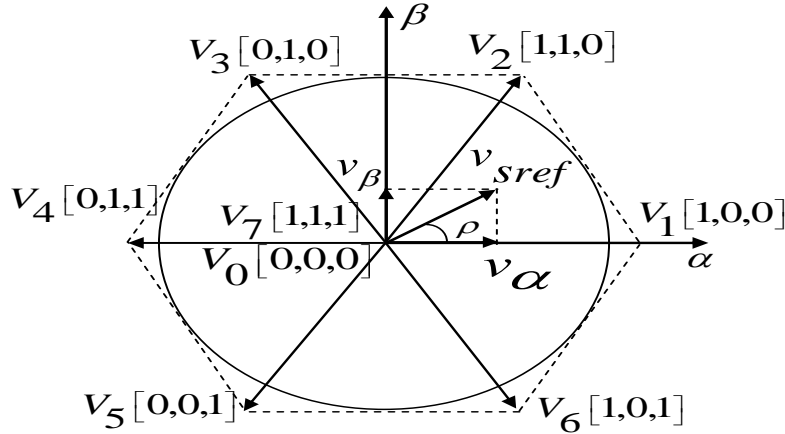


Fig.III.2: Représentation des vecteurs de tension.

II.2.1.1 Estimation de puissance instantanée

Les puissances active et réactive instantanée sont définies par le produit scalaire entre les courants et les tensions comme indique la relations III.1.

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(V_{s\alpha}I_{s\alpha} + V_{s\beta}I_{s\beta}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(V_{s\beta}I_{s\alpha} - V_{s\alpha}I_{s\beta}) \end{cases} \quad \text{III.1}$$

II.2.1.2 Comparateur à hystérésis

Les équations de flux sont données par:

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha}^r = \int_0^t (V_{s\alpha}^r - R_s^r I_{s\alpha}^r) dt \\ \varphi_{s\beta}^r = \int_0^t (V_{s\beta}^r - R_s^r I_{s\beta}^r) dt \end{cases} \quad \text{III.2}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi_s^r| = \sqrt{\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2} \quad \text{III.3}$$

Le secteur N_i dans lequel se situe le vecteur $\overline{\varphi_{r\beta}}$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$. L'angle ρ_r du flux φ_r est égal à :

$$\rho_r = \arctan\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \quad \text{III.4}$$

Pour générer les états de commutation des puissances active et réactive, les erreurs passent par les contrôleurs d'hystérésis à deux et trois niveaux S_p (0,1) et S_q (1,0, -1), [70]. Les erreurs de puissance active et réactive sont estimées comme suit:

$$\begin{cases} P_{s_error} = P_{s_ref} - P_s \\ Q_{s_error} = Q_{s_ref} - Q_s \end{cases} \quad \text{III.5}$$

A) Régulateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle des puissances que dans un seul sens de rotation.

La figure III.3 montre le régulateur à hystérésis à deux niveaux de la puissance active.

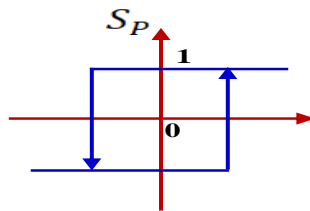


Fig.III.3: Régulateur à hystérésis à deux niveaux.

B) Régulateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour une puissance positive ou négative.

La figure III.4 montre le régulateur à hystérésis à trois niveaux de la puissance réactive.

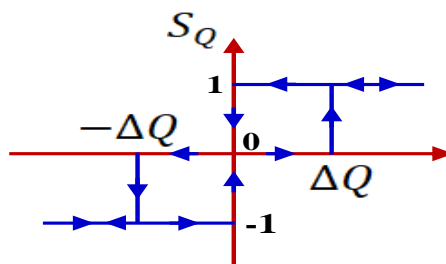


Fig.III.4: Régulateur à hystérésis à trois niveaux.

II.2.1.3 Élaboration de la table de commutation

Les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis, dont les sorties (S_p et S_q) sont mises à 1 lorsqu'il faut

augmenter la variable de contrôle (P ou Q) et à 0 lorsque la variable de contrôle doit rester inchangée ou doit diminuer.

Le tableau III.1 présente la sélection du vecteur approprié appliqué au convertisseur côté rotor. Ce tableau permet de contrôler la puissance active et réactive échangée avec le réseau.

S_p		1			0		
S_q		-1	0	1	-1	0	1
ρ_s	1	V_6	V_0	V_2	V_5	V_7	V_3
	2	V_1	V_7	V_3	V_6	V_0	V_4
	3	V_2	V_0	V_4	V_1	V_7	V_5
	4	V_3	V_7	V_5	V_2	V_0	V_6
	5	V_4	V_0	V_6	V_3	V_7	V_1
	6	V_5	V_7	V_1	V_4	V_0	V_2

Tab.III.1: Table de commutation de la DPC.

La structure détaillée du contrôle classique directe de puissance de GADA est illustrée à la figure III.5.

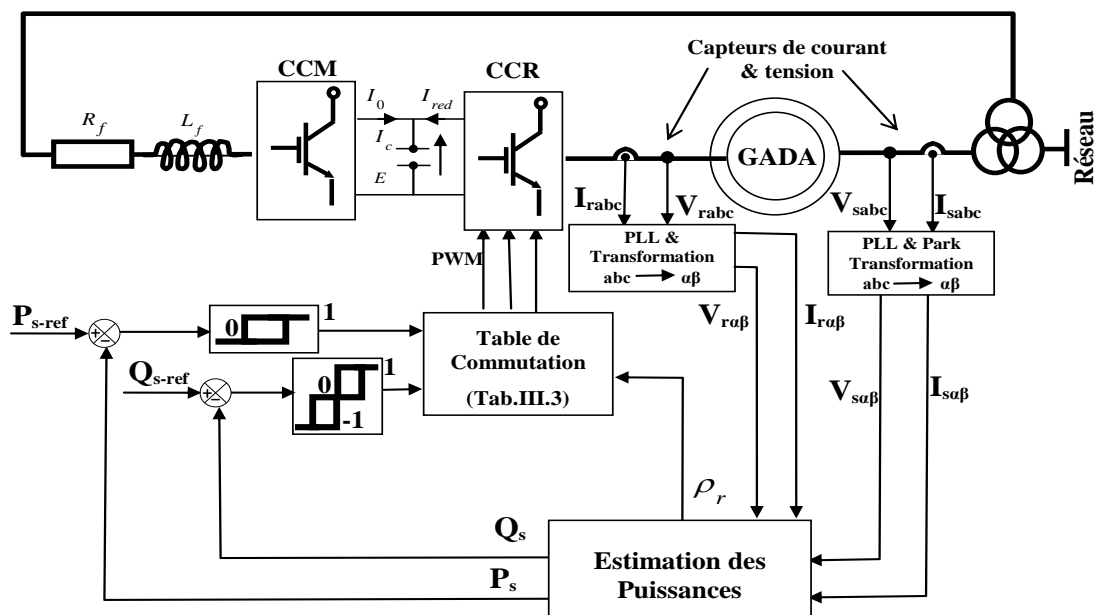


Fig.III.5: Schéma de contrôle DPC de la GADA.