

# *Chapitre II*

*Modélisation de la  
chaîne éolienne.*

## II.1 Introduction

Ce chapitre présente la modélisation des différents éléments d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent.

La première partie est consacrée à la modélisation du système de conversion d'énergie cinétique en énergie mécanique (vent, turbine, multiplicateur) et sa commande MPPT pour extraire le maximum de puissance du vent.

Dans la deuxième partie nous verrons la modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent, des convertisseurs de puissance puis du bus continu.

## II.2 Structure générale de la chaîne de conversion étudiée

Le système de conversion de l'énergie éolienne étudié est représenté sur la figure (II.1),

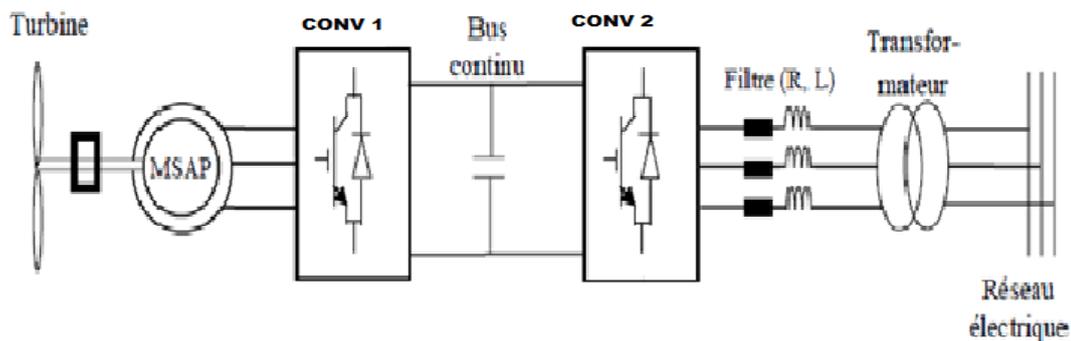


Figure II.1: Chaîne de conversion utilisée.

Cette structure comprend, outre la génératrice synchrone à aimants permanents, un redresseur *conv 1*, un bus continu, un onduleur *conv 2*, une liaison au réseau via un filtre ( $R, L$ ), et un transformateur. Dans la structure de commande, le contrôle de la génératrice en couple est assuré par le redresseur *conv 1* et l'onduleur à *conv 2* permet de contrôler la tension du bus continu, la puissance réactive, et de synchroniser l'ensemble au réseau [43].

Cette structure nous offre une possibilité de découplage du fonctionnement de la génératrice et la gestion de l'injection de puissance dans le réseau électrique. On peut donc opérer l'ensemble en deux parties. Une partie englobe la turbine et la génératrice commandée par le convertisseur côté génératrice (CCG), l'autre partie concerne la connexion au réseau électrique à travers

l'onduleur *conv 2* jouant le rôle du convertisseur côté réseau (CCR). Cette étude différenciée par commodité sera détaillée dans la suite de notre travail.

### II.3 Modèle du vent

Le vent est une ressource naturelle et inépuisable, cependant son caractère aléatoire rend son exploitation complexe. Les soudaines variations de vitesse, donc de puissance, posent des défis à relever d'un point de vue mécanique pour la résistance des composants et d'un point de vue de contrôle car la puissance générée varie grandement.

Dans cette étude, nous avons représenté l'évolution de la vitesse du vent, par une fonction scalaire qui évolue dans le temps, modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques, conformément à [43] :

$$V(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3\omega t) + 1.5 \sin(5\omega t) - 1.25 \sin(10\omega t) + \sin(30\omega t) + 0.5 \sin(50\omega t) + 0.25 \sin(100\omega t) \quad (II.1)$$

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

### II.4 Modélisation de la turbine éolienne

Afin de modéliser la turbine, nous nous appuyerons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposerons que [44]

- ✓ Les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc la même inertie, la même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air;
- ✓ Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- ✓ La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales, et donc une égalité de toutes les forces de poussée ;
- ✓ Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable ;
- ✓ La vitesse de la turbine étant très faible, donc les pertes par frottement de la turbine sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

La puissance du vent comme on l'a vu dans le chapitre précédent est définie comme suit :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (II.2)$$

Avec :

$S$  : Surface balayée par les pales ( $m^2$ ).

$\rho$  : Densité volume de l'air ( $1.225k_g / m^3$ )

$v$  : Vitesse du vent ( $m / s$ )

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_t = C_p \cdot P_v = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (II.3)$$

Où  $C_p$  est le coefficient de performance (rendement) ou coefficient de puissance de la turbine. Il dépend de la caractéristique de la turbine.

$\beta$  : Angle d'orientation des pâles en degré.

$\lambda$  : Rapport de vitesse définie par  $\lambda = \frac{R\Omega_t}{v}$ .

$R$  : Rayon de la turbine ( $m$ ).

$\Omega_t$  : Vitesse de rotation de la turbine ( $rad / s$ )

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

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = C_c(\beta, \lambda) \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^3 v^2}{2} \quad (II.4)$$

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} \quad (II.5)$$

Avec  $C_c$  : Coefficient du couple.

- **Modèle analytique du coefficient de puissance**

Le coefficient de puissance  $C_p$  dépend du nombre de pâles du rotor et de leurs formes géométrique et aérodynamique (longueur et profil des sections). Celles-ci sont conçues en fonction des caractéristiques du site, de la puissance nominale souhaitée, du type de régulation (en pitch ou par décrochage) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable) [45].

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour modéliser le coefficient  $C_p$  et différentes expressions ont été proposées [46].

Dans notre travail, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  dont l'expression a pour origine les travaux de Siegfried Heier. Ce dernier présente à la référence [46] une formule analytique pour le calcul de  $C_p = f(\lambda, \beta)$  pour des éoliennes à rotation rapide à 2 ou 3 pales basée sur des données expérimentales. Cette expression empirique est donnée par :

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.259.\lambda + 0.0865.\lambda^2 - 0.221.\lambda^3 \quad (II.6)$$

#### II.4.1 Modélisation de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur  $R$ . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_t$ , relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique à une vitesse  $\Omega_g$ .

Sur la base des hypothèses simplificatrices mentionnées dans la section II.4 .on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure II.2, [47].

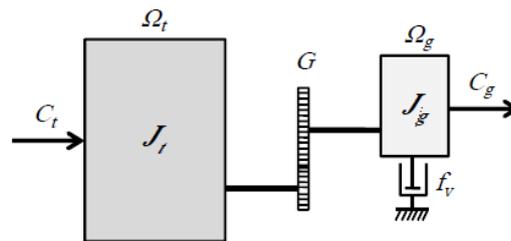


Figure II.2 : Modèle mécanique de la turbine.

Avec :

$J_t$  : Le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne,

$J_g$  : Le moment d'inertie de la génératrice,

$f_v$  : Le coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,

$C_g$  : Le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice après multiplicateur,

$\Omega_g$  : La vitesse de rotation de la génératrice.

$G$  : Le gain du multiplicateur de vitesse.

### II.4.2 modélisation du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la *GSAP* (arbre rapide). Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain  $G$ . L'élasticité et les frottements du multiplicateur sont négligés; ainsi les pertes énergétiques dans celui-ci sont considérées comme étant nulles. Le couple aérodynamique de la turbine éolienne est divisé par le rapport du multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur.

Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement relations suivantes :

$$G = \frac{\Omega_g}{\Omega_t} \quad (II.7)$$

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (II.8)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (II.9)$$

$C_g$  : Couple issu du multiplicateur.

$G$  : Gain du multiplicateur de vitesse.

$C_t$  : Couple de la turbine.

### II.4.3 Modèle de l'arbre de transmission

La liaison entre la turbine et la partie électrique de l'éolienne est représentée ici par l'intermédiaire de l'équation du mouvement. Plusieurs modèles du comportement mécanique de l'arbre de l'éolienne, sont proposés dans la littérature, [42]. La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie  $J_t$  et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale  $J$  constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice  $J_g$  :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (II.10)$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. A titre illustratif, pour une éolienne General Electric de 1.5MW, le poids du rotor de la turbine pèse 23 tonnes [49].

D'après la figure II.2, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{méc} = C_g - C_{em} - C_f \quad (II.11)$$

Donc, l'évolution de la vitesse mécanique  $\Omega_g$  dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice  $C_{méc}$  qui est la résultante du couple de la turbine après multiplicateur, le couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$  et le couple de frottement visqueux  $C_f$  donné par la relation :

$$C_f = f_v \Omega_g \quad (II.12)$$

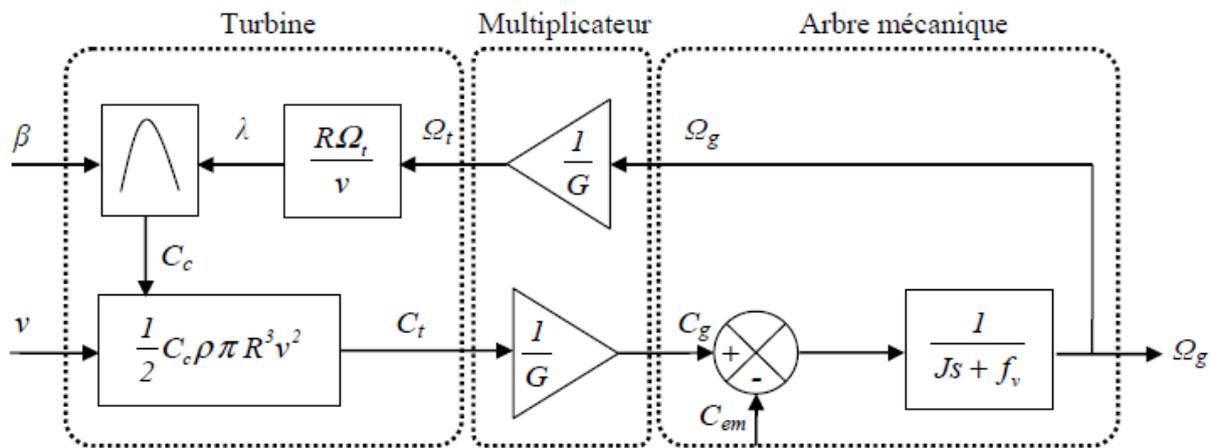


Figure II.3 : Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.

Le schéma bloc de la figure II.3 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_g$  de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales  $\beta$ , soit sur le couple électromagnétique  $C_{em}$  de la GSAP. La vitesse du vent  $v$  est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

## II.5 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelque *MW*. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé de la production de l'électricité. Parmi les différents types de machine synchrone alternative, on trouve la machine synchrone à aimant permanent *MSAP* devenue un choix très populaire dans la technologie de la production éolienne au cours des dernières années en raison de certaines de ses propres caractéristiques avantageuses [50].

### II.5.1 Composition de la MSAP

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor tourne autour de l'axe de symétrie de la machine Figure II.4. Dans les encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $2/3\pi$  [51]. La structure du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu, ou par un aimant permanent. La roue est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants. Il sera admis que pour cette dernière structure, la machine pourrait être munie d'enroulements amortisseurs qui ont pour rôle:

- Permettent à la machine de s'opposer à des régimes de déséquilibres.
- Augmenter le couple électromagnétique.

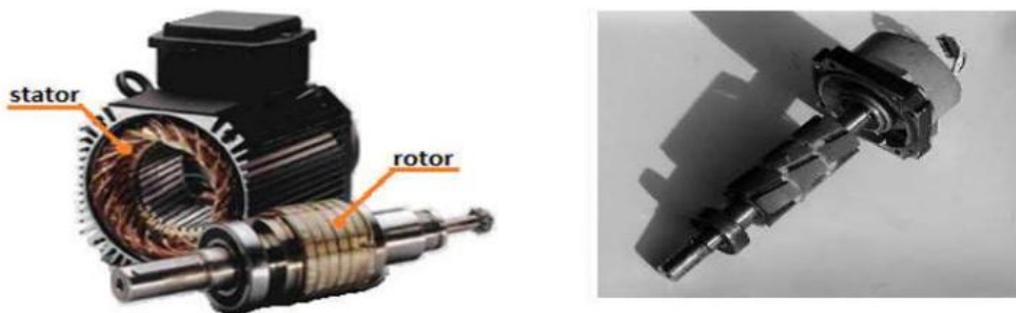


Figure II.4 : La constitution de la MSAP.

#### II.5.1.1 Le stator

D'une vision électrique, le stator d'une MSAP est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée. Il se compose d'un noyau feuilleté ayant la forme d'un cylindre vide et comportant des encoches dans lesquelles sont logés les conducteurs d'un enroulement triphasé. L'enroulement est toujours raccordé en étoile ou triangle et le neutre est accessible pour permettre sa mise à la terre.

### II.5.1.2 Le rotor

Si l'on fait tourner le rotor, les lignes de flux produites par les pôles des aimants balayent les trois enroulements du stator et induisent dans ceux-ci des tensions triphasées. Les rotors sont à pôles saillants ou à pôles lisses selon qu'ils sont entraînés à basse vitesse par des turbines hydrauliques ou à haute vitesse par des turbines à vapeur.

### II.5.2 Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la *MSAP* obéit à certaines hypothèses essentielles simplificatrices [52].

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le FMM créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé au stator. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

### II.5.3 Équations électriques dans un repère naturel

Les équations de tensions des phases statorique servent au point de départ pour l'élaboration du modèle dynamique de la *MSAP*. La structure électrique d'une *MSAP* triphasée est constituée un stator (enroulement triphasé) représenté par les trois axes (a, b, c) décalés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de  $120^\circ$  électrique.

Les tensions s'expriment en fonction des courants et des flux par les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

$[V_a \quad V_b \quad V_c]^T$  : Vecteur tension des phases statoriques.

$[I_a \quad I_b \quad I_c]^T$  : Vecteur courant des phases statoriques.

$[\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$  : Vecteur des flux traversant les bobines statoriques.

$R_s$  : La résistance des phases statoriques.

Dans ces équations  $\phi_n$  correspond au flux magnétique total induit à travers chacun des bobinages (abc). Le flux total dans chaque phase peut être écrit par les équations qui suivent:

$$\begin{cases} \phi_a = \phi_f \cos(p\theta) \\ \phi_b = \phi_f \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_c = \phi_f \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.14)$$

Les enroulements statoriques de la MSAP considérée sont connectés en étoile à neutre isolé, d'où la somme instantanée des courants statoriques est nulle et il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle n'intervient pas dans le couple [53]. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

#### II.5.4 Passage au repère de Park

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $\frac{3p}{2}$  en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $\frac{p}{2}$  et situées sur le rotor.

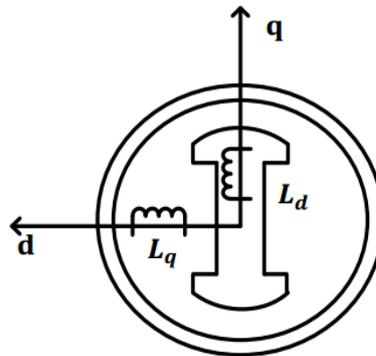


Figure II.5 : Représentation de la MSAP dans le repère dq de Park.

Les deux bobines  $dq$ , tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère  $dq$ , nous permettent de passer du repère naturel au repère de Park comme montre dans la Figure II.6, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la MSAP.

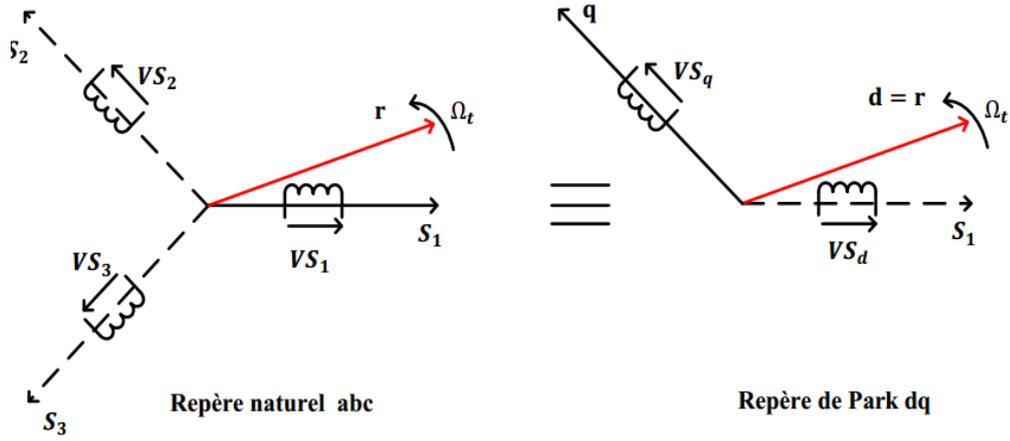


Figure II.6 : Passage du repère naturel abc du stator au repère dq de Park.

En appliquant la transformation de Concordia défini par (II.15, II.16) :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

Avec :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (II.13), on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Si  $\theta$  est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator, nous avons :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} + \theta p \left( \frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = p(-\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(-\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$[V_d, V_q, I_d \text{ et } I_q]$  Sont les composantes directe et en quadrature de tension et de courant,

$[\phi_d \text{ et } \phi_q]$  : Sont les composantes directe et en quadrature du flux.

### II.5.5 Équations magnétiques

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des enroulements,  $\phi_d$  et  $\phi_q$  sont fonctions linéaires des courants  $I_d$  et  $I_q$ .

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (II.19)$$

$L_d, L_q$  sont les inductances directe et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de  $\theta$ .

$\phi_f$  Représente le flux des aimants. En remplaçant les expressions des flux dans l'équation (II.17), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega p \left( \frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

Où,  $\omega = p\Omega_r$ ,  $p$  c'est le nombre de paires de pôles et  $\Omega_r$  la vitesse angulaire du rotor.

Soient  $e_d, e_q$  les composantes directe et en quadrature de F.E.M. données par :

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = p\phi_f\Omega_r \end{cases} \quad (II.21)$$

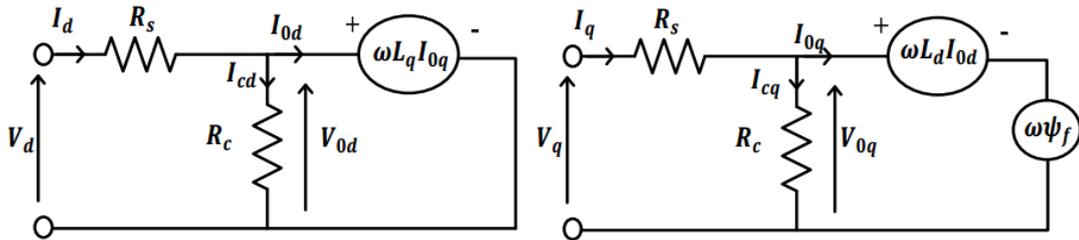


Figure II.7 : Circuit équivalent de MSAP.

En utilisant la convention génératrice; on inverse le sens des courants dans les repères de Park comme montré dans la Figure II.8 et le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents ainsi obtenu peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_d = -R_s I_d - L_d \frac{dI_d}{dt} + \omega L_q I_q \\ V_q = -R_s I_q - L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega(L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.22)$$

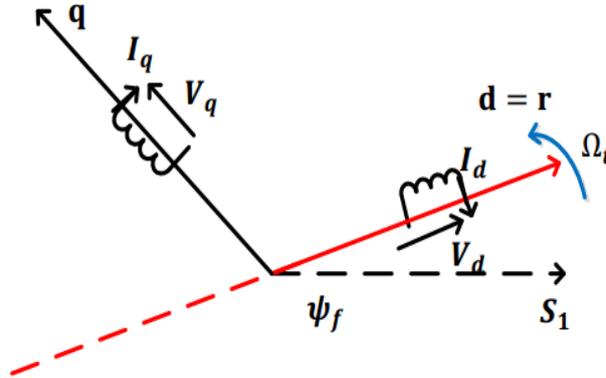


Figure II.8 : Modèle de Park pour la GSAP.

### II.5.6 Puissance et couple électromagnétique

La puissance est exprimée par la relation suivante :

$$P_s = V_d I_d + V_q I_q \quad (II.23)$$

$$P_s = R_s (I_d^2 + I_q^2) + (I_d \frac{d}{dt} \phi_d + I_q \frac{d}{dt} \phi_q) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (II.24)$$

$R_s (I_d^2 + I_q^2)$  : Représente la puissance dissipée en pertes Joule dans les enroulements du stator.

$(I_d \frac{d}{dt} \phi_d + I_q \frac{d}{dt} \phi_q)$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$  : Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$\omega = p\Omega_t, P_s = C_{em}\Omega_t \quad (II.25)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = p(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (II.26)$$

On peut l'écrire aussi sous la forme [II.20, II.21] :

$$C_{em} = p(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \phi_f p \quad (II.27)$$

### II.5.7 Équation mécanique

La dynamique de la machine est donnée par l'équation de mouvement suivante :

$$C_{tr} - C_{em} - F\Omega_g = J \frac{d}{dt} \Omega_g \quad (II.28)$$

## II.6 Modélisation et commande des convertisseurs de puissance

Les convertisseurs de tension utilisés sont représentés dans la figure II.9, [54]. Chaque convertisseur comprend six transistors et de six diodes. Les transistors ( $K_i, K'_i, i = \{1 \rightarrow 3\}$  et  $T_j, T'_j, j = \{1 \rightarrow 3\}$ ) sont en antiparallèle avec les diodes de roue libre ( $D_i, D'_i, i = \{1 \rightarrow 3\}$  et  $D_j, D'_j, j = \{1 \rightarrow 3\}$ ) respectivement.

Le pilotage des deux convertisseurs est assuré par les signaux logiques  $S_i$  ( $i = \{1 \rightarrow 3\}$ ) et  $C_j$  ( $j = \{1 \rightarrow 3\}$ ).

- $S_i = 1$  correspond  $K_i$  à passant et  $K'_i$  ouvert
- $S_i = 0$  correspond  $K_i$  à ouvert et  $K'_i$  passant
- $C_j = 1$  correspond  $T_j$  à passant et  $T'_j$  ouvert
- $C_j = 0$  correspond  $T_j$  à ouvert et  $T'_j$  passant

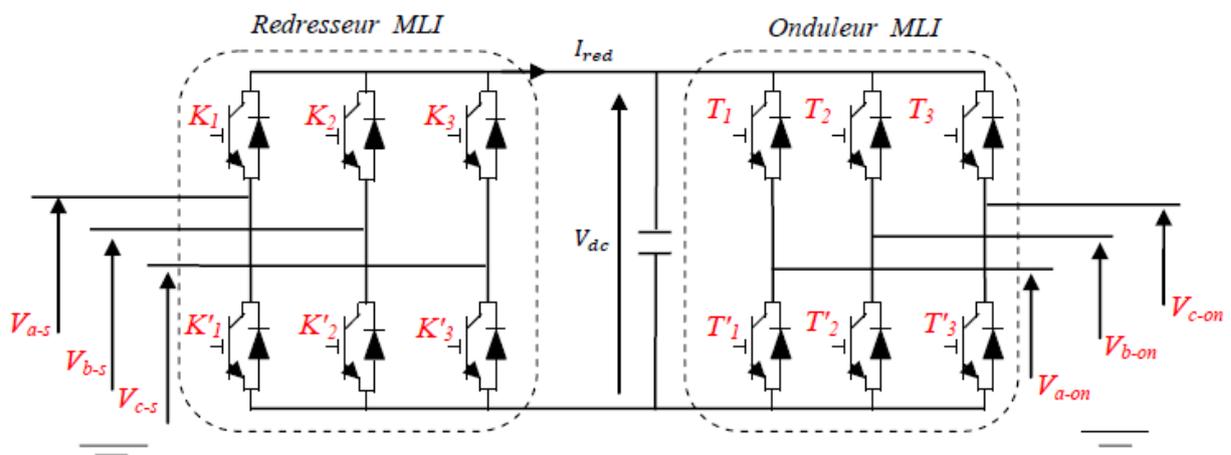


Figure II.9 : Modèle du convertisseur de puissance.

Pour des raisons de simplification, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et la chute de la tension à leurs bornes est négligeable.

Le modèle moyen de redresseur et l'onduleur sont donnés par les équations (II.29), (II.30), respectivement :

$$\begin{bmatrix} V_{a-s} \\ V_{b-s} \\ V_{c-s} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_{a-on} \\ V_{b-on} \\ V_{c-on} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

Avec :

- $S_i$  (1, 2,3) Signaux de commande du redresseur.
- $C_i$  (1, 2,3) Signaux de commande de l'onduleur.

### II.6.1 Commande du convertisseur par Modulation Sinus Triangle

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [54].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{refa} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.31)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [ +4(t/T_p) - 1 ] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p / 2 \\ V_{pm} [ -4(t/T_p) + 3 ] & \text{si } T_p / 2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.32)$$

Ou :

$$T_p = \frac{1}{f}$$

$f$  : Fréquence de la tension de référence (en Hz),

$T_p$  : Période de la porteuse (en seconde),

$V_m$  : Amplitude de la tension de référence (en V),

$V_{ref}$  : Tension de référence (en V),

$V_{pm}$  : Valeur crête de l'onde de modulation (en V).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ),  $m = \frac{f_p}{f}$
2. Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ),  $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ .

$f_p$  : Fréquence de la porteuse (en Hz).

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion [54] :

- ✓ MLI naturelle, le calcul des instants de commutation se fait par l'intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.
- ✓ MLI avec contrôle d'amplitude, l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir  $U / f = C_{te}$ , il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de la MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc pré calculés et stockés dans une mémoire.
- ✓ MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique *MLI* naturelle consistant à comparer le signal de référence (onde modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence à un signal triangulaire (onde porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, figure II.10.

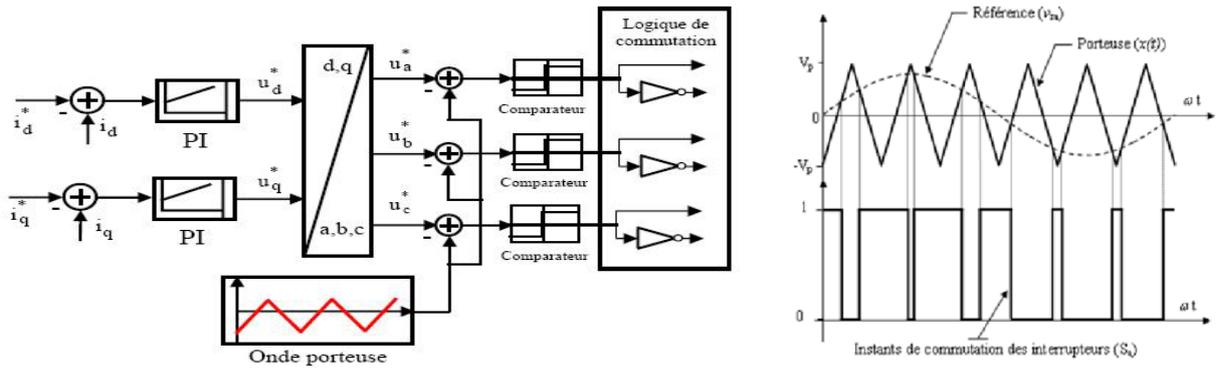


Figure II.10 : Schéma de principe de la commande MLI.

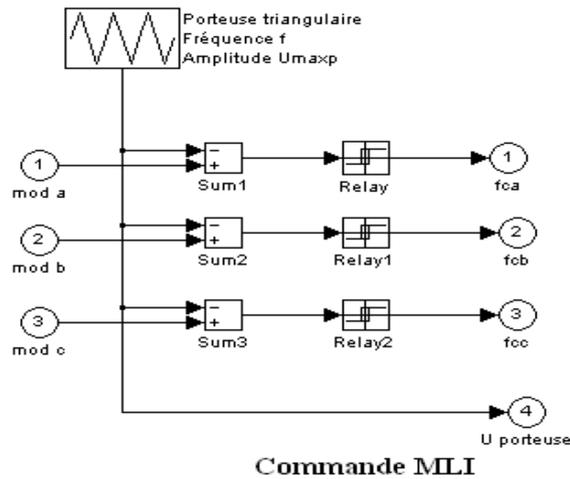


Figure II.11 : Schéma bloc de la commande MLI sous Matlab/Simulink

### II.7 Modélisation du bus continu

Le schéma électrique du bus continu représenté sur la Figure II.12, nous montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur :

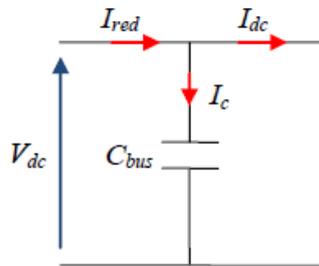


Figure II.12 : Schéma électrique du bus continu.

Le bus continu est modélisé par la connaissance de la tension aux bornes du condensateur obtenue en intégrant l'équation différentielle de l'équation (II.33).

$$\begin{cases} I_{dc} = I_{red} - I_c \\ I_c = C_{bus} \frac{d}{dt} V_{dc} \end{cases} \quad (II.33)$$

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la description et la modélisation d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne basée sur une machine synchrone à aimants permanents. Faisant suite à une modélisation analytique, nous avons abordé le rôle de chaque convertisseur utilisé dans la chaîne de conversion.

Ainsi nous verrons dans le chapitre III le contrôle de la chaîne de conversion au moyen des régulateur PI classique.