

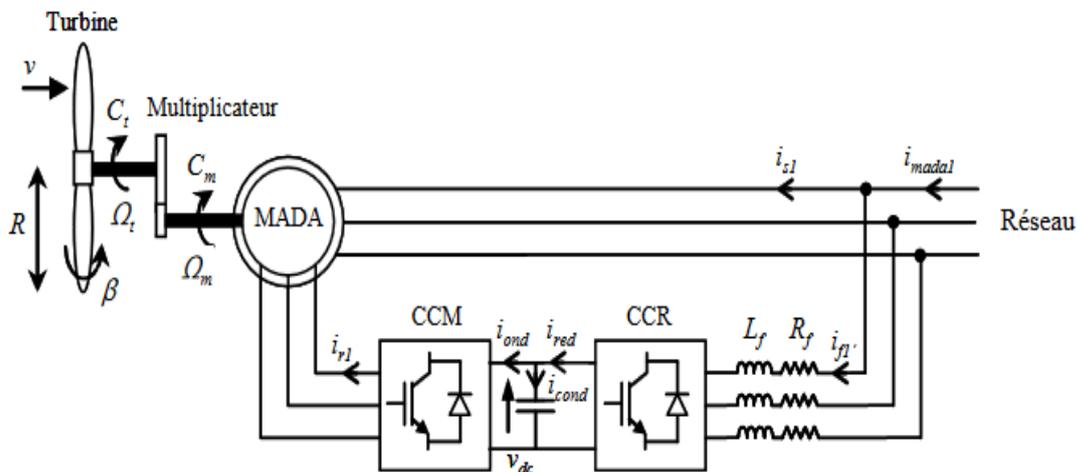
## II. MODELISATION DE LA CHAÎNE ÉOLIENNE

### II.1.Introduction

Le système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA) est le plus utilisé dans les fermes terrestres. Son principal avantage est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la MADA, ce qui engendre un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions utilisées (par exemple: génératrice synchrone à aimants permanents).

Un système éolien basé sur une MADA est généralement donné sous la topologie illustrée par la figure (II.1)

La turbine éolienne entraîne la MADA via un multiplicateur de vitesse, où elle est raccordée directement au réseau électrique par le stator et par le rotor à travers deux convertisseurs statiques triphasés commandés en modulation de largeur d'impulsion (MLI) ; l'un du côté rotor de la MADA appelé convertisseur côté machine (CCM) et l'autre du côté réseau électrique appelé convertisseur côté réseau (CCR). Grâce à la bidirectionnalité de ces deux convertisseurs, la MADA peut fonctionner en mode hypo-synchrone et hyper-synchrone. [16]



**Figure II. 1 :** système éolienne basé sur une MADA connecté au réseau

Dans leur principe, les structures de ces convertisseurs continu-alternatif sont naturellement réversibles en puissance instantanée, donc en puissance moyenne, autorisant ainsi des marches en onduleur lorsque la source continue fournit une puissance moyenne non nulle à la source alternative, mais aussi en redresseur dans le cas contraire.

Enfin ,Dans ce chapitre nous allons commencer par la modélisation de l'onduleur deux niveaux et trois niveaux à structure NPC avec le principe de fonctionnement .ensuite nous passerons au redresseur deux et trois niveaux à structure NPC,

## II.2. Modélisation de la turbine

La turbine qui sera modélisé comporte trois pales de longueur R, fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse turbine  $\Omega_t$ , qui entraînera une génératrice (MADA) à travers un multiplicateur de vitesse de gain G

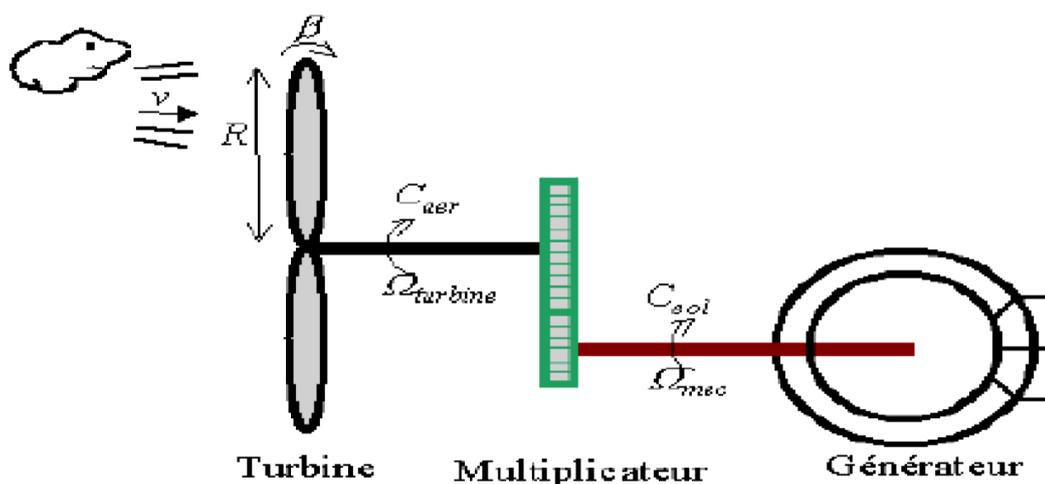


Figure II. 2 : schéma d'une turbine éolienne

### II.2.1.Modèle aérodynamique

La puissance du vent est définie comme suit :

$$P_v = \frac{\rho S v^3}{2} \quad (\text{II.1})$$

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

$$P_{aer} = C_p \cdot C_v = C_p(\alpha, \beta) \cdot \frac{\rho S v^3}{2} \quad (\text{II.2})$$

$C_p$ : est le coefficient de performance ou coefficient de puissance.

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.44 - 0.0167 \beta) \sin\left(\frac{\pi(\lambda-3)}{15-0.3\beta}\right) - 0.00184(\lambda-3)\beta \quad (\text{II.3})$$

- $\beta$  : est l'angle d'orientation des pales.

- $\lambda$  : est le rapport de vitesse défini par

Le  $C_p$  représente le rapport de la puissance récupérée sur la puissance récupérable. Ce coefficient présent un maximum de  $16/27$  soit  $0,59$ . C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  [17]

$$\lambda = \frac{\Omega_t.R}{v} \tag{II.4}$$

- $\Omega_t$  : vitesse de la turbine.
- $v$  : vitesse du vent

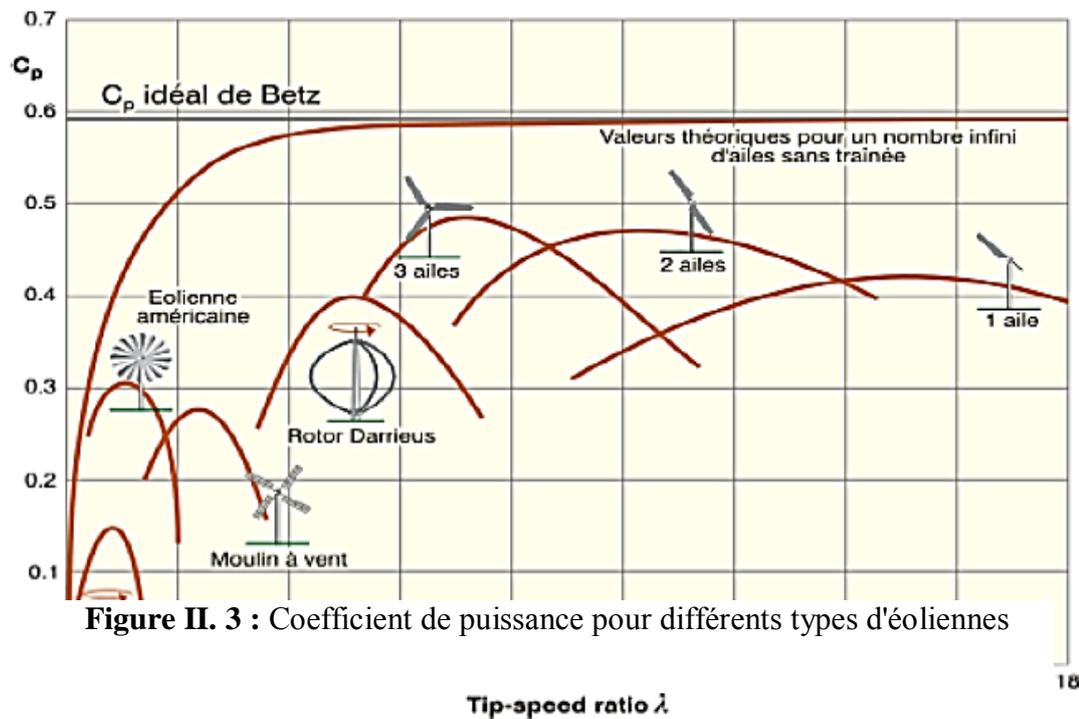
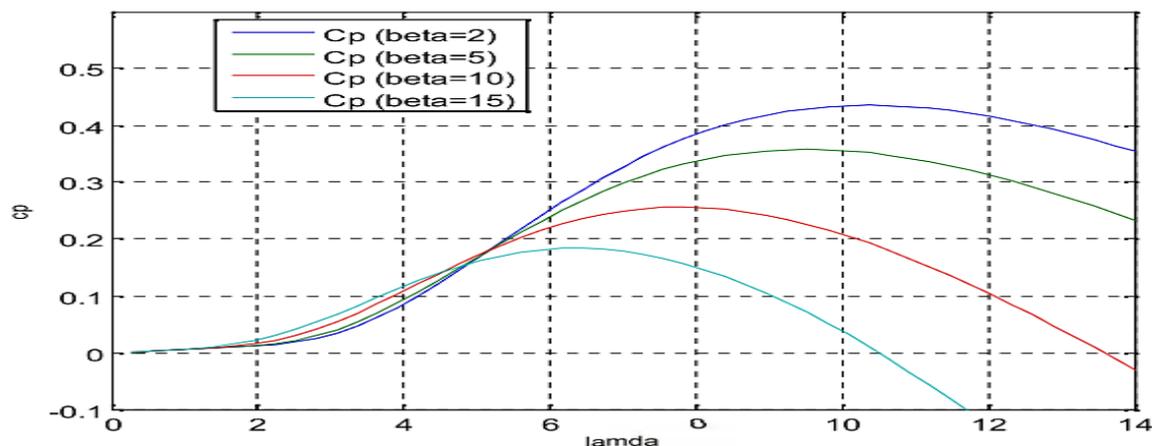


Figure II. 3 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes

Les caractéristiques de  $C_p$  en fonction  $\lambda$  de pour différentes valeurs de l'angle de calage  $\beta$  sont illustrées sur la figure (II.4)



**Figure II. 4 :** Influence de l'angle de calage sur le coefficient de couple

Le couple aérodynamique est donné par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} = C_p \frac{\rho S v^3}{2} \frac{1}{\Omega_t} \quad (\text{II.5})$$

### II.2.2. Modèle du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur est la liaison entre la turbine et le générateur pour adapter la vitesse (lente) de la turbine à celle de la génératrice

En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il est alors modélisé par les deux équations suivantes

$$\Omega_m = G \cdot \Omega_t \quad (\text{II.6})$$

$$C_r = \frac{C_{aer}}{G} \quad (\text{II.7})$$

### II.2.3. Modélisation de l'arbre de la machine

L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total ( $C_m$ ) appliqué au rotor:

$$C_m = J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (\text{II.8})$$

J : est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice

Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux ( $C_{vis}$ ), et le couple ( $C_r$ ).

$$C_m = C_r - C_{em} - C_{vis} \tag{II.9}$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux  $f$  ;

$$\text{Tel que } (f = f_m + f_t) \tag{II.10}$$

$$f_{vis} = f \cdot \Omega_m \tag{II.11}$$

Dans notre application, nous ne considérons que le coefficient de frottement associé à la génératrice (celui de la voilure ne sera pas pris en compte). Le modèle qui caractérise le comportement mécanique de la chaîne éolienne est donné par :

$$C_m = J_t \frac{d\Omega_r}{dt} + C_{em} + f_m \cdot \Omega_m \tag{II.12}$$

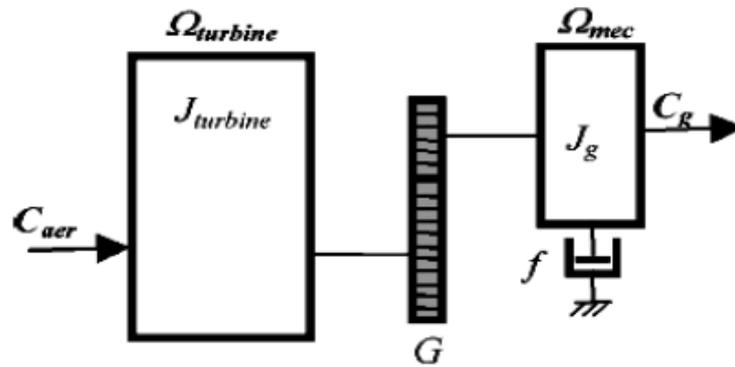


Figure II. 5 : Modèle mécanique simplifiée de la turbine

Le schéma bloc de la Figure (II.6) correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_m$  de la MADA, 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 MADA. La vitesse du vent ( $v$ ) est considérée comme une entrée perturbatrice au système. [18]

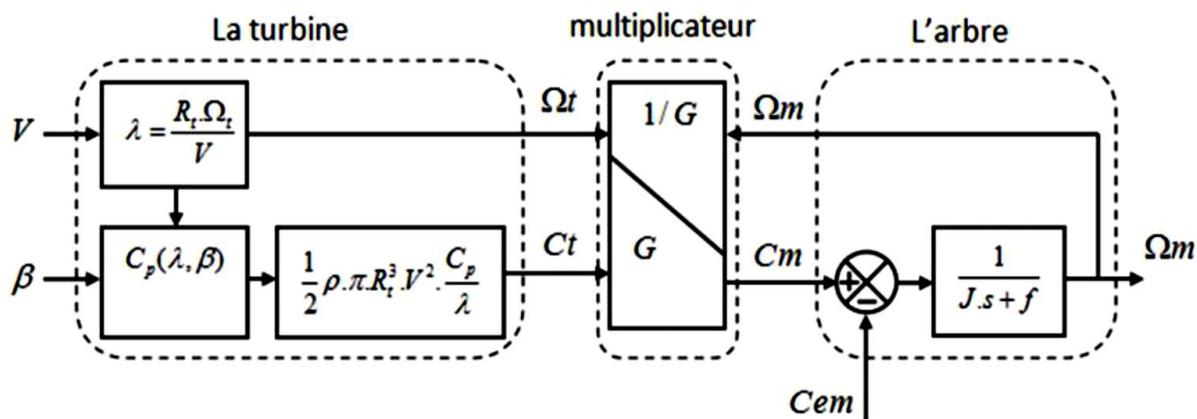


Figure II. 6 : Schéma bloc du modèle de la turbine

### II.3. Modèle de la MADA

#### II.3.1. Modèle général de la MADA

La machine asynchrone est représentée sur la figure par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle  $\theta$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique [19]

Elle peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor.

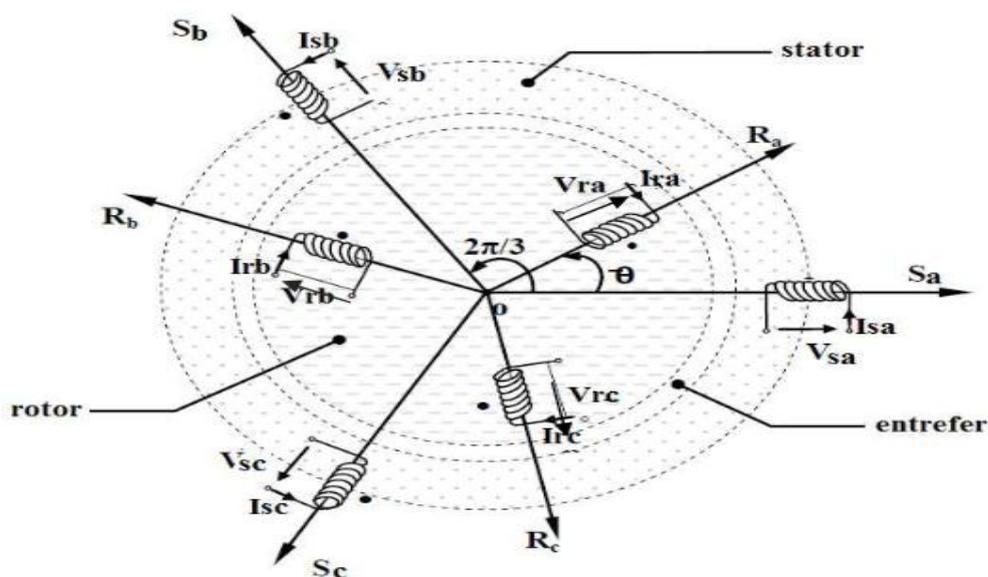


Figure II. 7 : Représentation schématique du modèle d'une MADA dans le repère

( a, b, c)

### II.3.2.Hypothèses simplificatrices

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est reparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux. Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [19]

### II.3.3.Modèle de la MADA dans le repère abc

En écriture matricielle, les équations de tension de la MADA s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statorique : } \begin{cases} [V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T \\ [i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \\ [\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Grandeurs rotorique : } \begin{cases} [V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T \\ [i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Les flux statorique et rotorique en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\begin{cases} [L_s] = L_s \cdot [i]_{3 \times 3} \\ [L_r] = L_r \cdot [i]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$[L_s], [L_r]$ : sont les matrices des inductances propres statoriques et rotoriques

$$[M_{ss}] = M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \mathbf{0} & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[M_{rr}] = M_{rr} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \mathbf{0} & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$[M_{ss}]$ ,  $[M_{rr}]$  sont les matrices des inductances mutuelles statorique-statorique et rotorique-rotorique

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

$[M_{sr}], [M_{rs}]$ : Sont les matrices des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$M$ : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et entre une phase rotorique pour  $\theta = 0$

Le couple électromagnétique s'exprime par

$$C_{em} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot p \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}^t \cdot \frac{d}{dt} L(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$C_{em} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot p \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}^t \cdot \frac{d}{dt} L[M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

L'équation du mouvement (mécanique) est :

$$J_m \frac{d\Omega_r}{dx} + f_m \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.25})$$

$J_m$  : Moment d'inertie de la machine

### II.3.4. La transformation de PARK

La machine asynchrone a des équations compliquées dans le repère triphasé (abc). La complexité provient du fait que la matrice  $[M_{sr}]$  varie même lorsque la vitesse est en régime stationnaire. La transformation de PARK permet le passage d'un repère triphasé à un modèle diphasé.

Cette transformation est un changement du repère abc au repère dq0. On utilise cette méthode pour simplifier les équations de la machine asynchrone et ainsi obtenir un modèle plus simple. Ce changement de repère permet d'éliminer les inductances variables dans le temps, notamment de rendre la matrice impédance indépendante de  $\theta_r$ . Cette transformation permet d'orienter le repère dq0 comme on le désire. Ainsi, on peut l'orienter suivant le stator, suivant le rotor ou encore suivant le champ tournant. [20]

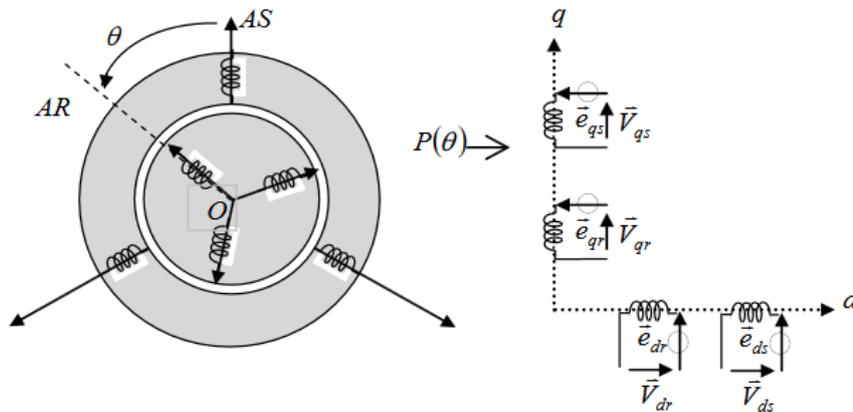


Figure II. 8 : Représentation de la MADA dans le repère de Park

La matrice de transformation :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Et } [P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Avec

$x$  : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent:

- 0: indice de l'axe homopolaire.
- d: indice de l'axe direct.
- q: indice de l'axe en quadrature.

#### II.3.4.1 : Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est préférable pour l'étude des systèmes où la fréquence d'alimentation est constante.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = g\omega_s ; \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

L'expression du couple électromagnétique de la MADA en fonction des flux et courants statorique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (II.30)$$

Les équations des puissances actives et réactive statorique et rotorique de la MADA sont respectivement :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \\ Q_s = V_{sq}i_{sd} - V_{sd}i_{sq} \\ P_r = V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} \\ Q_r = V_{rq}i_{rd} - V_{rd}i_{rq} \end{cases} \quad (II.31)$$

#### II.4 : Modèle du bus continu

Les deux convertisseurs du système éolien (coté MADA et coté réseau) sont interconnectés par l'intermédiaire d'un bus continu qui autorise ainsi un transfert de puissance entre deux sources à fréquences différentes [21]

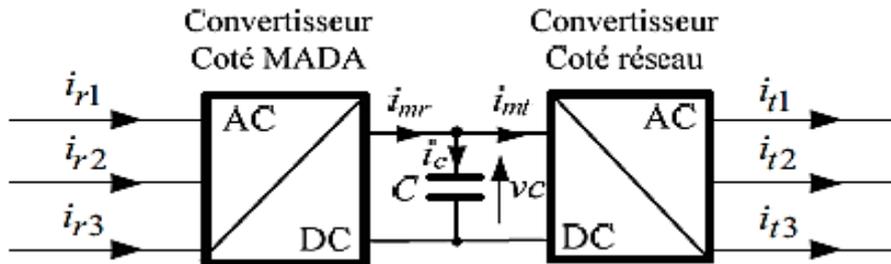


Figure II. 9 : Interconnexion des deux convertisseurs statiques via un bus continu

L'évolution de la tension du bus continu est donnée par les formules suivantes :

$$V_c(t) = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_0}^{t_0+\Delta T} \frac{1}{C} i_c(t) dt + V_c(t_0) \quad (II.32)$$

Avec :  $i_c = i_{mr} - i_{mt}$

$C$  : représente la capacité du bus continu

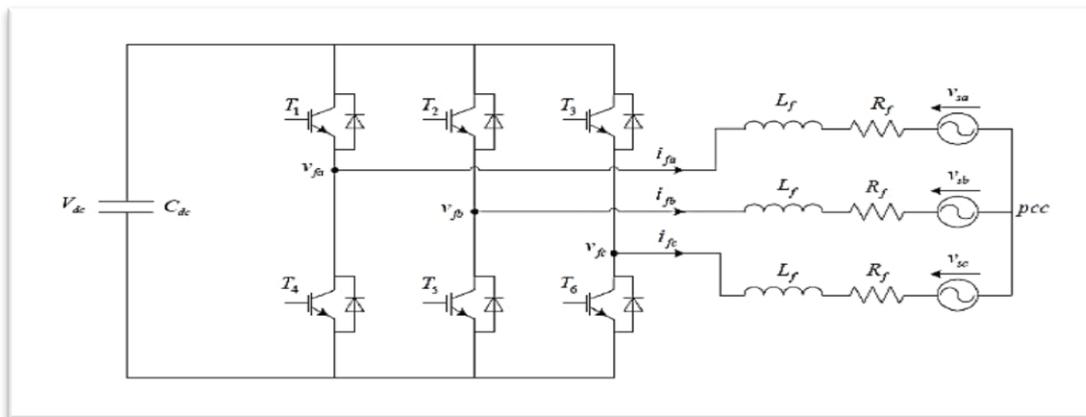
## II.5 : Modélisation des convertisseurs multi niveaux côté réseaux

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR, avec le réseau électrique

### II.5.1 : l'onduleur multi niveaux

#### II.5.1.1 : Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (II.10), il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et deux diode en antiparallèle, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension ( $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$ ) dépendante de la tension de la source continue et des impulsions de commande des interrupteurs.



**Figure II. 10** : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre [22]. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (II.9) dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_a S_b S_c$ ) [23].

### II.5.1.1.1 : Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour chaque interrupteur  $T_k$  ( $K = a, b, c$ ) on définit une fonction de commutation  $S_k$ :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ est fermé et } T_4 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ est ouvert et } T_4 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } T_2 \text{ est fermé et } T_5 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_2 \text{ est ouvert et } T_5 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } T_3 \text{ est fermé et } T_6 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_3 \text{ est ouvert et } T_6 \text{ est fermé} \end{cases}$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$S_{k1} = 1 - S_{k2}$$

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif, alors les trois tensions composées :  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ac}$  sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} + V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} + V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} + V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

La charge est triphasée équilibrée  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[V_{ab} + V_{ca}] \\ V_{bc} = (1/3)[V_{bn} + V_{cn}] \\ V_{ca} = (1/3)[V_{ca} + V_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

En faisant apparaître le point 'o', les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{bo} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{co} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant (II-34) dans (II-35) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = (1/3) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$V_{no} = (1/3)[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \tag{II.37}$$

L'utilisation de l'expression permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.38}$$

### II.5.1.2 : Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C.

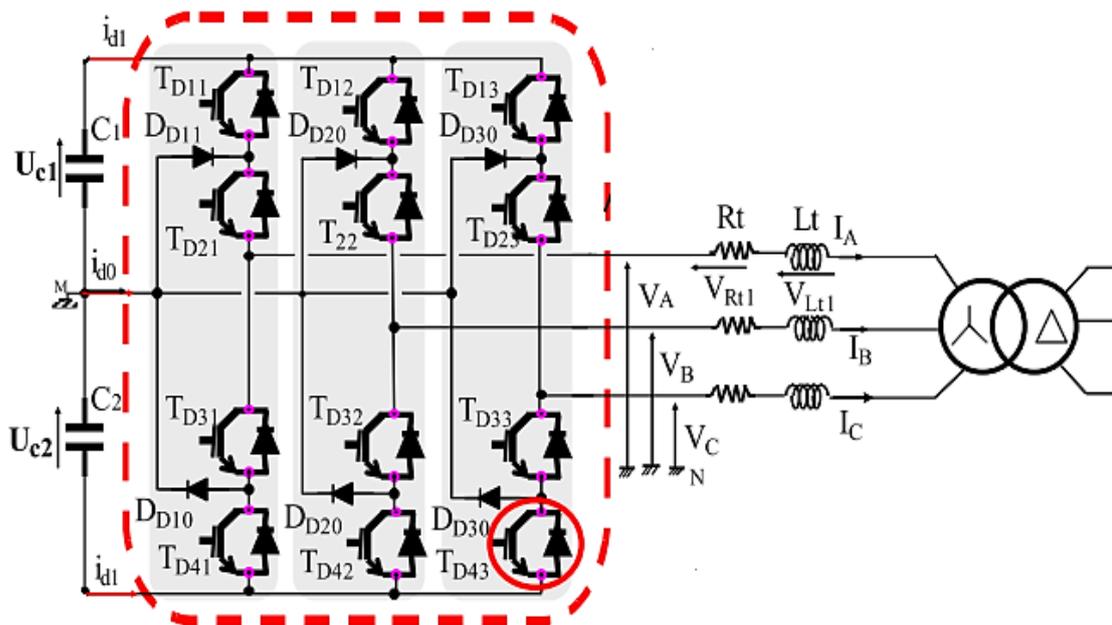


Figure II. 11 : Structure générale de l'onduleur à trois niveaux

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Les avantages de cette nouvelle génération d'onduleurs sont [24]:

- ❖ La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (les interrupteurs sont connectés en série).

- ❖ Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.
- ❖ Les formes d'ondes des grandeurs de sorties d'un onduleur multi-niveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions.
- ❖ Les études faites sur les onduleurs monophasés et triphasés à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association de deux onduleurs à deux niveaux.

Ces études ont montré que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie. Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour l'objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques.

Dans cette partie on va s'intéresser à l'étude, la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu.

### II.5.1.2.2 : Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à trois niveaux

#### II.5.1.2.2.1 : Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur est dit en mode commandable, si les conditions de transition entre les différentes configurations ne dépendent que de la commande externe des composants (commande des bases des semi-conducteurs) et non pas des commandes internes (grandeurs électriques) [25].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

#### Hypothèses:

- La charge est triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Alors, on a:

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

### II.5.1.2.2.2 : Commande complémentaire d'un onduleur à trois niveaux

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, on définit une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un bras, plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un onduleur à trois niveaux. La commande la plus optimale est la suivante [25]:

$$\begin{cases} B_{i1} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i2} = \overline{B_{i3}} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec  $B_{is}$  la commande du transistor  $T_{is}$  du bras  $i$ .

### II.5.1.2.2.3 : Fonction de connexion des interrupteurs

On associe une fonction de connexion  $F$  telle que; cette fonction vaut «1» si l'interrupteur est fermé, «0» dans le cas contraire.

$$F_{is} = \begin{cases} 1 \text{ si } TD_{is} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } TD_{is} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$i$  : Numéro du bras  $i \in \{1, 2, 3\}$  est  $s \in \{1, 2, 3\}$

En traduisant cette commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $i$ , on trouve:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Ce système d'équation montre que la fonction de connexion des demi-bras vaut 1 si les deux  $F_{im}^b$  interrupteurs sont fermés, 0 dans les autres cas.

### II.5.1.2.2.4 : Modélisation aux valeurs instantanées

On note:

- Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge:  $V_A, V_B$  et  $V_C$ ;
- Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu  $M$  de l'alimentation continue de l'onduleur:  $V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$ ;
- La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur:  $V_{NM}$ .

Les potentiels aux nœuds  $A$ ,  $B$  et  $C$  de l'onduleur par rapport au point milieu  $M$  s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit:

$$V_{KM} = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot U_{c1} - F_{i3} \cdot F_{i4} \cdot U_{c2} \quad (\text{II.43})$$

Avec  $k \in \{A, B, C\}$  et  $i \in \{1, 2, 3\}$

On introduisant les fonctions de connexion des demi-bras de (II.42) dans (II.43), ce système d'équations s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{II.44})$$

Le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{II.45})$$

D'après le système [II.44], on peut déduire que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Si on prend en considération l'hypothèse  $U_{c1} = U_{c2} = U_c$  L'équation [II.44] devient comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (\text{II.46})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (\text{II.47})$$

Les courants d'entrées  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont exprimés en fonction des courants de charge  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Cette relation montre que pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe comme si le courant  $i_{d1}$  était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et  $i_{d2}$  le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant  $i_{d0}$  est lié aux courants de charge comme suit:

$$i_{d0} = (F_{11}^b \cdot F_{13}^b) \cdot i_1 + (F_{21}^b \cdot F_{23}^b) \cdot i_2 + (F_{31}^b \cdot F_{33}^b) \cdot i_3 \quad (\text{II.49})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, cette relation devient:

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (\text{II.50})$$

## II.5.2 : Redresseur multi niveaux

### II.5.2.1 : Modélisation du redresseur à deux niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux est donnée par la figure II.12 :

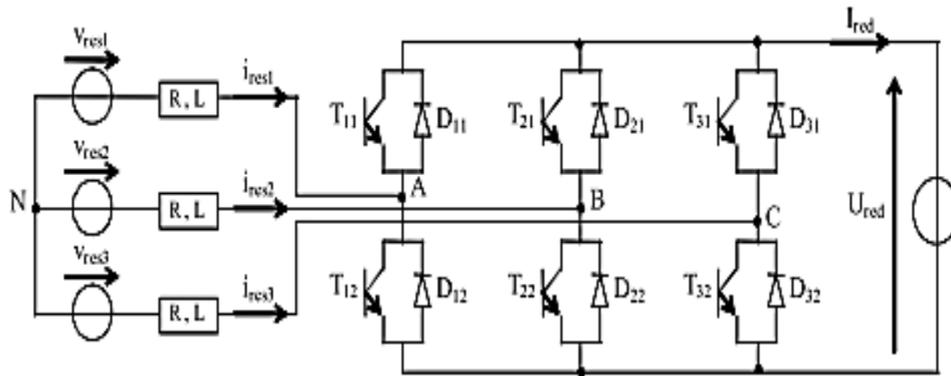


Figure II. 12 : La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

La commande complémentaire associée à un bras  $k$  de ce redresseur est donnée par : [26]

$$B_{k2} = \overline{B_{k1}}, \quad (k = 1, 2, 3) \quad (\text{II.51})$$

Les différentes tensions simples s'expriment par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_{red} \quad (\text{II.52})$$

Le courant de sortie du redresseur peut s'écrire :

$$I_{red} = F_{11} \cdot i_{res1} + F_{21} \cdot i_{res2} + F_{31} \cdot i_{res3} \quad (\text{II.53})$$

### II.5.2.2 : Modélisation d'un redresseur à trois niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à trois niveaux est donnée par la figure suivante:[25].

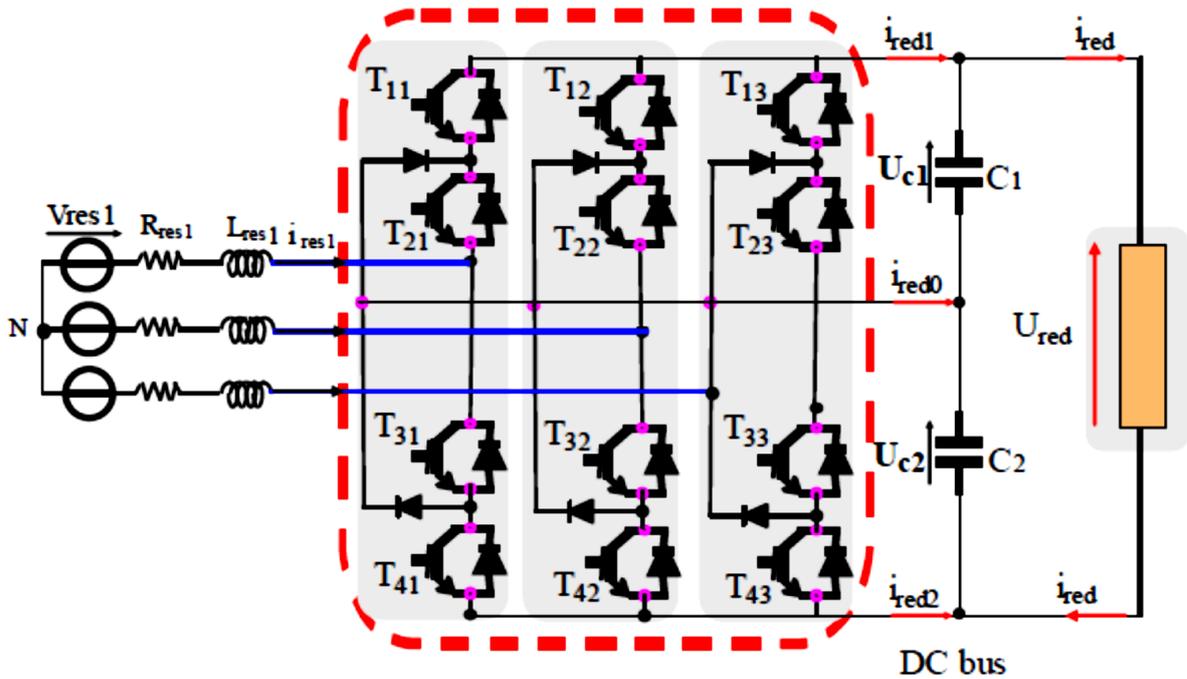


Figure II. 13 : Structure du redresseur à trois niveaux

Les tensions simples sont données par les fonctions de connexion de demi- bras selon le système suivant:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red2} \right) \quad (\text{II.54})$$

Les courants de sortie du redresseur s'expriment en fonction des courants d'entrée et au moyen des fonctions de connexion des demi-bas par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{11}^b \cdot i_{res1} + F_{21}^b \cdot i_{res2} + F_{31}^b \cdot i_{res3} \\ i_{red2} = F_{10}^b \cdot i_{res1} + F_{20}^b \cdot i_{res2} + F_{30}^b \cdot i_{res3} \end{cases} \quad (II.55)$$

Avec :  $i_{red1} = -(i_{red1} + i_{red2})$

### II.5.2.3 .Commandabilité du redresseur

Pour assurer la Commandabilité, il faut que les deux tensions initiales  $U_{c1}, U_{c2}$  soient supérieures à la tension maximale  $V_{max}$  du réseau. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ce type de condition est également nécessaire pour garantir un facteur de puissance unitaire. On peut clairement le constater en réalisant la représentation de Fresnel pour le circuit du réseaux.

## II.6 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, fonctionnement génératrice. En basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, dont la complexité a été réduite. Nous avons constaté que le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est un système à équations différentielles dont les Coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle .

Dans la derniers ce chapitre , nous avons défini les différentes configurations possibles d'un l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, pour pouvoir modéliser son fonctionnement. Cette modélisation nous montre que les redresseurs multi niveaux assurent le transfert d'énergie de la source alternative à la source continue, à l'inverse du rôle des onduleurs multi niveaux qui eux transfèrent l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif, en adoptant la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Le modèle établi pour un onduleur trois niveaux à structure NPC est aussi valable pour les redresseurs à trois niveaux

