

## 1. Introduction

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec  $P$  paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé, 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.

Les machines synchrones sont classées en deux catégories "sinusoïdale" et "non sinusoïdale" en fonction de la répartition spatiale des conducteurs. Les machines synchrones sinusoïdales alimentées par des courants sinusoïdaux présentent un couple constant et leur modèle en régime linéaire sont relativement simple dans le "repère de Park". [10] [7]

Les machines réelles ont des conducteurs au stator logés dans un nombre fini d'encoches, ce qui ne permet pas d'obtenir une répartition sinusoïdale exacte des conducteurs. Cependant, l'hypothèse de la répartition sinusoïdale des F.M.M est justifiée dans un grand nombre des machines synchrones triphasées sans liaison de neutre qui comporte un nombre suffisant d'encoches par pôle et par phase avec une réalisation de bobinages à faible taux d'harmoniques d'espace. [1]

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont faites : [12]

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée 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.

## 2. Modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

### 2.1. Les équations électriques de la MSAP

Les équations régissant le fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chaque phase est la somme de la chute ohmique et de la tension induite par la variation du flux qui la traverse soit : [9]

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II .03})$$

$R_s$  : la résistance des phases statoriques.

$(v_a, v_b \text{ et } v_c)$  : Les tensions statoriques.

$(i_a, i_b \text{ et } i_c)$  : Les courants des phases statoriques.

$(\varphi_a, \varphi_b \text{ et } \varphi_c)$  : les flux totaux à travers les bobines statoriques.

En résumé le modèle de la MSAP est donné comme suit :[10]

En introduisant l'inductance cyclique statorique, les équation électrique sont données par

$$\begin{cases} v_a = R_s i_a + L_{cs} \frac{d i_a}{dt} + e_a \\ v_b = R_s i_b + L_{cs} \frac{d i_b}{dt} + e_b \\ v_c = R_s i_c + L_{cs} \frac{d i_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{II .04})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_a = \varphi_f P \Omega \cos \left( P\theta + \frac{\pi}{2} \right) \\ e_b = \varphi_f P \Omega \cos \left( P\theta + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c = \varphi_f P \Omega \cos \left( P\theta + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II .05})$$

## 2.2. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{cs} i_a + \varphi_f \cos(P\theta) \\ \varphi_b = L_{cs} i_b + \varphi_f \cos\left(P\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_c = L_{cs} i_c + \varphi_f \cos\left(P\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.06})$$

## 2.3. Equation mécanique

Les seules pièces mobiles d'une MSAP sont le rotor et les roulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du PMSM est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.07})$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.08})$$

$$C_f = f \Omega \quad (\text{II.09})$$

Avec :

$J$  : Et le moment d'inertie du moteur ;

$f$  : C'est le coefficient de frottement visqueux ;

$C_e$  : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

$C_r$  : C'est le couple résistant, ou de charge ;

$C_f$  : C'est le couple de frottement ;

## 3. Principe de la transformation du Park

La transformation de Park est défini par la matrice  $P_k$ , aux vecteurs originaux,  $[V_{abc}]$ ,  $[i_{abc}]$  et  $[\phi_{abc}]$ , la transformation de Park correspond aux vecteurs  $[V_{dqo}]$ ,  $[i_{dqo}]$  et  $[\phi_{dqo}]$ .

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P_k][V_{dqo}] \quad (\text{II.10})$$

$$[V_{dqo}] = [P_k]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

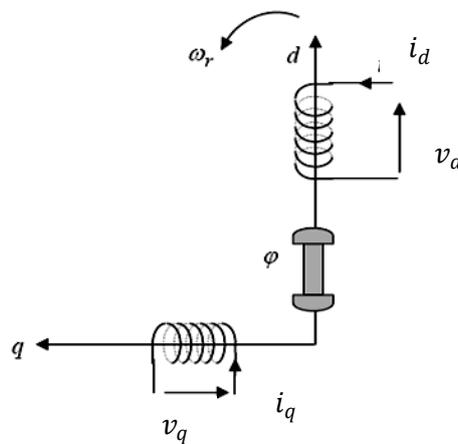
$[P_k]$  et  $[P_k]^{-1}$  sont les matrices de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[P_k] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[P_k]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

#### 4. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.[9]



**Figure 2.1** : schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q).

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

#### 4.1. Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \varphi_q - \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

#### 4.2. Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (\text{II.15})$$

$\varphi_f$  : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

Sur l'axe q :

$$\varphi_q = L_q I_q \quad (\text{II.16})$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d - \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q - \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f \omega_r + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

#### 4.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (\text{II.19})$$

$W_e$  : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{geo}$  : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

$P$  : nombre de paires de pôles

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P_t(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant  $V_d, V_q$  par leurs expressions on aura :

$$P_t(t) = \frac{3}{2} \left[ R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right] \quad (\text{II.21})$$

$P_j(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$  : Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

$P_{mg}(t) = \frac{3}{2} \left[ \left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \right]$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$P_e(t) = \frac{3}{2} \left[ \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right]$  : Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \quad \text{Et} \quad P_e = C_e \Omega \quad (\text{II.22})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)] \quad (\text{II.23})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire : [13], [1]

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] \quad (\text{II.24})$$

Si le rotor est lisse ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \phi_f \quad (\text{II.25})$$

#### 4.4. Equations mécaniques

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

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.26})$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP [1] est illustrée sur la (Figure 2. 2).

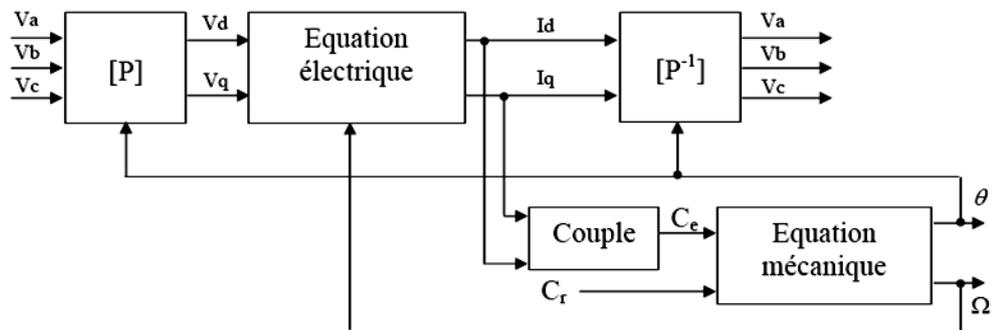


Figure 2.2 : schéma fonctionnel du modèle de Park.

## 5. Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable

### 5.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. [6]

### 5.2. Classification des onduleurs

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

### 5.2.1 Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible.

### 5.2.2 Onduleur non autonome

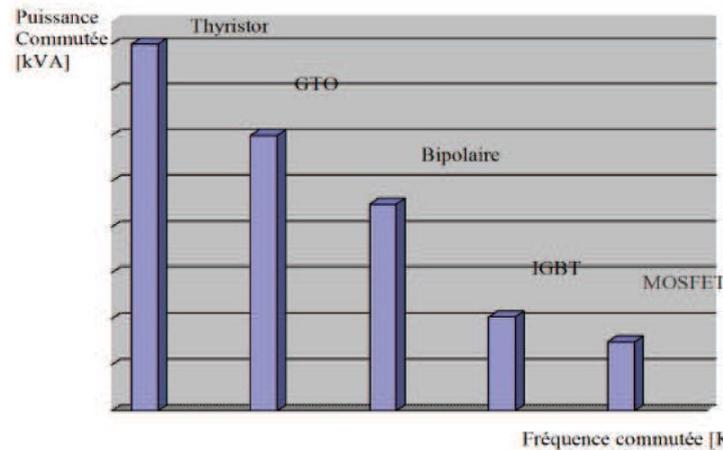
Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

## 5.3. Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et a la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [7, 8].



**Figure 2. 3 : Choix des composants selon la puissance et la fréquence**

#### 5.4. Choix du variateur de vitesse

Les technologies d'entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones sont nombreuses et viennent compléter les technologies disponibles pour les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones.

Le choix de la technologie et de la structure du convertisseur dépend de nombreux facteurs liés à l'application visée.

##### 5.4.1. Facteurs techniques

Parmi les principaux facteurs techniques de choix figurent :

- la puissance et la vitesse nominales.
- le régime d'utilisation (utilisation en régime permanent ou intermittent).
- la plage de variation de vitesse et le domaine de fonctionnement dans le plan puissance-vitesse (1 quadrant, 2 quadrants, 4quadrants).
- le type de machine entraînée (inertie, caractéristique de couple résistant selon la vitesse).
- la précision de contrôle de couple et de vitesse.
- la tension du réseau d'alimentation.
- les contraintes d'installation (place disponible, degrés de protection, etc.).

### 5.4.2. Facteur économique

Enfin, un critère essentiel est bien sur le cout total d'investissement de l'entraînement comprenant le cout du variateur, du moteur et de leur installation.

Le cout d'exploitation de l'entraînement (maintenance, cout d'indisponibilité, pertes énergétiques) est un critère économique supplémentaire de choix.

### 5.5. Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines synchrones

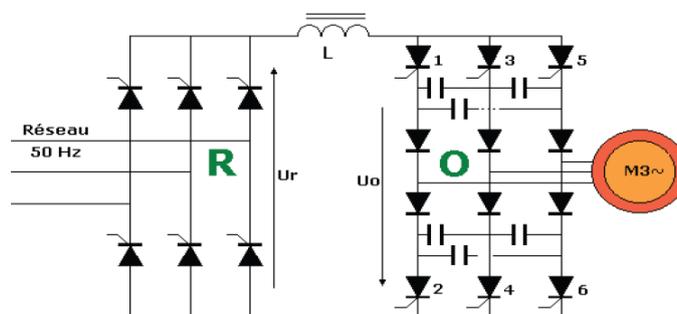
Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande. [13]

#### 5.5.1 Onduleur de courant

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage  $L$  aide à maintenir le courant constant.

La figure 2. 4 représente un convertisseur avec un onduleur de courant.



**Figure 2. 4 :** convertisseur avec onduleur de courant

### 5.5.2 Onduleur de tension

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur.

Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension Figure 2. 5.

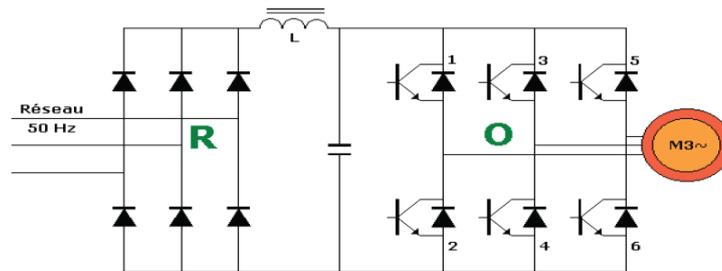


Figure 2. 5 : redresseur - onduleur de tension

Les raisons sont multiples :

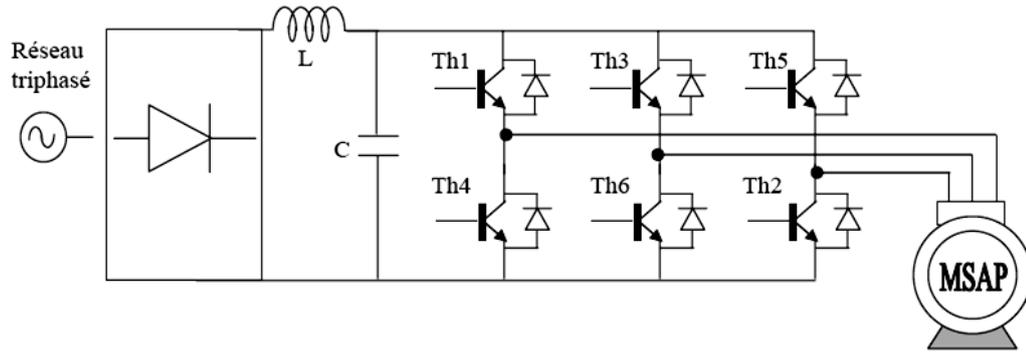
- le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a à filtrer (la tension à filtrer est imposée par la source continue). Avec l'onduleur de courant, la tension à filtré dépend de la charge

## 6. Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension

### 6.1. Introduction

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La (figure 2. 6) illustre le schéma de principe de cette association



**Figure 2. 6 :** Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension.

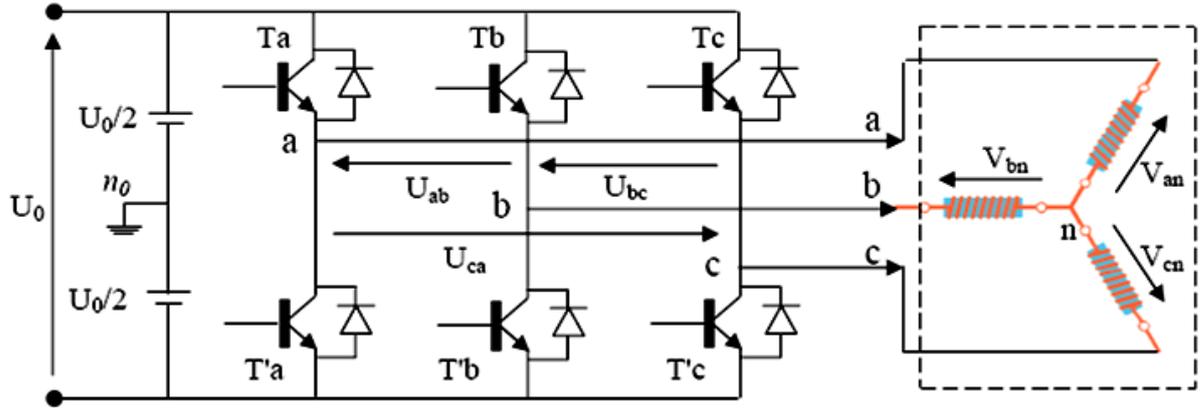
## 6.2. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

## 6.3. Modélisation des onduleurs de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur - machine.

Pour modéliser l'onduleur de tension (*figure 2. 7*), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ . [11]



**Figure 2. 7 :** Schéma de l'onduleur triphasé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui 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 (supposée 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

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.30})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_i$  or ( $i: a, b, c$ ) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.31})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant (II.30) dans (II.29), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En remplaçant (I.32) dans (I.33), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

## 6.4 Les convertisseurs multiniveaux

La technologie de conversion de l'énergie du continu vers l'alternatif en utilisant les convertisseurs statiques est une partie de l'électronique de puissance en pleine croissance.

Cela tient essentiellement à deux raisons [16] :

La première est l'étendue du domaine de leurs applications ;

La seconde vient de l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance et de l'apparition de nouveaux composants permettant l'implantation de nouvelles stratégies de commande plus performantes.

La demande en puissance des applications industrielles a augmenté considérablement ces dernières années, jusqu'à atteindre l'ordre de quelque mégawatts (de l'ordre de 10MW) pour les basses et moyennes tensions. L'utilisation de convertisseurs conventionnels à deux niveaux, à grandes fréquences de commutation, est limitée à ce niveau de puissance à cause des pertes non négligeables engendrées par la commutation des interrupteurs. En plus on se trouve obligé d'associer plusieurs interrupteurs en série et en parallèle afin de respecter les limites physiques des interrupteurs utilisés. Donc l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans les applications de moyenne et haute puissances est proposée comme une solution à l'handicap technologique des semi-conducteurs.

Le concept de convertisseurs multiniveaux a été mis en place depuis 1975. Le terme multiniveaux a commencé avec les convertisseurs à trois niveaux. Ultérieurement, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux ont été développées.

L'onduleur multiniveaux présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut mentionner :

- La qualité d'onde : les convertisseurs multiniveaux peuvent non seulement générer les tensions de sortie avec une distorsion très faible, mais peut aussi réduire le  $dV/dt$  souligne, donc certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) peuvent être réduits.
- La tension de mode commun : les convertisseurs multiniveaux produisent une tension de mode commun plus réduite, donc une durée de vie des moteurs plus importante quand ils sont utilisés pour les entraînements électriques. En outre, la tension de mode commun peut être éliminée en utilisant des stratégies de modulation avancées telles que celle proposée dans.

- Courant d'entrée : les convertisseurs multiniveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.
- Fréquence de découpage : les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale et à une fréquence de découpage élevée (MLI). Il convient de noter qu'une faible fréquence de commutation signifie généralement des pertes réduites, donc un gain plus élevé dans le rendement du convertisseur. Malheureusement, les convertisseurs multiniveaux présentent quelques inconvénients. Un désavantage particulier est un plus grand nombre de semiconducteurs de puissance nécessaires, par rapport aux convertisseurs classiques.

### 6.5 Les différentes stratégies de modulation

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension a filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, couteux et le résultat obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre ce problème. Cependant, l'essor de la modulation MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs.

La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Ainsi, elle permet de repousser, vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue deux techniques de modulation de largeur d'impulsion : la modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle.

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur.

### **7.1 Commande de l'onduleur a 3 niveaux à structure NPC**

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

### **7.2 Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC**

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. Plusieurs études sont faites sur les onduleurs à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégie de commande. On va essayer surtout d'approfondir les parties concernant les onduleurs multi-niveaux. Et plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping), cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension (+Uc, 0, -Uc). Cette structure est présentée à la figure 2. 8 [17].

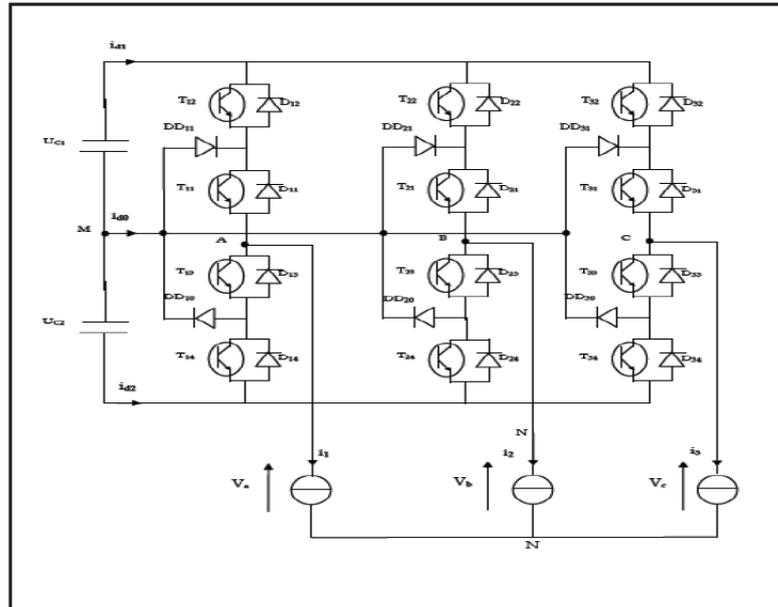


Figure 2. 8 : Structure de l' onduleur triphasé a trois niveaux à structure NPC

7.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Donc on procède par bras (figure 2. 9), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande.

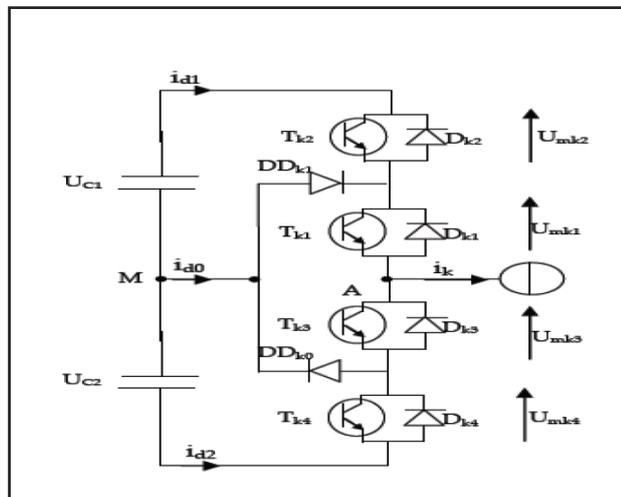
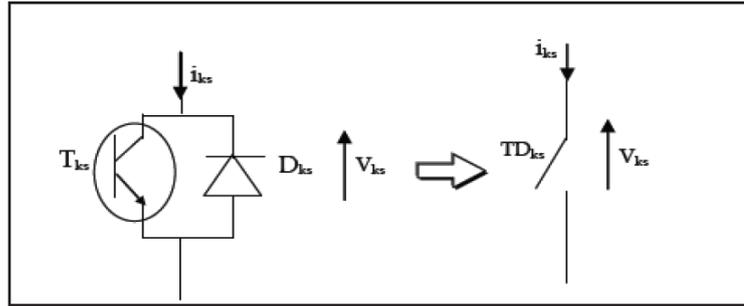


Figure 2. 9 : Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

7.2.3 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

A fin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs a trois niveaux sans a priori sur la commande ; on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure 2.10) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé) [18] [17].



**Figure 2.10 :** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor

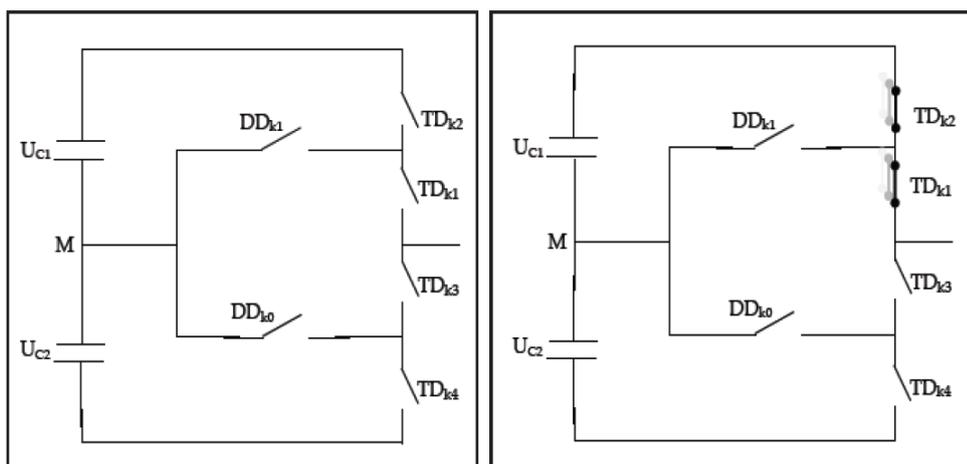
Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées à la figure 2.11.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (4.4) (avec M origine des potentiels et  $V_k$  le potentiel du noeud k du bras k).

Pour les configurations E0 le potentiel  $V_k$  dépend de la source d'énergie alternative.

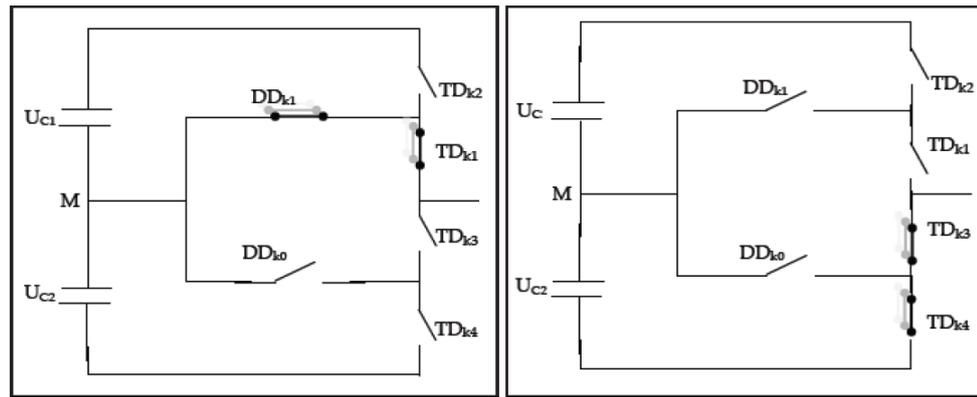
La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k=0$
E1	$v_k=U_{C1}=U_C$
E2	$v_k=0$
E3	$v_k=-U_{C2}=-U_C$
E4	$V_k=0$

**Tab (1):** Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.



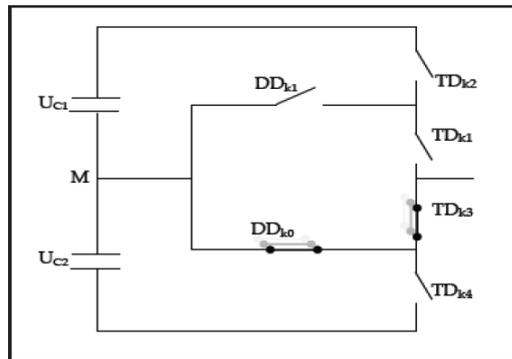
La configuration E0

La configuration E1



La configuration E2

La configuration E3



La configuration E4

Figure 2.11 : Les différentes configurations possibles pour un bras d' onduleur à trois niveaux

### 7.2.4 Hypothèse

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quel que soit le courant  $i_k$ , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante  $U_{C1}=U_{C2}$ . La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts. [19].

### 7.2.5. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

### 7.2.5.1 Fonction de connexion

On définit les fonctions de connexion de demi bras  $F_{k1}^b, F_{k0}^b$  comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec  $k$  est le numéro du bras  $k=1, 2, 3$  ; et On désigne par

$$\begin{cases} 1: \text{le demi-bras de haut} \\ 0: \text{le demi-bras de bas} \end{cases}$$

### 7.2.5.2 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant, avec  $U_{c1}=U_{c2}=U_c$  :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_c \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_c \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_c \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

On constate d'après le système (3.3), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_c \\ V_{bm} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_c \\ V_{cm} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_c \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{am} - V_{bm} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{c1} = (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{c2} \\ U_{BC} = V_{bm} - V_{cm} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{c1} = (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{c2} \\ U_{CA} = V_{cm} - V_{am} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{c1} = (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

### 7.2.5.3 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras  $Fks$ , on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{II.41})$$

Les tensions simples sont données comme suite

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{II.42})$$

Dans le cas où  $U_{c1}=U_{c2}=U_c$ , la relation (II.42) s'écrirait comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.43})$$

Les courants d'entrée  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  en fonction des courants de charge  $i_1$   $i_2$   $i_3$  sont donnés par le système (I.44) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi 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  $i_{d2}$  celui de l'onduleur à deux niveaux du bas.

D'après la figure (2.11) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$\dot{i}_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{II.45})$$

En introduisant la relation (I.44) dans l' équation (I.45) on obtient (I.46):

$$i_{d0} = \left(1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)\right) \cdot i_1 + \left(1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)\right) \cdot i_2 + \left(1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)\right) \cdot i_3 \quad (\text{II.46})$$

D' où on aura les relations de conversion suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Avec :

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

**Remarque :** un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe

## 8. Méthode de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension

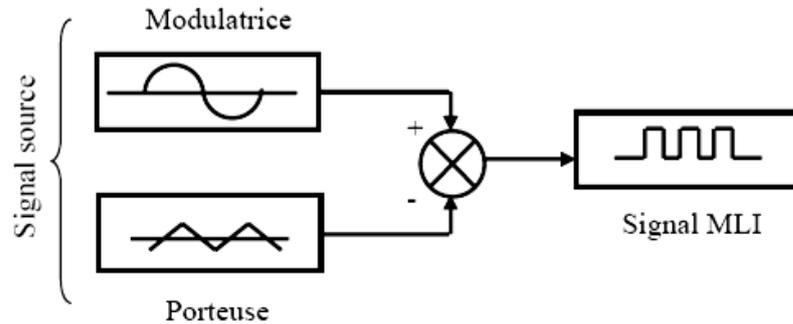
Le dispositif de commande a pour rôle d'assurer l'auto pilotage et la régulation des courants dans le but de maintenir les courants réels mesurés au niveau des phases de la machine aussi proche que possible de leurs références. Pour cela, la techniques de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I).peuvent être mises en œuvre:

### 8.1 Contrôle du courant par M.L.I

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) à partir d'une source de tension continue, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale.

La M.L.I. est obtenue par la comparaison de deux signaux :

Un signal triangulaire de haute fréquence ( $F_p$ ) appelé "porteuse" et un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence  $F_m \ll F_p$ . Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur. (*Figure 2.12*).



**Figure 2.12:** Schéma synoptique d'un MLI.

Ces deux signaux sont définis comme étant :

- **L'onde porteuse** : est un signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- **L'onde modulatrice** : est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (en général une onde sinusoïdale).

Deux principaux paramètres caractérisant la MLI, sont :

- **L'indice de modulation  $M_L$**  : est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celle de l'onde porteuse :

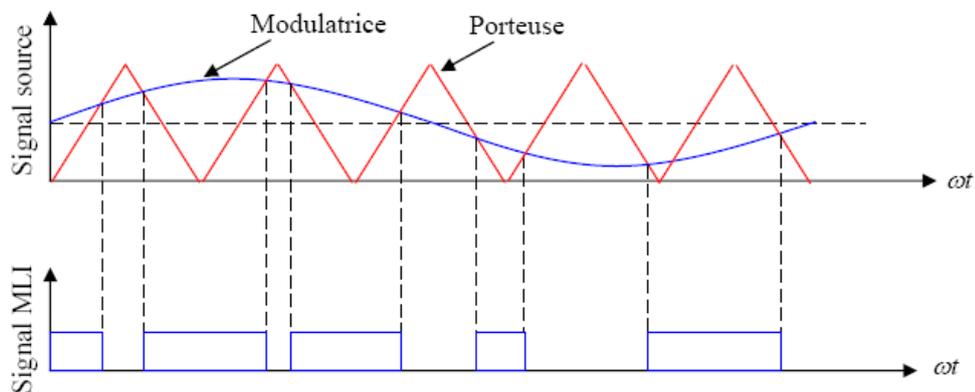
$$M_L = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II.48})$$

- **Le rapport de modulation  $M_r$ :** est le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice :

$$M_r = \frac{F_p}{F_m} \quad (\text{II.49})$$

### 1) MLI à échantillonnage naturel

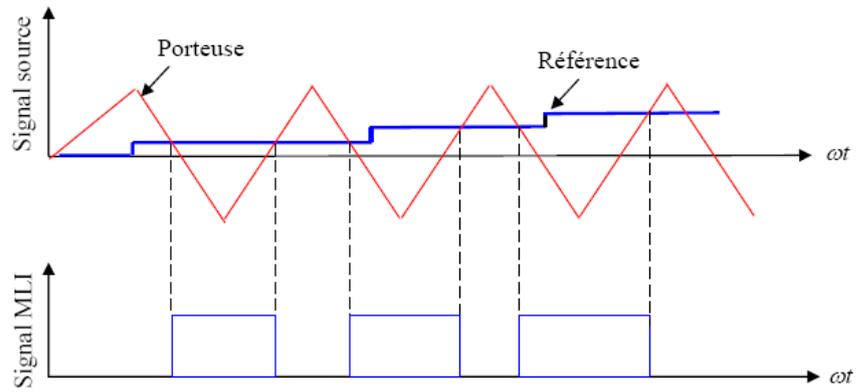
L'échantillonnage naturel, est un processus de sélection naturelle des points échantillonnés, c'est la technique la plus utilisée et la plus simple, elle consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (Modulateur). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs. (*Figure 2.13*).



**Figure 2.13:** M.L.I à échantillonnage naturel.

### 2) MLI symétrique

Dans ce mode, l'intervalle entre deux points échantillonnés successifs est constant, ainsi que l'amplitude du signal modulé reste constante dans tout l'intervalle. Dans ce cas, les fronts de commutation sont déterminés par intersection de l'onde triangulaire avec l'onde modulée (*figure 2.14*) Le signal modulé est échantillonné avec la même période que l'onde porteuse, qui est une fonction en marches d'escalier (avec la période T)



**Figure 2.14:** Echantillonnage régulier symétrique.

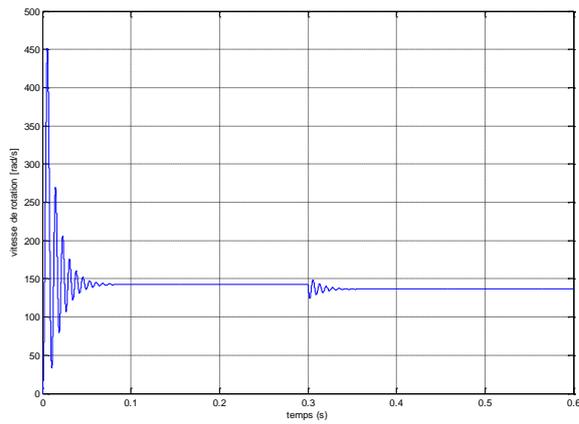
Pour notre étude, nous avons choisi la MLI à échantillonnage naturel.

## 9. Comportement du moteur synchrone à aimants permanents

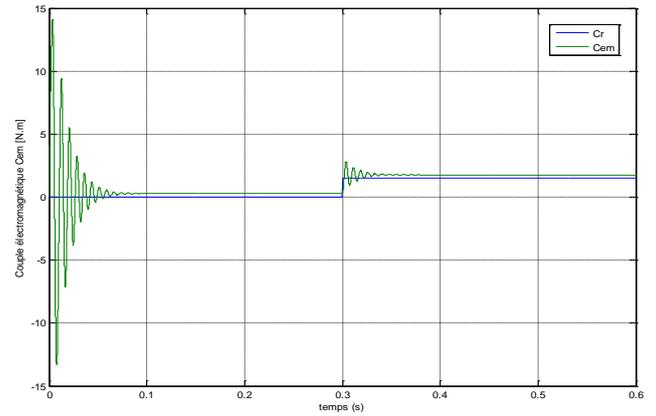
### 9.1 Alimentation par réseau

Les résultats de simulation, montrés sur la figure qui suit, représentent le comportement de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension à travers un réseau d'alimentation triphasé (220/380 V). L'essai se caractérise par un démarrage à vide ; à l'instant  $t=0.3s$ , nous augmentons la charge à 1.5 Nm.

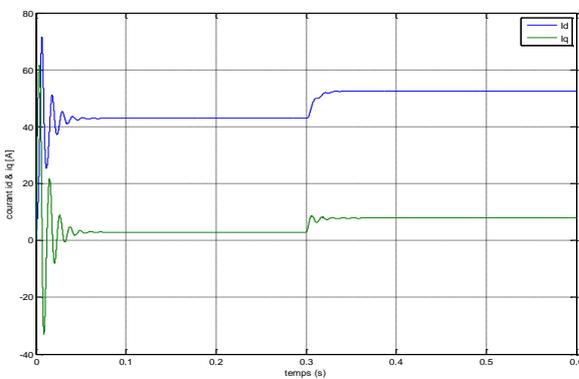
9.2 Résultat de simulation



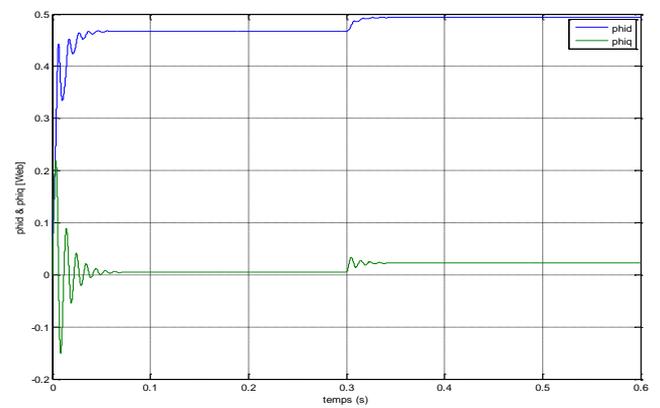
Vitesse de rotation [rad/s]



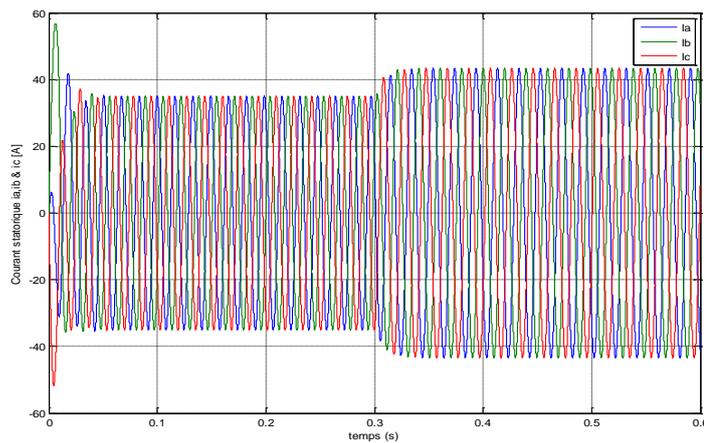
Couple électromagnétique [N.m]



Les courants dans le repère de Park  $I_d$  et  $I_q$  [A]



Les flux  $\varphi_d$  &  $\varphi_q$  [Web]



Les courants statoriques  $i_a, i_b$  &  $i_c$  [A]

Figure 2.15 : Réponse de la MSAP en charge avec ( $C_r=1.5$  N.m à  $t=0.3s$ )

D'après les résultats que nous venons de présenter, nous voyons bien que la modélisation de la machine dans le repère de Park reflète le même comportement que celui donné par la modélisation dans le repère statorique.

L'avantage de la représentation de Park réside dans la simplicité de représentation et le découplage entre les grandeurs (triphasés  $\rightarrow$  diphasés). Notons que les grandeurs de Park dans les régimes établis sont constantes, ce qui facilite par la suite la commande.

Nous constatons aussi que la vitesse de la machine synchrone dans le mode non commandé est toujours constante ; le glissement est donc nul dans n'importe quelle situation (marche à vide ou en charge) et ça se voit lors du changement de la valeur du couple de charge. Ceci montre que la vitesse de la machine synchrone est auto-régulée ; d'où un asservissement de maintien de la vitesse ne sert à rien alors que l'asservissement de vitesse n'est utilisable que pour faire varier la vitesse de l'arbre et améliorer les régimes transitoires au démarrage et au changement de couple de charge. D'où, nous tirons l'avantage de la machine synchrone par rapport à celle asynchrone qui se caractérise par la forte relation entre le couple de charge et la vitesse de rotation.

L'auto-régulation de la vitesse de rotation de la machine synchrone n'est d'autre que l'autorégulation du couple électromagnétique. Ce dernier suit tout changement du couple de charge.

Donc, il est toujours égal à la somme des couples résistants (couple de charge et effet du coefficient de frottement). Les courants, les flux et les forces contre électromotrices ont une nature triphasée. D'où, le déphasage entre les trois composants est de  $2\pi/3$  et l'amplitude est la même.

## 10 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la MSAP en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues.