

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etudes  
de MASTER ACADEMIQUE**  
Domaine : **Sciences et Technologies**  
Filière : **Génie Electrique**  
Spécialité : **Machines électriques**

*Présenté par*  
**BEN AISSA Kosseila**  
**HANICHE Boualem**

Thème  
**Etude de la MSAP alimentée par deux  
configurations d'onduleurs multiniveaux**

*Mémoire soutenu publiquement le 21 /07/ 2016 devant le jury composé de :*

**M Mohammed Megherbi**  
Professeur, UMMTO, Président

**Mlle Rahma Kachenoura**  
MCB, UMMTO, Encadreur

**Mr Salah. Haddad**  
Professeur, UMMTO, Examineur

**Mme Ferroudja Megherbi**  
Professeur, UMMTO, Examineur

## **Remerciement**

*Au terme de ce travail, on tient avant tout à exprimer notre profonde gratitude à notre promotrice Mlle KACHENOURA pour la confiance qu'elle nous a donnée afin de pouvoir réaliser ce travail et pour son soutien et ces conseils le long de la préparation de ce projet, on remercie aussi monsieur CHALLAL qui nous a été disponible en bénéficiant de son savoir et son expérience.*

*On remercie également les membres de jury qui nous ont fait honneur d'examiner ce travail.*

*En fin, on s'adresse nous remerciement à tous ceux ou celles qui nous ont apportés de l'aide que ce soit du près ou du loin dans la réalisation de ce modeste travail.*

## **Dédicaces**

*Je dédie ce travail à la mémoire de mon père.*

*A ma mère, mes sœurs : Ouardia, Fatiha ,Hayet, Dahbia et Sadia, mon frère Smail et je les remercie pour tous leurs sacrifices, leurs encouragements et que ce travail soit pour eux.*

*A mes deux frères de cœur Hamza et Ahmed ; grâce a eux que j ai connu le vrais sens d'amitié.*

*A mon collègue Kosseila et tout mes amis.*

**BOUALEM**

## **Dédicaces**

*Je dédie ce travail à ma mère, mon père, mon frère, ma sœur, mes oncles et mes cousins.*

*A tous mes amis qui m'ont soutenu, avec qui j'ai passé des moments inoubliables ; Mouloud, Saïd et sa famille, Rahim, mon binôme Boualem.*

*A Kaïssa avec qui j'ai vécu le meilleure et le pire et qui a été la seule qui me donne de courage la volonté de y aller plus loin dans ma vie.*

*A la mémoire de Chafaa qui a été un très cher ami.*

*Kosseïla*

# SOMMAIRE

# SOMMAIRE

|   |    |
|---|----|
| INTRODUCTION GENERALE .....   | 1  |
| CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE.....                            | 3  |
| 1.1 INTRODUCTION .....  | 3  |
| 1.2 Présentation de la MSAP .....   | 4  |
| 1.3 ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS.....                           | 8  |
| 1.4 COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS .....                                | 9  |
| 1.5 Principe de l'autopilotage .....  | 9  |
| 1.6 Les domaines d'application de MSAP .....                                      | 10 |
| 1.7 Avantages et inconvénients de la MSAP .....                                   | 11 |
| 1.8 Modélisation de la MSAP à pôles saillants sans amortisseurs .....             | 12 |
| 1.9 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par une source sinusoïdale ..... | 18 |
| 1.10 Conclusion .....   | 20 |
| CHAPITRE 2 : MODELISATION DE L'ONDULEUR MULTINIVEAUX .....                        | 21 |
| 1.1 INTRODUCTION .....  | 21 |
| 2.2 Présentation .....  | 23 |
| 2.3 Fonction de connexion et de conversion .....                                  | 23 |
| 2.4 Modélisation de l'onduleur multiniveaux .....                                 | 24 |
| 2.5 Matrice des fonctions de connexion et de conversion .....                     | 25 |
| 2.6 Conversion des tensions et des courants .....                                 | 26 |
| 2.7 Application à une structure a quatre cellules par phase .....                 | 28 |
| 2.8 Simulation du bloc onduleur .....   | 29 |
| 2.9 Conclusion .....  | 33 |
| CHAPITRE 3 : MODELISATION DE L'ONDULEUR MULTINIVEAUX .....                        | 34 |
| 3.1 Introduction .....  | 34 |
| 3.2 Schéma structurel du modèle .....   | 34 |
| 3.3 Modèle mathématique .....   | 35 |
| 3.4 Forme de la porteuse .....  | 40 |
| 3.5 Résultats de simulation .....   | 41 |
| 3.6 Conclusion .....  | 42 |

## CHAPITRE 4 : RESULTATS DE SIMULATION ASSOCIATION MSAP-ONDULEUR

### MULTINIVEAUX ..... 43

*4.1 Introduction .....43*

*4.2 Schéma bloc .....44*

*4.3 Résultats de simulation .....44*

*4.4 Résultats de simulation de l'ensemble onduleur-machine .....45*

*4.5 Interprétation et comparaison .....54*

*4.6 Conclusion .....56*

### CONCLUSION GENERALE ..... 57

### ANNEXE ..... 59

### BIBLIOGRAPHIE ..... 66



**INTRODUCTION**

**GENERALE :**

## INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation des composants interrupteurs rapides ainsi que le développement des techniques de commande. Leur apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatif. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatif qui permettent de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le domaine industriel. Ceci est dû au fait qu'ils ont un bon rendement, ils sont fiables et possèdent un rapport (couple/volumique) très élevé. Le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, sa construction est plus simple puisque il ne possède pas de collecteur mécanique qui pourrait entraîner des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, les différentes caractéristiques avantageuses de la machine synchrone à aimants permanents favorisent un prolongement de sa durée de vie et évitent d'avoir recours à un entretien permanent. Cette machine est connue pour sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable, etc.) mais sa commande demeure plus compliquée comparée à celle d'une machine à courant continu car le système est non linéaire du fait qu'il est difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Toutefois, l'optimisation du comportement vibratoire des machines électriques à courant alternatif cause problème. En effet l'un des inconvénients majeurs de la machine synchrone est sa sensibilité aux harmoniques de tension introduits par les convertisseurs statiques. Dans le cas des commandes pleines ondes, la présence de ces harmoniques indésirables est gênante sous plusieurs angles de vue. A basse fréquence de fonctionnement, les pulsations du couple sont la cause de variation significative de vitesse qui ne peut être que

partiellement compensée par les asservissements, Dans notre étude, nous nous intéressons particulièrement à la minimisation des pulsations du couple des machines synchrones autopilotées en régime permanent alimentées par un onduleur MLI, ceci dans le but de se rapprocher du cas idéal, une nouvelle génération d'onduleurs dits multiniveaux a vu le jour ces dernières années, elle permet d'améliorer notablement les propriétés spectrales des grandeurs de sorties. L'onde recherchée est synthétisée à l'aide de différents niveaux de tension disponibles. Nous détaillerons également par la suite le principe de fonctionnement et les différentes structures d'onduleurs multiniveaux, [11], [12],[14],[15],[16].

Afin de faciliter notre étude, nous allons avoir recours à la simulation numérique sous environnement MATLAB. Ainsi, nous allons répartir notre étude en quatre chapitres ;

Le premier, prendra en compte le modèle de notre machine suivant les axes  $d - q$ , nous avons abordé le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de la transformation de Park. Après cela, nous allons établir les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter le premier type d'onduleur multiniveaux de nature parallèle, caractérisé par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion dont les dents de scie seront décalées verticalement.

Dans le troisième chapitre nous allons passer à la présentation du deuxième modèle d'onduleur de nature série, avec un principe de fonctionnement basé sur une stratégie de modulation de largeur d'impulsion dont les dents de scie cette fois ci seront décalées horizontalement.

Par la suite ; dans le quatrième chapitre plusieurs essais seront effectués sous Matlab pour la machine synchrone à aimants permanents autopilotée alimentée par les deux types d'onduleurs multiniveaux avec deux stratégies de modulation de largeur d'impulsion différents. Les résultats obtenus seront ainsi présentés. Ensuite nous allons nous consacrer à l'interprétation des résultats obtenus.

Nous finissons notre travail par une conclusion générale.

**Chapitre 1 :**

**MODELISATION DE LA**

**MACHINE**

**SYNCHRONNE**

### 1.1 Introduction :

Dans le processus de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, la plus part de cette énergie électrique est produite par des machines synchrones pilotées par des turbines hydrauliques, à vapeur, ou par des moteurs à combustion à l'encontre de la machine asynchrone le plus souvent utilisée pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique. Malgré cela, la machine synchrone constitue un concurrent sérieux pour la machine asynchrone dans le domaine des entraînements à courant alternatif. Comme son nom l'indique, une machine synchrone doit tourner à la vitesse de synchronisme. La machine synchrone autopilotée a eu plus de succès jusqu'à maintenant. Elle donne des caractéristiques semblables à celles d'une machine à courant continu, mais avec des performances supérieures. Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, cependant le rotor est constitué soit par un aimant permanent, soit par un enroulement d'excitation alimenté par une source de tension continue constituant ainsi un électro-aimant.

Pour accrocher une machine synchrone, on l'entraîne jusqu'à la vitesse de synchronisme puis on établit le courant dans l'enroulement d'excitation si le rotor ne possède pas d'enroulements amortisseurs.

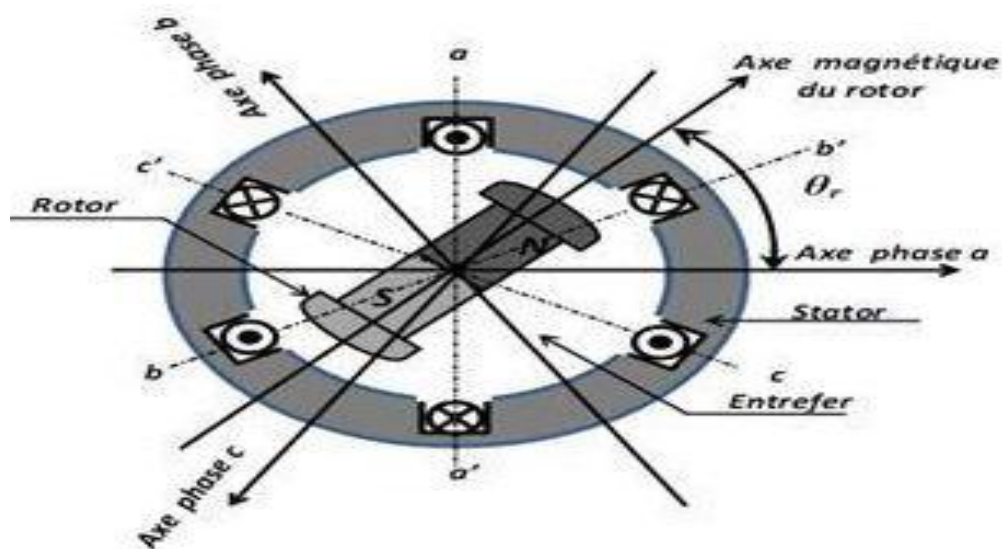
Dans le cas contraire, on la démarre sans l'entraîner, de la même façon que la machine asynchrone (démarrage en asynchrone) et lorsque la machine est près de sa vitesse de synchronisme on établit le courant dans l'enroulement du flux. Le mécanisme de production du couple dans la machine synchrone est identique à celui de la machine asynchrone. Comme le rotor tourne toujours à la vitesse de synchronisme en régime établi (càd à glissement nul), il n'y a pas d'induction dans le rotor, et la force magnétomotrice au rotor est produite exclusivement par l'enroulement d'excitation. Les machines synchrones peuvent être divisées en deux classes. Une première catégorie comprend les machines à rotor cylindrique ayant un entrefer constant qui sont dites des machines synchrones à pôles lisses; elles sont principalement utilisées en grandes vitesses comme turbo-alternateurs. La seconde catégorie, la plus fréquente, comprend les machines dont l'entrefer non uniforme comporte des saillances, elles sont appelées machines synchrones à pôles saillants, elles sont utilisées à basses vitesses dans les centrales hydrauliques [28].

## 1.2 Présentation de la MSAP :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'ou le nom de machine synchrone.

Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électriques, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [5] [24] [27].

Le rotor : se compose d'aimants permanents, Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor.



**Figure1.1 : présentation de la machine synchrone à aimants permanents**

### **1.2.1 Différents types de machines à aimants permanents :**

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [7]. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

### **1.2.2 Les aimants permanents :**

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [6].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'hexa ferrite

#### **1.2.2.1 Les ferrites :**

Ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût. Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

### 1.2.2.2 Les Alnicos :

Les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C. Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

### 1.2.2.3 Les terres rares :

Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins coûteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [8].

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [8]. Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation [9].

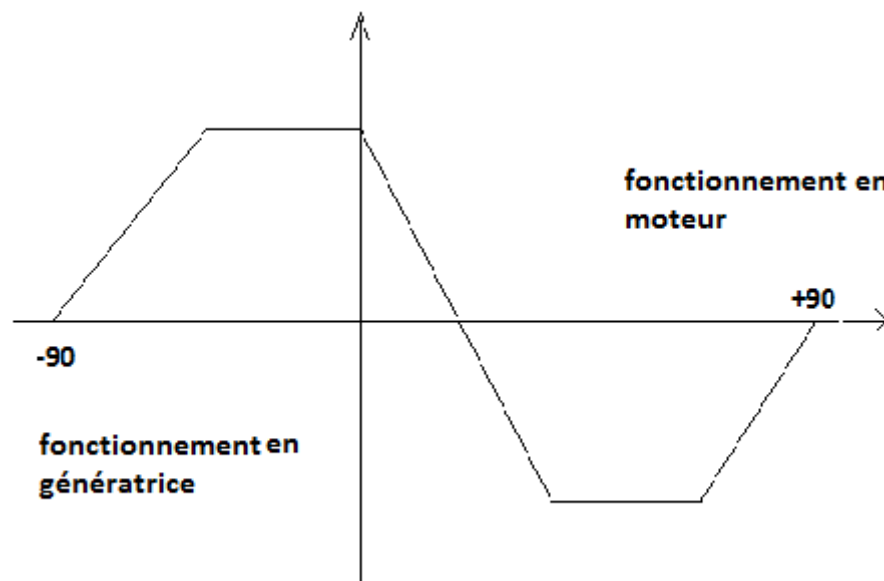
- Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion de ces derniers entre eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor).
- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.

- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

### 1.2.3 Analyse du fonctionnement de la MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse  $90^\circ$ . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [24].

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :



**Figure 1.2 :Caractéristique du couple-angle électrique**

### **1.3 Alimentation des machines à aimants permanents :**

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [10].

#### **1.3.1. Moteur à f.é.m. trapézoïdale :**

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120°. Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs [28] [10].

#### **1.3.2 Moteur à f.é.m. sinusoïdale :**

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors).

Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur.

Le capteur de position du rotor doit avoir une grande résolution. On utilise un résolveur ou un codeur incrémental [28] [10].

Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à

f.é.m. trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes) [28].

#### **1.4 Couple des machines à aimants permanents :**

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois termes [24].

**1.4.1 Couple de détente :** Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches.

**1.4.2 Couple de réluctance :** Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

**1.4.3 Couple mutuel :** Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

#### **1.5 Principe de l'autopilotage :**

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [25]. Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en

fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation. La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator, c'est-à-dire, la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateur d'impulsions et envoyés sur les gâchettes de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

### **1.5.1 Capteur de position:**

Quel que soit le type de machine et d'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [11].

Les informations acquises par les capteurs et délivrées sous forme analogiques, doivent très fréquemment être traitées par des calculateurs digitaux qui assurent l'exploitation rapide et précise, ceci est rendu possible par l'utilisation de convertisseurs analogiques/numériques qui en recevant le signal du capteur, délivrent au calculateur l'information numérisée.

Dans le cas des déplacements, il est cependant possible de concevoir des capteurs qui assurent de façon immédiate la traduction d'une position linéaire ou angulaire en un mot binaire qui la définit. Cependant comme dans tout dispositif de conversion numérique d'une grandeur, celle-ci se trouve quantifiée : un nombre limité de positions peut être distingué et la résolution est donc toujours finie [12] [13].

### **1.6 Les domaines d'application de MSAP :**

Les moteurs brushless sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines-outils et en robotique où ils ont remplacé les machines à courant continu. Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des

ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro- ordinateurs [11]. Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts où l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [14].

### **1.7 Avantages et inconvénients de la MSAP :**

#### **1.7.1 Avantages de la MSAP :**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [16][18][17][19][20][21] :

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

#### **1.7.2 Inconvénients de la MSAP :**

Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.

- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple : capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.

- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

### **1.8 Modélisation de la MSAP à pôles saillants sans amortisseurs :**

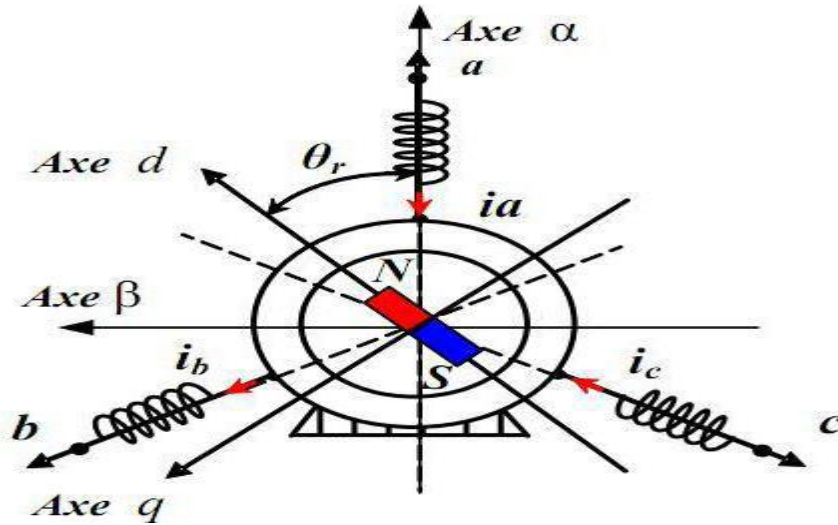
L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [22]. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [26].

#### **1.8.1 Hypothèses simplificatrices :**

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont [17] [18] [19] [20] [16] [21] :

- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- La distribution des forces magnétomotrice, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

### 1.8.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé :



**Figure 1.3: représentation de la MSAP dans le repère (a,b,c) et (d,q)**

#### 1.8.2.1 Équations électriques :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \quad (1.1)$$

A partir de la figure 1.3 nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone dans les axes a, b, c tel que :

$$\begin{aligned} v_a &= R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \\ v_b &= R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \end{aligned} \quad (1-2)$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c$$

Les équations de tension d'une machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs, sont données par:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (1-3)$$

$[v_s]$  : Vecteur des tensions statoriques.

- $[R_s]$  : Matrice des résistances statoriques.
- $[i_s]$  : Vecteur des courants statoriques.
- $[\Phi_s]$  : Vecteur des flux statoriques.

$$L_a = L_{a0} + L_{a2} \cos 2\theta$$

$$L_b = L_{b0} + L_{b2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_c = L_{c0} + L_{c2} \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$M_{ab} = M_{ab0} + M_{ab2} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$M_{ac} = M_{ac0} + M_{ac2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_{bc} = M_{bc0} + M_{bc2} \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (1.4)$$

$$(\Phi_s) = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_c & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_c & M_{bc} \\ M_{cc} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\Phi_{abc} = p(\theta_s)^{-1} \times \Phi_{dq0} = [L_{ss}] p(\theta)^{-1} \times i_{dq0} + \Phi_r$$

$$\Phi_{abc} = p(\theta)^{-1} \times \Phi_{dq0} = [L_{ss}] p(\theta)^{-1} \times i_{dq0} + \Phi_r$$

On multiplie à gauche par  $p(\theta)$  :

$$p(\theta) \cdot p(\theta)^{-1} \cdot \Phi_{dq0} = p(\theta) \cdot [L_{ss}] \cdot p(\theta)^{-1} \cdot i_{dq0} + p(\theta) \cdot \Phi_r$$

$$p(\theta) \cdot p(\theta)^{-1} \cdot \Phi_{dq0} = p(\theta) \cdot [L_{ss}] \cdot p(\theta)^{-1} \cdot i_{dq0} + p(\theta) \cdot \Phi_r$$

$$p(\theta) \cdot [L_{ss}] \cdot p(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix}; \quad \begin{aligned} L_d &= L_{a0} - M_{ab0} + 3/2 L_{a2} \\ L_q &= L_{a0} - M_{ab0} - 3/2 L_{a2} \\ L_0 &= L_{a0} + 2 \cdot M_{ab0} \end{aligned}$$

$$(L_s) = [L_{ss}] \cdot (i_s) + \Phi_R \quad (1.6)$$

$$\Phi_R = \Phi_f \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

$$C_{em} = \frac{\partial w}{\partial \theta} = (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d)$$

$$\Phi_d = L_d \cdot i_d + \Phi_f$$

$$\Phi_q = L_q \cdot i_q.$$

### 1.8.2.2 L'équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega \quad (1-9)$$

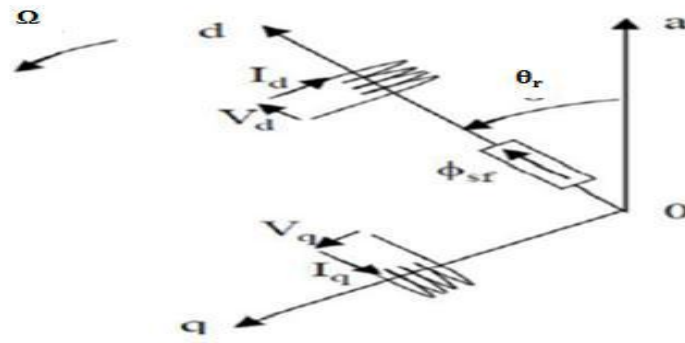
- $\Omega$  : la vitesse mécanique
- $C_{em}$  : le couple électromagnétique délivré par le moteur.
- $C_r$  : le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur

#### ❖ Remarque :

Pour pouvoir implanter le modèle de la machine synchrone dans un logiciel de simulation, il faut vraiment effectuer certaines transformations mathématiques sur les matrices d'inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques et les inductances propres du stator tel que la transformation de CLARCK, CONCORDIA et PARK appliquées aux variables réelles (tension, courant et le flux) car ces inductances dépendent de la position rotorique  $\theta_r$ , comme le cas de la machine asynchrone. Ce qui rend le modèle de la machine synchrone variant dans le temps et son analyse très complexe.

La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application.

Le modèle de la machine le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q), [27] comme nous le montre la figure 1.4 :



**Figure 1.4 : Représentation de la MSAP dans le repère (d, q).**

La figure 1.4 présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park). Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme.

Le repère d'axe de référence au rotor (**d-q**) tourne à la vitesse  $\Omega$  tandis que le système d'axe de référence au stator (abc) reste fixe.

La transformé de Park est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_r)] \cdot [X_{abc}] \quad (1-10)$$

Où X représente les variables statoriques réelles des courants, tensions et des flux et  $\theta_r$  représente la position électrique du rotor

$X_d$  et  $X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux).

Et  $[P(\theta_r)]$  est la forme de la matrice de PARK et donnée par :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (1-11)$$

La matrice inverse de PARK  $[P(\theta_r)^{-1}]$  :

$$P(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

### 1.8.2.4 Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor:

Dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents disposés sur la surface du rotor avec amortisseurs, on fera l'hypothèse que les aimants permanents au rotor sont à aimantation rigide. Ils peuvent être alors représentés par un inducteur alimenté par une source de courant parfaite.

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient sinusoidalement avec  $\theta_r$ , les inductances propres du stator varient aussi sinusoidalement avec  $2\theta_r$ , ce qui rend l'analyse de la machine synchrone très complexe. D'autre part, comme les enroulements rotorique d'une machine synchrone sont différents, une transformation du PARK appliquée au rotor est d'aucune utilité dans l'analyse des circuits rotoriques.

De plus, les inductances qui dépendent de la position rotorique ne sont rendues constantes dans les équations des tensions que si le référentiel est lié au rotor [27].

### 1.8.2.5 Les équations électrique dans les axes d et q :

$$v_d = \frac{d}{dt} \Phi_d + R_s i_d - \omega_r \Phi_q \quad (1-13)$$

$$v_q = \frac{d}{dt} \Phi_q + R_s i_q + \omega_r \Phi_d \quad (1-14)$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le repère de Park. Dans notre cas, les enroulements statoriques sont montés en étoile et donc la composante homopolaire s'annule le système est équilibré (la somme instantanée des courants statorique est nulle.

$$\Phi_d = L_d \cdot i_d + \Phi_f$$

$$\Phi_q = L_q \cdot i_q$$

$$\Rightarrow v_d = L_d \frac{d i_d}{dt} + R_s i_d - \omega_r L_q \cdot i_q \quad (1.15)$$

$$v_q = L_q \frac{d i_q}{dt} + R_s i_q + \omega_r \Phi_f + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d \quad (1.16)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s/L_d & \omega_r L_q/L_d \\ \omega_r \cdot L_d/L_q & R_s/L_q \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

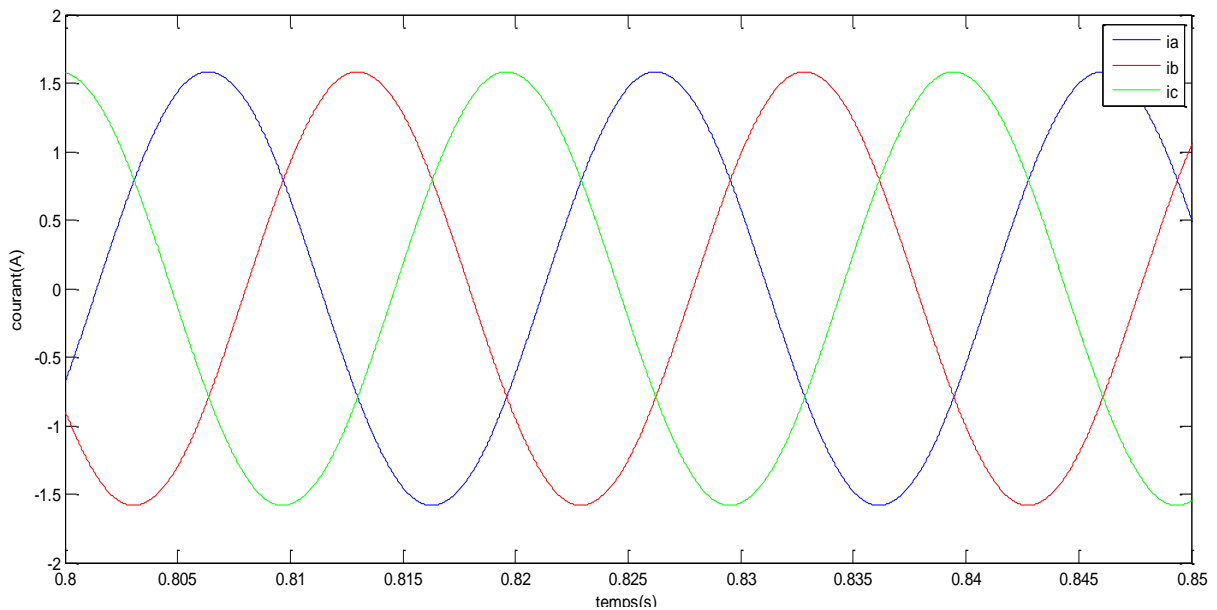
### 1.8.2.6 Modèle d'état de la MSAP :

les figures (a,b,c) Modèle dynamique de la machine synchrone dans le repère(d,q) lié au rotor

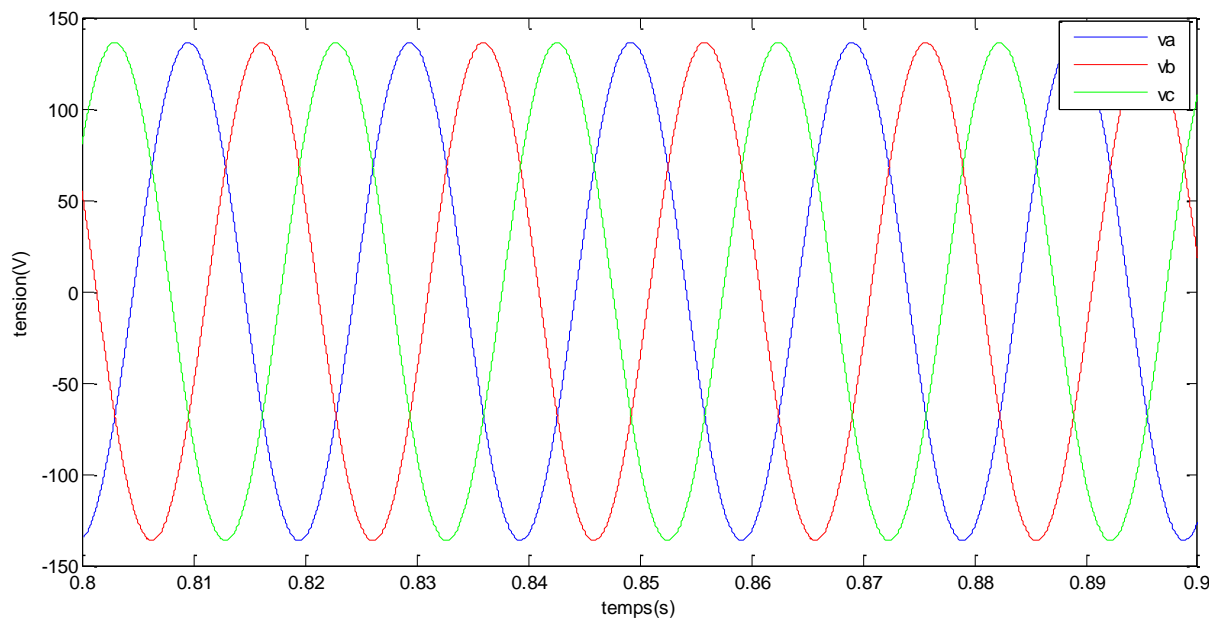
- Le modèle de la machine synchrone a aimant permanent est identique a celui de la machine synchrone classique (rotor bobiné), or que la MSAP crée un flux constant par ces aimants et après simplification de ces équations on atteint a les modélisées sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} [I_{dq}] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix} \cdot [I_{dq}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} [v_{dq}] + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \cdot \Phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (1-18)$$

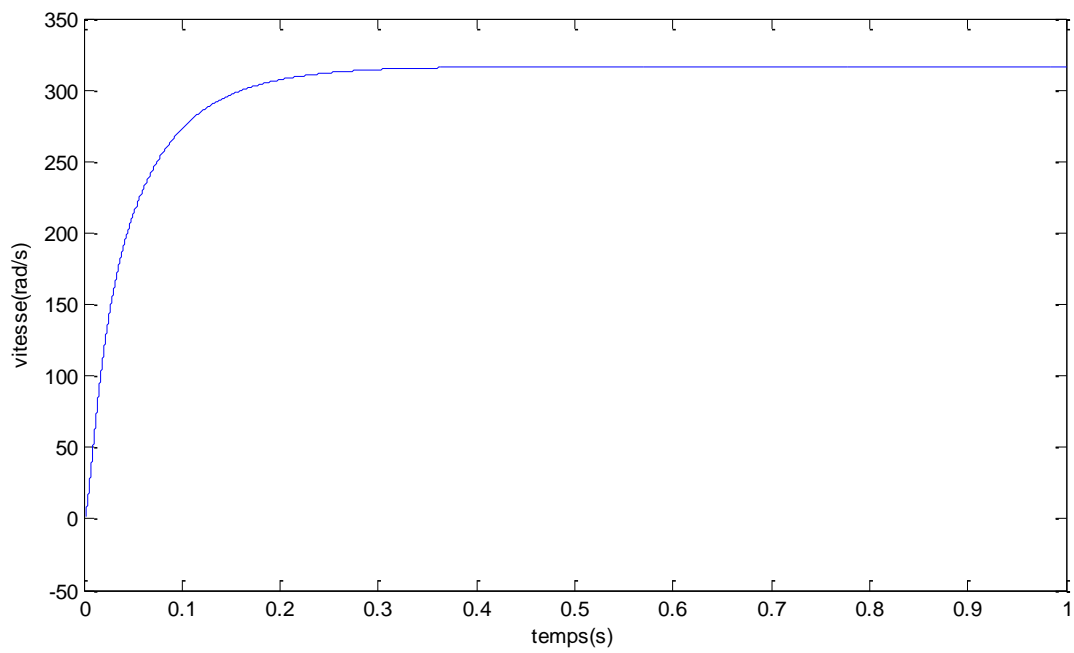
### 1.9 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par une source sinusoïdale :



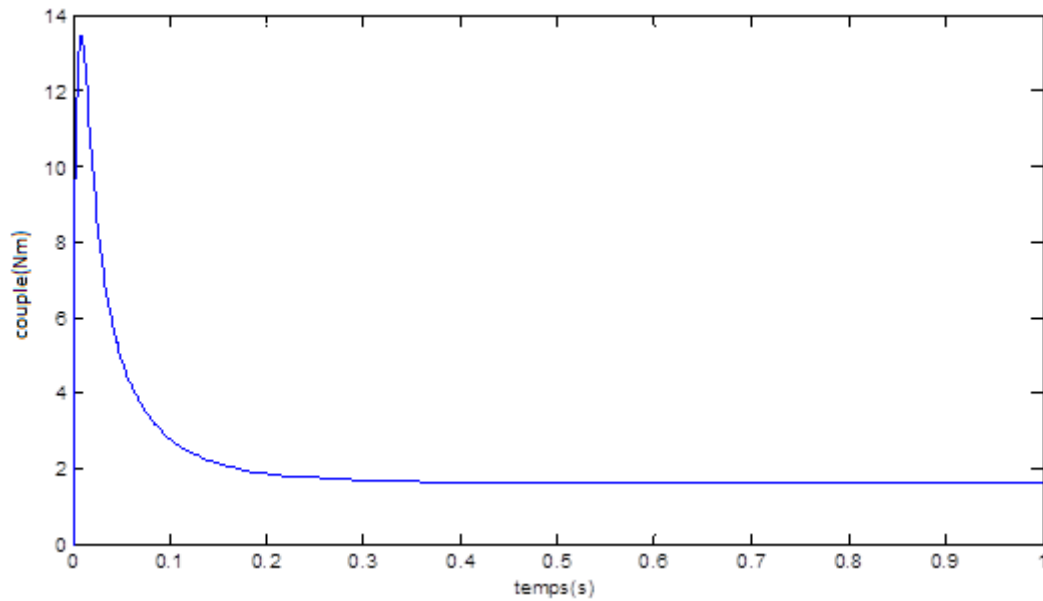
**Figure 1.5: tracés des courant (ia,ib,ic)**



**Figure 1.6: tracés des tensions ( $v_a, v_b, v_c$ )**



**Figure 1.7: tracé de la vitesse de rotation ( $w$ )**



**Figure 1.8: tracé de couple électromagnétique (cem)**

### 1.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a vu que le modèle réel des machines à courant alternatif est très complexe. Pour simplifier l'analyse de ces systèmes et étudier leur comportement dynamique, il est nécessaire d'effectuer des transformations mathématiques de ce modèle réel. Pour cela, la transformation orthogonale de PARK présente beaucoup d'intérêt et est à la base de la plupart des modèles linéaires invariants des machines à courant alternatif. Cette transformation s'applique aussi bien aux machines asynchrones qu'aux machines synchrones.

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances de la MSAP autopilotée alimentée par une source sinusoïdale triphasée équilibrée. On note que la vitesse atteint rapidement le régime permanent, le courant  $i_q$  et le couple électromagnétique sont proportionnels, les courants  $(i_a, i_b, i_c)$  sont sinusoïdaux et passent par un pic avant de se stabiliser en régime permanent, ou note que la fréquence de ces derniers est au voisinage de 50Hz.

**Chapitre 2 :**

**MODELISATION DE**

**L'ONDULEUR**

**MULTINIVEAUX**

**(Parallèle)**

## 2.1 Introduction :

Le véritable problème des électrotechniciens est comment faire alimenter une charge quelconque avec une source imposée, or qu'une source d'énergie peut être en continu comme des batteries d'accumulateurs, génératrices à courant continu ou alternative comme le réseau de distribution. Pour avoir une certaine compatibilité entre la source et la charge, il faut utiliser des convertisseurs transformant directement l'énergie du (DC) à (AC) et parmi ces convertisseurs connus nous avons l'onduleur qui est un convertisseur statique qui assure cette conversion du (DC) à (AC) en utilisant des semi-conducteurs (figure 2.1) [30].

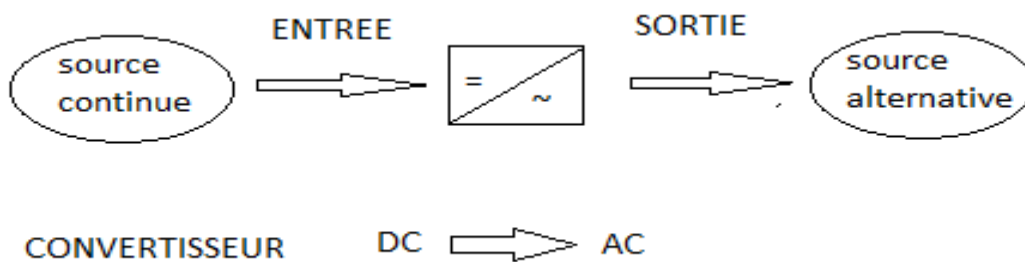


Figure 2.1 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

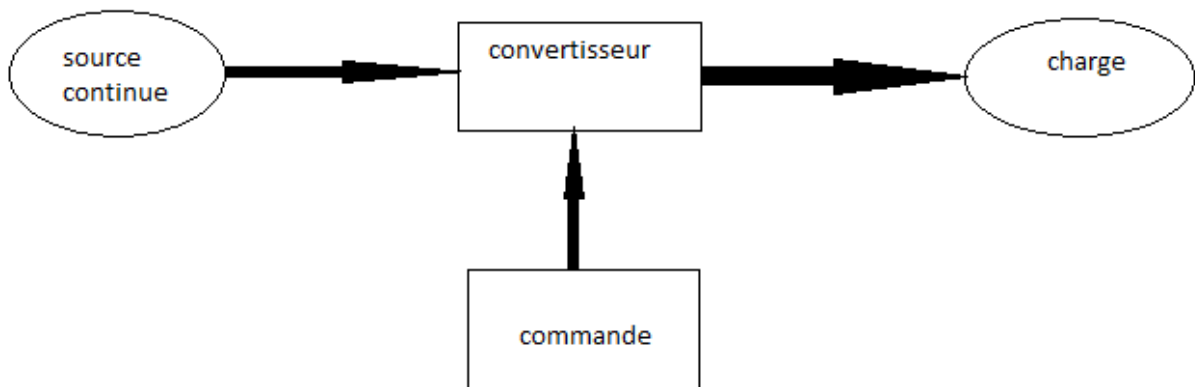
Pour améliorer cette conversion d'énergie les chercheurs électrotechniciens se sont basés sur l'architecture de ces convertisseurs en réduisant leurs coûts et en minimisant et simplifiant la conception de ce matériel tout en respectant les principes de synthèse des circuits et leurs algorithmes de commande.

Les grands efforts fournis par ces chercheurs sur cette conversion d'énergie et ces onduleurs sont faits pour atteindre un objectif que ce soit la commande de la vitesse de la machine à courant alternatif, qui est assurée par la variation de l'amplitude et de la fréquence, tout en minimisant les contenus harmoniques de l'onde de sortie.

Les premiers onduleurs utilisés à base des semi-conducteurs (onduleur de Mac Murray)[29][36][37] qui ne sont commandables qu'à la fermeture à cause de la constitution des thyristors qui fonctionnent en tant qu'interrupteurs électroniques unidirectionnels en courant. Pour l'ouverture, on doit lui ajouter des circuits auxiliaires permettant son blocage, cela implique la complexité de la structure de l'onduleur et l'augmentation de son prix.

Avec l'évolution et en terme de commercialisation principalement, les transistors bipolaires de puissances ont fait un grand pas dans la réduction du coût des équipements et la simplicité de sa commande en les intégrant dans la plupart des circuits de commande qui

permettent l'ouverture et la fermeture des circuits de protection dans leurs structures, ces dernières utilisent quasiment une commande de largeur d'impulsion (MLI) ou pulse width modulation (PWM) en anglo-saxon. L'emploi de la technique MLI permet, en augmentant l'indice de modulation, de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées et cette technique de commande est inspirée de celle utilisée dans la transmission de l'information qui consiste à moduler une onde porteuse par une onde de référence à fréquence beaucoup plus basse [31]. D'autre part, on a l'onduleur multi-niveaux qui est considéré comme une source de tension contrôlable qui peut prendre un nombre limité de valeurs de tension de sortie, nous appellerons ces valeurs les niveaux de l'onduleur, chaque niveau s'éloigne de l'autre par un pas, et un pas uniforme permet d'avoir des lois de commande très simples. Au début, ces onduleurs ont été créés pour les applications de haute puissance et l'idée principale de ce développement est de trouver comment remplacer un semi-conducteur à haute tension par plusieurs de plus basse tension connectés en série ou en parallèle, ainsi ces derniers ayant de meilleures performances et ils sont rapides et faciles à construire ce qui réduit leurs coût et aussi avec un rendement satisfaisant qui permet de maintenir les pertes totales à un seul niveau. Cette méthode a ensuite été appliquée dans d'autres structures à haute puissance en remplaçant ses équipements par ceux de faibles puissances et en les plaçant en série ou en parallèle.



**Figure 2.2 : Module dans une association charge-convertisseur**

La simplicité de cet onduleur a atteint même sa commande qui consiste à utiliser un ensemble de porteuses triangulaires qui permettent de comparer à une référence et de générer des signaux de commande de l'onduleur.

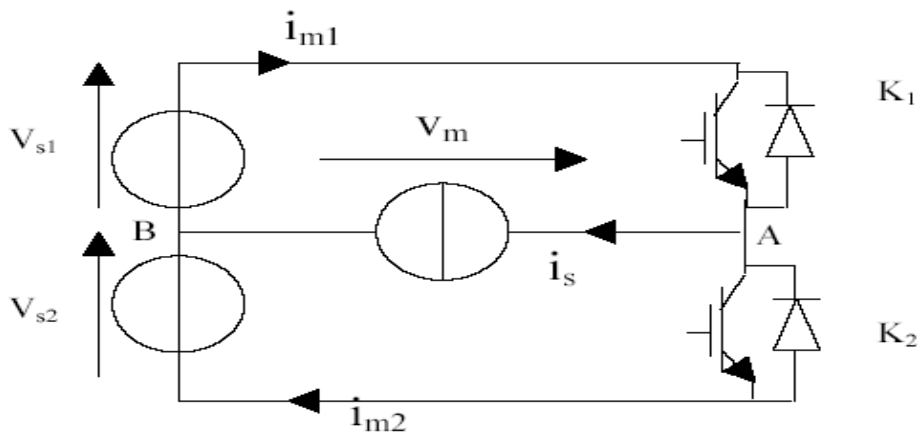
## 2.2 Présentation

Dans cette partie on fera la modélisation de l'onduleur multiniveaux en caractérisant les différents composants et leurs fonction dans cet onduleur et dans la conversion d'énergie qui est de nature tension continue vers une source de nature courant alternatif, donc la conversion souhaitée est du type énergie continue en énergie alternative.

## 2.3 Fonction de connexion et de conversion

### 2.3.1 Fonction de connexion

En prenant l'exemple de l'onduleur monophasé en demi-pont (figure2.3) :



**Figure 2.3 Onduleur monophasé en demi-pont**

$v_m$  : est la valeur instantanée de la tension aux bornes de la charge de nature source de courant alternatif.

$v_{s1}, v_{s2}$  : est la valeur instantanée de la tension aux bornes de la source de nature : source de tension continue.

$i_{m1}$  et  $i_{m2}$  sont respectivement les courants de la charge de nature : source de courant alternatif.

$$f_{11} = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}, f_{12} = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}; f_{11} + f_{12} = 1 \quad (2.1)$$

$f_{11}$  et  $f_{12}$  sont respectivement les fonctions de connexion des interrupteurs K1 et K2.

### 2.3.2 Fonction de conversion

La fonction de conversion  $M_c$  est celle qui nous assure de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à la tension de sortie.

Pour une cellule donnée, on impose  $V_{s1} = V_{s2} - E/2$  de telle sorte que :

$$v_m = M_c(t) \cdot v_s / 2 \quad (2.2)$$

$$(v_s/2).i_{m1} + (v_s/2).i_{m2} = v_m.i_s \quad (2.3)$$

$$\rightarrow i_{m1} + i_{m2} = (v_m/v_s/2).i_s \quad (2.4)$$

$$\rightarrow i_{m1} + i_{m2} = M_c(t).i_s \quad (2.5)$$

### 2.3.3 La relation entre la fonction de connexion et de conversion

La table de vérité des interrupteurs K1 et K2 montre qu'il existe une dépendance entre la fonction de connexion et celle de conversion [29],[36], [37].

| $f_{11}$ | $f_{12}$ | $v_s$           | $v_m$            | $M_c$               |
|----------|----------|-----------------|------------------|---------------------|
| 0        | 0        | $\frac{v_s}{2}$ | X                | X (état non permis) |
| 0        | 1        | $\frac{v_s}{2}$ | $\frac{v_s}{2}$  | 1                   |
| 1        | 1        | $\frac{v_s}{2}$ | X                | X (état non permis) |
| 1        | 0        | $\frac{v_s}{2}$ | $-\frac{v_s}{2}$ | -1                  |

$$M_c = f_{11} - f_{12} \rightarrow M_c = 2.f_{11} - 1 \quad (2.6)$$

L'équation (2.6) veut dire que la variation de la tension de sortie dépend de la tension d'entrée et de l'état de l'interrupteur K1.

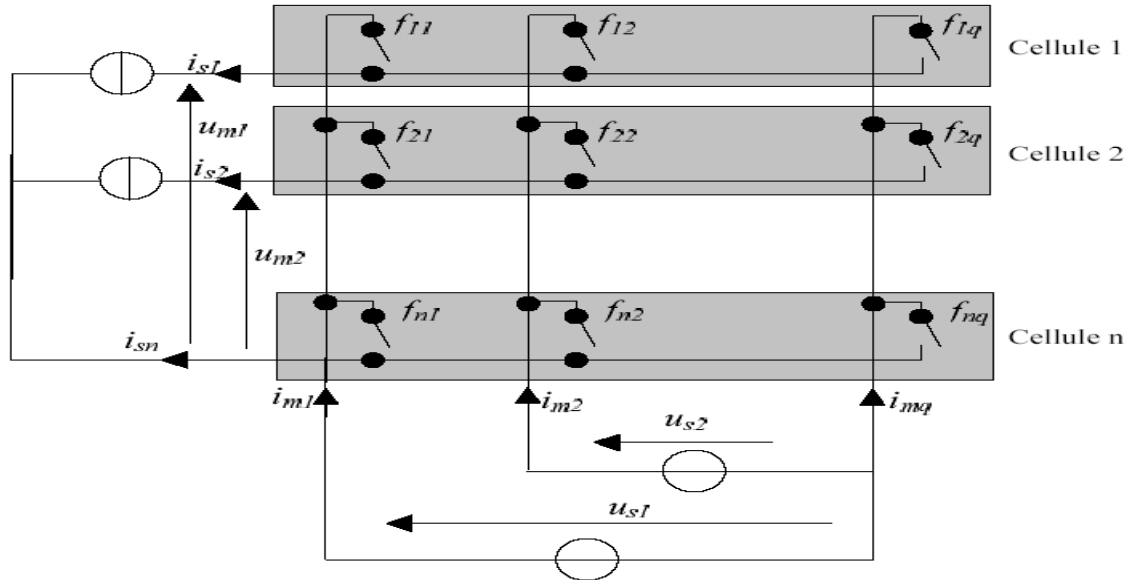
## 2.4 Modélisation de l'onduleur de tension multi-niveaux

Un convertisseur de l'électronique de puissance est un ensemble de cellules de commutations connectées entre elles soient en série ou en parallèle. Ces dernières sont constituées, en fonction de l'application, par des diodes, des thyristors et des transistors. Ce sont les interrupteurs qui font moduler la puissance entre la source et la charge.

Ces dix dernières années les fonctions de connexion et de conversion ont été développées pour pouvoir analyser le fonctionnement du convertisseur de structures de plus en plus complexes [32] [33].

## 2.5 Matrice des fonctions de connexion et de conversion

### 2.5.1 Matrice des fonctions de connexion :



**Figure 2.4 Structure matricielle d'un onduleur n/q**

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1q} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{n1} & f_{n2} & \dots & f_{nq} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Les éléments de cette matrice de dimension (n\*q) sont des interrupteurs qui représentent les fonctions de connexion :

$$\sum_{k=1}^n f_{ck} = 1 \quad ; \quad \text{avec} \quad c = \{1 \dots \dots \dots n\}$$

Cette relation signifie qu'une cellule donnée peut établir une connexion entre deux sources compatibles à n'importe quel instant.

$$[v_s] = [v_{s1} v_{s2} \dots \dots \dots v_{sq}]^T \quad ; \quad [v_m] = [v_{s1} v_{s2} \dots \dots \dots v_{mq}]^T \quad (2.8)$$

$$[i_s] = [i_{s1} i_{s2} \dots \dots \dots i_{sq}]^T \quad ; \quad [i_m] = [i_{s1} i_{s2} \dots \dots \dots i_{mq}]^T \quad (2.9)$$

Les équations (2.2) et (2.3) représentent les vecteurs de tension et de courant. On a aussi :

$$[v_m] = [F] \cdot [v_s] \quad (2.10)$$

$$[i_m] = [F]^T \cdot [i_s] \quad (2.11)$$

### 2.5.2 Matrice de la fonction de conversion

La matrice de conversion représente le quotient entre les grandeurs d'entrée et celles de sortie, on peut dire qu'elle représente la fonction de transfert du convertisseur. En d'autres termes, ce sont des coefficients qui mettent en relation les grandeurs commutées aux

grandeurs modulées respectivement  $[v_m], [i_s]$  et  $[v_s], [i_m]$ . Ils se rangent dans la même matrice dite matrice de conversion.

Si on suppose que la structure établit un couplage entre un réseau de (n) phases et un réseau de (q) phases, cela veut dire qu'il n'existe que (n-1) courants de source et (q-1) courants de charge, indépendants entre eux tel que :

$$\sum_{c=1}^n i_{sc} = 0 \quad (2.12)$$

$$\sum_{k=1}^q i_{mk} = 0 \quad (2.13)$$

## 2.6 Conversion des tensions et des courants

### 2.6.1 Conversion des tensions :

$$u_{sk} = v_{sk} - v_{sq} \quad (k=1, 2, \dots, q-1) \quad (2.14)$$

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} \quad (c=1, 2, \dots, n-1) \quad (2.15)$$

A partir de l'équation (2.10) nous avons:

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^q f_{ck} v_{sk} \quad (2.16)$$

$$\text{Et } v_{mn} = \sum_{k=1}^q f_{fk} v_{sk} \quad (2.17)$$

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} v_{sk} + f_{cq} v_{sq} \quad (2.18)$$

$$v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} v_{sk} + f_{nq} v_{sq} \quad (2.19)$$

$$\text{Et } f_{nq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} \quad (2.20)$$

En remplaçant (2.15) dans (2.19) on obtient :

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} (v_{sk} + v_{sq}) - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} v_{sk} + f_{nq} v_{sq} \quad (2.21)$$

Soit :

$$u_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} m_{ck} v_{sk} - v_{sq} \quad (2.22)$$

$$\text{Avec } m_{ck} = f_{ck} - f_{nc} \quad c=(1, 2, \dots, n-1) \quad ; \quad m_{ck} \in (-1, 0, 1) \quad (2.23)$$

$m_{ck}$  désigne les (q-1) fonctions de conversion définissant les tensions de sortie  $u_{mc}$  à partir des (q-1) tensions d'entrée  $u_{sk}$ .

En posant les vecteurs de tension suivants :

$$[u_s] = [u_{s1} u_{s2} \dots \dots \dots u_{sq-1}]^T \quad (2.24)$$

$$[u_m] = [u_{m1} u_{m2} \dots \dots \dots u_{mq-1}]^T \quad (2.25)$$

Nous définissons par  $[M_u]$  la matrice de conversion des tensions, dont les (n-1)\*(q-1) éléments sont des fonctions de connexion.

$$[M_m] = [M_u] \cdot [M_s] \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ \vdots \\ u_{mn-1} \end{bmatrix} = [M_u] \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ \vdots \\ u_{sq-1} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Avec :

$$[M_u] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1,q-1} \\ m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2,q-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n-1,1} & m_{n-1,2} & \dots & m_{n-1,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^n f_{ck} i_{sc} = \sum_{c=1}^{n-1} f_{ck} i_{sc} + f_{cn} i_{sc} \quad (2.29)$$

De plus on a aussi :

$$\sum_{c=1}^n i_{sc} = 0 \Rightarrow i_{sn} = -\sum_{c=1}^{n-1} i_{sc} \quad (2.30)$$

On aura au final :

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^n (f_{ck} - f_{nk}) i_{sc} ; k=(1,2,\dots,\dots,\dots, q-1) \quad (2.31)$$

Soit :

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^{n-1} (m_{ck} \cdot i_{nc}) ; \quad m_{ck} \in (-1,0,1) \quad (2.32)$$

En considérant les vecteurs de courant :

$$I_s = [i_{s1} i_{s2} \dots \dots \dots i_{sq-1}]^T \quad (2.33)$$

$$I_m = [i_{m1} i_{m2} \dots \dots \dots i_{mq-1}]^T \quad (2.34)$$

### 2.6.2 Conversion des courants :

D'après l'équation (2.11) on déduit :

$$[M_i] = [M_u]^T \quad (2.35)$$

Et de là on tiendra compte que de : [M]

$$[M] = [M_u] \quad (2.36)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n1} & f_{12} - f_{n2} & \dots & f_{1,q-1} - f_{n,q-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{n-1,1} - f_{n1} & f_{n-1,2} - f_{n2} & \dots & f_{n-1,q-1} - f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En rassemblant les deux matrices (connexion et conversion) dans une même expression matricielle suivante :

$$[M] = [R_{cv}] \cdot [F_r] \quad (2.38)$$

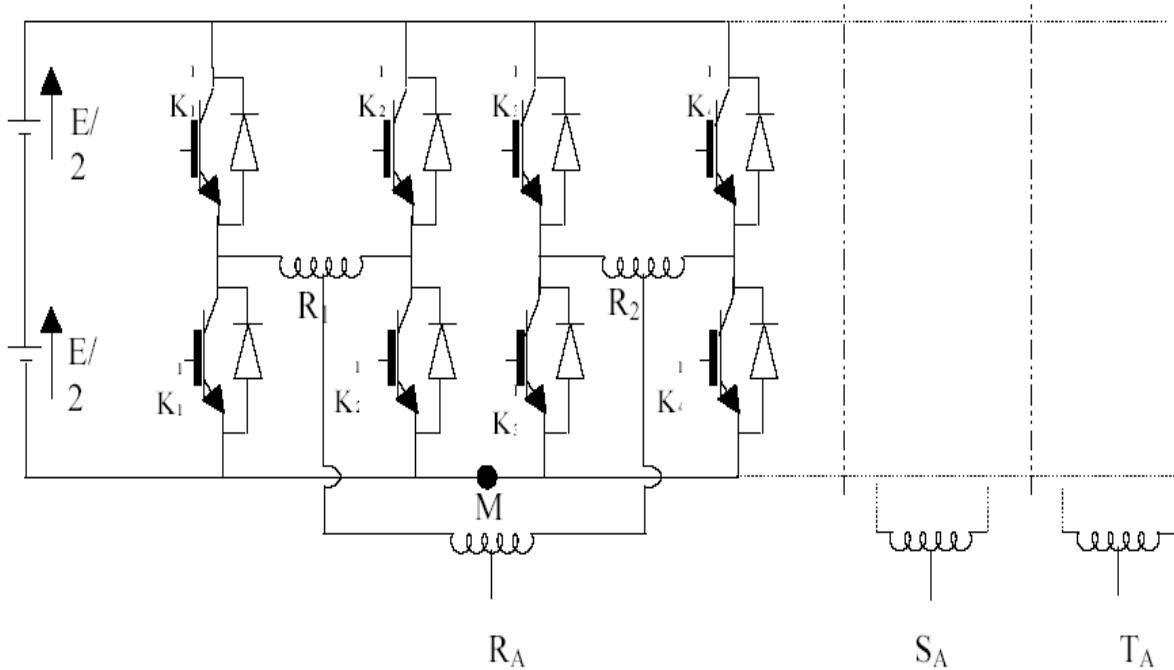
Avec : [F]=

$$\begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1,q-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{n,1} & f_{n,2} & \dots & f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

- La matrice [R<sub>cv</sub>] de dimension (n-1)\*n exprime la relation de conversion.

- La matrice  $[F_r]$  de dimension  $n*(q-1)$  exprime la matrice de connexion réduit obtenue à partir de la matrice  $[F]$  après suppression de la dernière colonne.

**2.7 Application à une structure à quatre cellules par phase :**



**Figure 2.5 Structure d'un onduleur triphasé multiniveaux à quatre cellules par phase (les phases  $S_A$ ,  $R_A$  et  $T_A$ )**

$$v_{R1M} = (f^1_{11} + f^1_{21}) \cdot \frac{E}{2} \tag{2.40}$$

$$v_{R2M} = (f^1_{31} + f^1_{41}) \cdot \frac{E}{2} \tag{2.41}$$

$$\text{D'où ; } v_{RAM} = \left[ \left( \frac{f^1_{11} + f^1_{21}}{2} \right) + \left( \frac{f^1_{31} + f^1_{41}}{2} \right) \right] \cdot \frac{E}{2} \tag{2.42}$$

A la fin on obtient :

$$\begin{cases} v_{RAM} = (f^1_{11} + f^1_{21} + f^1_{31} + f^1_{41}) \cdot \frac{E}{4} \\ v_{SAM} = (f^2_{11} + f^2_{21} + f^2_{31} + f^2_{41}) \cdot \frac{E}{4} \\ v_{TAM} = (f^3_{11} + f^3_{21} + f^3_{31} + f^3_{41}) \cdot \frac{E}{4} \end{cases} \tag{2.43}$$

D'où les tensions entre phases :

$$\begin{cases} v_{RAM} = [(f^1_{11} + f^1_{21} + f^1_{31} + f^1_{41}) - (f^2_{11} + f^2_{21} + f^2_{31} + f^2_{41})] \frac{E}{4} \\ v_{SAM} = [(f^2_{11} + f^2_{21} + f^2_{31} + f^2_{41}) - (f^3_{11} + f^3_{21} + f^3_{31} + f^3_{41})] \frac{E}{4} \\ v_{TAM} = [(f^3_{11} + f^3_{21} + f^3_{31} + f^3_{41}) - (f^2_{11} + f^2_{21} + f^2_{31} + f^2_{41})] \frac{E}{4} \end{cases} \tag{2.44}$$

D'où les tensions simples :

$$\begin{cases} v_{R1M} = (f_{11}^1 + f_{21}^1) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{R2M} = (f_{31}^1 + f_{41}^1) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{R3M} = (f_{51}^1 + f_{61}^1) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{R4M} = (f_{71}^1 + f_{81}^1) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (2.45)$$

## 2.8 Simulation du bloc onduleur :

Après avoir modélisé les modèles mathématiques de l'onduleur, on doit implanter ses différentes équations sous **Matlab** afin de faire les simulations désirées et voir les résultats sur les formes d'ondes que ce soit de la tension ou du courant.

- En choisissant une tension d'alimentation continue de  $E = 55V$ .
- Dans les études de simulations que nous effectuerons, nous prendrons des valeurs de l'indice de modulation impair et des multiples de trois pour éliminer les harmoniques pairs de la tension et aussi pour avoir un calage optimal.
- L'indice de modulation ( $m$ ) est égal au rapport de la fréquence de la modulatrice sur la fréquence de la référence.

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.46)$$

- Le taux de modulation ( $r$ ) est égal à l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  sur celle de la porteuse  $V_p$ .

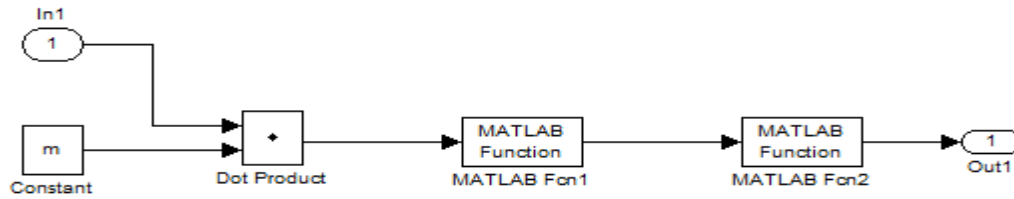
$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

### 2.8.1 Modélisation du bloc de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire d'amplitude  $V_p$  et de fréquence  $f_p$  nettement supérieur à  $f_r$  (fréquence de la référence) d'après (2.46) :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \rightarrow f_p = m \cdot f_m \quad (2.47)$$

$$\rightarrow V_p = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p \cdot t))]}{\frac{\pi}{2}} \quad (2.48)$$



**Figure 2.6 Schéma bloc d'une porteuse (signal triangulaire)**

- Matlab fonction 1 :  $\Rightarrow 2\pi f_p \cdot t$ .
- Matlab fonction 2 :  $\Rightarrow \sin(2\pi f_p \cdot t)$ .

**2.8.2 La tension de commande**

Le système de tension de référence est triphasé sinusoïdal, avec une amplitude  $V_m$ , de fréquence  $f_r$  et un déphasage de  $(\frac{2\pi}{3})$  de l'une par rapport à l'autre, l'expression de ces trois tensions référence sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ref1} \\ V_{ref2} \\ V_{ref3} \end{bmatrix} = V_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(2\pi f_r \cdot t) \\ \sin(2\pi f_r \cdot t - (\frac{2\pi}{3})) \\ \sin(2\pi f_r \cdot t + (\frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \tag{2.49}$$

L'intersection de l'onde de la commande (référence) et celle de la porteuse détermine les l'instant de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur, le programme suivant nous montre le fonctionnement de cette stratégie :

$$\begin{cases} V_{refi} \geq v_p(t) \rightarrow f_{j,1}^i = 1 \\ \text{Sinon } f_{j,1}^i = 0 \end{cases} \quad i= 1,2 \text{ ou } 3 \text{ et } j = 1, \dots, N \tag{2.50}$$

$V_{refi}$ : tension de référence

$v_p(t)$ : tension de la porteuse

Dans le cas d'une porteuse multiniveaux, le schéma de la figure (2.8) est dupliqué N fois pour obtenir N porteuses décalées l'une sur l'autre d'un angle de  $(\frac{2\pi}{N})$  et ayant une même amplitude. L'expression de la porteuse d'indice ( $i$ ) sera écrite comme suit :

$$v_p(t) = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p \cdot t) - (i-1)(\frac{2\pi}{N}))]}{\frac{\pi}{2}} \tag{2.51}$$

Si on prend  $N=4$ , nous aurons :

$$\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_{p1}(t) = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p t))]}{\frac{\pi}{2}} \\ v_{p2}(t) = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p t) - (\frac{2\pi}{4}))]}{\frac{\pi}{2}} \\ v_{p3}(t) = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p t) - (2)(\frac{2\pi}{4}))]}{\frac{\pi}{2}} \\ v_{p4}(t) = \frac{[V_p \cdot \arcsin(\sin(2\pi f_p t) - (3)(\frac{2\pi}{4}))]}{\frac{\pi}{2}} \end{array} \right. \quad (2.52)$$

### 2.8.3 Résultats de Simulation:

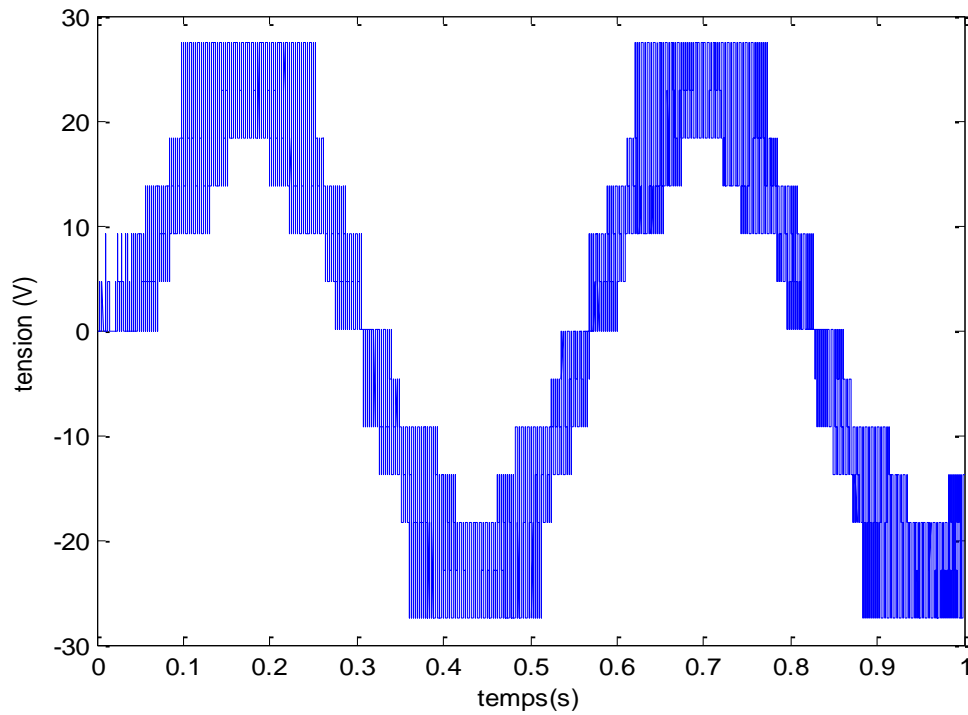
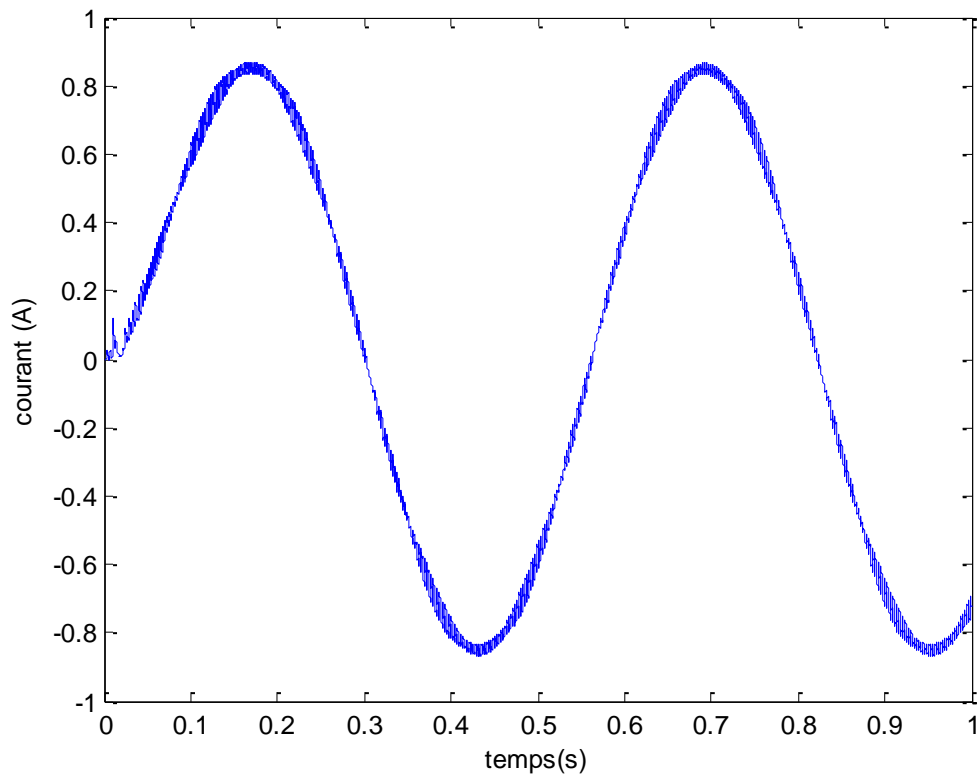
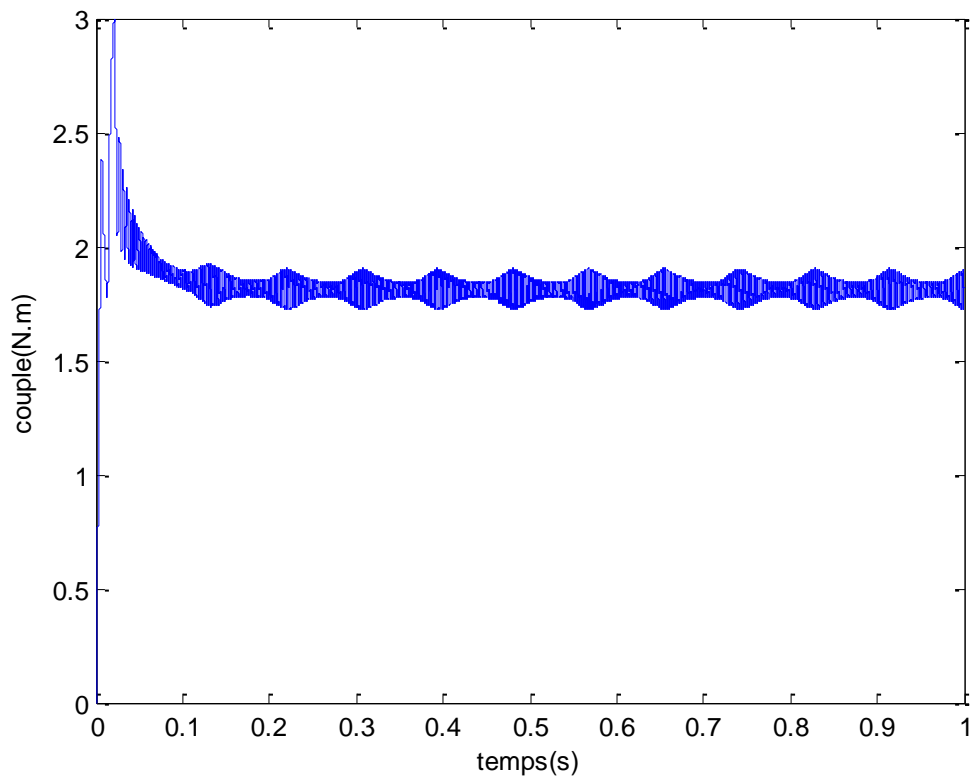


Figure 2.7 Tracé de la courbe de la tension  $v_a$



**Figure 2.8 Tracé de la courbe du courant  $i_a$**



**Figure 2.9 Tracé de la courbe du couple en (N.m)**

**2.9 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons modélisé la structure de l'onduleur multiniveaux qui nous permet d'avoir des formes de tensions à plusieurs niveaux dues aux commutations des interrupteurs électroniques, et dans le chapitre suivant nous allons faire la même chose pour la deuxième structure (en série) pour pouvoir les associer à la machine et faire la différence entre eux.

**Chapitre 3 :**

**MODELISATION DE**

**L'ONDULEUR**

**MULTINIVEAUX**

**(Série)**

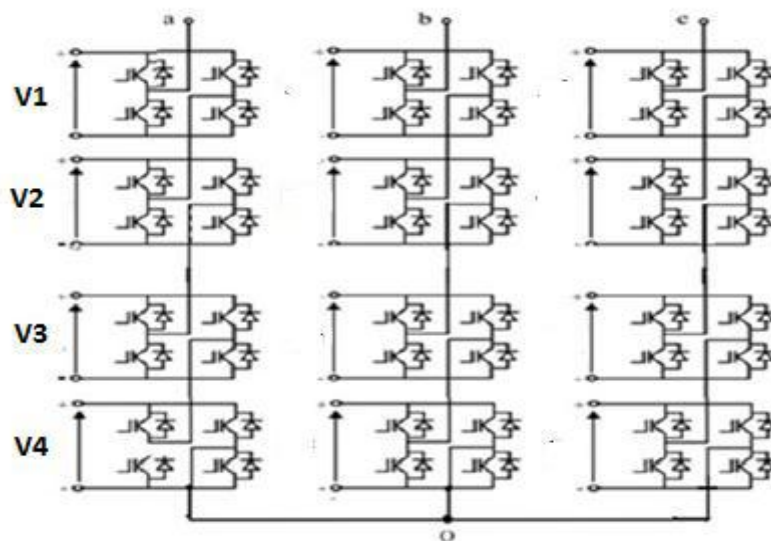
### 3.1 Introduction :

Dans cette partie, on fera un essai toujours avec un onduleur multiniveaux mais cette fois ci, avec des modulateurs multiniveaux, le principe de l'onduleur présenté précédemment est toujours valable pour ce cas.

La pluparts des modulateurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence [35]. Ils peuvent également être basés sur le calcul des angles de commutation, en vue d'éliminer des harmoniques spécifiques [34]. Les modulateurs multiniveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux et leurs décalage se résume sur l'amplitude de son signal qui est de la forme des dents de scie triangulaires, leurs agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus au moins directement d'obtenir les signaux de commandes. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande.

L'onduleur multiniveaux triphasé étudié dans ce chapitre est constitué par la mise en série d'onduleurs partiels par phase (structure cascade), les matrices des fonctions de connexion de cet onduleur identique à celles étudié au chapitre précédant néanmoins sur le plan de la matrice de conversion sera différent.

### 3.2 Schéma structurel du modèle :

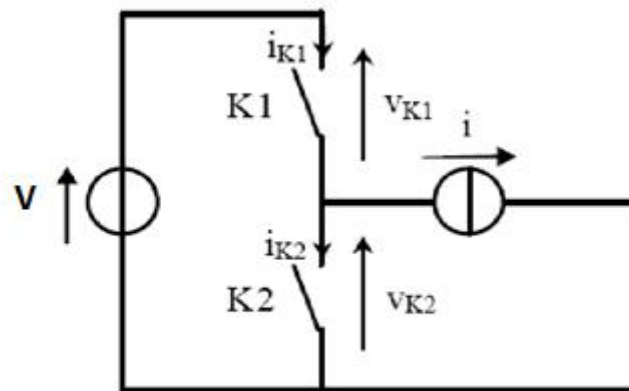


**Figure 3.1 structure d'un onduleur multiniveaux à cellule cascade à cinq niveaux**

Tel que :  $V1=V2=V3=V4=E/4$

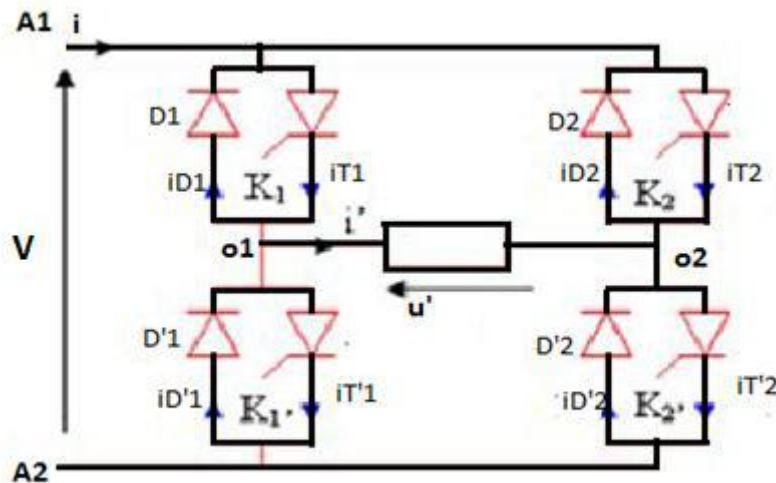
**3.3 Modèle mathématique :**

**3.3.1 Fonction de connexion et de conversion :**



**Figure 3.2 la cellule de commutation**

Dans ce cas la source de tension est de nature continue, et la charge est de nature alternative, donc la conversion souhaitée est de type énergie continue en énergie alternative ce qui nous ramène à étudier le formalisme de la fonction de conversion de cette cellule.



**Figure 3.3 Schéma du montage**

$$f_{11} = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } K1 \text{ est fermé} \\ 0 \rightarrow \text{si } K1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad f_{11} \text{ et}$$

$$f_{12} = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } K'1 \text{ est fermé} \\ 0 \rightarrow \text{si } K'1 \text{ est ouvert} \end{cases}$$

$$f_{21} = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } K2 \text{ est fermé} \\ 0 \rightarrow \text{si } K2 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad f_{11} \text{ et}$$

$$f_{22} = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{si } K'2 \text{ est fermé} \\ 0 \rightarrow \text{si } K'2 \text{ est ouvert} \end{cases}$$

$f_{11}$  et  $f_{12}$  sont respectivement les fonctions de connexion des interrupteurs K1 et K2 qui sont aussi complémentaires, par contre pour  $f_{21}$  et  $f_{22}$  sont respectivement celles de K'1 et K'2 et qui établissent la fonction de conversion.

$$u' = u_{01} - u_{02}$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{01} = E \text{ si } f_{11} = 1 \text{ donc } f_{12} = 0 \\ u_{01} = 0 \text{ si } f_{11} = 0 \text{ donc } f_{12} = 1 \\ u_{02} = E \text{ si } f_{21} = 1 \text{ donc } f_{22} = 0 \\ u_{02} = 0 \text{ si } f_{21} = 0 \text{ donc } f_{22} = 1 \end{cases}$$

Si on prend le point A2 comme point de référence des tensions ;

$$u' = u_{01} - u_{02} = E \cdot (f_{11} - f_{21})$$

Donc la fonction de conversion dans ce cas sera :

$$M_c(t) = f_{11} - f_{21} \quad (3.1)$$

### 3.3.2 La fonction de connexion et de conversion de l'onduleur à cinq niveaux :

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés (trois cellules universelles), il suffit juste de décaler d'un tiers de période ( $T/3$ ) la commande relative aux trois bras.

- Pour la première cellule de la première phase de l'onduleur étudié :

$$\begin{cases} V_1 = E/4 \text{ si } f_{11}^1 = 1 \text{ donc } f_{21}^1 = 0 \\ V_1 = 0 \text{ si } f_{11}^1 = 0 \text{ donc } f_{21}^1 = 1 \end{cases}$$

$$V_1 = (f_{11}^1 - f_{21}^1)$$

$$M_{c1}(t) = f_{11}^1 - f_{21}^1 \quad (3.2)$$

- Pour la deuxième cellule de la première phase :

$$\begin{cases} V_2 = E/4 \text{ si } f_{11}^2 = 1 \text{ donc } f_{21}^2 = 0 \\ V_2 = 0 \text{ si } f_{11}^2 = 0 \text{ donc } f_{21}^2 = 1 \end{cases}$$

$$V_2 = (f_{11}^2 - f_{21}^2)$$

$$M_{c2}(t) = f_{11}^2 - f_{21}^2 \quad (3.3)$$

- Pour la troisième cellule de la première phase :

$$\begin{cases} V_3 = E/4 \text{ si } f_{11}^3 = 1 \text{ donc } f_{21}^3 = 0 \\ V_3 = 0 \text{ si } f_{11}^3 = 0 \text{ donc } f_{21}^3 = 1 \end{cases}$$

$$V_3 = (f_{11}^3 - f_{21}^3)$$

$$M_{c3}(t) = f_{11}^3 - f_{21}^3 \quad (3.4)$$

- Pour la quatrième cellule de la première phase :

$$\begin{cases} V_4 = E/4 \text{ si } f_{11}^4 = 1 \text{ donc } f_{21}^4 = 0 \\ V_4 = 0 \text{ si } f_{11}^4 = 0 \text{ donc } f_{21}^4 = 1 \end{cases}$$

$$V_4 = (f_{11}^4 - f_{21}^4)$$

$$M_{c4}(t)=f_{11}^4-f_{21}^4 \tag{3.5}$$

- La tension de sortie de la première phase sera :

$$V_{ao}=\sum_{i=1}^4 V_i^j \quad \text{avec } j=a \text{ donc ;}$$

$$V_{ao} = V_1^a + V_2^a + V_3^a + V_4^a \tag{3.6}$$

Donc :  $M_{ca}(t)=\sum_{i=1}^4 M_{cij}(t)$  avec  $j=a$

- Pour les phases b et c :

Puisque on a un système triphasé équilibré donc :

$$V_{bo} = V_1^b + V_2^b + V_3^b + V_4^b \tag{3.7}$$

$$M_{cb}(t)=\sum_{i=1}^4 M_{cij}(t) \quad \text{avec ;} \quad j=b$$

$$V_{co}=\sum_{i=1}^4 V_i^j \quad \text{avec ;} \quad j=c \tag{3.8}$$

$$M_{cc}(t)=\sum_{i=1}^4 M_{cij}(t) \quad \text{avec ;} \quad j=c$$

$V$ : présente la tension de sortie par phase de l'onduleur.

$$U_{ab}=V_{ao} - V_{bo}$$

$$U_{bc}=V_{bo} - V_{co} \tag{3.9}$$

$$U_{ca}=V_{co} - V_{ao}$$

Avec :  $V_{ao} + V_{bo} + V_{co}=0 \Rightarrow$ système triphasé équilibré

$$\begin{aligned} &\text{➤ } U_{ab}-U_{ca}=3V_{ao} \\ &\text{➤ } U_{ca}-U_{bc}=3V_{co} \\ &\text{➤ } U_{bc}-U_{ab}=3V_{bo} \end{aligned} \tag{3.10}$$

Donc on peut écrire :

$$3 \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{ab} - U_{ca} \\ U_{bc} - U_{ab} \\ U_{ca} - U_{bc} \end{bmatrix} \Rightarrow 3 \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{ao} \\ V_{bo} - V_{co} - V_{ao} - V_{bo} \\ V_{co} - V_{ao} - V_{bo} - V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2V_{ao} - V_{bo} - V_{co} \\ 2V_{bo} - V_{co} - V_{ao} \\ 2V_{co} - V_{ao} - V_{bo} \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

**3.3.3 Table de vérité:**

Les niveaux de tension que peut délivrer un onduleur multiniveaux avec une commande unipolaire qui prend à la sortie des valeurs ( $V, 0, -V$ ) sont représentés sur le tableau :

| V1  | V2  | V3  | V4  | V             |               |
|-----|-----|-----|-----|---------------|---------------|
| V1  | V2  | V3  | V4  | $V1+V2+V3+V4$ |               |
|     |     |     | 0   | $V1+V2+V3$    |               |
|     |     |     | -V4 | $V1+V2+V3-V4$ |               |
|     |     | 0   | 0   | V4            | $V1+V2+V4$    |
|     |     |     |     | 0             | $V1+V2$       |
|     |     |     |     | -V4           | $V1+V2-V4$    |
|     |     | -V3 | -V3 | V4            | $V1+V2-V3+V4$ |
|     |     |     |     | 0             | $V1+V2-V3$    |
|     |     |     |     | -V4           | $V1+V2-V3-V4$ |
|     | 0   | V3  | V4  | $V1+V3+V4$    |               |
|     |     |     | 0   | $V1+V3$       |               |
|     |     |     | -V4 | $V1+V3-V4$    |               |
|     |     | 0   | 0   | V4            | $V1+V4$       |
|     |     |     |     | 0             | $V1$          |
|     |     |     |     | -V4           | $V1-V4$       |
|     |     | -V3 | -V3 | V4            | $V1-V3+V4$    |
|     |     |     |     | 0             | $V1-V3$       |
|     |     |     |     | -V4           | $V1-V3-V4$    |
|     | -V2 | V3  | V4  | $V1-V2+V3+V4$ |               |
|     |     |     | 0   | $V1-V2+V3$    |               |
|     |     |     | -V4 | $V1-V2+V3-V4$ |               |
|     |     | 0   | 0   | V4            | $V1-V2+V4$    |
|     |     |     |     | 0             | $V1-V2$       |
|     |     |     |     | -V4           | $V1-V2-V4$    |
| -V3 |     | -V3 | V4  | $V1-V2-V3+V4$ |               |
|     |     |     | 0   | $V1-V2-V3$    |               |
|     |     |     | -V4 | $V1-V2-V3-V4$ |               |
| 0   | V2  | V3  | V4  | $V2+V3+V4$    |               |
|     |     |     | 0   | $V2+V3$       |               |
|     |     |     | -V4 | $V2+V3-V4$    |               |
|     |     | 0   | 0   | V4            | $V2+V4$       |
|     |     |     |     | 0             | $V2$          |
|     |     |     |     | -V4           | $V2-V4$       |
|     |     | -V3 | -V3 | V4            | $V2-V3+V4$    |
|     |     |     |     | 0             | $V2-V3$       |
|     |     |     |     | -V4           | $V2-V3-V4$    |

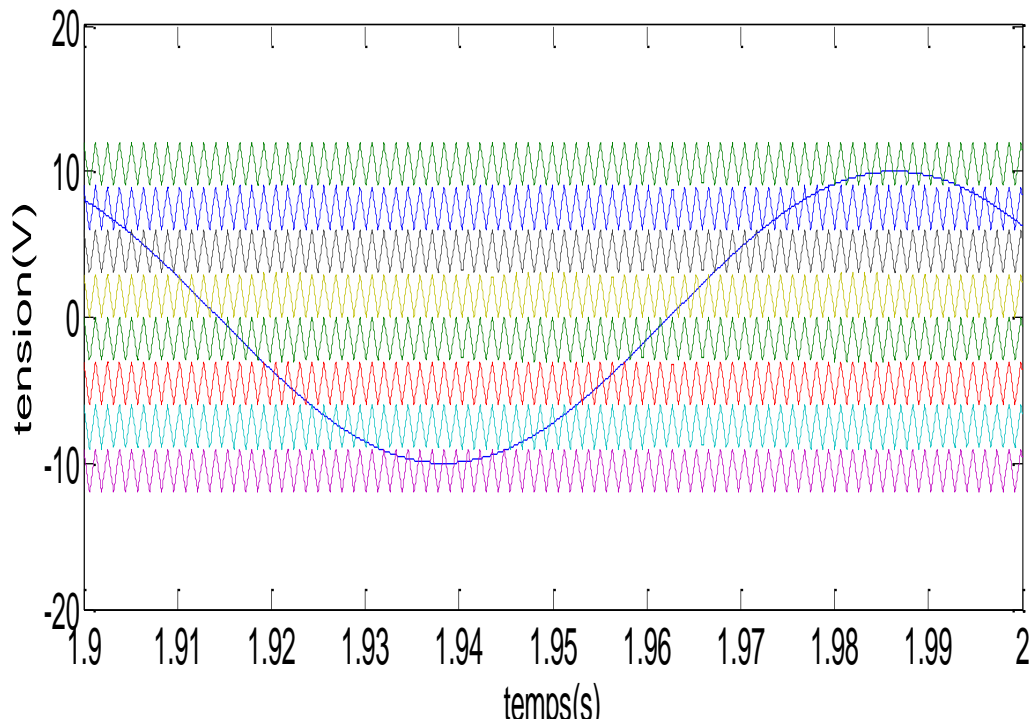
|     |     |     |              |              |
|-----|-----|-----|--------------|--------------|
|     | 0   | V3  | V4           | V3+V4        |
|     |     |     | 0            | V3           |
|     |     |     | -V4          | V3-V4        |
|     |     | 0   | V4           | V4           |
|     |     |     | 0            | 0            |
|     |     |     | -V4          | -V4          |
|     | -V3 | V4  | -V3+V4       |              |
|     |     | 0   | -V3          |              |
|     |     | -V4 | -V3-VA       |              |
|     | -V2 | V3  | V4           | -V2+V3+V4    |
|     |     |     | 0            | -V2+V3       |
|     |     |     | -V4          | -V2+V3-V4    |
| 0   |     | V4  | -V2+V4       |              |
|     |     | 0   | -V2          |              |
|     |     | -V4 | -V2-V4       |              |
| -V3 |     | V4  | -V2-V3+V4    |              |
|     |     | 0   | -V2-V3       |              |
|     |     | -V4 | -V2-V3-V4    |              |
| -V1 | V2  | V3  | V4           | -V1+V2+V3+V4 |
|     |     |     | 0            | -V1+V2+V3    |
|     |     |     | -V4          | -V1+V2+V3-V4 |
|     |     | 0   | V4           | -V1+V2+V4    |
|     |     |     | 0            | -V1+V2       |
|     |     |     | -V4          | -V1+V2-V4    |
|     |     | -V3 | V4           | -V1+V2-V3+V4 |
|     |     |     | 0            | -V1+V2-V3    |
|     |     |     | -V4          | -V1+V2-V3-V4 |
|     | 0   | V3  | V4           | -V1+V3+V4    |
|     |     |     | 0            | -V1+V3       |
|     |     |     | -V4          | -V1+V3-V4    |
|     |     | 0   | V4           | -V1+V4       |
|     |     |     | 0            | -V1          |
|     |     |     | -V4          | -V1-V4       |
|     |     | -V3 | V4           | -V1-V3+V4    |
|     |     |     | 0            | -V1-V3       |
|     |     |     | -V4          | -V1-V3-VA    |
|     | -V2 | V3  | V4           | -V1-V2+V3+V4 |
|     |     |     | 0            | -V1-V2+V3    |
|     |     |     | -V4          | -V1-V2+V3-V4 |
|     |     | 0   | V4           | -V1-V2+V4    |
|     |     |     | 0            | -V1-V2       |
|     |     |     | -V4          | -V1-V2-V4    |
| -V3 |     | V4  | -V1-V2-V3+V4 |              |
|     |     | 0   | -V1-V2-V3    |              |
|     |     | -V4 | -V1-V2-V3-V4 |              |

**Tableau 3.1 Les tensions générées par l'onduleur multiniveaux**

### 3.4 forme de la porteuse :

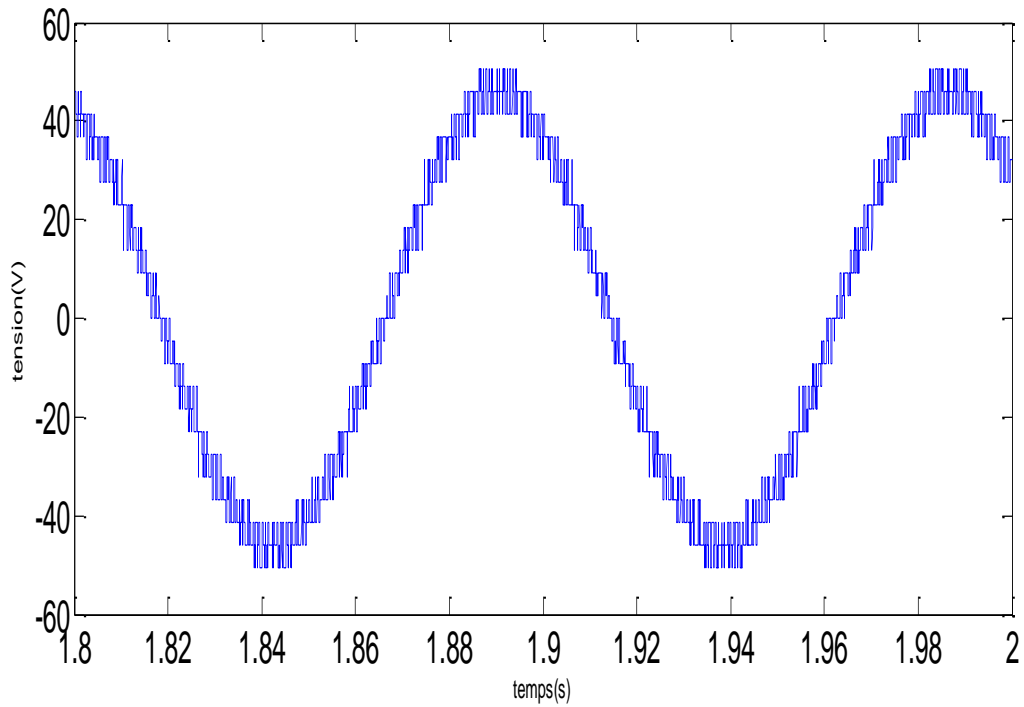
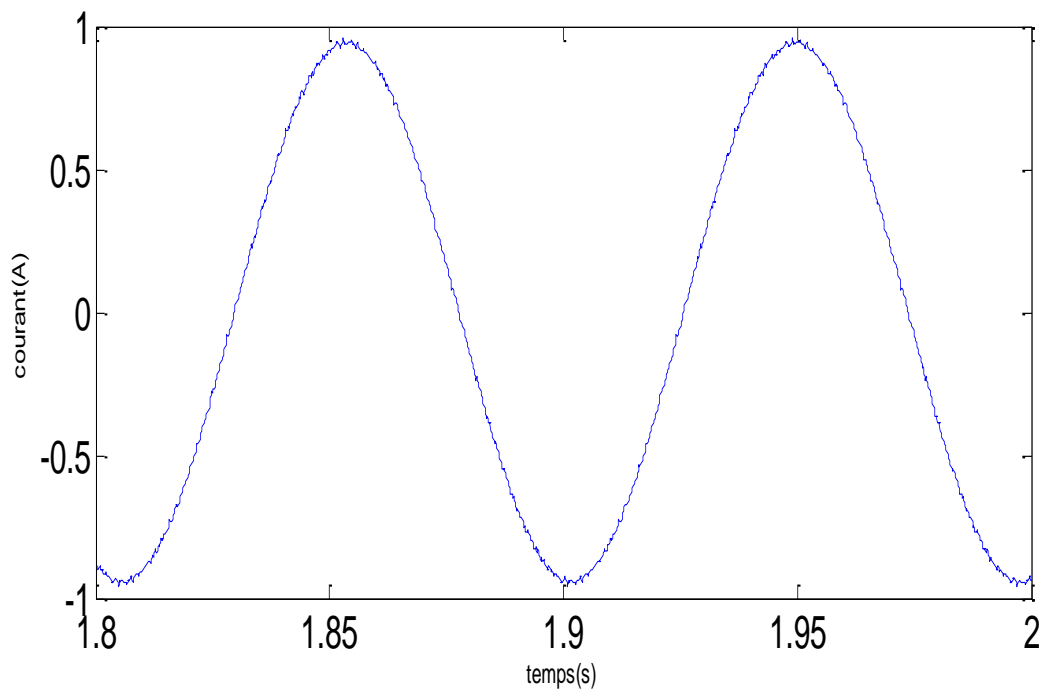
Une fois le modèle mathématique est établi, nous allons l'implanter sous MATLAB afin de faire les simulations désirées pour pouvoir étudier le signalé délivré par l'onduleur multiniveaux.

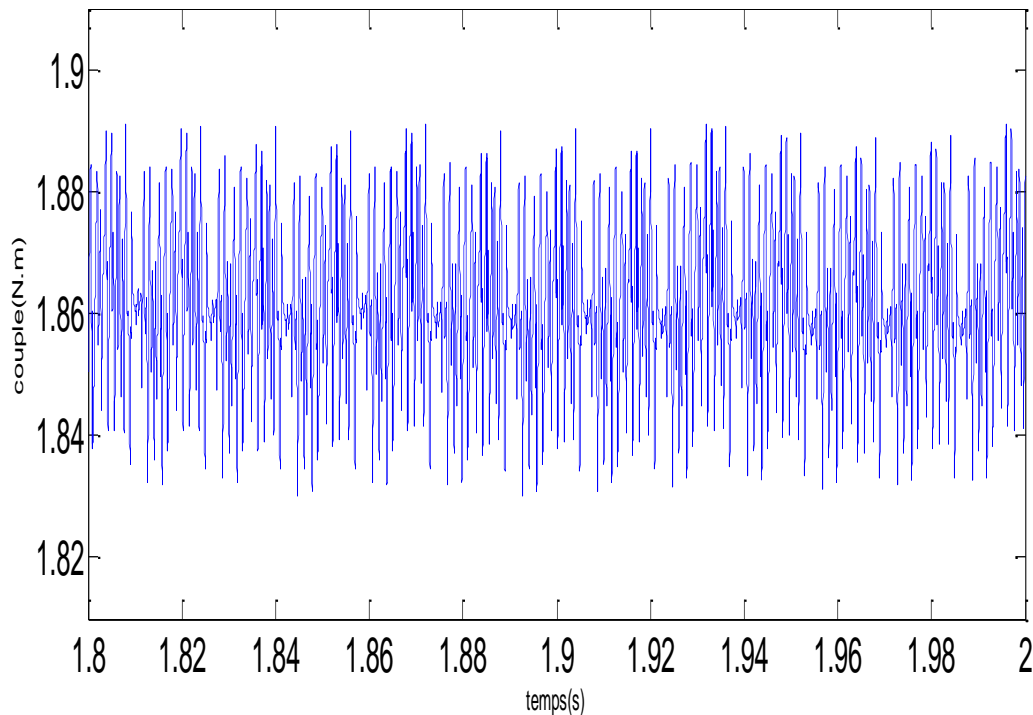
La forme des tensions des porteuses qui sont décalées en amplitude comme ça apparait dans la figure (3.4) et faite comparée a la tension de référence.



**Figure 3.4 tracé de la forme des tensions porteuses et la référence**

On voit sur la figure les dents de scies qui sont triangulaires décalées d'amplitude entre 12V et -12V qui est l'amplitude de la porteuse, et ces dents de scies sont superposées avec la référence qui est sinusoïdale d'amplitude 10V.

**3.5: Résultats de simulation :****Figure 3.5 tracés de la courbe de la tension  $v_a$** **Figure 3.6 tracé de la courbe du courant  $i_a$**



**Figure 3.7 tracé de la courbe du couple en (N.m)**

La figure (3.7) présente l'allure du couple électromagnétique qui subit une diminution d'ondulation vis-à-vis à la structure parallèle.

### **3.6 Conclusion :**

Ce chapitre a été consacré à l'établissement du modèle mathématique du l'onduleur à cinq niveaux afin de pouvoir simuler ce modèle par la suite en l'associant à la machine synchrone. Dans le prochain chapitre et ainsi faire l'analyse des différents résultats obtenus avec les deux structures d'onduleur multiniveaux et pouvoir faire la différence entre eux en spécifiant l'avantage de l'un sur l'autre.

**Chapitre 4 :**

**RESULTATS DE**

**SIMULATION**

**ASSOCIATION MSAP-**

**ONDULEUR**

**MULTINIVEAUX**

#### 4.1 Introduction :

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statique est la stratégie MLI, plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer a la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdales ayant le moins d'harmoniques possible

Dans ce chapitre on va associer les deux modèles de l'onduleur multiniveaux a notre machine synchrone a aimants permanents autopilotée et on va effectuer plusieurs essais en alimentant les onduleurs partiels par une même tension, donc une alimentation symétrique, donc les porteuses génèrent des différent signaux triangulaire en agissant sur l'indice de modulation ( $m$ ) respectivement pour  $m= 21,51,75$ . afin d'observer l'impact et l'influence de modification de ce paramètre sur les différents caractéristiques de la MSAP pour les deux structures de l'onduleur.

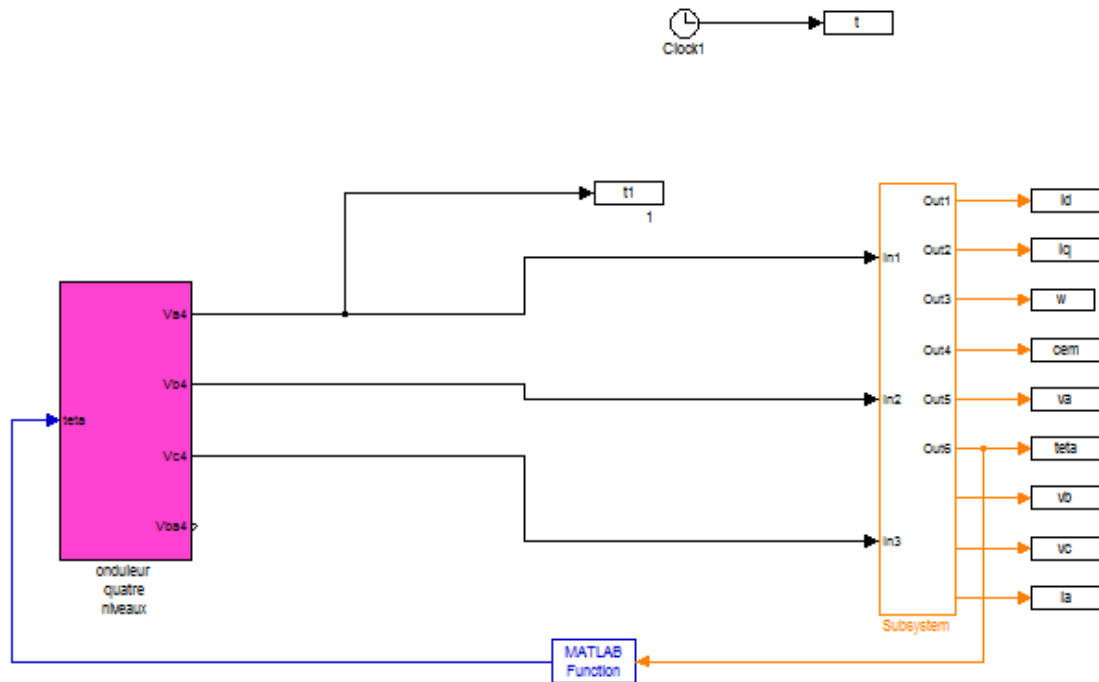
-les paramètres de la machine et les paramètres de simulations sont donnés dans l'annexe

-On prend une tension d'alimentation de l'onduleur  $E=55V$

-La fréquence de la référence  $f_r = 50 Hz$ .

-La fréquence de la porteuse  $f_p = m. f_r Hz$ .

## 4.2 Schéma bloc :



**Figure 4.1 schéma bloc de l'ensemble (onduleur-MSAP)**

## 4.3 Résultats de simulation :

Pour chaque indice de modulation; les figures suivantes représentent les résultats obtenus par simulation numérique d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur MLI multi niveaux (les paramètres de la machine les paramètres de simulation sont donnés en annexe). Sur les figures ; nous donnons respectivement la vitesse ( $w$ ), le couple ( $cem$ ), un courant de phase, une tension de phase ( $va$ ), et la tension entre phase ( $vab$ ). Nous nous intéressons surtout au régime permanent.

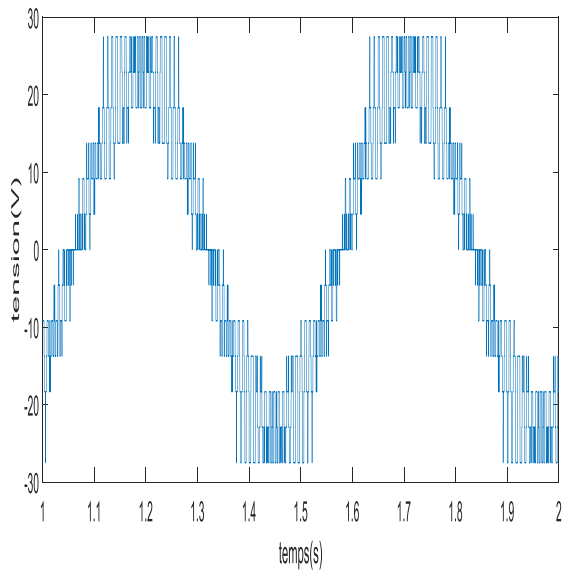
L'effet indésirable d'une alimentation par onduleur est la présence d'harmoniques dans les tensions délivrées pour la charge, les minimiser ou bien les repousser aux fréquences plus élevés est l'avantage de la commande MLI, et ce qui va être aussi intéressant dans notre étude avec un onduleur multiniveaux qui génère plusieurs niveaux de tensions. En développant un programme sous Matlab qui nous permet de visionner les spectres des tensions, et arriver d'avantage à les analyser et faire la différence entre les des deux topologies concernant les rangs de ces harmoniques en variant l'indice de modulation  $m$ .

**4.4 Résultats de simulation de l'ensemble onduleur-machine :**

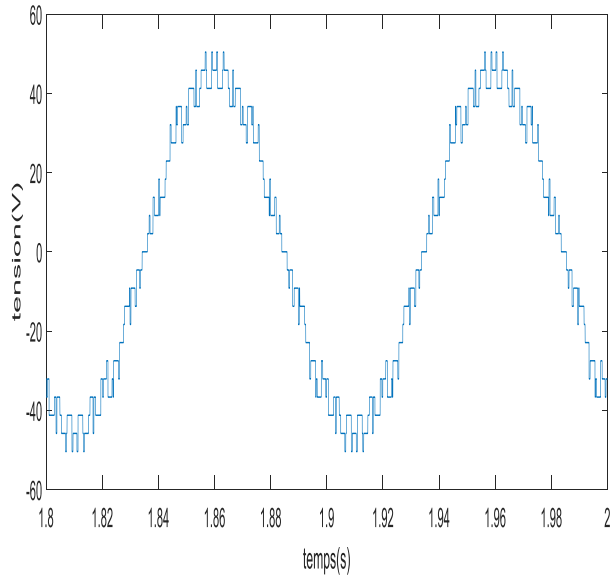
**Résultats de simulation avec la première stratégie MLI parallèle.**

**Résultats de simulation avec la deuxième stratégie MLI série.**

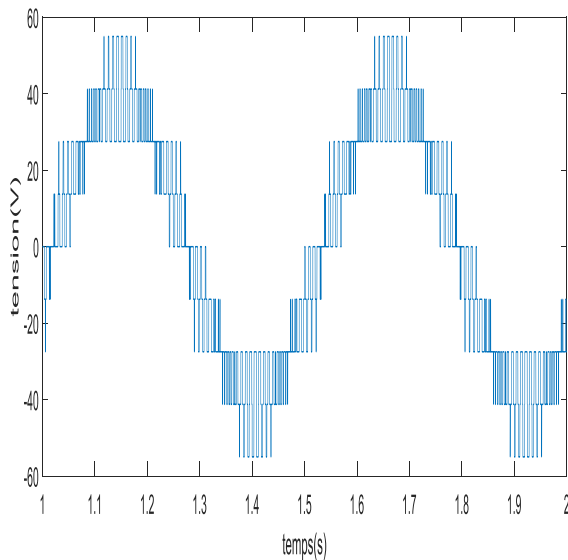
- Résultats de simulation pour  $m=15$  :



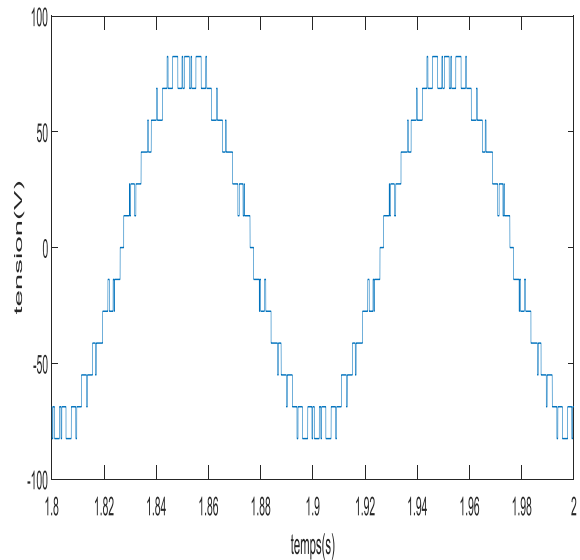
**Figure 4.2 la tension  $v_a$**



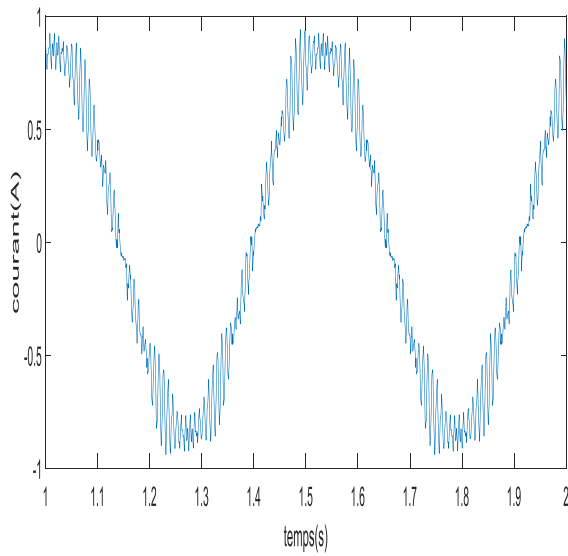
**Figure 4.3 la tension  $v_a$**



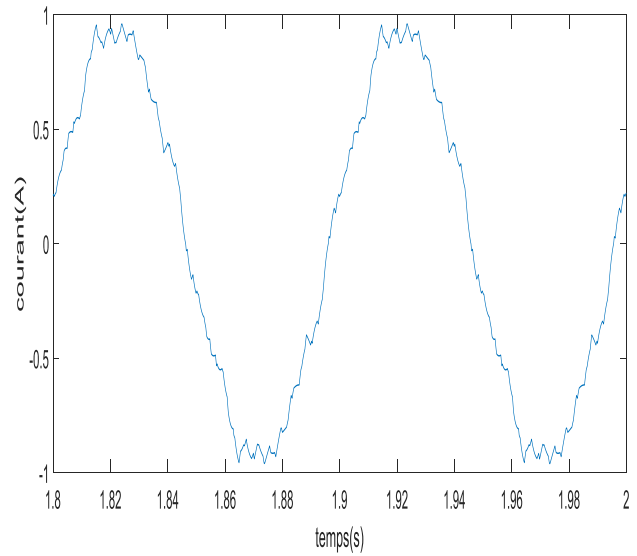
**Figure 4.4 la tension  $v_{ab}$**



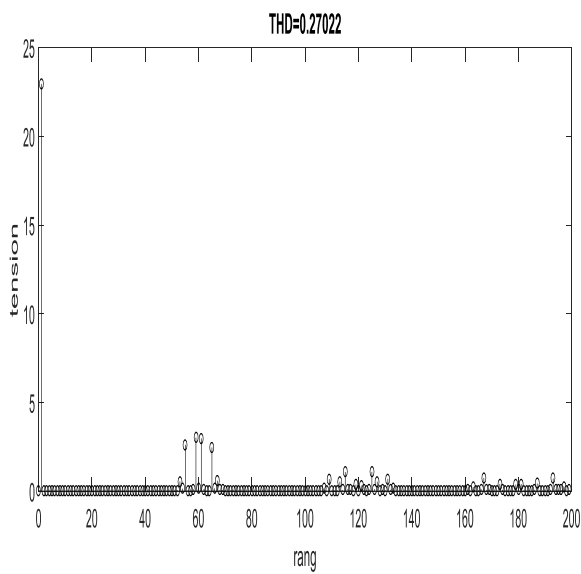
**Figure 4.5 la tension  $v_{ab}$**



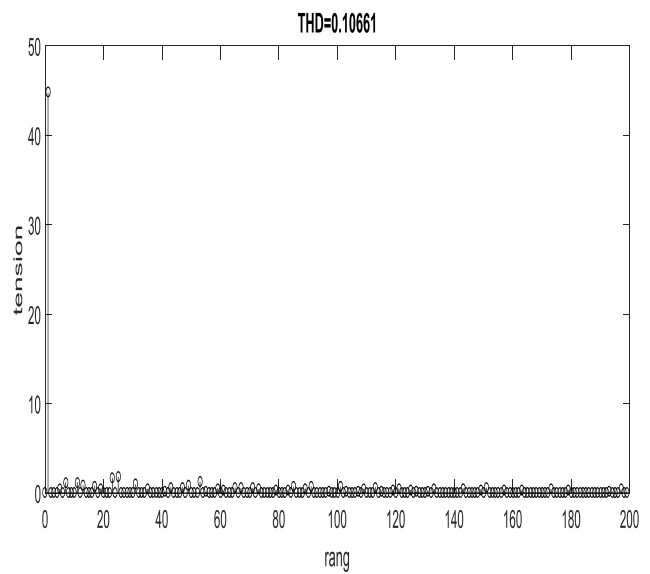
**Figure 4.6 le courant ia (A)**



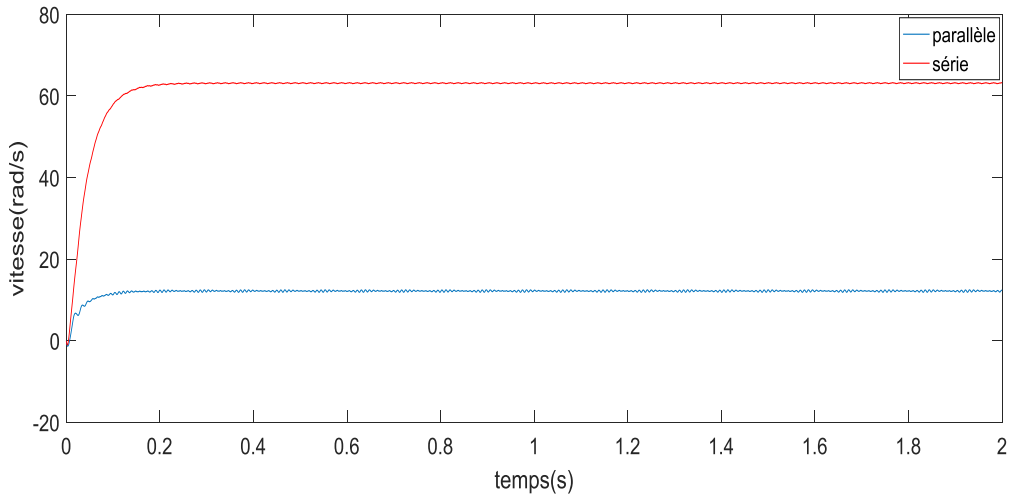
**Figure 4.7 la courant ia (A)**



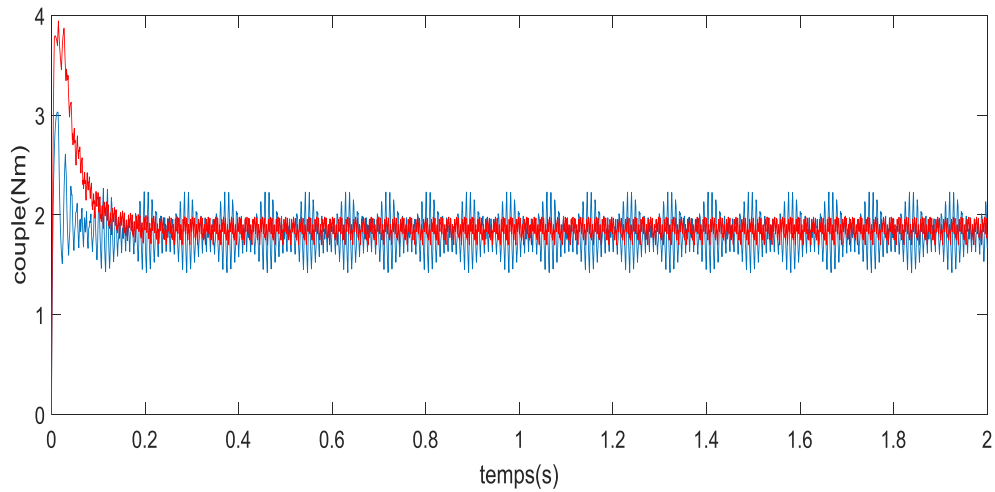
**Figure 4.8 le spectre de la tension va**



**Figure 4.9 le spectre de la tension va**

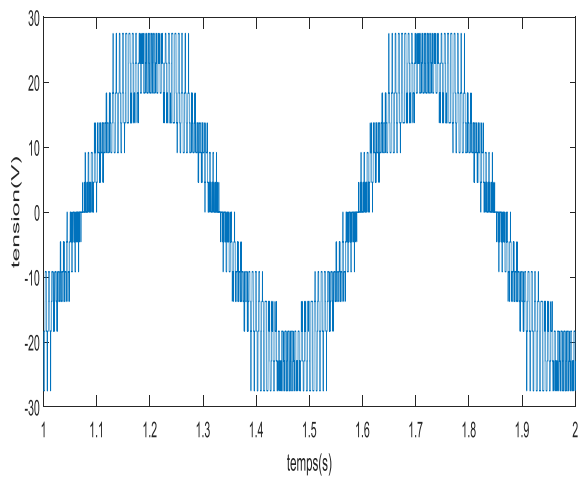


**Figure 4.10** tracé des vitesses

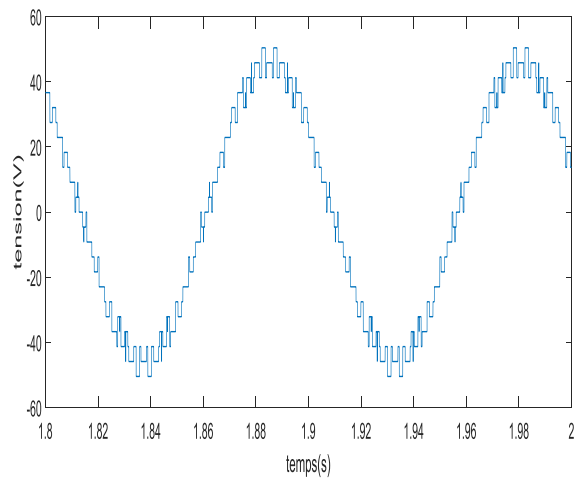


**Figure 4.11** tracé des couples

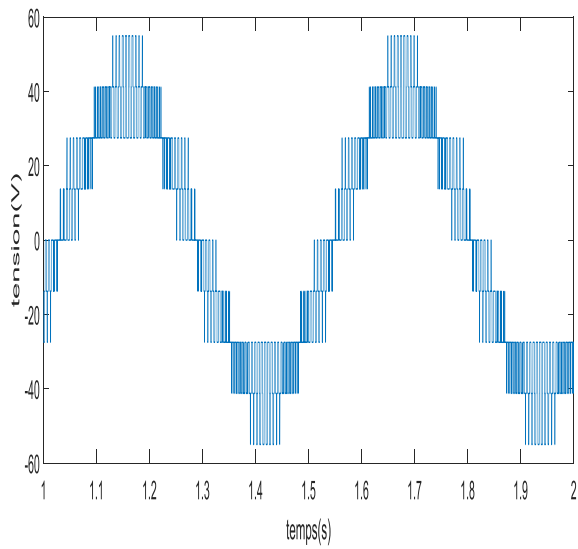
- Résultats de simulation pour  $m=21$  :



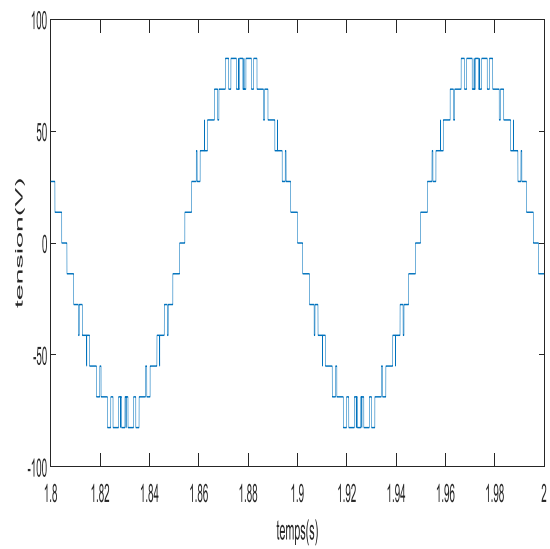
**Figure 4.12** la tension  $v_a$  (V)



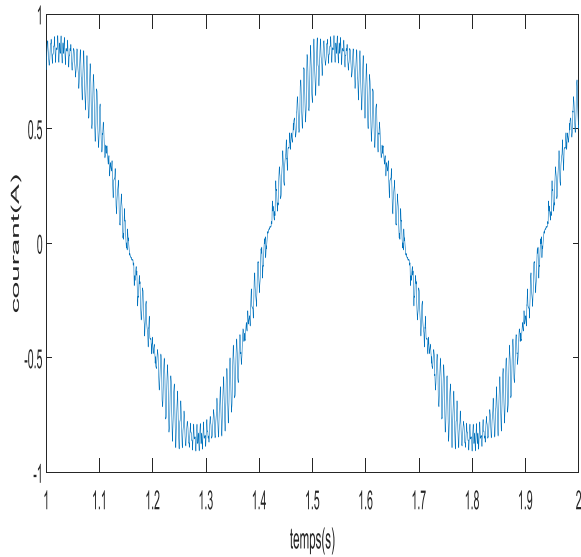
**Figure 4.13** la tension  $v_a$  (V)



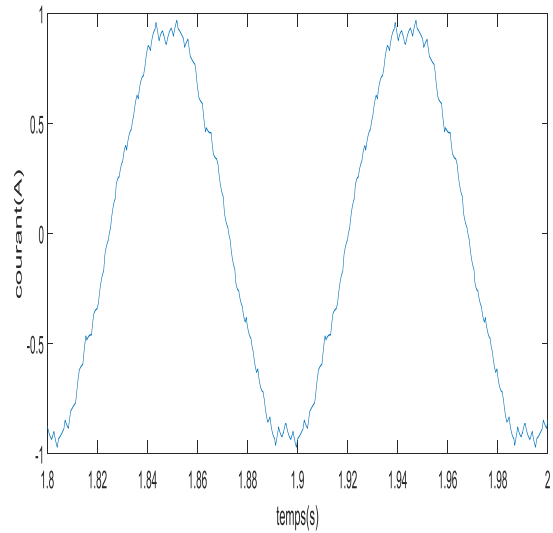
**Figure 4.14 la tension vab**



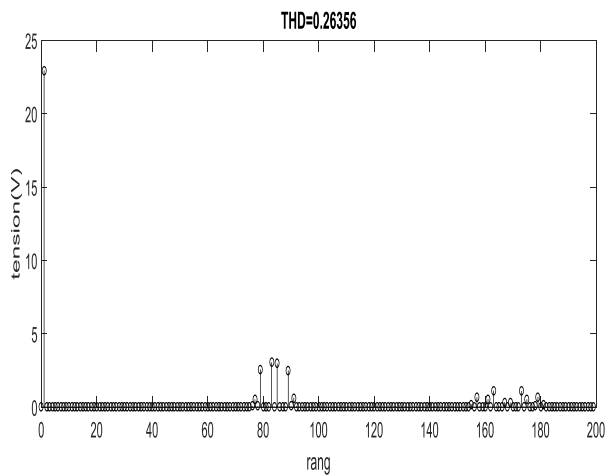
**Figure 4.15 la tension vab**



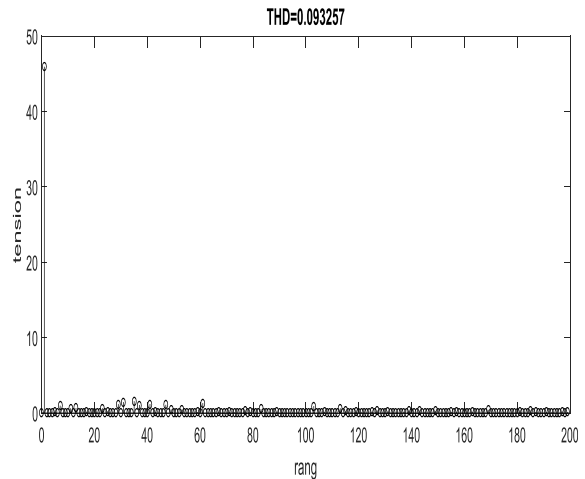
**Figure 4.16 le courant ia**



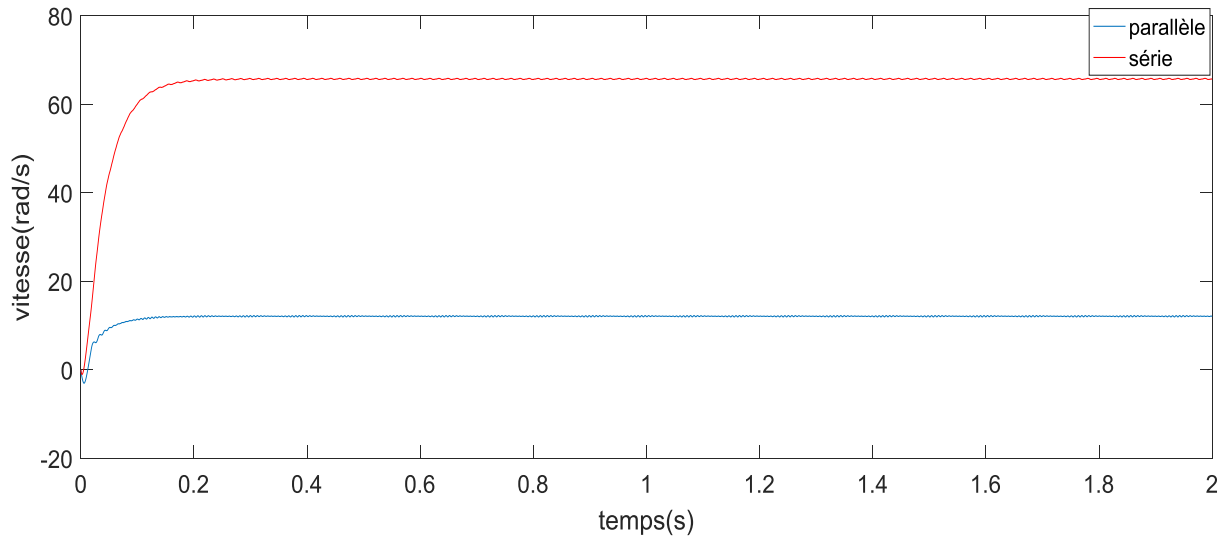
**Figure 4.17 le courant ia**



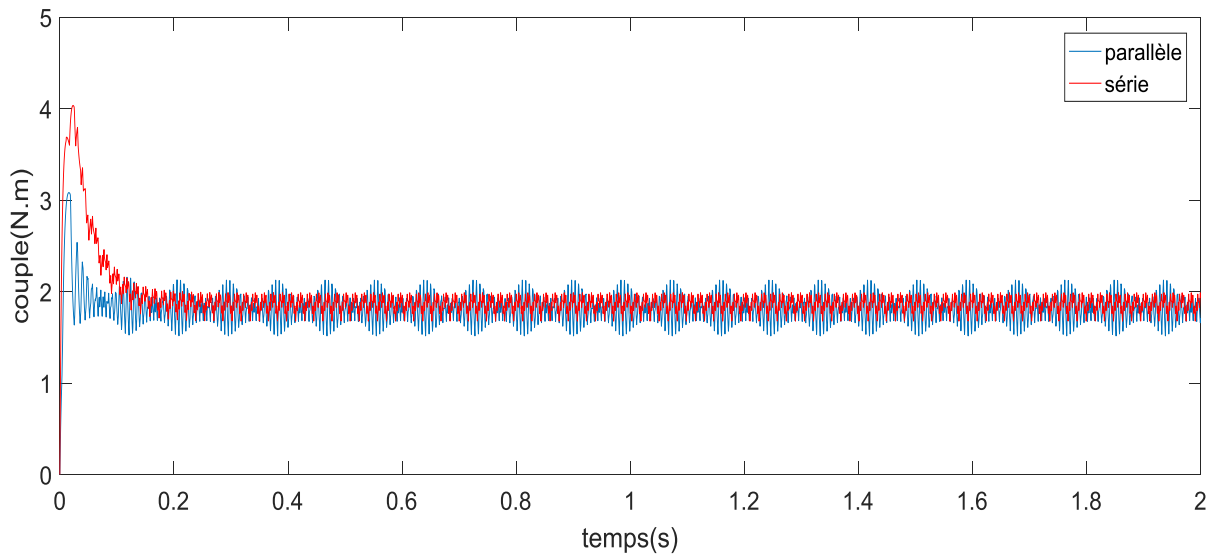
**Figure 4.18 le spectre de la tension va**



**Figure 4.19 le spectre de la tension va**

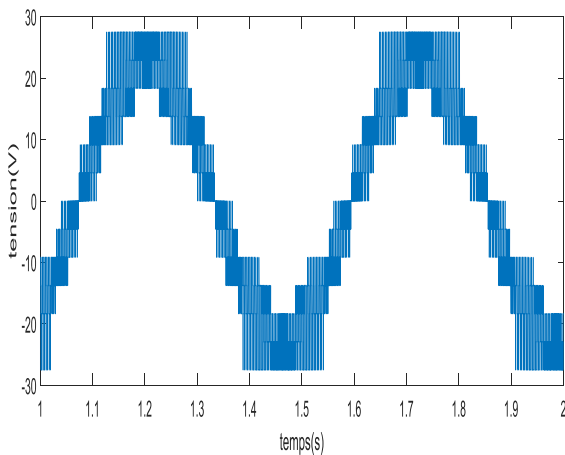


**Figure 4.20 les vitesses**

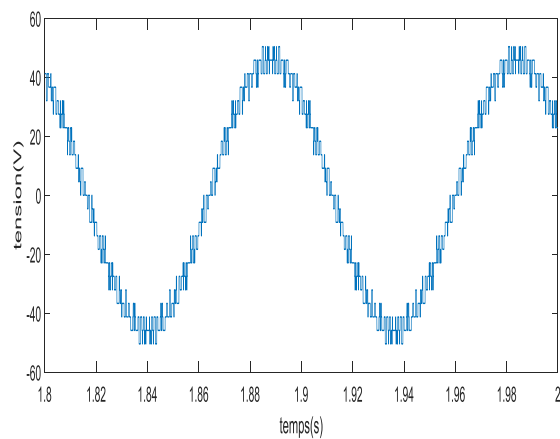


**Figure 4.21 les couples**

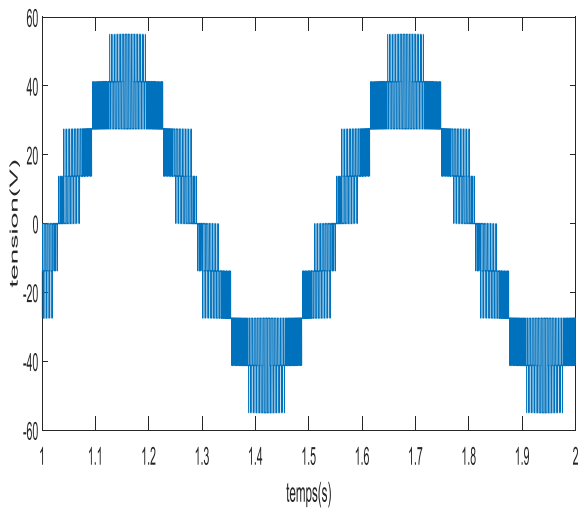
- Résultats de simulation pour  $m=45$  :



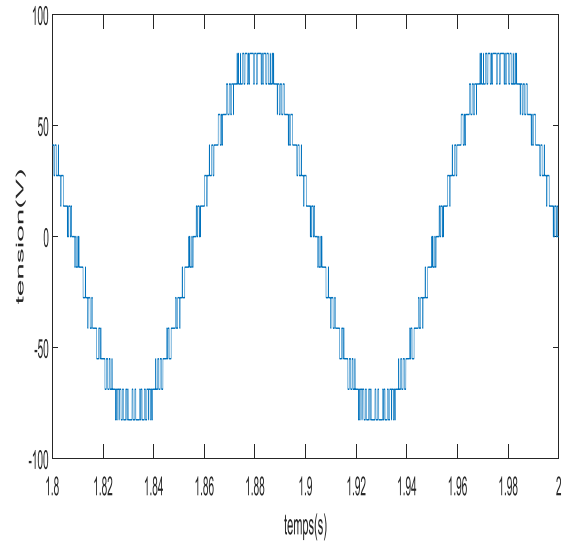
**Figure 4.22 la tension  $v_a$**



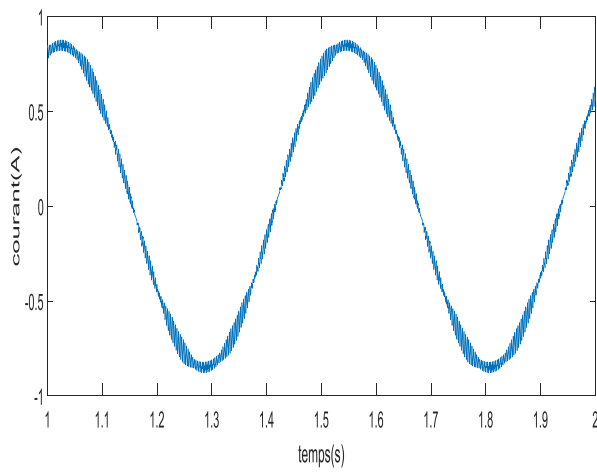
**Figure 4.23 la tension  $v_a$**



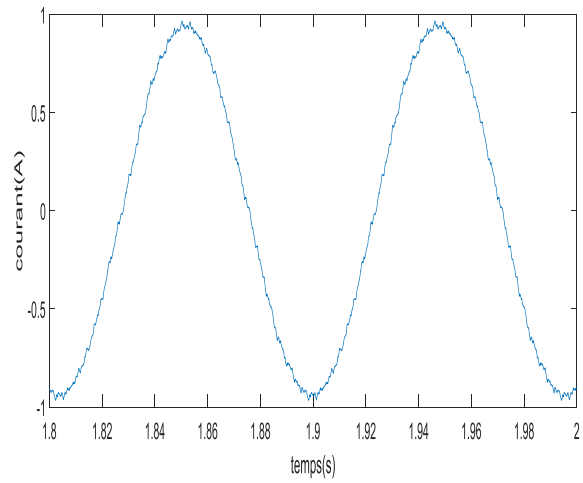
**Figure 4.24 la tension vab**



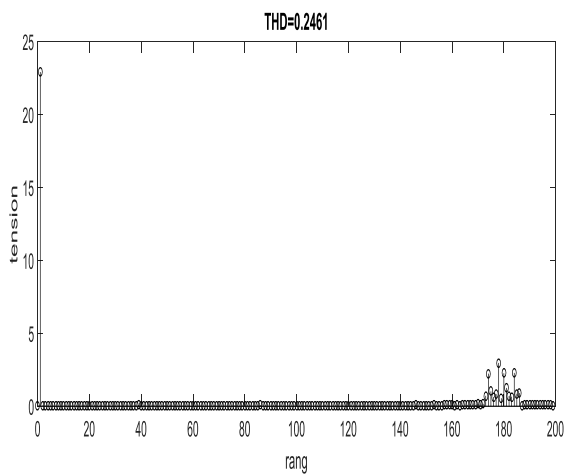
**Figure 4.25 la tension vab**



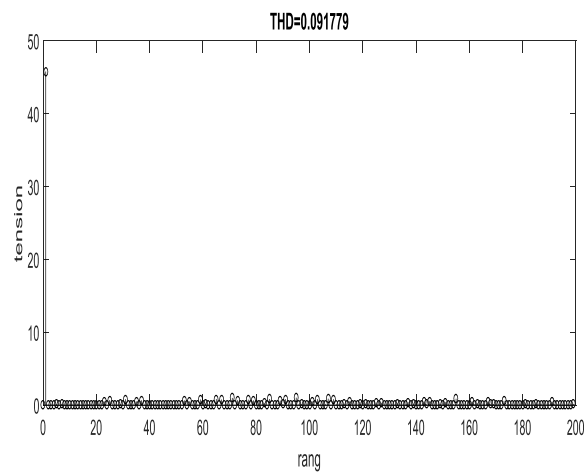
**Figure 4.26 le courant ia**



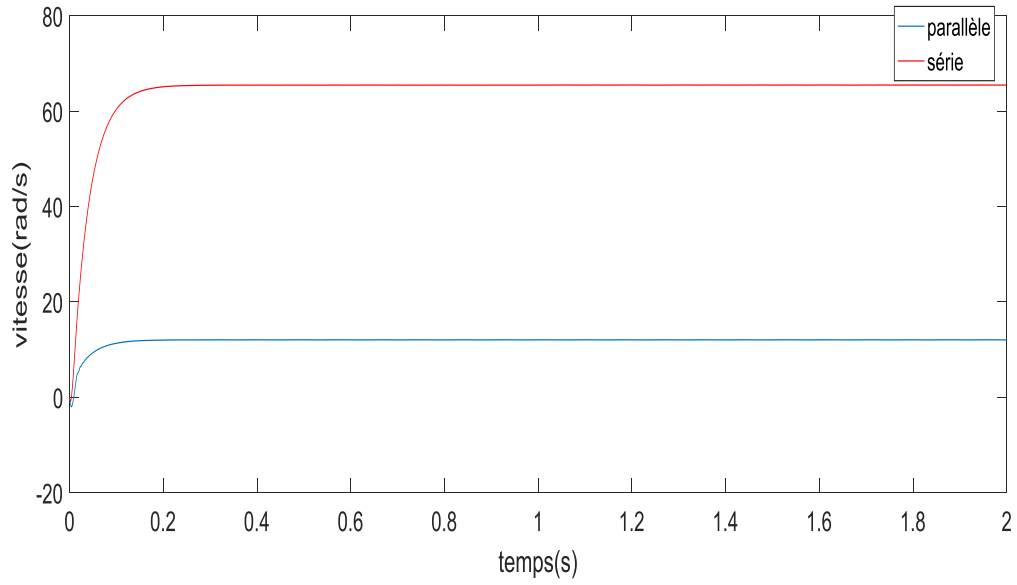
**Figure 4.27 le courant ia**



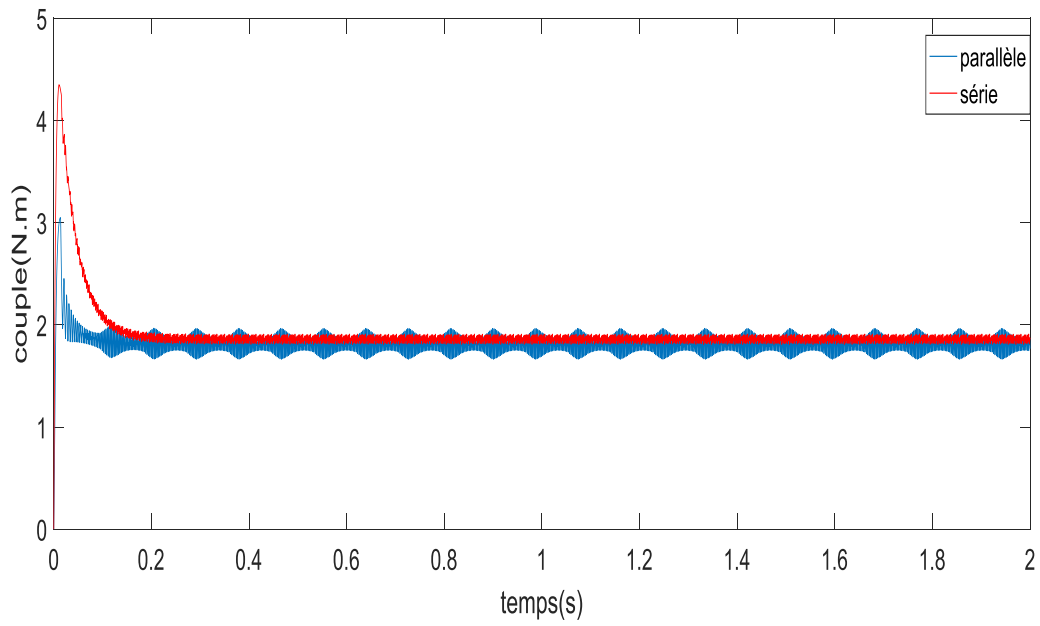
**Figure 4.28 le spectre de la tension va**



**Figure 4.29 le spectre de la tension va**

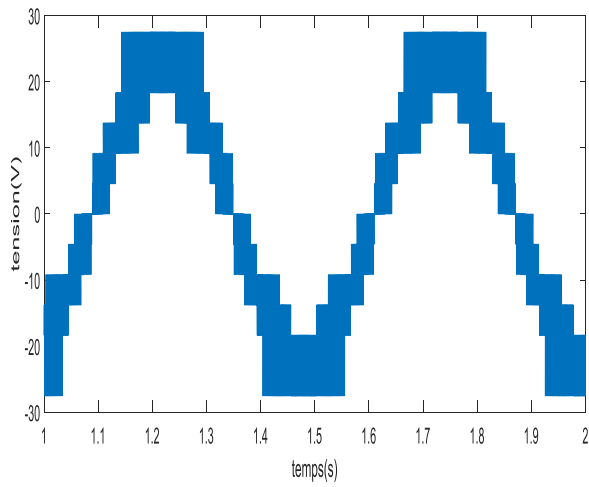


**Figure 4.30 les vitesses**

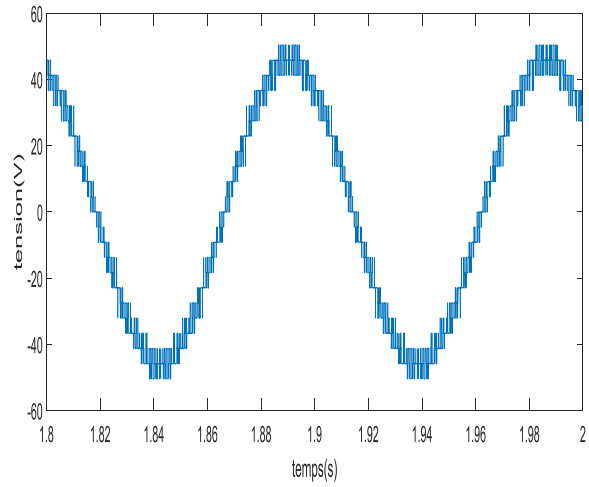


**Figure 4.31 les couples**

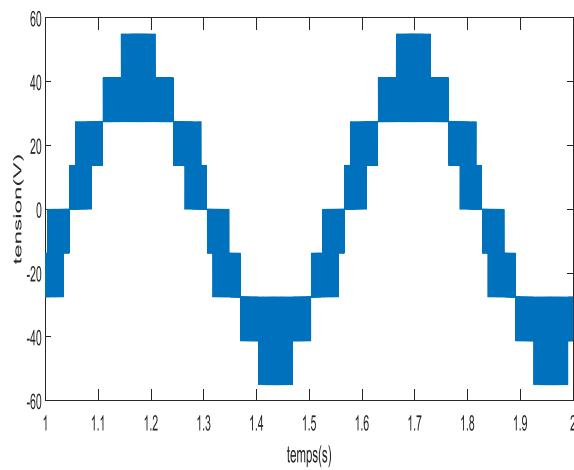
• Résultats de simulation pour m=75:



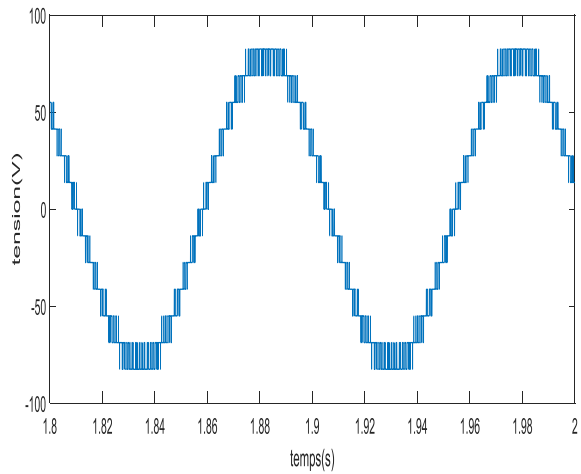
**Figure 4.32 la tension va**



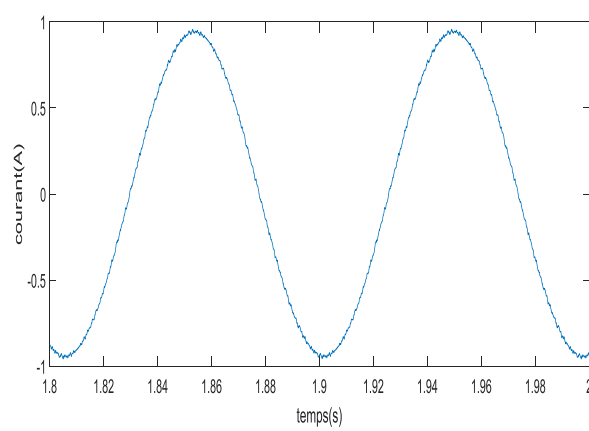
**Figure 4.33 la tension va**



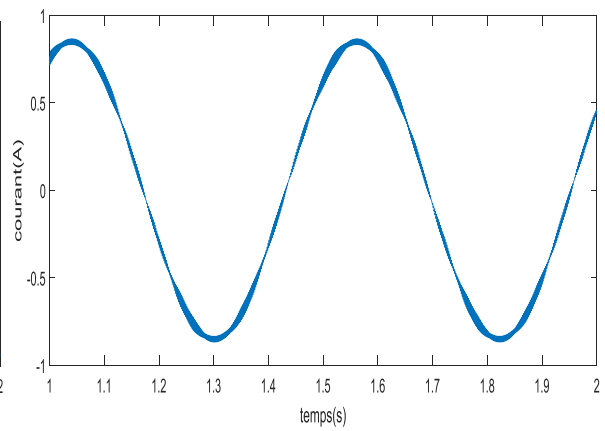
**Figure 4.34 la tension vab**



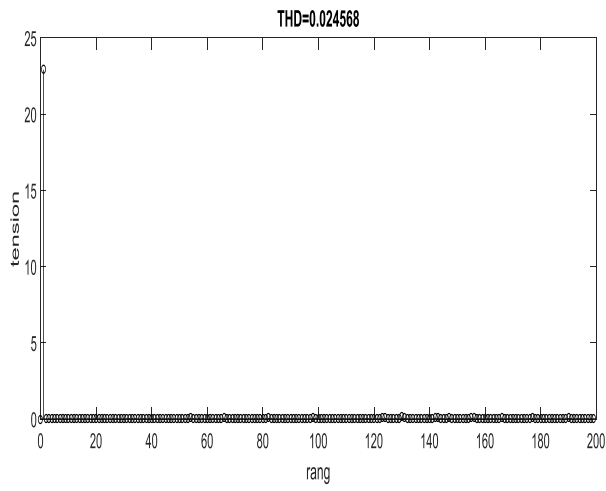
**Figure 4.35 la tension vab**



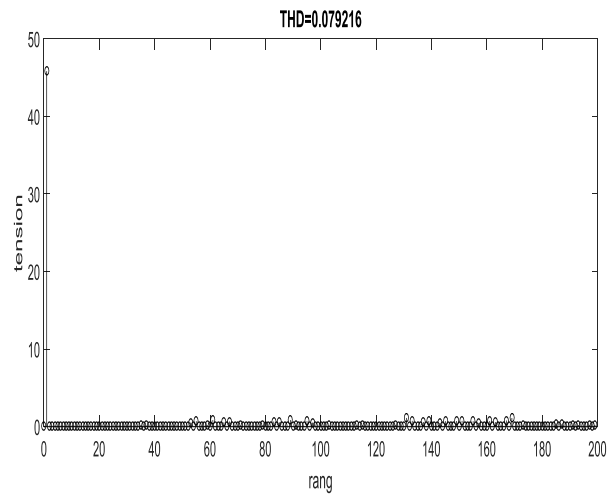
**Figure 4.36 le courant ia**



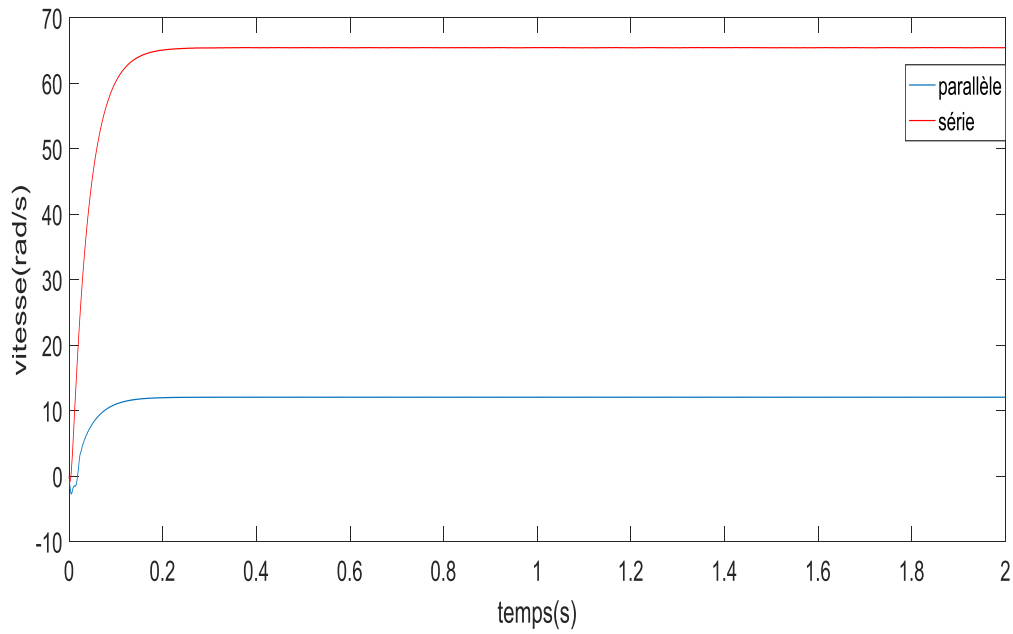
**Figure 4.37 le courant ia**



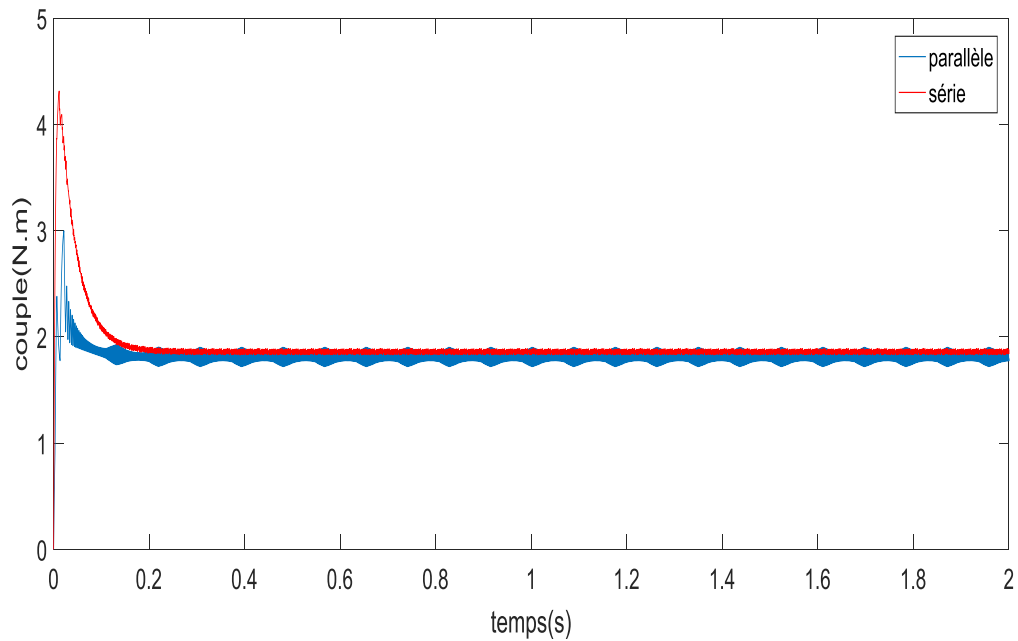
**Figure 4.39 le spectre de la tension va**



**Figure 4.38 le spectre de la tension va**



**Figure 4.40 les vitesses**



**Figure 4.41 les couples**

#### 4.5 Interprétation comparaison :

Les Tableaux suivant représentent quelques valeurs de ;  $V_a$  Amp,  $\Delta C_{em}$  et THD (va) des deux onduleurs en considérant l'impact de la structure :

| Onduleur série |         |           |           |         |                 |          |
|----------------|---------|-----------|-----------|---------|-----------------|----------|
| m              | Va Amp  | Cem (max) | Cem (min) | Cem moy | $\Delta C_{em}$ | THD (va) |
| 15             | 44.7985 | 1.9800    | 1.7002    | 1.8589  | 0.2798          | 0.10661  |
| 21             | 45.9484 | 1.9877    | 1.6765    | 1.8613  | 0.3112          | 0.093257 |
| 45             | 45.8135 | 1.9099    | 1.8083    | 1.8611  | 0.1016          | 0.091779 |
| 75             | 45.8235 | 1.8916    | 1.8301    | 1.8607  | 0.0615          | 0.091682 |

|    | Onduleur parallèle |           |           |         |              |          |
|----|--------------------|-----------|-----------|---------|--------------|----------|
| m  | Va amp             | Cem (max) | Cem (min) | Cem moy | $\Delta$ Cem | THD (va) |
| 15 | 22.9584            | 2.2294    | 1.4228    | 1.8116  | 0.8066       | 0.27022  |
| 21 | 22.9612            | 2.1252    | 1.5152    | 1.8113  | 0.6100       | 0.26597  |
| 45 | 22.9534            | 1.9640    | 1.6630    | 1.8114  | 0.3010       | 0.2461   |
| 75 | 22.9111            | 1.9037    | 1.7206    | 1.8112  | 0.1831       | 0.24809  |

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances d'une association onduleur machine synchrone à aimant. Nous avons constaté que la vitesse atteint sa valeur nominale rapidement c'est-à-dire que la durée du régime transitoire est très petite ce qui fait des machines synchrone de très bonne candidates pour l'asservissement de système pointu. Néanmoins nous constatant que les grandeurs mécanique (couple, vitesse) sont très sensibles à la nature des sources d'alimentations. Ceci se manifeste par la présence d'ondulations surtout en régime permanent qui entrave certaines applications qui demande de bonnes précisions.

L'idée d'une association de ce type de machine avec des onduleurs multiniveaux est de chercher une solution nous permettant de palier au mieux à ce problème. Deux structures multiniveaux ont été associées, la parallèle et la série. Ensuite une variation de l'indice de modulation pour quatre valeur  $m = \{15, 21, 45, 75\}$  a été faite. Les spectres relevés avec les deux topologies montrent qu'en faisant varier l'indice de modulation, les harmoniques se rangent en famille centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse, et en fonction de m les harmoniques s'éloignent à des fréquences plus élevés, ceux qui sont plus important sont ceux des rangs  $m-1$  et  $m+1$ . Ce qui entraine une amélioration du taux des ondulations présents dans les allures du couple électromagnétique, la vitesse, et les courants.

**4.5 Conclusion :**

Dans ce chapitre on a relevé plusieurs résultats de simulation que ce soit des tensions  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  ainsi pour les courant le couple et la vitesse pour les deux structures multiniveaux.

Les deux nouvelles topologies nous ont permet d'avoir des tensions plus élevées tout en ayant un meilleur taux d'harmonique. Par ailleurs l'augmentation de l'indice de modulation sert aussi à optimiser le taux de distorsion harmonique qui est limité car en pratique on ne peut atteindre des valeurs de  $m$  élevé parce que cela implique des nombre de commutation élevés dans une période ce que réduit la durée de vie des transistors.

En comparant les deux stratégies de MLI, il est bien clair que la série est bien meilleure car elle nous donne des résultats satisfaisants même avec un indice de modulation bas, sans avoir cité les autres facteurs comme le cout des composants ou la fiabilité ou la durée de vie.

# **CONCLUSION**

## **GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE :

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude par simulation de l'association d'un moteur synchrone à aimants permanents autopiloté et un onduleur multiniveaux commandé par deux différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion, l'une avec des modulations décalées d'un niveau à un autre verticalement par un angle ( $\frac{2\pi}{N}$ ), la deuxième avec des modulations décalées horizontalement par palier ou bien amplitude.

Dans notre travail effectué, Matlab/Simulink était le seul logiciel que nous possédions et le seul que nous avons acquis à une expérience théorique durant notre étude car une expérience réelle n'était pas possible à cause de l'indisponibilité de matériel qui est vraiment chère et cela est dû au coût élevé des composants tels que les aimants permanents.

Des résultats auxquels on a abouti on a constaté que l'un des inconvénients majeurs de la machine synchrone est sa sensibilité aux harmoniques de tension introduits par les convertisseurs statiques dans le cas des commandes classiques. La présence de ces harmoniques indésirables sont gênants sous plusieurs angles de vue, car elle provoque des pics de courants qui limitent les possibilités de commutation des convertisseurs, poussent à un surdimensionnement de l'ensemble des convertisseurs utilisés et induisent des couples oscillatoires causant des difficultés si les fréquences de ces derniers coïncident avec la fréquence naturelle du système mécanique comprenant le rotor ; l'arbre et la charge. En effet, il peut en résulter des couples de torsion considérables sur l'arbre. La stabilité du moteur s'est vue décroître à cause des oscillations du rotor qui peuvent avoir une amplitude croissante lorsqu'elles apparaissent dans la zone d'instabilité du moteur, et mener à la destruction de l'entraînement. Les pulsations de couple sont aussi nuisibles pour le bon fonctionnement de la machine, car la stabilité du couple fourni par le moteur est un paramètre prépondérant pour la précision du système.

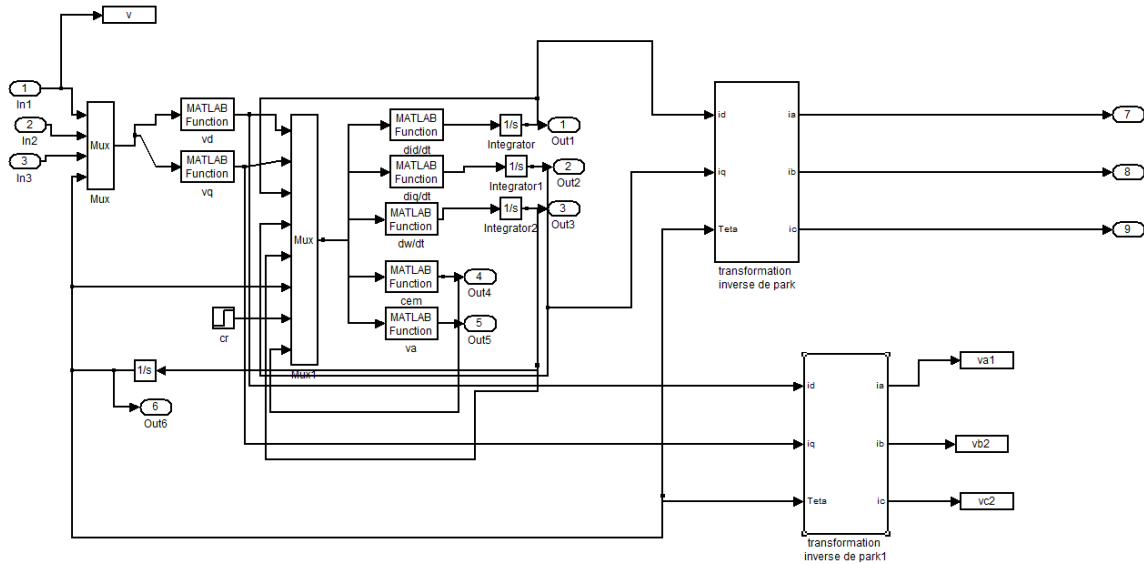
La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI, plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible, l'augmentation de l'indice de modulation pour les deux stratégies MLI développées fait décroître le taux d'ondulation car l'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques les plus

importants à des fréquences plus élevés et fait diminuer forcément la distorsion harmonique totale THD mais cela n'est pas vraiment réalisable car nous allons vers des valeurs de m élevés fait diminuer la durée de vie des transistors IGBT , notant que pour la deuxième stratégie MLI présente déjà un meilleur THD sans faire appel à l'augmentation de l'indice de modulation ce qui fait de cette dernière la meilleure stratégie MLI concernant les performances car elle assure un bon rendement aux machines synchrones et en plus, elle est encore meilleure à l'échelle économique ce qui est le plus important, à cause de la compatibilité électromagnétique qui se pose de plus en plus de nos jours, des nouvelles normes s'apparaissent et les concepteurs doivent s'y conformer en minimisant les harmoniques puis les spectres puissent d'y répondre.

**ANNEXE :**

**Annexe 1 : Schémas synoptique sous MATLAB :**

**1. Schéma bloc de la MSAP autopilotée :**



**Fig: Schéma bloc global de la MSAP**

-Matlab Fonction1 :  $(2/3)*(u(1)*\cos(u(4))+u(2)*\cos(u(4)-(2*\pi/3))+u(3)*\cos(u(4)-(4*\pi/3)))$

-Matlab Fonction2 :  $(2/3)*(u(1)*\sin(u(4))+u(2)*\sin(u(4)-(2*\pi/3))+u(3)*\sin(u(4)-(4*\pi/3)))$

-Matlab Fonction3 :  $[u(1)-R_s*u(3)+L_q*u(4)*u(5)]/L_d$

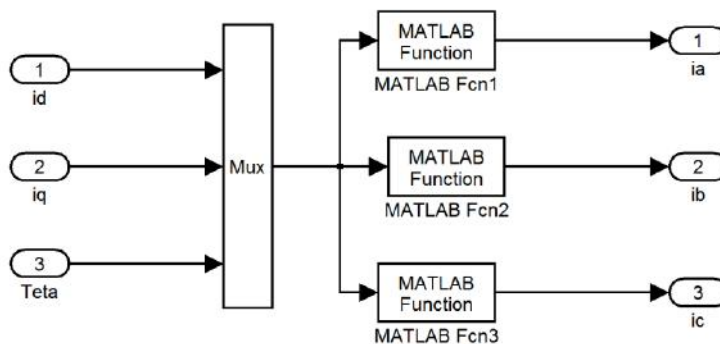
-Matlab Fonction4 :  $[u(2)-R_s*u(4)-\phi*u(5)-L_d*u(3)*u(5)]/L_q$

-Matlab Fonction5 :  $[P*u(8)-P*u(7)-F_c*u(5)]/J$

-Matlab Fonction6 :  $(3/2)*P*((L_d-L_q)*u(3)*u(4)+\phi*u(4))$

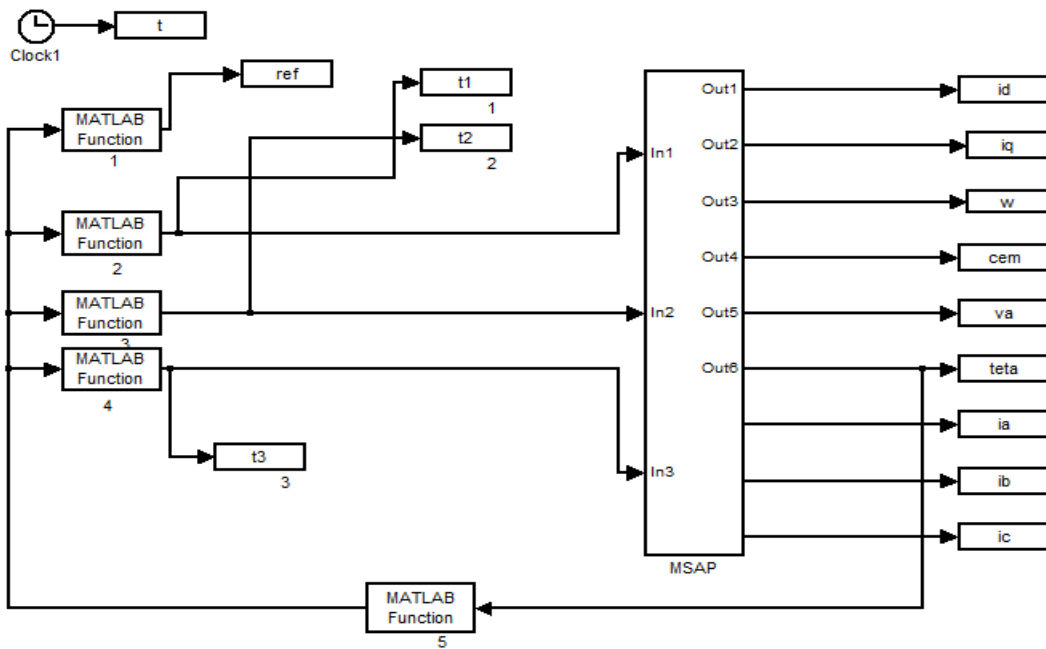
-Matlab Fonction7 :  $u(1)*\cos(u(6))+u(2)*\sin(u(6))$

**2. Bloc transformation inverse de Park :**



**Fig: Schéma bloc de la transformation inverse de Park**

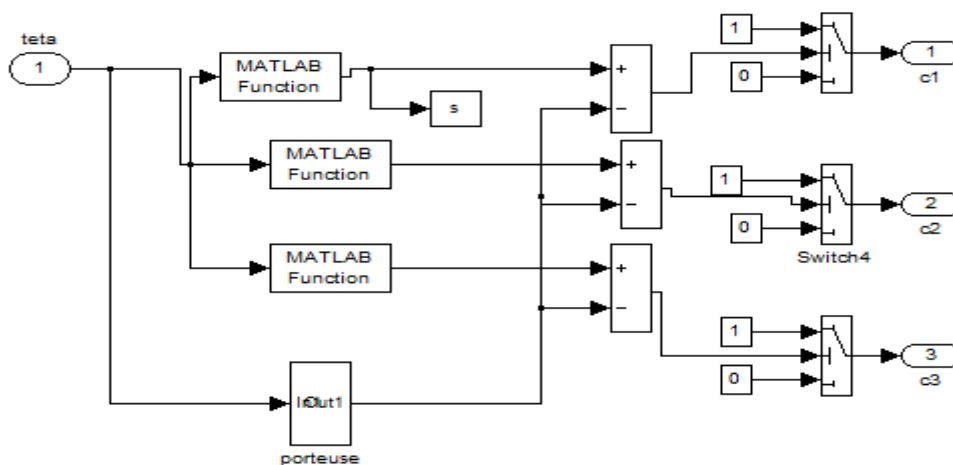
**3. Schéma bloc la MSAP associé a une alimentation sinusoïdale :**



**Fig: Schéma bloc de la MSAP associé a une alimentation sinusoïdale**

- Matlab Fonction1 :  $\sin$
- Matlab Fonction2 :  $118 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(u(1))$
- Matlab Fonction3 :  $118 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(u(1) - (2 \cdot \pi / 3))$
- Matlab Fonction4 :  $118 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(u(1) - (4 \cdot \pi / 3))$
- Matlab Fonction5 :  $u(1) + (3.5 \cdot \pi / 180)$

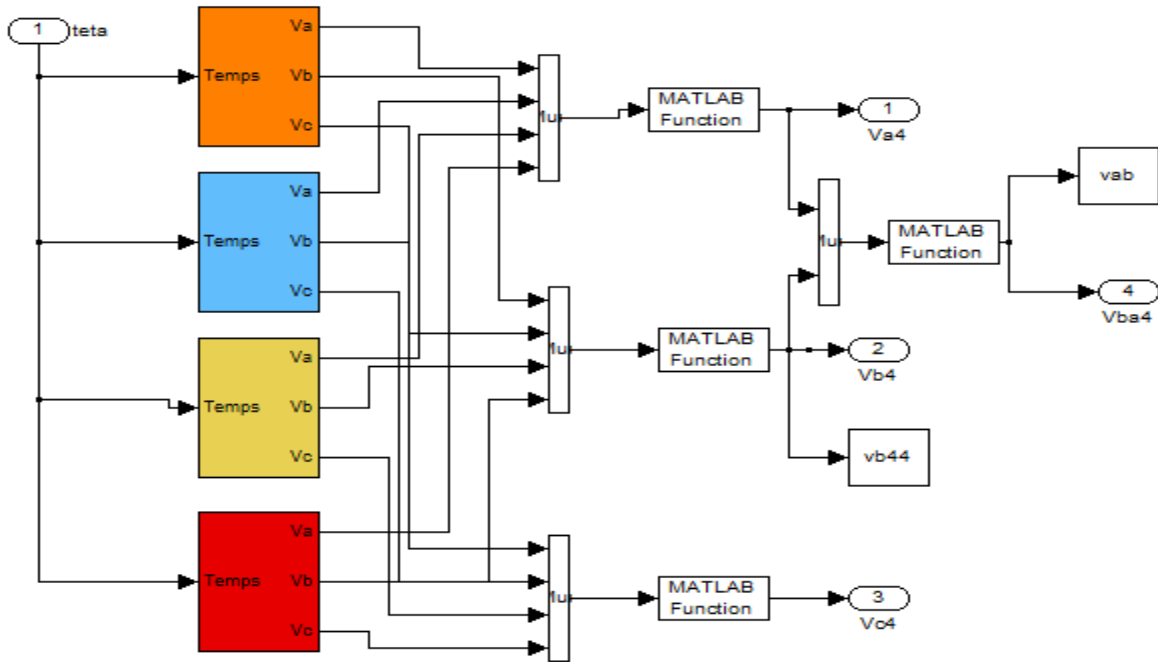
**4. Schéma bloc de l'onduleur MLI :**



**Fig : Implantation sous Matlab du bloc onduleur**

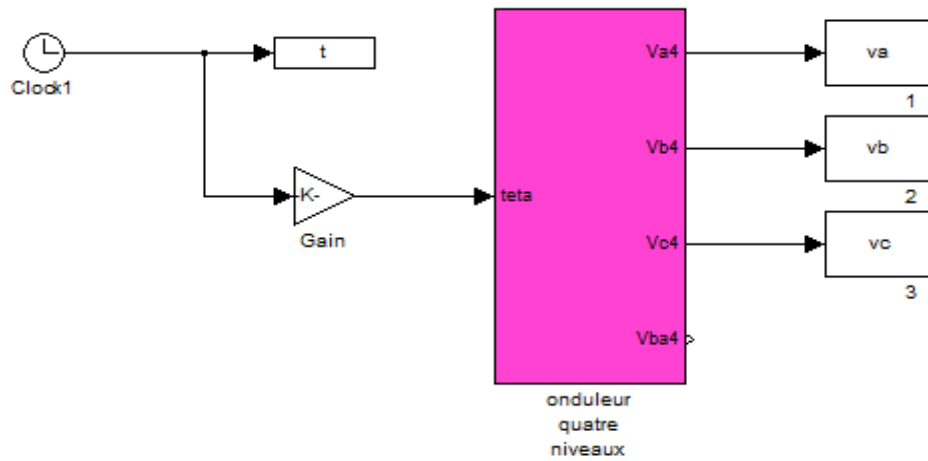
- Matlab fonction 1  $\Rightarrow (10 \cdot \sin(u(1)))$
- Matlab fonction 2  $\Rightarrow (10 \cdot \sin(u(1)) - (2 \cdot \pi / 3))$
- Matlab fonction 3  $\Rightarrow (10 \cdot \sin(u(1)) - (4 \cdot \pi / 3))$

**5. Schéma bloc d'un onduleur multiniveaux :**



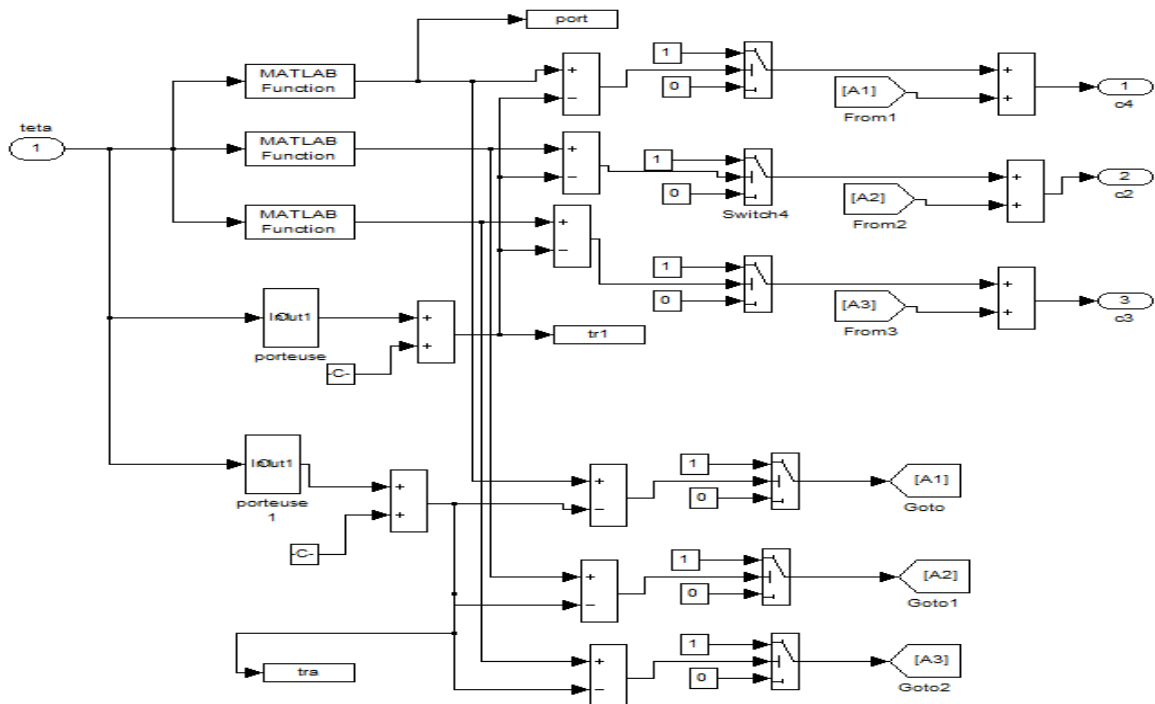
**Fig : Schéma sous Matlab de l'association des 4 onduleurs**

- Matlab fonction 1, 2, 3  $\Rightarrow (u(1) + u(2) + u(3) + u(4))$
- Matlab fonction 4:  $\Rightarrow u(1) - u(2)$

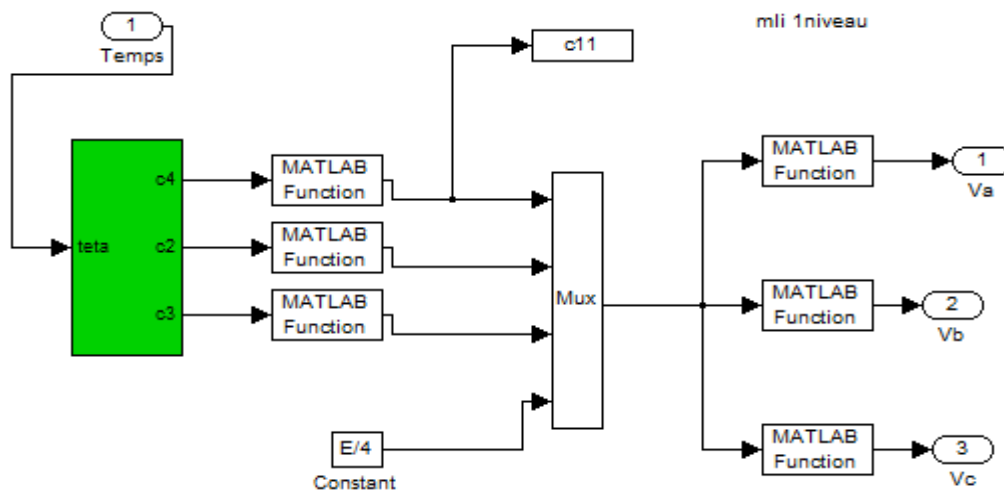


**Fig : Modèle de simulation de l'onduleur**

**6. Schéma bloc de l'onduleur multiniveaux à cellule cascade :**



**Fig : Schéma bloc d'un seul onduleur à cellules cascade**



**Fig : Implantation sous Matlab pour 1 niveau d'un onduleur à cellules cascade**

- Matlab fonction 1, 2, 3 :  $\Rightarrow u(1)-1$
- Matlab fonction :  $\Rightarrow u(1)*u(4)$
- Matlab fonction :  $\Rightarrow u(2)*u(4)$
- Matlab fonction :  $\Rightarrow u(3)*u(4)$

## Annexe 2 : Paramètres de la machine :

```

Rs=17.5;Ω
Ld=0.048;H
Lq=0.064;H
Fc=.0028;
J=.0051;A/m²
P=3;
In=1.5;A
Vn=118;V
phi=0.39144;Wb
Cr=1.8;Nm
Pn=500;W
z=0.7;
E=55;V

```

**Annexe 3 : Paramètres de l'onduleur**

$m = 21, 51, 75$

$r = 10/12 = 0.8333$

**Annexe 4 : Programme sous MATLAB/Simulink d'analyse spectrale**

```
function [Y_ampl,Y_angle]=analy(t,v,F0,display)

t=t(1:length(t))-t(1);
Hmax=600;
%Nombre de points sur une période
N=2048*2;
%définition du nouvel échantillonnage
dt=0:1/F0/(N-1):1/F0;

%Transformée de Fourier
Y=fft(S);
Y_ampl=2*sqrt(Y(1:Hmax).*conj(Y(1:Hmax)))/N;
Y_ampl(1)=Y_ampl(1)/2;
aprox=(abs(Y_ampl(2)-Y_ampl(1))/Y_ampl(2));
if ((aprox<1) & (aprox>0.95)) Y_ampl(1)=0;
end
if ((Y_ampl(1)~=0)&(max(S)+min(S)<0)) Y_ampl(1)=-Y_ampl(1);
end
Y_angle=angle(Y(1:Hmax));
THD=sqrt(sum((Y_ampl(3:Hmax)/Y_ampl(2)).^2));
if display>0
    %subplot(4,1,1);
    %plot(t,v);
    %grid;

    %subplot(4,1,2);
    %plot(dt,S);
    %grid;

%subplot(3,1,3);zoom on;
if display==1 stem((0:length(Y_ampl)-1),Y_ampl,'k');
```

```
elseif display==2 stem((0:length(Y_amp1)-
1)*F0,20*log(Y_amp1/Y_amp1(2)), 'k');
end
title(['THD=', num2str(THD)]);
end
```

# **BIBLIOGRAPHIE :**

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Le-Huy et L.A.Dessaint « Calcul des couples oscillatoires de moteurs synchrones à aimant Permanent » ; 5<sup>em</sup> Colloque sur les moteurs pas à pas, Lausanne, Suisse 1988.
- [2] G.Joos et E.D.Goodman « Etude sur les ondulations du couple des machines synchrones Autopilotées » ; 5<sup>em</sup> Colloque sur les moteurs pas à pas, Lausanne, Suisse 1988.
- [3] Afsharnia seed « Contrôle vectoriel des machines à aimants permanents: identification des paramètres et minimisation des ondulations du couple". Thèse de l'I-N-P-L 1995.
- [4] S.Clenet « Influence de l'alimentation électronique sur le couple et le comportement vibratoire des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de l'I-N-P-T 1994.
- [5] G. LACOMBE : « Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs » ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [6] Ph. LAMELOT, J. GUEZEL : « Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes » ; Technologie et Innovations, 2007.
- [7] F. GILLON : «Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique» ; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [8] R. LATEB: «Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d'Espace et de Temps : Application à la Propulsion Marine par POD » ; Thèse de Doctorat de, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.

[9] Y. BOUTORA : «Calcul d'une BDCM Excitée par des Aimants à Aimantation Parallèle» ; Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.

[10] J. PURANEN: « Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: a Comparative Study » ; Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland on the 5th of December, 2006.

[11] B. TOUNSI : «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués à Large Gamme de Vitesses Variables Associant Machines à Aimants Permanents et Conversion Statique» ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[12] [www.opticalencoder.com](http://www.opticalencoder.com).

[13] H. BUYSE : « Capteur de Position et de Déplacement » ; Cours Automatisation Industrielle, Université Catholique de Louvain, 2004.

[14] S. ÖZCIRA, N. BEKIROGLU, E. AYCICEK: «Simulation of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »; 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-9 December 2007, pp. 272-276, Bursa, Turkey.

[15] H. SCHAWAB: «Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement» ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.

[16] K.Azeddine « Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Ph, Québec, Canada, 2000.

[17] A.Ameur « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Mémoire de magister, Batna, 2005.

[18] M.Sebaa « Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.

[19] K.Hartani « Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage », Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.

[20] L.Ghaouti « Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse », Mémoire de magister, USTO, 2007.

[21] A.Maasoum « Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue », Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.

[22] F.Benchabane « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,

[23] H.Chennoufi « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant », Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2001.

[24] AID Housseem et AINA Wafaa « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen 2013.

[25] N. BERNARD : « Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte à l'Autopilotage » ; Revue 3EI, Septembre 2002, PP.24-39.

[26] J.Chiasson « Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines », Wiley-Interscience a John Wiley and Sons, INC Publication, 2005.

[27] T. REKIOUA : « Contribution à la Modélisation et la Commande Vectorielle des Machines Synchrones à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, INPL, 1991.

[28] R. KACHENOURA : « Optimisation de la Commande des Machines Synchrones Autopilotées » ; Mémoire de Magister, UMMTO, 1999.

[29] Challal Ahmed: «Contribution à la modélisation de l'association onduleur mutniveaux-machine asynchrone» ; mémoire de MAGISTER; UMMTO, 12 octobre 2006.

[30] Glaize Ch. « introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance » journée d'étude EEA. Septembre 2003, université de Montpellier 2.

[31] Bowes S.R, Davies T.Novel « approach to analysis of modulation processes in power converter » Proc IEE, vol132. N°5, May 1975.

[32] Hautier J.P., Caron J.P « convertisseur statique : Méthodologie causale de modélisation et de commande » Technique et documentation, Paris 1995.

[33] Francois B. « formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqués aux convertisseurs statiques à structure matricielles » thèse présentée a l'université des sciences et technologies de lille pour obtenir le titre de DOCTEUR, de l'université, spécialité : » Génie électrique, 08 janvier 1996.

[34] Nabae. A, «A Neutral–point clamped PWM Inverter ». IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, N° 5.Septembre /Octobre1981 .pp518-523.

[35] Carrara. G et al. A « new multilevel PWMmethod: a theorirical analysis », IEEE Transactions On Power Electronics, 7(3) : 497-505, juin 1992.

[36] Amrouni. S, Akkou. A. « Etude comparative de deux stratégies PWM pour un onduleur multi-niveaux »; Mémoire de fin d'études, UMMTO, 2012/2013.

[37] Kachih. S, Ibersiene. T « Etude Et Simulation d'un Onduleur Multiniveaux Asymétrique », Mémoire de fin d'études, UMMTO, 2014.