

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
جامعة عمار تليجي بالأغواط  
UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



كلية التكنولوجيا  
FACULTE DE TECHNOLOGIE

Domaine : Sciences et Technologies ST  
Filière : Électrotechnique ELT  
Spécialité : Commandes Électriques CE

مذكرة نهاية الدراسة لنيل شهادة ماستر  
Mémoire de Fin d'étude pour l'obtention du Master

Thème

الموضوع

Étude d'une DTC appliquée à un MAS alimenté par un  
onduleur multicellulaire à quatre niveaux.

Présenté par :

BELHAOUARI Khadra

Proposé et Dirigé par :

Dr. MOKHTARI Bachir

Année Universitaire 2019/2020

أردنا من خلال هذه الدراسة تقديم أحد الحلول الواردة لتحسين أداء التحكم المباشر في العزم و التدفق المغناطيسي لمحرك ثلاثي الطور ذي قفص سنجابي. هناك عدة طرق تقنية موجودة في أدبيات التحكم الكهربائي و من بينها إستعمال مموج للجهد متعدد الخلايا بأربع مستويات و هو محل دراستنا هذه و التي قسمت إلى أربع فصول كما يلي :

- **الفصل الأول :** قدمنا فيه نمذجة للمحرك و كيفية كتابة مختلف معادلاته الكهرومغناطيسية في معلم مبسط ثنائي المحاور مرتبط بالجزء الساكن للمحرك. هذه النمذجة هي ما يلائم التحكم المباشر في العزم و التدفق المغناطيسي.
  - **الفصل الثاني :** شرحنا تقنية التحكم المباشر في العزم و التدفق المغناطيسي التي صاغها الباحث **تakahashi**.
  - **الفصل الثالث :** تطرقنا إلى مموجات الجهد و قدمنا الأكثر استعمالا في مجال التحكم الكهربائي للمحركات.
  - **الفصل الرابع :** أظهرنا نتائج المحاكات و قارنا بين أداء المموجين في نفس ظروف المحاكاة.
- الكلمات المفاتيح :** محرك لاتزامني ذو قفص ، النمذجة ، مموج جهد ، التحكم المباشر في العزم و التدفق المغناطيسي.

## Abstract

Through this study, we wanted to present one of the known solutions for improving the performance of the direct torque and flux control (DTC) of a squirrel cage motor. There are several techniques in the literature of the electrical control which one quotes the use of a multicellular voltage inverter with four levels presented in this study which is subdivided into four chapters as follows:

- **The first chapter:** we have presented the modeling of the motor written in a simple frame with two axes linked to the stator of the motor. This modeling is that which is adequate to the DTC.
- **The second chapter:** we have explained the technique of direct torque and flux control which is described by researcher Takahashi.
- **The third chapter:** we have presented the voltage inverters and more specifically those most used in the electrical control of motors.
- **The fourth chapter:** we have illustrated the simulation results and we compared the performances of the two inverters under the same simulation conditions.

**Keywords:** Squirrel cage motor, Modeling, Voltage inverter, DTC.

## Résumé

Nous avons voulu à travers cette étude de présenter l'une des solutions connue pour améliorer les performances de la commande directe de couple et de flux (DTC) d'un moteur à cage. Il existe plusieurs techniques dans la littérature de la commande électrique dont on cite l'utilisation d'un onduleur de tension multicellulaire à quatre niveaux présenté dans cette étude qui est subdivisée en quatre chapitres comme suit :

- **Le premier chapitre :** nous avons présenté la modélisation du moteur écrite dans un repère simple à deux axes lié au stator du moteur. Cette modélisation est celle qui est adéquate à la DTC.
- **Le deuxième chapitre :** nous avons expliqué la technique de la commande directe de couple et de flux qui est décrite par le chercheur Takahashi.
- **Le troisième chapitre :** nous avons présenté les onduleurs de tension et plus spécialement ceux les plus utilisés dans la commande électrique des moteur.
- **Le quatrième chapitre :** nous avons montré les résultats de simulation et nous avons comparé entre les performances des deux onduleurs dans les mêmes conditions de simulation.

**Mots clés :** Moteur à cage, Modélisation, Onduleur de tension, DTC.

# *Remerciements*

Qu'Allah accepte mes remerciements, car avec sa grâce que je vis ces moments heureux aujourd'hui, *Elhamdoulillah*.

Je remercie infiniment, mon encadreur monsieur, **MOKHTARI Bachir** de m'avoir donné l'occasion de m'exprimer scientifiquement à travers ce thème de recherche, de son encouragement consécutif durant sa réalisation jusqu'à son achèvement.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury composé de président madame **KOUZI Katia** et l'examineur monsieur **LADJAL Madani**, tous les deux sont mes enseignants que je leur présente tous mes respects.

Egalement, je tiens à remercier tous mes enseignants du primaire jusqu'à l'université, sans eux je n'aurais pas eu cette belle occasion dans ma vie.

Tous mes collègues qui m'ont aidé de près ou de loin, trouvent ici mes meilleures salutations.

Tous mes proches et tout membre de ma famille, je les salue infiniment.

# *Dédicace*

*A ma chère mère  
A mes frères et sœurs  
Je dédie ce travail...*

*Rhadra BELHAOUARI*

# TABLE DES MATIERES

## TABLE DES MATIERES

|   |           |
|---|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE .....   | 01        |
| SYMBOLS ET ABREVIATIONS .....   | 04        |
| LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX .....                                       | 06        |
| <b>Chapitre I : <u>Modélisation du MAS</u></b>                                |           |
| <b>I.1 INTRODUCTION .....</b>   | <b>08</b> |
| <b>I.2 GENERALITES SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE .....</b>         | <b>08</b> |
| <b>I.3 MODELISATION DU MAS .....</b>  | <b>11</b> |
| <b>I.4 TRANSFORMATION DE PARK .....</b>                                       | <b>14</b> |
| <b>I.5 CONCLUSION .....</b>   | <b>20</b> |
| <b>Chapitre II : <u>Topologies des Onduleurs Multiniveaux</u></b>             |           |
| <b>II.1 INTRODUCTION .....</b>  | <b>22</b> |
| <b>II.2 FONCTIONNEMENT ET MODELISATION DE L'ONDULEUR À DEUX NIVEAUX .....</b> | <b>22</b> |
| <b>II.3 INTERET DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....</b>                          | <b>26</b> |
| <b>II.4 DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....</b>           | <b>27</b> |
| <b>II.5 PROPRIETES DES PRINCIPALES STRUCTURS .....</b>                        | <b>32</b> |
| <b>II.6 TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....</b>                       | <b>34</b> |
| <b>II.7 CONCLUSION .....</b>  | <b>35</b> |
| <b>Chapitre III : <u>Commande Directe de Couple du MAS</u></b>                |           |
| <b>III.1 INTRODUCTION .....</b>   | <b>37</b> |
| <b>III.2 PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE .....</b>        | <b>37</b> |
| <b>III.3 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA DTC .....</b>               | <b>38</b> |
| <b>III.4 ALGORITHME DE LA DTC .....</b>                                       | <b>39</b> |
| <b>III.5 PRINCIPE DU CONTROLE DU COUPLE ET FLUX STATORIQUE .....</b>          | <b>39</b> |
| <b>III.6 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION .....</b>                                | <b>41</b> |
| <b>III.7 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE .....</b>                            | <b>43</b> |

|   |           |
|---|-----------|
| <b>III.8 CORRECTION DE FLUX ET DE COUPLE .....</b>                              | <b>44</b> |
| <b>III.9 ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION .....</b>                        | <b>47</b> |
| <b>III.10 REGLAGE DE LA VITESSE .....</b>                                       | <b>48</b> |
| <b>III.11 DTC ASSOCIEE À UN ONDULEUR MULTICELLULAIRE A QUATRE NIVEAUX .....</b> | <b>49</b> |
| <b>III.12 DTC APPLIQUEE A UN MAS ALIMENTE PAR UN OM4N .....</b>                 | <b>49</b> |
| <b>III.13 CONCLUSION .....</b>  | <b>51</b> |
| <b>Chapitre IV : <u>Résultats de Simulation</u></b>                             |           |
| <b>IV.1 INTRODUCTION .....</b>  | <b>53</b> |
| <b>IV.2 STRUCTURE DE SIMULATION .....</b>                                       | <b>53</b> |
| <b>IV.3 ETUDE COMPARATIVE .....</b>   | <b>55</b> |
| <b>IV.4 RESULTAT DE SIMULATION .....</b>  | <b>55</b> |
| <b>IV.5 CONCLUSION .....</b>  | <b>60</b> |
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b>  | <b>61</b> |
| <b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>  | <b>63</b> |

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

La commande des moteurs électriques occupe une importance massive dans l'industrie ainsi que dans nos vies quotidiennes. Nous trouvons ses applications partout où nous existons, elle profite du développement technologique en croissant pour se développer elle-même.

La croissance de la science en matériaux aide d'une manière directe et efficace le développement des composants semi-conducteurs qui sont la base de l'électronique de puissance qui alimente les dispositifs de la commande électrique.

La commande directe de flux et de couple d'un moteur électrique connue sous l'abréviation DTC, est très connue actuellement et rentre dans des applications industrielles où le couple moteur forme le facteur majeur de l'application.

Mais comme toute technique, cette commande a quelques inconvénients qui peuvent être nuisibles pour le système entraîné et l'opérateur lui-même (vibrations et problème acoustique). Plusieurs solutions sont présentées et réalisées afin de réduire ces inconvénients. Notre travail aborde l'une de ces solutions qui est l'utilisation d'un onduleur multiniveaux pour qu'on puisse délivrer plus de tensions lorsque le système le demande. Cette stratégie peut fournir au couple la tension adéquate à une légère correction et le faire coïncider dans une bande plus étroite et donc on aura moins d'ondulations.

Le manuscrit est subdivisé en quatre chapitres comme suit :

- Le premier chapitre sera consacré à la modélisation du moteur électrique choisi pour l'étude et qui est le moteur asynchrone triphasé à cage MAS. Ce choix est justifié par sa large utilisation dans l'industrie. La modélisation est la description mathématique du système, elle nous aide à traiter le problème par simulation. Plusieurs modèles alors sont conçus, et nous garderons que celui écrit dans l'espace de Park lié au stator.
- Le deuxième chapitre donnera un aperçu sur les onduleurs multiniveaux. Chaque onduleur est connu par sa structure qui le caractérise, notre onduleur choisi est le multicellulaire à quatre niveaux abrégé OM4N. C'est choix pour faire l'étude, et cette solution n'est pas unique.

- Dans le troisième chapitre, nous expliquerons l'idée de base de la commande DTC, ensuite nous donnerons son implantation pour les deux types d'onduleurs.
- A la fin de ce mémoire, un chapitre est consacré à l'illustration des résultats de simulation. Une comparaison sera faite aux niveaux de tensions délivrées, de flux statorique, de couple électromagnétique et au niveau de la réponse dynamique.
- Une conclusion générale clôturera ce présent travail, et déclarera nos perspectives envisagées.

# ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES

## ABREVIATIONS ET SYMBOLES

|                |  |
|----------------|--|
| MAS            | Moteur Asynchrone triphasé à cage  |
| DTC            | Direct Torque Control (Commande directe de flux et de couple)              |
| NPC            | Onduleur (Neutral Point Clamped)   |
| OM4N           | Onduleur Multicellulaire à quatre niveaux                                  |
| $C_e$ ou $T_e$ | Couple électromagnétique   |
| $\phi_{s,r}$   | Flux statorique ou rotorique   |
| $V_i$          | Tension délivrée par l'onduleur (i=1,2,3,...)                              |
| $R_{s,r}$      | Résistance statorique ou rotorique   |
| $I_{a,b,c}$    | Courants absorbés par le moteur  |
| $\theta$       | Angle de l'axe de repère de Park par rapport à l'axe a du système triphasé |
| $T_{s,r}$      | Constante de temps statorique / rotorique                                  |
| $\Sigma$       | Coefficient de dispersion de Blondel                                       |
| $K_i$          | Etat des interrupteurs de l'onduleur (i=1,2,3,..)                          |
| $T_s$          | Période d'échantillonnage  |

## LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

|   |    |
|---|----|
| <b>Figure I.1</b> : Stator et du rotor d'une machine asynchrone à cage [19HM].  | 09 |
| <b>Figure I.2</b> : Stator après bobinage [19HM].   | 09 |
| <b>Figure I.3</b> : Rotor à cage [19HM].  | 10 |
| <b>Figure I.4</b> : Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé [19HM].  | 11 |
| <b>Figure I.5</b> : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park) | 15 |
| <b>Figure II.1</b> : Schéma de l'onduleur triphasé en pont [15HB].  | 23 |
| <b>Figure II.2</b> : Les séquences binaires de l'onduleur [19HM].   | 26 |
| <b>Figure II.3</b> : Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.  | 27 |
| <b>Figure II.4</b> : Onduleur NPC à trois niveaux (phase a)   | 28 |
| <b>Figure II.5</b> : Onduleur NPC à quatre niveaux (phase a) [18AB].  | 29 |
| <b>Figure II.6</b> : Topologies basées sur le modèle NPC.   | 30 |
| <b>Figure II.7</b> : Structure d'un bras d'onduleur FC de trois niveaux.  | 31 |
| <b>Figure II.8</b> : Topologie multiniveau à cellules imbriquées pour quatre niveaux (phase a).   | 31 |
| <b>Figure II.9</b> : Schéma d'un bras d'un onduleur multicellulaire [14BM].   | 34 |
| <b>Figure II.10</b> : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14BM].   | 35 |
| <b>Figure III.1</b> : Schéma structurel de la DTC appliquée à un MAS [19HM].  | 38 |
| <b>Figure III.2</b> : Evolution du flux statorique dans le plan ( $\alpha$ , $\beta$ ).   | 40 |
| <b>Figure III.3</b> : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $V_s$ .  | 41 |
| <b>Figure III.4</b> : Sélection du vecteur de tension $V_s$ selon la zone $N=i$ .   | 42 |
| <b>Figure III.5</b> : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions correspondantes.                                    | 44 |
| <b>Figure III.6</b> : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.  | 46 |
| <b>Figure III.7</b> : Correcteur de couple à hystérésis à sept niveaux [14BM].  | 50 |
| <b>Figure IV.1</b> : Schéma bloc de la commande DTC appliqué à une MAS par onduleur simple  | 53 |
| <b>Figure IV.2</b> : Les schémas blocs des parties caractérisant une DTC à OM4N.  | 54 |
| <b>Figure IV.3</b> : Les trajectoires des vecteurs de tension, délivrés par chaque onduleur.  | 55 |
| <b>Figure IV.4</b> : Les trajectoires des vecteurs de flux statorique.  | 56 |
| <b>Figure IV.5</b> : Le module de flux statorique du MAS.   | 57 |
| <b>Figure IV.6</b> : Le couple électromagnétique développé par le MAS.  | 58 |
| <b>Figure IV.7</b> : Les courants absorbés par le MAS.  | 59 |
| <b>Figure IV.8</b> : La vitesse de rotation du MAS.   | 60 |
|   |    |
| <b>Tableau II.1</b> : Table de vérité des séquences de l'onduleur.  | 25 |
| <b>Tableau II.2</b> : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à quatre niveaux.   | 33 |
| <b>Tableau II.3</b> : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux [05]S].   | 33 |
| <b>Tableau III.1</b> : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions.  | 47 |
| <b>Tableau III.2</b> : Table de commutation défini par <b>Takahashi</b> .   | 48 |
| <b>Tableau III.3</b> : Table de commutation proposée pour un OM4N [14BM].   | 51 |
| <b>Tableau IV.1</b> : Conditions de fonctionnement pendant la simulation.   | 55 |

# Chapitre I : Modélisation du MAS

## **I.1 INTRODUCTION**

Le Moteur Asynchrone triphasé à cage (MAS), est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Il apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants.

Le modèle classique du MAS correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [17HA].

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation du moteur asynchrone triphasé à cage.

## **I.2 GENERALITES SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE**

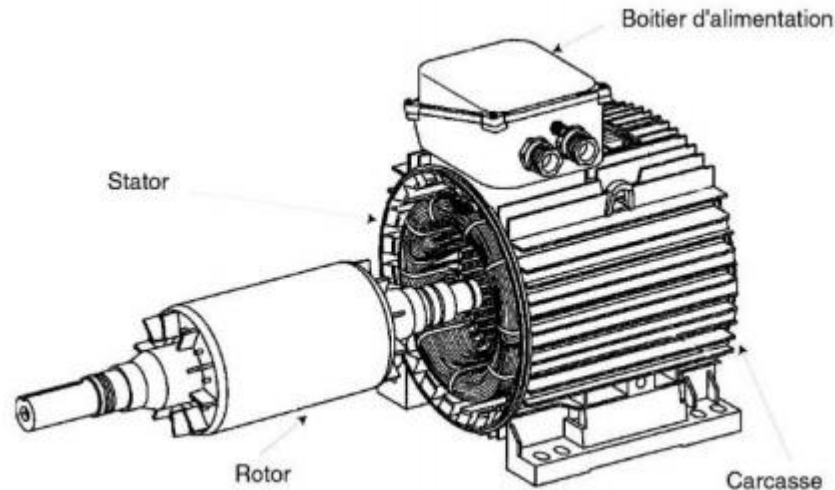
### **I.2.1 DEFINITION**

Le MAS est un moteur à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, le MAS dit (moteur à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [14MM].

### **I.2.2 CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE**

Le MAS est constitué des deux principaux éléments suivants (Figure I.1):

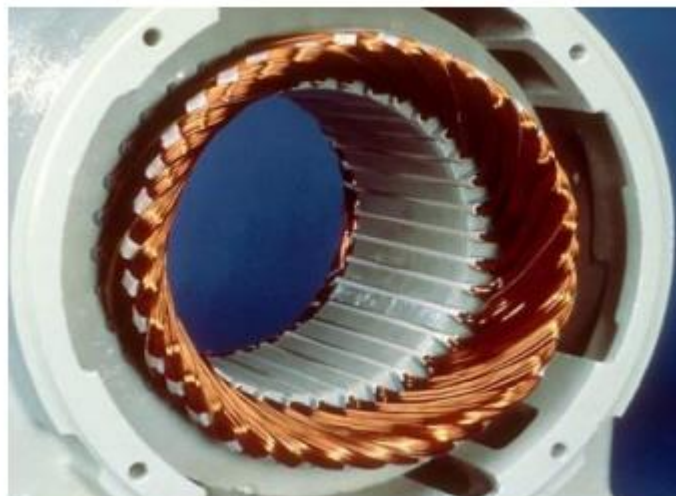
- Le stator (partie fixe) ;
- Le rotor (partie tournante).



**Figure I.1** : Stator et du rotor d'une machine asynchrone à cage [19HM].

### A. Stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure I.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [14SB].



**Figure I.2** : Stator après bobinage [19HM].

**B. Rotor**

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator [07RB].



**Figure I.3** : Rotor à cage [19HM].

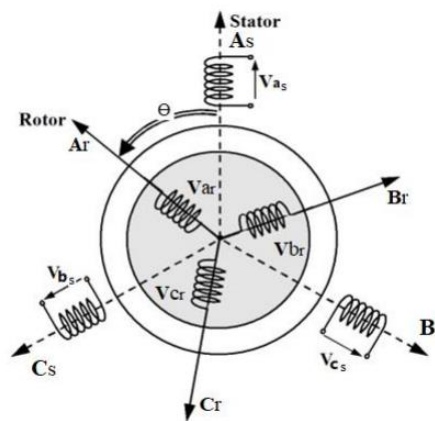
**I.2.3 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE****A. Les avantages :**

- Peu coûteux ;
- Robuste ;
- Fiable ;
- Economique ;
- Fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente ;
- C'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor) ;
- Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique ;

- Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement en général ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide il est négligeable le plus souvent ;
- Son démarrage ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance, ar contre, pour les moteurs de fortes puissances, il faut le démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

**B. Les inconvénients :**

- Les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple ;
- Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas ;
- On ne peut pas connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator ;
- L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator ;
- La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres.



**Figure I.4 :** Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé [19HM].

**I.3 MODELISATION DU MAS**

L'étude du fonctionnement du MAS consiste à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes : tensions aux bornes du moteur, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude du modèle du MAS reposent sur la résolution des équations de l'électromagnétisme et de la mécanique.

Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concernée, et de la topologie (structure physique) du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation [12TB].

#### **I.4.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES**

L'étude du MAS traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [14MM] :

- l'entrefer constant ;
- l'effet d'encoche négligé ;
- distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [14MM]:

- les inductances propres sont constantes ;
- le flux magnétique est fonction linéaire du courant ;
- l'invariance des résistances statoriques et rotoriques ;
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

#### **I.4.2 MISE EN EQUATION DU MODELE DU MOTEUR ASYNCHRONE**

##### **A. Les équations électriques**

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la Figure (I.4), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-1) et (I-2):

$$\begin{cases} V_{AS} = R_s i_{AS} + \frac{d}{dt} \Phi_{AS} \\ V_{BS} = R_s i_{BS} + \frac{d}{dt} \Phi_{BS} \\ V_{CS} = R_s i_{CS} + \frac{d}{dt} \Phi_{CS} \end{cases} \quad (I-1)$$

$$\begin{cases} V_{AS} = R_r i_{Ar} + \frac{d}{dt} \phi_{Ar} \\ V_{BS} = R_r i_{Br} + \frac{d}{dt} \phi_{Br} \\ V_{CS} = R_r i_{Cr} + \frac{d}{dt} \phi_{Cr} \end{cases} \quad (I-2)$$

Sous forme matricielle ses équations s'écrivent :

$$[V_{ABCs}] = [R_s] [i_{ABCs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABCs}] \quad (I-3)$$

$$[V_{ABCr}] = [R_r] [i_{ABCr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABCr}] \quad (I-4)$$

Avec :

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

$$[V_{ABCs}] = [V_{As} V_{Bs} V_{Cs}]^T \quad [V_{ABCr}] = [V_{Ar} V_{Br} V_{Cr}]^T$$

$$[i_{ABCs}] = [i_{As} i_{Bs} i_{Cs}]^T \quad [i_{ABCr}] = [i_{Ar} i_{Br} i_{Cr}]^T$$

## B. Les équations magnétiques

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\phi_{ABCs}] = [L_{ss}] [i_{ABCs}] + [M_{sr}] [i_{ABCr}] \quad (I-5)$$

$$[\phi_{ABCr}] = [L_{rr}] [i_{ABCr}] + [M_{rs}] [i_{ABCs}] \quad (I-6)$$

Avec :

$$[\phi_{ABCs}] = [\phi_{As} \phi_{Bs} \phi_{Cs}]^T \quad [\phi_{ABCr}] = [\phi_{Ar} \phi_{Br} \phi_{Cr}]^T \quad (I-7)$$

$[\phi_s]$ : Matrice de flux statorique.

$[\phi_r]$ : Matrice de flux rotorique.

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Avec :

$l_s, l_r$ : Inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

$m_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$m_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$M_{sr}$ : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

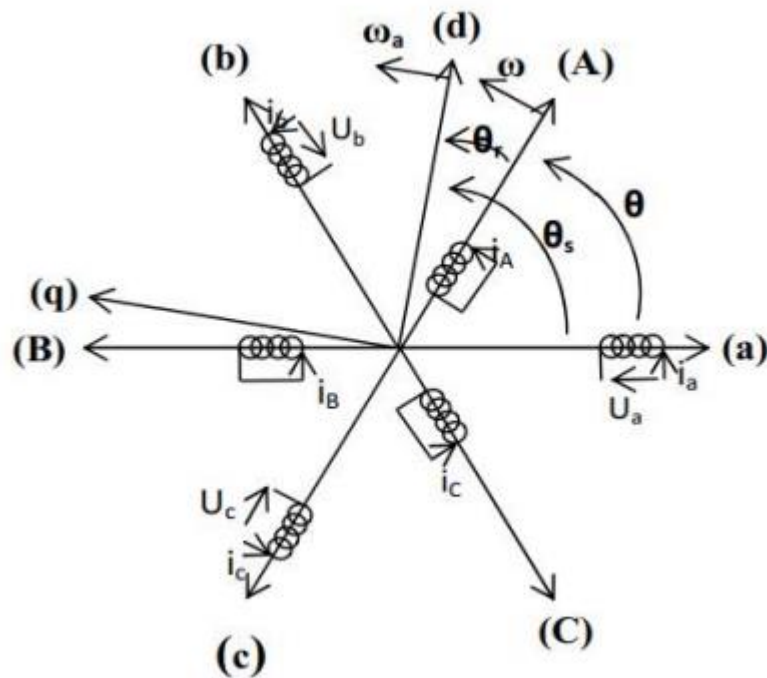
### C. L'équation mécanique

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \quad (I-10)$$

## I.4 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. D'après la Figure (I.5), c'est l'angle  $\theta_s$  qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle  $\theta_r$  pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique (**a, b, c**) et l'enroulement triphasé rotorique (**A, B, C**) en trois enroulements orthogonaux (**d, q, o**), direct, quadrature et homopolaire, respectivement [05KY].



**Figure I.5 :** Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)

Avec :

$\theta$ : L'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

$\theta_s$ : L'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

$\theta_r$ : L'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

$\omega$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

$\omega_a$ : Vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

La transformation de Park est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants par exemple:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_a & -\sin \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

$\theta_a = \theta_s$ : Pour la transformation des grandeurs statoriques

$\theta_a = \theta_r$ : Pour la transformation des grandeurs rotoriques

La matrice de transformation inverse est donnée par:

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

- Les grandeurs statoriques sont obtenues pour  $\theta = \theta_s$

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{os} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

- Les grandeurs rotoriques sont obtenues pour  $\theta = \theta_r$

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{or} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

Où :

$X$  : Soit une tension ou courant ou un flux.

$X_0$ : La composante homopolaire.

### I.5.1 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

Les expressions du moteur (I-1 et I-2) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

#### A. Les équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_a \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_a \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (I-16)$$

#### B. Les équations magnétiques

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (I-17)$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$ : Est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$ : L'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ : L'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

#### C. L'équation mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_e = P(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-18)$$

L'équation du mouvement du moteur s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \quad (I-19)$$

### I.5.2 REFERENTIEL LIE AU STATOR ( $\alpha, \beta$ )

Dans notre étude, nous avons opté pour un repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage du moteur à courant alternatif.

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

L'application de la transformation de *Concordia* aux courant, aux tensions et aux flux du moteur des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{s0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} X_{r\alpha} \\ X_{r\beta} \\ X_{r0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$$

#### A. Les équations du moteur dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) :

Dans ce repère, l'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-21) permet d'obtenir:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = 0 = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{s\beta} = 0 = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I-21)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{ds\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{qs\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{dr\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{qr\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-22)$$

L'équation du couple est donnée par :

$$C_e = P(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-23)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (I-24)$$

### B. Forme d'état du modèle du MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$

Le comportement des circuits électromagnétiques du MAS est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle du MAS alimenté en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [14MM].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (I-25)$$

Avec :

$X$  : Vecteur d'état ( $X = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}]^T$ )

$U$  : Vecteur de commande ( $U = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$ )

$A$  : Matrice d'évolution du système.

$B$  : Matrice de commande du système.

$C$  : Matrice de sortie.

Le modèle du MAS est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$B = \begin{vmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$C = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Où :

$T_s = L_s/R_s$ : Constante de temps statorique

$T_r = L_r/R_r$ : Constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$ : Coefficient de dispersion de Blondel.

## I.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit le MAS par un modèle mathématique équivalent, dont la complexité a été réduite en se basant sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices connues en modélisation des machines électriques. Cette modélisation en triphasé est transformée ensuite dans un espace équivalent biphasé en utilisant la transformation de Park généralisée.

A la fin et pour simplifier encore le système obtenu on a choisi le repère lié au stator qui est le plus adéquat pour implanter la commande par DTC.

Dans l'ordre logique pour concevoir la chaîne de commande étudiée, le chapitre suivant sera consacré pour présenter l'onduleur triphasé à deux niveaux et l'onduleur multicellulaires à quatre niveaux.

# Chapitre II : Topologies des Onduleurs Multiniveaux

## II.1 INTRODUCTION

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu, sans doute est celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandé, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion, ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que:

- L'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement ;
- La détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit, en l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants, on mentionne :

- Il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ;
- Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux ;
- Les formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau limitent naturellement les problèmes de surtensions ;
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

## II.2 FONCTIONNEMENT ET MODELISATION DE L'ONDULEUR À DEUX NIVEAUX

### II.2.1 FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR

Les onduleurs de tension sont présents dans différents domaines d'application de l'électronique de puissance et notamment dans le domaine de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

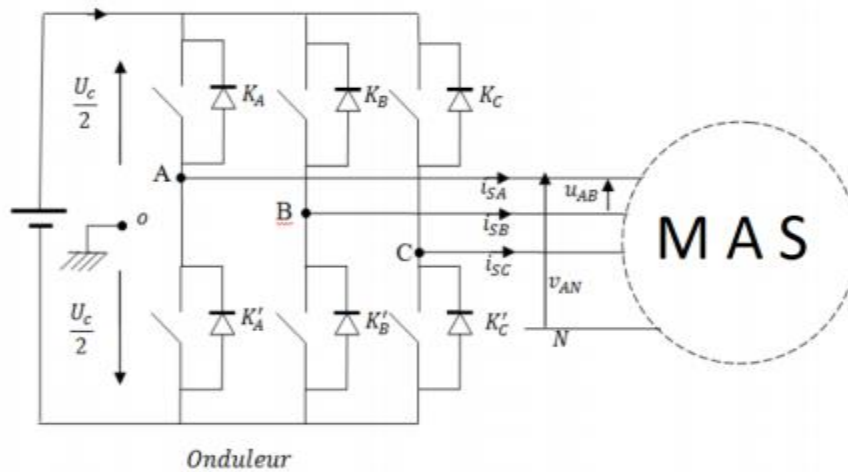


Figure II.1 : Schéma de l'onduleur triphasé en pont [15HB].

L'onduleur est constitué comme le montre la figure (II.2) de trois bras dont chaque bras est composé de deux composants à semi-conducteurs reliés en série. Ces composants peuvent être des transistors **IGBT** ou des thyristors **GTO**. Chaque composant est mis en parallèle avec une diode qui permet d'écouler l'énergie emmagasinée dans la machine au moment de l'arrêt ou pendant le freinage et c'est ainsi qu'elle le protège. Pour assurer la continuité des courants alternatif  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$ ,  $i_{SC}$  les interrupteurs  $K_a$  et  $K_a'$ ,  $K_b$  et  $K_b'$ ,  $K_c$  et  $K_c'$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les sorties de l'onduleur  $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$  sont, par commodité, référenciés par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée 0. Pour qu'elles soient identiques à 1/3 période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de 1/3 période sur le précédent [HJ07].

La structure de l'onduleur à deux niveaux, comme le montre la figure (II.2) est constituée de six interrupteurs et elle alimentée par une source continue. Les trois points milieux de chaque bras **A**, **B**, **C**, alimentent la machine.

On désigne par  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  : Les tensions sorties de l'onduleur qui sont appliquées aux bornes de la machine Introduisons le potentiel fictif telles que:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{A0} + V_{0N} \\ V_{BN} = V_{B0} + V_{0N} \\ V_{CN} = V_{C0} + V_{0N} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Compte tenu de  $V_{AN} V_{BN} V_{CN} = 0$  à cause de l'équilibre des phases, on tire de (II.1):

$$V_{0N} = -\frac{1}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}) \quad (\text{II.2})$$

L'injection de (II.2) dans (II.1) permet de donner en matriciel le transfert continu-alternatif modélisant ainsi l'onduleur à deux niveaux.

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Comme  $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$  et  $V_{C0}$  ne pouvant prendre que  $+U_c / 2$  et  $-U_c / 2$  une variable binaire  $S_k$  est considérée ou  $\mathbf{k} = \mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  tels que :

$$S_k = 0 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est ouvert alors } V_{k0} = -U_c / 2$$

$$S_k = 1 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est fermé alors } V_{k0} = +U_c / 2$$

Le transfert positif ou négatif de  $V_{k0}$  est donné sur la base que si les deux interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

D'une manière compacte

$$V_{k0} = S_k U_c - \frac{U_c}{2}, S_k \{0, 1\} \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.4) dans (II.3), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

## II.2.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR

A tout système triphasé temporel  $(\mathbf{X}_A, \mathbf{X}_B, \mathbf{X}_C)$  on peut faire correspondre un phasor spatial  $\hat{\mathbf{X}}$  telle que :

$$\hat{X} = \sqrt{\frac{2}{3}}(X_A + X_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + X_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.6})$$

Si  $\hat{X} = \hat{X}_{S0}$  alors :

$$\hat{V}_{S0} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{A0} + V_{B0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{C0} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.7})$$

En injectant (II.5) dans (II.7), on obtient:

$$\hat{V}_{S0} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_C(S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.8})$$

L'usage de (II.2) dans (II.8) fait confondre  $\hat{V}_{SA}$  à  $\hat{V}_{SN} = \hat{V}_S$  d'où simplement

$$\hat{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}}U_C(S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{-j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.9})$$

Selon les séquences binaires attribuées à  $S_k$  qui sont au nombre de  $2^3=8$  combinaisons possibles on peut générer l'étoile "six" de l'onduleur vectoriel matérialisant les six positions possibles avec les deux séquences nulle [15HB].

| $N^\circ$ | $V_i$ | $S_A$ | $S_B$ | $S_C$ |
|-----------|-------|-------|-------|-------|
| 1         | $V_0$ | 0     | 0     | 0     |
| 2         | $V_1$ | 0     | 0     | 1     |
| 3         | $V_2$ | 0     | 1     | 0     |
| 4         | $V_3$ | 0     | 1     | 1     |
| 5         | $V_4$ | 1     | 0     | 0     |
| 6         | $V_5$ | 1     | 0     | 1     |
| 7         | $V_6$ | 1     | 1     | 0     |
| 8         | $V_7$ | 1     | 1     | 1     |

Tableau II.1 : Table de vérité des séquences de l'onduleur.

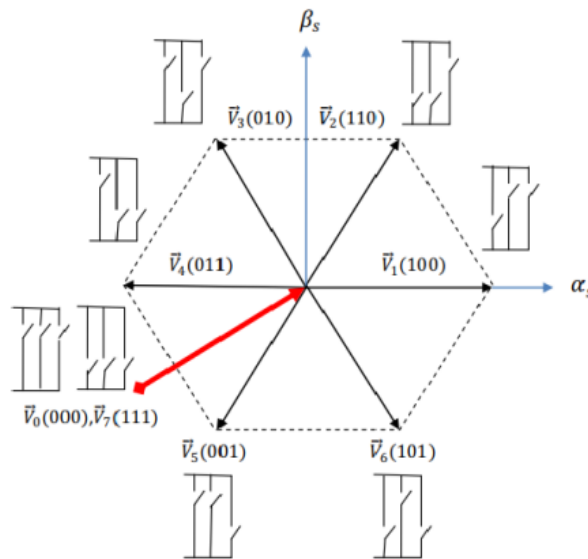


Figure II.2 : Les séquences binaires de l'onduleur [19HM].

### II.3 INTERET DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

Un convertisseur statique DC-AC est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension de sortie découpée composée au moins de trois niveaux.

Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages : d'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé, d'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie.

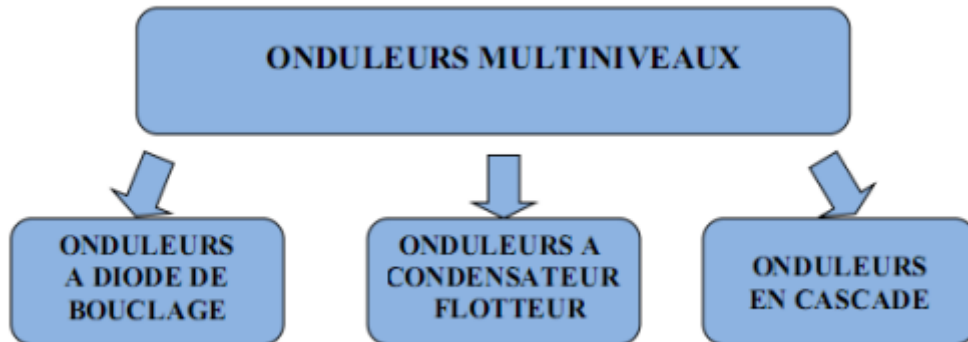
Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet, en outre, de supprimer certaines familles de raies harmoniques.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [99KV].

## II.4 DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des topologies de base des onduleurs multi-niveaux.

La figure (II-3) représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes :



**Figure II.3** : Différentes topologies des onduleurs multiniveaux.

Deux catégories d'onduleurs multi-niveaux sont actuellement répertoriées. La première catégorie regroupe les onduleurs principaux en trois groupes [06AM] :

- 1) les onduleurs à diodes de bouclage (en anglais clamping diodes) : Neutral Point Clamped (NPC) et Multiple Point Clamped (MPC)
- 2) l'onduleur à condensateur flotteur (ou Flying Capacitor (FC) ou à cellules imbriquées).
- 3) l'onduleur à pont en cascade (H-bridge). La deuxième catégorie des onduleurs multi-niveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie.

Ainsi, on peut citer entre autres [14SB]:

- 1) NPC en cascade (CDC),
- 2) H-bridge en cascade (CMH),
- 3) NPC et H-bridge en cascade (CDCH).

II.4.1 ONDULEURS MULTI-NIVEAUX AVEC DIODES DE BOUCLAGE

a) Topologies NPC classiques

L'onduleur NPC est proposé par Baker.

Cet onduleur permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé les différentes structures basées sur NPC.

L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie. Cependant, l'onduleur Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de tensions.

Ces deux types d'onduleurs sont montrés par les figure (II-4) et figure (II-5) :

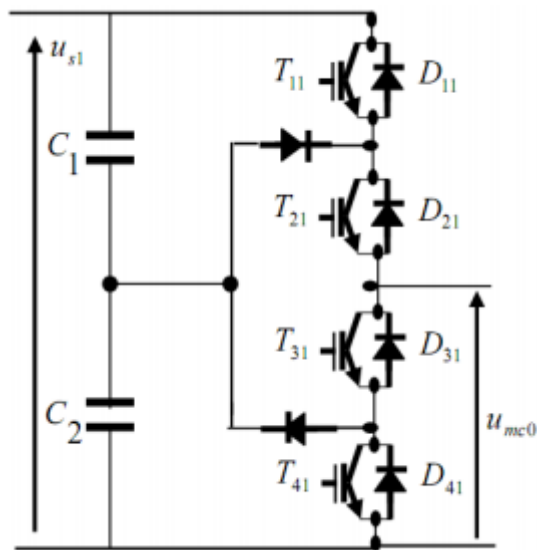


Figure II.4 : Onduleur NPC à trois niveaux (phase a).

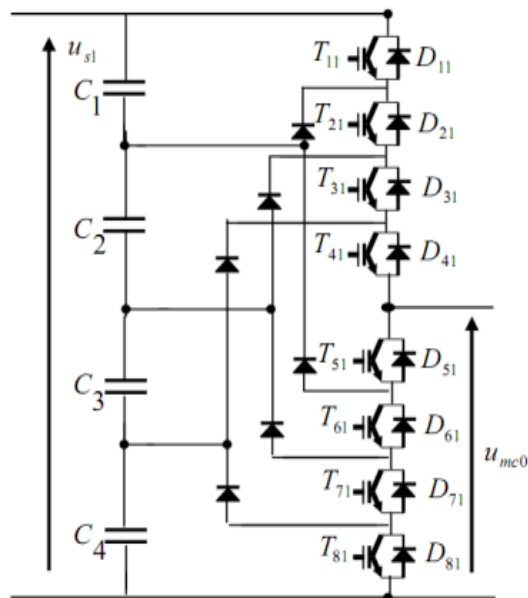


Figure II.5 : Onduleur NPC à quatre niveaux (phase a) [18AB].

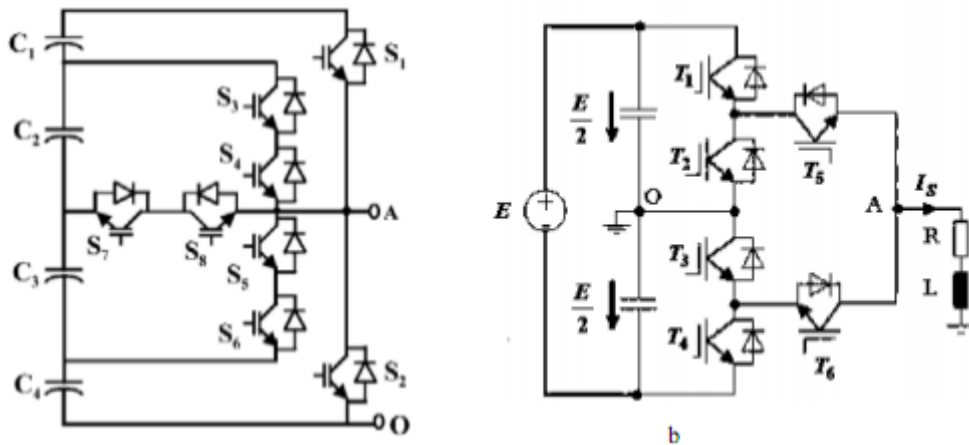
Les principaux avantages de l'onduleur NPC à trois niveaux sur l'onduleur classique à deux niveaux sont :

- Les semi-conducteurs de puissance bloquent une tension inverse égale à la moitié de la tension de l'étage continu ;
- La topologie de base peut être facilement généralisée pour générer un convertisseur avec un nombre de niveaux supérieur. Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications au cas des grandes puissances. Entres autres, on peut citer:
  - Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée et qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.
  - Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension. Une connexion série des diodes pourrait donc être exigée, ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité et de coût de réalisation.
  - Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, l'onduleur NPC multi-niveaux est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités.

**b) Topologies basées sur NPC**

Il existe plusieurs variantes de convertisseurs multi-niveaux dont la configuration est une modification de la topologie NPC de base.

Ces variantes permettent par exemple de repousser certaines limitations de la structure de base, comme l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes. Les figures (II-6) montrent 3 niveaux NPC ; sur la configuration de la figure (II-6-b), les états de commutation peuvent être utilisés pour doubler la fréquence de découpage apparente.



**Figure II.6 :** Topologies basées sur le modèle NPC.

**II.4.2 ONDULEUR MULTINIVEAUX À CONDENSATEUR FLOTTEUR OU À CELLULES IMBRIQUEES**

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multiniveau proposée en 1992 par T. Meynard et H. Foch, elle est également connue sous l'appellation "Flying Capacitors multi-level inverter" abrégé FC, dans la littérature anglo-saxonne. Plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la figure (II-7) pour un bras d'onduleur FC à trois niveaux :

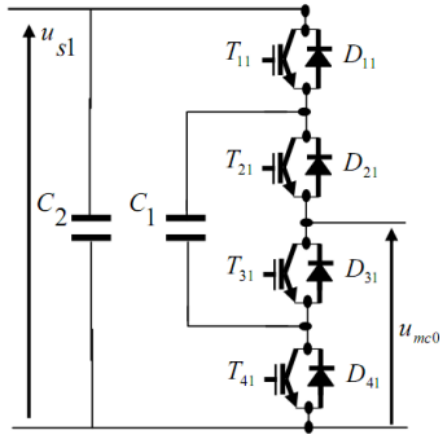


Figure II.7 : Structure d'un bras d'onduleur FC de trois niveaux.

La figure (II-8) montre la topologie multi-niveaux à cellules imbriquées pour quatre niveaux avec:

$$(V_{C2} = 2V_{C1}, V_{C3} = 3V_{C1}, V_{C4} = 4V_{C1}, \dots, V_{Cn} = nV_{C1})$$

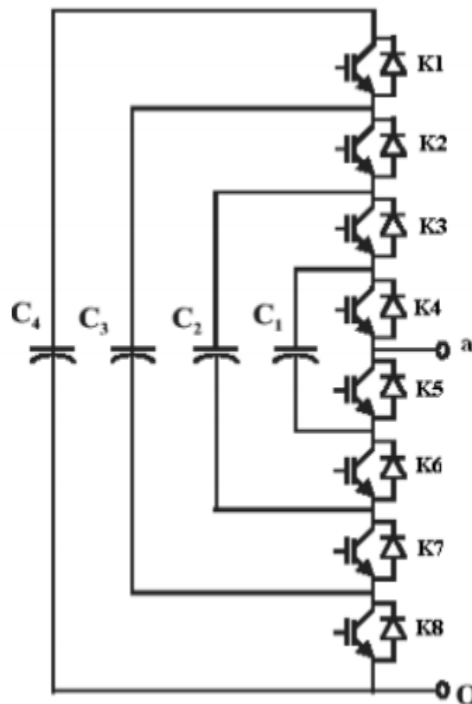


Figure II.8 : Topologie multi-niveau à cellules imbriquées pour quatre niveaux (phase a).

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;

- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel;
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles qui doivent toujours être explorés :

- Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- La topologie de l'onduleur multi-niveau à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grande valeur efficace circuleront à travers ces condensateurs.
- Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

### II.5 PROPRIETES DES PRINCIPALES STRUCTURES

#### II.5.1 CLASSIFICATION DES TOPOLOGIES SELON LEUR ALIMENTATION

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée.

Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation et elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

#### II.5.2 NOMBRES DE COMPOSANTS NECESSAIRES

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension : Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir quatre niveaux par branche, nous obtenons :

| Topologie           | $n$ | $s$ | $K$ | $D$ | $D_c$ | $C$ |
|---------------------|-----|-----|-----|-----|-------|-----|
| NPC                 | 4   | 3   | 6   | 6   | 6     | 0   |
| Cellules imbriquées | 4   | 3   | 6   | 6   | 0     | 3   |
| Cascade (en pont H) | 4   | 3/2 | 6   | 6   | 0     | 0   |

**Tableau II.2 :** Nombres de composants nécessaires pour la topologie à quatre niveaux.

| Topologie           | $n$ | $s$         | $K$        | $D$        | $D_c$            | $C$                |
|---------------------|-----|-------------|------------|------------|------------------|--------------------|
| NPC                 | $n$ | $(n - 1)$   | $2(n - 1)$ | $2(n - 1)$ | $(n - 1)(n - 2)$ | 0                  |
| Cellules imbriquées | $n$ | $(n - 1)$   | $2(n - 1)$ | $2(n - 1)$ | 0                | $(n - 1)(n - 2)/2$ |
| Cascade (en pont H) | $n$ | $(n - 1)/2$ | $2(n - 1)$ | $2(n - 1)$ | 0                | 0                  |

**Tableau II.3 :** Nombres de composants nécessaires pour la topologie à  $n$  niveaux [05JS].

Avec :

- $n$ : le nombre de niveaux de tension obtenus,
- $s$ : le nombre de sources à courant continu,
- $K$ : le nombre de commutateurs principaux,
- $D$ : le nombre de diodes principales,
- $D_c$ : le nombre de diodes clampées,
- $C$ : le nombre de condensateurs d'équilibrage.

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi-niveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [05JS-99SS].

Dans ce qui suit, nous produirons une DTC en utilisant un onduleur à deux niveaux, et nous utilisons une autre méthode.

Et donc nous traitons la DTC avec un onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N).

## II.6 TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

Pour pouvoir atteindre les bonnes performances afin d'avoir une meilleure tension de sortie, plusieurs topologies d'onduleurs sont proposées dans la littérature telles que les onduleurs multiniveaux (NPC, Multicellulaires ...).

Chaque bras de l'OM4N par exemple, est constitué de trois cellules et six interrupteurs, donc, dans la figure précédente, N prend la valeur 4. Par combinaison des états des six interrupteurs d'un même bras, on peut imposer à la phase quatre niveaux différents de tension.

L'utilisation des convertisseurs multicellulaires donne un nombre plus important de degrés de liberté. Ces degrés de liberté se traduisent par un nombre plus important de vecteurs de tension et plus riche en niveaux. Ils permettent ainsi de diminuer de façon considérable les ondulations.

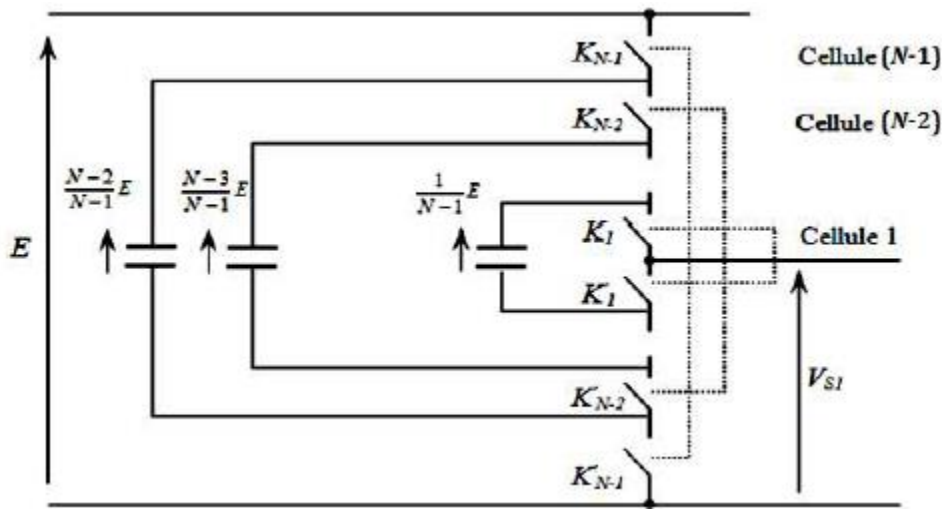


Figure II.9 : Schéma d'un bras d'un onduleur multicellulaire [14BM].

Donc, le nombre de vecteurs tension à la sortie de l'OM4N est supérieur au nombre de vecteurs délivrés par les deux autres onduleurs, il vaut  $4^3 = 64$  vecteurs. Parmi ceux-ci, on distingue des vecteurs redondants (similaires) et 37 vecteurs différents qui forment trois hexagones concentriques. Le schéma spatial de tension dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est représenté par la figure ci-dessous. Les vecteurs de tension, nuls (000, 111, 222, 333), au centre des hexagones ne sont pas présentés, ainsi que la redondance des vecteurs de tension [14BM].

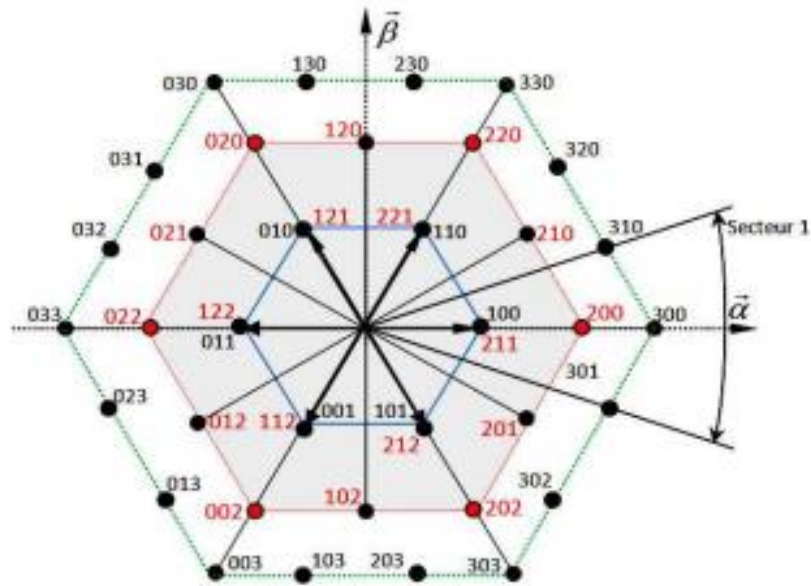


Figure II.10 : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14BM].

## II.7 CONCLUSION

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacune correspond à un type d'application bien déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques structures de base d'onduleurs de tension multiniveaux, telles que, les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules en cascade et le OM4N qui fait l'objectif de la présente étude.

En respectant l'ordre de mérite de notre étude de la chaîne de commande, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande directe du couple qui est choisie pour être appliquée au MAS.

# Chapitre III : Commande Directe de Couple du MAS

### III.1 INTRODUCTION

La commande directe de couple (DTC) est un type de commande vectorielle. Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique. Les seules mesures utilisées sont sur les courants alimentant le stator de la machine et les tensions d'alimentation. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande.

Dans ce chapitre, nous développons le principe de la commande direct du couple du MAS, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle de Takahashi avec réglage de vitesse en plus.

### III.2 PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [05AA].

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur de tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelque fois en douze secteurs [10KA].

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la Figure.III.1 Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha \beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi [17HA].

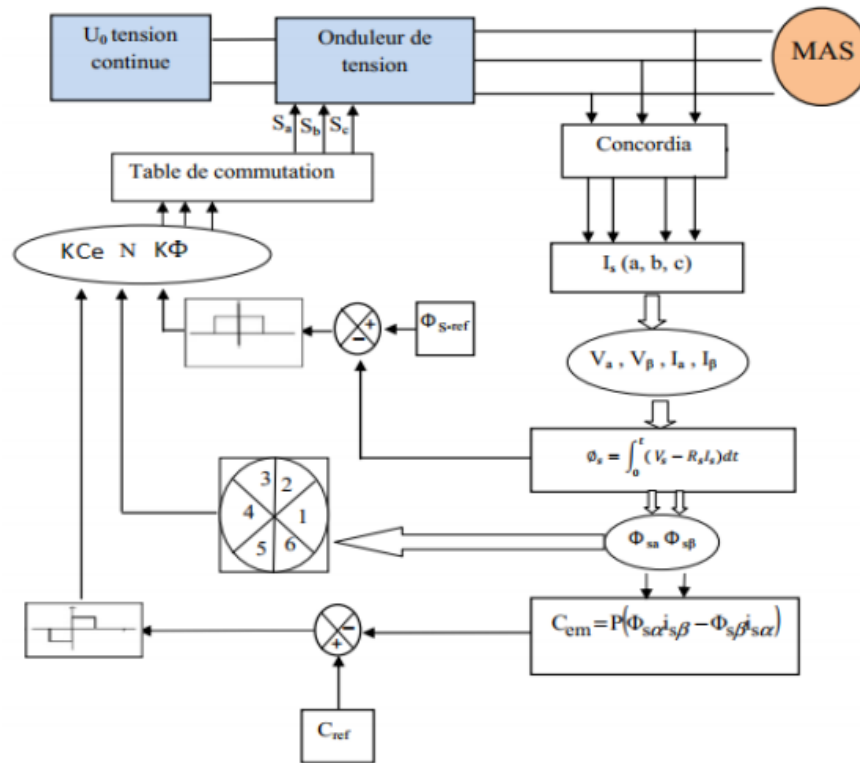


Figure III.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à un MAS [19HM].

### III.3 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA DTC

#### III.1.1 AVANTAGES

Parmi les avantages de la DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple ;
- Il n'est pas nécessaire la transformation en d, q ;
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire ;
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter.

#### III.3.2. INCONVENIENTS

Les inconvénients de la DTC peuvent être résumés par les points suivants :

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante, (utilisation des régulateurs à hystérésis) cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes,

les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques ;

- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple ;
- Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse ;
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

### III.4 ALGORITHME DE LA DTC

**Takahashi** est le premier qui a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) basée sur l'algorithme suivant:

- Echantillonnage du domaine temporel avec une période  $T_s$  réduite ;
- A chaque période d'échantillonnage  $T_s$ , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases. Eventuellement, ces tensions peuvent être reconstituées à partir du bus continu ( $U_C$ ) et les séquences de commutation ;
- Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes ;
- L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux ;
- De même, l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois niveaux (éventuellement à 2 niveaux) ;
- Sélection de la séquence de l'onduleur de  $V_0$  à  $V_7$  selon la localisation du vecteur flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  et les états logiques des variables binaires. La localisation du flux est repérée dans les six secteurs angulaires à  $60^\circ$  du plan  $(\alpha, \beta)$ . A chaque secteur angulaire correspond une séquence  $V_{si}$ , donnée conformément par l'étoile à six cotés selon que l'on a une augmentation du flux (sa diminution) et une augmentation du couple (sa diminution) [19HM].

### III.5 PRINCIPE DU CONTROLE DU COUPLE ET FLUX STATORIQUE

#### III.5.1. CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \quad (\text{III-1})$$

On obtient :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{III-2})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_s]$  et si on considère que  $V_s > R_s I_s$  donc l'équation (III.2) en discret peut s'écrire:

$$\phi_{s\alpha}(k+1) = \phi_{s\alpha}(k) + V_s T_s \quad (\text{III-3})$$

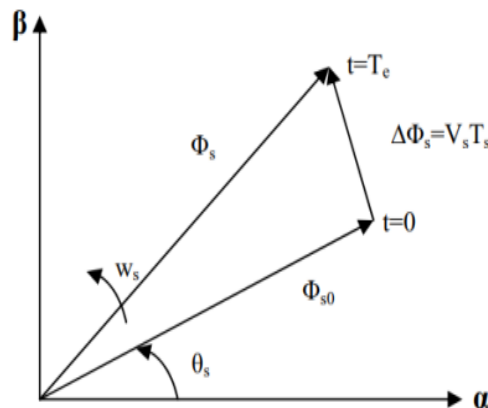
Donc :

$$\Delta\phi_s = V_s T_s \quad (\text{III-4})$$

Avec :

- $\phi_s(k+1)$  : Vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,
- $\phi_{s\alpha}(k)$  : Vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actue,
- $\Delta\phi_s$  : Variation du vecteur flux statorique ( $\phi_s(k+1) - \phi_s(k)$ ),
- $T_s$  : Période d'échantillonnage.

L'équation (III.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $\phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la figure (III.2).



**Figure III.2** : Evolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\phi_s$  et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position  $\phi_s$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_s$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_s$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\phi_s}{dt}$ , Ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  [07BM].

Sur la figure III.3, on représente trois directions possible de vecteur flux  $\phi_s$  ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur.

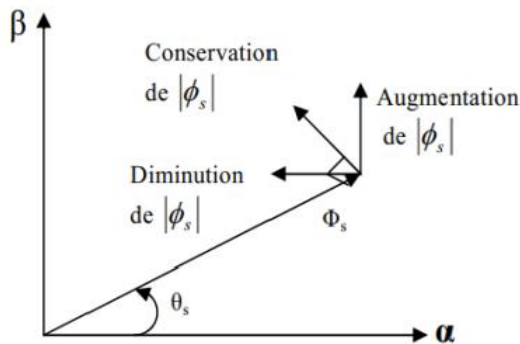


Figure III.3 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $V_s$ .

### III.5.2. CONTROLE DU CUUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple est exprimé par :

$$C_{em} = P \frac{1}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \theta_{sr} \quad (III-5)$$

Où :

$\theta_{sr}$  : est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

A partir de l'équation (III-5), on peut affirmer que le couple dépend de l'angle entre le vecteur flux statorique  $\phi_s$  et le vecteur flux rotorique  $\phi_r$ .

### III.6 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION

Pour maintenir l'amplitude du flux statorique constante, l'extrémité du vecteur flux doit suivre une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs

tension, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude dans une bande d'erreur souhaitée [19AR].

En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut limiter l'espace de  $\Phi_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes  $(\alpha)$  et  $(\beta)$ . L'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) (voir figure III.4) [05AA].

Lorsque le flux  $\Phi_s$  se trouve dans une zone  $i$  ( $i=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants [14MS]:

- Si le vecteur  $V_{i+1}$  est sélectionné alors le flux  $\Phi_s$  croît et le couple  $C_{em}$  croît ;
- Si le vecteur  $V_{i-1}$  est sélectionné alors le flux  $\Phi_s$  croît et le couple  $C_{em}$  décroît ;
- Si le vecteur  $V_{i+2}$  est sélectionné alors le flux  $\Phi_s$  décroît et le couple  $C_{em}$  croît ;
- Si le vecteur  $V_{i-2}$  est sélectionné alors le flux  $\Phi_s$  décroît et le couple  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation de flux  $\Phi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple. (Module du flux reste inchangé).

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $N=i$  les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie alors déplacement du flux sur une zone  $N = i$ , un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur [14SB].

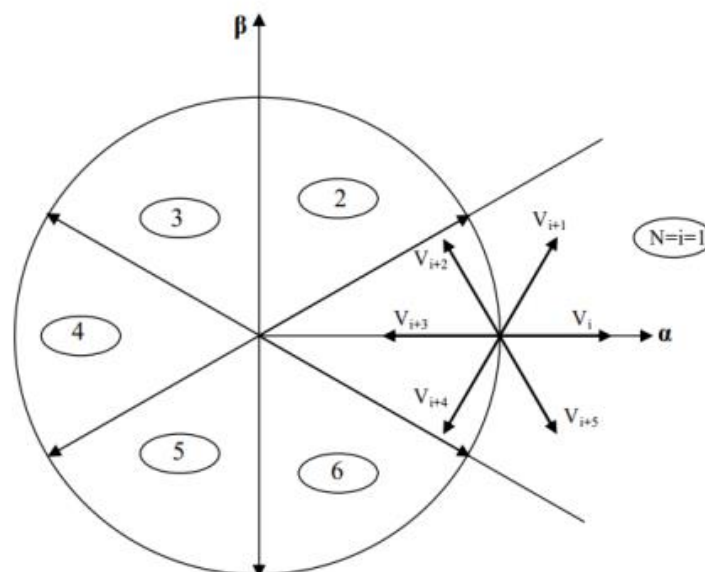


Figure III.4 : Sélection du vecteur de tension  $V_s$  selon la zone  $N=i$ .

### III.7 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE

#### III.7.1. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\vec{\phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (\text{III-6})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\vec{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III-7})$$

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants  $(i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc})$  mesurés, soit:

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III-8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{array} \right. \quad (\text{III-9})$$

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$  à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_C$  et des états de commande  $(S_A, S_B, S_C)$ , soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_C (S_A - \frac{1}{2}) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_C (S_B - S_C) \end{array} \right. \quad (\text{III-10})$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-11})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III-12})$$

### II.7.2. ESTIMATION DECOUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation (III-6)

## III.8 CORRECTION DE FLUX ET DE COUPLE

### II.8.1. CORRECTION DE FLUX STATORIQUE

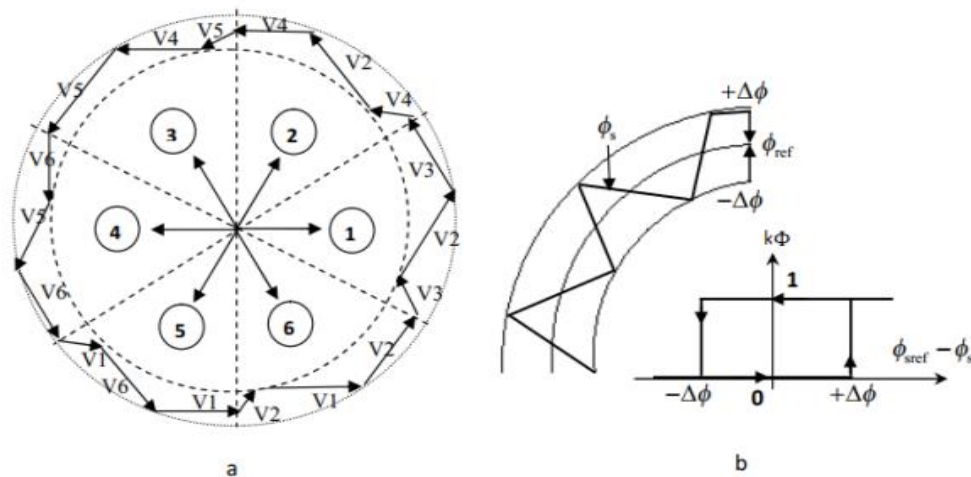
Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure III.5. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $k_\phi$ ), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $k_\phi = 1$ ) ou diminuée ( $k_\phi = 0$ ) de façon à maintenir [14MM]:

$$\left| \phi_{s_{ref}} - \phi_s \right| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{III-13})$$

Avec :

$\phi_{s_{ref}}$  est le flux de référence.

$\Delta\phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur.



**Figure III.5 :** Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} si & \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi \quad \text{alors } k_\phi = 1 \\ si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{\Delta t} > 0 \quad \text{alors } k_\phi = 0 \\ si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{\Delta t} < 0 \quad \text{alors } k_\phi = 1 \\ si & \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi \quad \text{alors } k_\phi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III-14})$$

Avec :  $\varepsilon_\phi = \phi_{sref} - \phi_s$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_{sref}$  et le flux estimé  $\phi_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (Figure III.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $k_\phi = 1$  pour augmenter le flux ( $k_\phi = 0$  pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

### III.8.2.CORRECTION DE FLUX COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On définit l'erreur sur le couple, noter  $\varepsilon_{C_e}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée.

$$\varepsilon_{C_e} = |C_{eref} - C_e| \quad (\text{III-15})$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\varepsilon_{C_e} = |C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{III-16})$$

Avec:

$C_{eref}$  est le couple de référence,

$\Delta C_e$  est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

### A . Comparateur à deux niveaux

Ce correcteur est caractérisé par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs  $V_{i+1}$   $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux  $\phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement opérée par l'application de vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du flux  $\phi_s$  [19AB].

### B . Comparateur à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne  $k_{C_e}$ . La figure III.6 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $k_{C_e}=1$ ), pour une consigne positive et ( $k_{C_e}=-1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $k_{C_e}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-2}$  ou  $V_{i-1}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{e_{ref}}$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $k_{C_e}=1$ , pour augmenter le couple,  $k_{C_e}=-1$ , pour le réduire et dans le cas  $k_{C_e} = 0$ , pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [10KR].

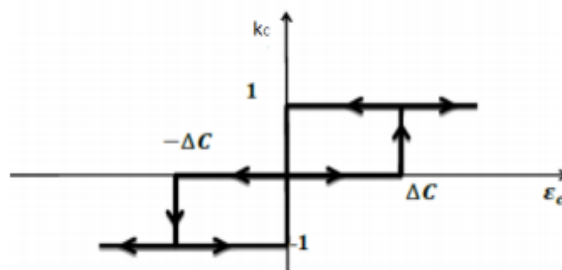


Figure III.6 : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } k_{C_e} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } \frac{\Delta C_e}{\Delta t} > 0 & \text{alors } k_{C_e} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } \frac{\Delta C_e}{\Delta t} < 0 & \text{alors } k_{C_e} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } k_{C_e} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \quad \text{et } \frac{\Delta C_e}{\Delta t} > 0 & \text{alors } k_{C_e} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \quad \text{et } \frac{\Delta C_e}{\Delta t} < 0 & \text{alors } k_{C_e} = -1 \end{array} \right. \quad \text{(III-17)}$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{e_{ref}}$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (Figure III.6), celui-ci génère la valeur  $k_{C_e} = 1$ , pour augmenter le couple,  $k_{C_e} = -1$ , pour le réduire et dans le cas  $k_{C_e} = 0$ . Pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [10KR].

### III.9 ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables  $k_{C_e}$  et  $k_{\phi}$  et le secteur du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-1}$ ,  $V_{i-2}$  qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur Si est montrée sur le tableau suivant :

| Vecteur $V_k$ | $V_{i+1}$ | $V_{i+2}$ | $V_{i-1}$ | $V_{i-2}$ |
|---------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $\Phi_s$      | ↗         | ↘         | ↗         | ↘         |
| $C_{em}$      | ↗         | ↗         | ↘         | ↘         |

**Tableau III.1 :** Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions.

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où  $k_{\phi} = 1$ ,  $k_{C_e} = 1$ ,  $N_i = 1$ . Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux.

On dispose des six tensions actives, sur la Figure III.4, nous voyons que les tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_6$  ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$  ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle  $\theta$  et donc le couple.

On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension  $V_2$  est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple.

On choisit une séquence nulle toutes les fois où  $k_{C_e} = 0$ , c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre  $V_0$  et  $V_7$  est fait pour réduire la fréquence de commutation.

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi [10KA].

| N              |                | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | Comparateur |              |
|----------------|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------------|--------------|
| $k_{\Phi} = 1$ | $k_{C_e} = 1$  | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ | 2           | 3<br>Niveaux |
|                | $k_{C_e} = 0$  | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | Niveaux     |              |
|                | $k_{C_e} = -1$ | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ |             |              |
| $k_{\Phi} = 0$ | $k_{C_e} = 1$  | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ | 2           | 3<br>Niveaux |
|                | $k_{C_e} = 0$  | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | Niveaux     |              |
|                | $k_{C_e} = -1$ | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ |             |              |

Tableau III.2 : Table de commutation défini par Takahashi.

### III.10 REGLAGE DE LA VITESSE

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type (PI) qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse. L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée ci-dessous [17YR].

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \tag{III-18}$$

Ou :

$U(t)$  : La commande générée

$e(t)$  : L'erreur à l'instant " t "

$K_p, K_i$  : Les gains du correcteur

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p \frac{K_i}{s} \quad (\text{III-19})$$

$s$  : est l'opérateur de *Laplace*

Pour assurer un bon asservissement de référence, un temps de réponse et dépassement minimaux, on a choisi les gains du correcteur comme suit :  $K_p = 8$  ,  $K_i = 250$  avec un temps d'échantillonnage  $T_s = 10^{-5}$  (s).

### **III.11 DTC ASSOCIEE A UN ONDULEUR MULTICELLULAIRE A QUATRE NIVEAUX**

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment, une réponse médiocre, les performances du système peuvent être améliorées, si on sélectionne un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [14BM].

L'alimentation par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N) permet de délivrer 64 vecteurs tensions, ce qui améliore les performances du système et nous permet de répondre aux besoins du fonctionnement plus précis.

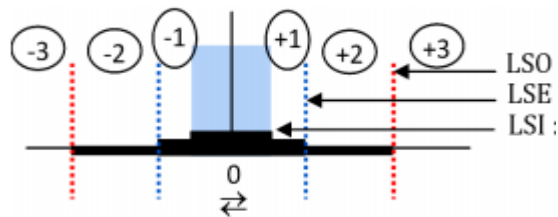
### **III.12 DTC APPLIQUEE A UN MAS ALIMENTE PAR UN OM4N**

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un OM4N, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis [14BM].

Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un OM4N de tension sera traité. Nous exposerons par la suite la table de commutation la plus adéquate.

### III.12.1 CORRECTEUR DU COUPLE A SEPT NIVEAUX

Un comparateur à hystérésis à sept niveaux (3, 2, 1, 0, -1, -2, -3), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure suivante :



**Figure III.7 :** Correcteur du couple à hystérésis à sept niveaux [14BM].

Tels que :

**LSO :** Limite Supérieure Ordinaire de la bande d'hystérésis ;

**LSE :** Limite Supérieure Exceptionnelle;

**LSI :** Limite Supérieure Intérieure.

### III.12.2.CONSTRUCTION DE LA DE COMMUTATION

Le tableau précédent présente les séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux. L'espace vectoriel des tensions délivrées par un OM4N ne possède pas une symétrie à ces secteurs, ce qui complique de trouver les vecteurs de tension, appropriés. Par exemple dans le deuxième secteur, le vecteur choisi pour une variation de flux nulle, n'est pas la solution unique et d'autres vecteurs peuvent être choisis.

Nous adoptons dans notre étude le tableau III.3, qui est utilisé par [14BM] et qui a donné des bons résultats tout en garantissant un bon fonctionnement à basse vitesse contrairement aux autres solutions proposées qui ont donné plusieurs tableaux correspondant à une plage de vitesse bien spécifique. On note ici que  $T_e$  est le couple électromagnétique du MAS.

| $\Delta\phi_s$ | $\Delta T_e$ | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S_5$ | $S_6$ | $S_7$ | $S_8$ | $S_9$ |
|----------------|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1↑             | 3↑↑          | 330   | 130   | 031   | 033   | 013   | 103   | 303   | 301   | 310   |
|                | -3↓↓         | 303   | 301   | 310   | 330   | 130   | 031   | 033   | 013   | 103   |
|                | 2↑           | 320   | 230   | 030   | 032   | 023   | 003   | 203   | 302   | 300   |
|                | -2↓          | 302   | 300   | 320   | 230   | 030   | 032   | 023   | 003   | 203   |
|                | 1↑           | 310   | 330   | 130   | 031   | 033   | 013   | 103   | 303   | 301   |
|                | -1↓          | 301   | 310   | 330   | 130   | 031   | 033   | 013   | 103   | 303   |
|                | 0            | 200   | 320   | 230   | 020   | 032   | 023   | 002   | 203   | 302   |
| 0              | 3↑↑          | 120   | 020   | 032   | 012   | 103   | 203   | 302   | 301   | 330   |
|                | -3↓↓         | 102   | 202   | 301   | 210   | 230   | 130   | 031   | 023   | 003   |
|                | 2↑           | 120   | 020   | 032   | 012   | 103   | 203   | 302   | 301   | 330   |
|                | -2↓          | 102   | 202   | 301   | 210   | 230   | 130   | 031   | 023   | 003   |
|                | 1↑           | 120   | 020   | 032   | 012   | 103   | 203   | 302   | 301   | 330   |
|                | -1↓          | 102   | 202   | 301   | 210   | 230   | 130   | 031   | 023   | 003   |
|                | 0            | 000   | 000   | 000   | 000   | 000   | 000   | 000   | 000   | 000   |
| -1↓            | 3↑↑          | 030   | 032   | 023   | 003   | 203   | 302   | 300   | 320   | 230   |
|                | -3↓↓         | 003   | 203   | 302   | 300   | 320   | 230   | 030   | 032   | 023   |
|                | 2↑           | 031   | 033   | 013   | 103   | 303   | 301   | 310   | 330   | 130   |
|                | -2↓          | 013   | 103   | 303   | 301   | 310   | 330   | 130   | 031   | 033   |
|                | 1↑           | 021   | 012   | 002   | 203   | 302   | 200   | 320   | 230   | 020   |
|                | -1↓          | 002   | 203   | 302   | 200   | 320   | 230   | 020   | 021   | 012   |
|                | 0            | 122   | 013   | 103   | 212   | 301   | 310   | 221   | 130   | 031   |

Tableau III.3 : Table de commutation proposée pour un OM4N [14BM].

### III.13 CONCLUSION

Ce chapitre, a été consacré à l'étude théorique de la DTC appliquée au MAS. Nous avons présenté l'idée de base qui a conduit monsieur Takahashi à présenter cette technique de commande, ensuite nous avons présenté une stratégie pour l'appliquer en utilisant un OM4N à la place de l'onduleur à deux niveaux.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs propositions à la table de vérité d'un tel onduleur, dans cette présente étude, nous avons adopté celle utilisée par [14BM] car elle donne des meilleurs résultats, quelle que soit la plage de vitesse du MAS.

Le dernier chapitre de ce mémoire présentera les résultats par simulation sous MATLAB/Simulink d'une DTC dans les deux cas d'alimentation. Une étude comparative est donc nécessaire dans ce chapitre, pour tirer une conclusion de l'efficacité de l'utilisation de l'OM4N à la place de l'onduleur à deux niveaux dans les mêmes conditions de fonctionnement.

# Chapitre IV : Résultats de Simulation

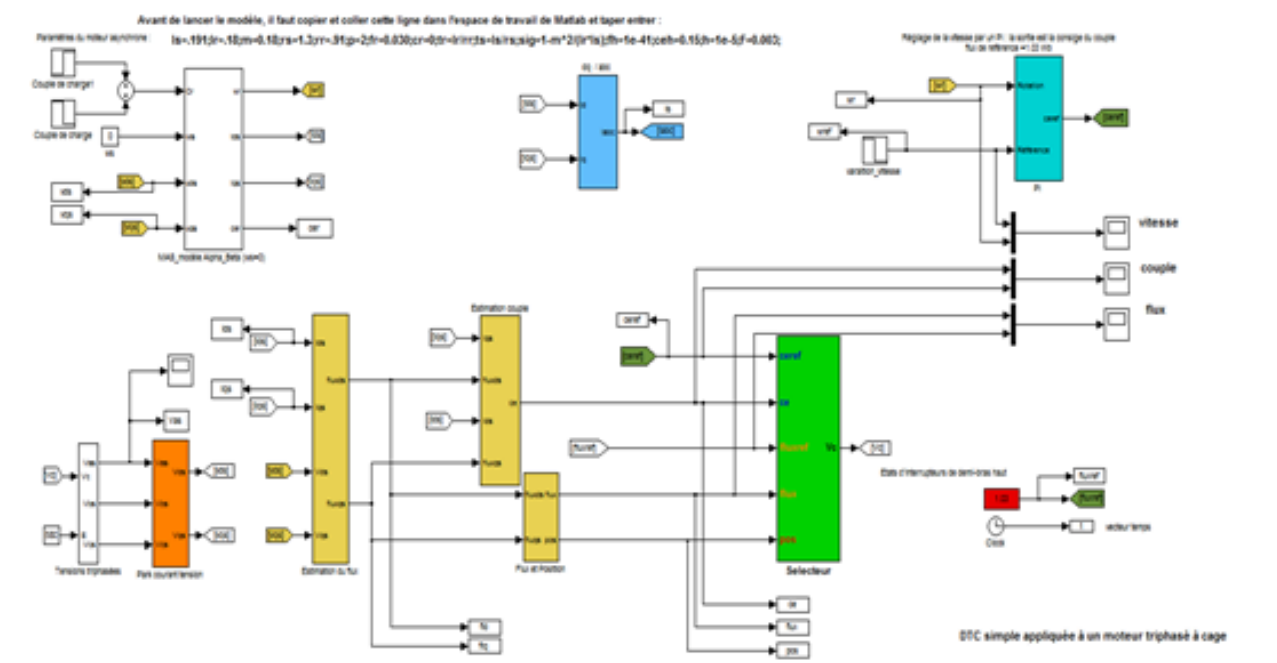
## IV.1 INTRODUCTION

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Aujourd'hui l'outil de simulation la plus utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques est Simulink/MATLAB, car il est très simple, facile à l'utilisation, très précis et il fournit toutes les exigences de cette spécialité [04TM].

Dans ce chapitre, on va tester les performances de la commande DTC appliqué au MAS, on va faire deux simulations : l'une pour un onduleur à deux niveau et la deuxième pour un OM4N.

## IV.2 STRUCTURE DE SIMULATION

Le schéma d'ensemble est donné par la figure suivante :



**Figure IV.1 :** Schéma bloc de la commande DTC appliquée à une MAS par onduleur simple.

Le schéma bloc d'une DTC ayant comme dispositif d'alimentation un OM4N ne diffère du précédent que de quelques paramètres : la table de sélection du vecteur tension, les comparateurs d'hystérésis de couple et de flux et l'expression qui calcule les tensions

en fonction de la tension de bus continu à l'entrée de l'onduleur et donc leurs deux composantes en  $(\alpha, \beta)$ .

Le reste du bloc ne subit aucun changement. Nous donnons uniquement les schéma de ces paramètres cités précédemment.

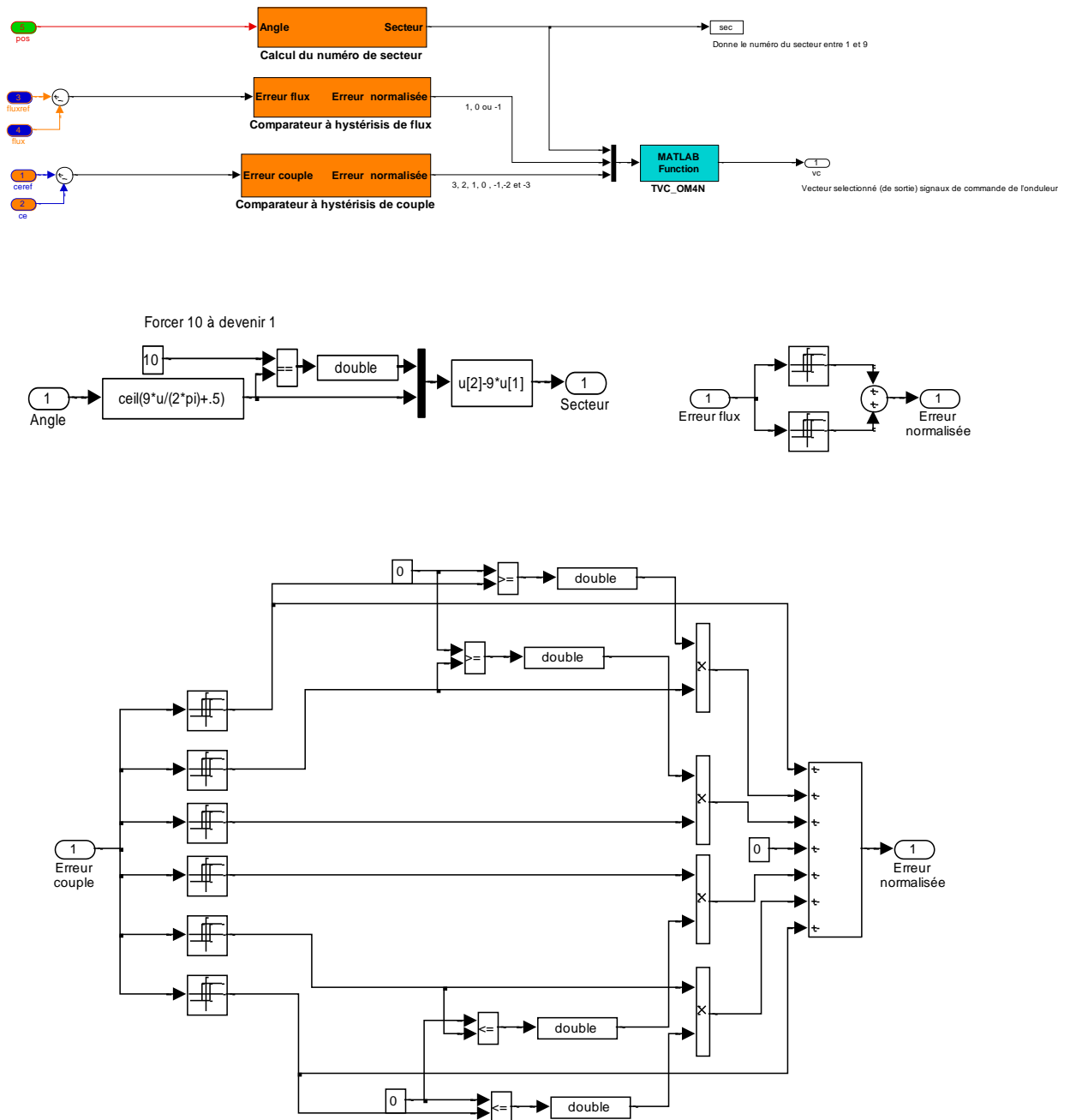


Figure IV.2 : Les schémas blocs des parties caractérisant une DTC à OM4N.

### IV.3 ETUDE COMPARATIVE

Pour faire une comparaison entre la DTC à onduleur à 2 niveaux et celle à OM4N, il faut imposer les mêmes conditions de fonctionnement.

Les conditions de fonctionnement, que nous avons fixé en commun entre les deux cas, sont récapitulées dans le tableau suivant, pour le même moteur entraîné:

| Facteur/Grandeur   | Condition/Valeur   |
|--|--|
| Méthode Numérique  | Euler d'ordre 1  |
| Tension de bus continu E   | 580 (V)  |
| Pas d'échantillonnage h  | $10^{-5}$ (s)  |
| Bande d'hystérésis de couple   | 1.5  |
| Bande d'hystérésis de flux   | $10^{-4}$  |
| Même régulateur PI de vitesse  | $K_p=8, K_i=250$   |
| Même consigne de vitesse,<br>Même consigne de flux et<br>même charge entraînée | De $t=0$ à $t=0,5$ s $w_{ref}=150$<br>puis inversée.<br>Flux ref = 1.03 Wb<br>À vide jusqu'à $t=0.3$ s<br>$T_{ref}=10Nm$ puis à $t=0.8$ s<br>$T_{ref}=5Nm$ |

Tableau IV.1 : Conditions de fonctionnement pendant la simulation.

### IV.4 RESULTAT DE SIMULATION

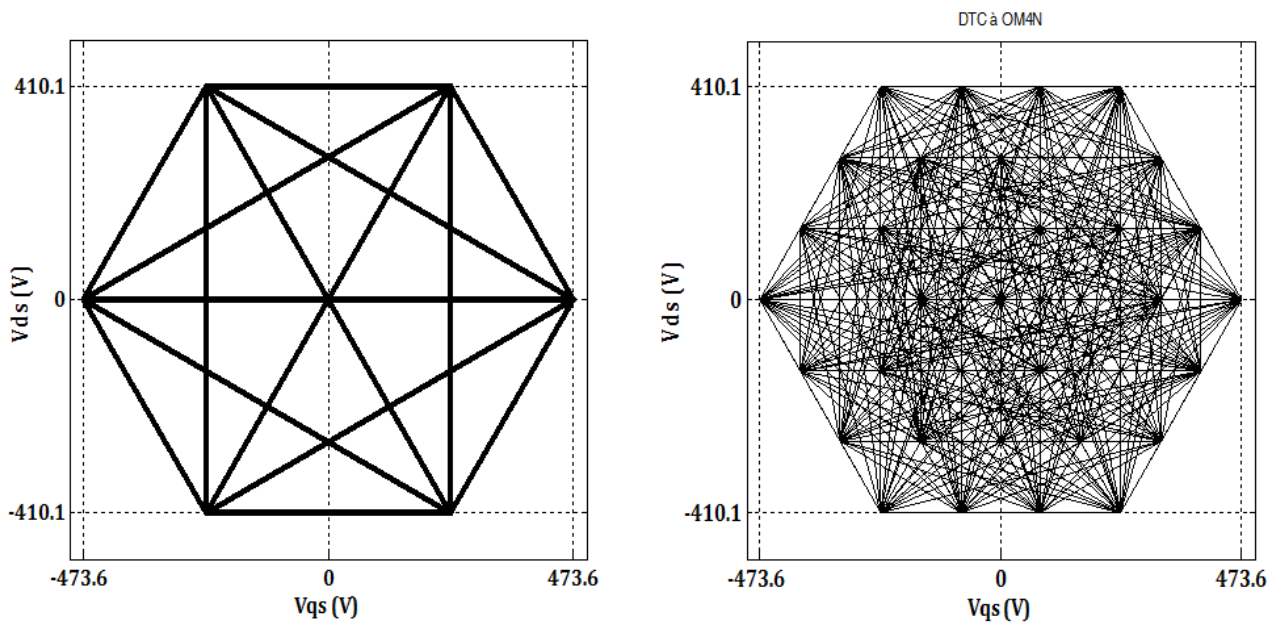


Figure IV.3 : Les trajectoires des vecteurs de tension, délivrés par chaque onduleur.

La trajectoire de tensions statoriques sur le plan  $(\alpha, \beta)$ , dans le cas d'un onduleur à 2 niveaux, nous montre d'une façon bien claire les six vecteurs de tension appliquée au MAS et délivrées par cet onduleur, ce qui est conforme à la théorie connue.

Quant à l'OM4N, la trajectoire de tensions statoriques sur le plan  $(\alpha, \beta)$ , nous illustre d'une manière détaillée les vecteurs de tensions sélectionnées par le contrôleur DTC et appliqués au MAS. On voit bien les différents vecteurs d'un tel onduleur.

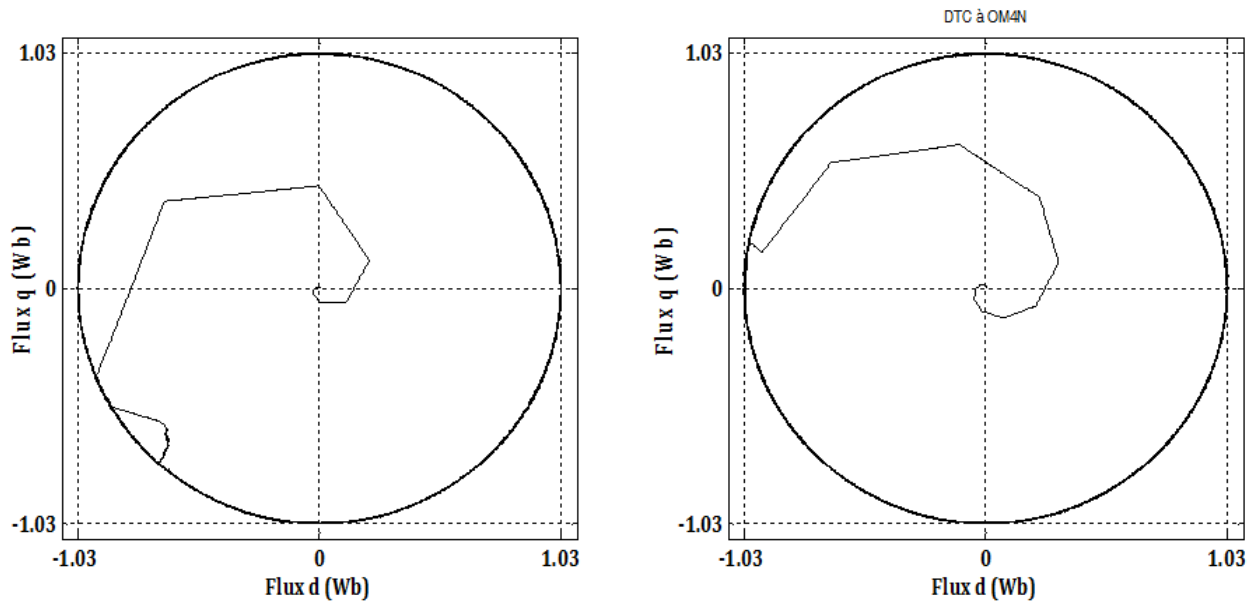


Figure IV.4 : Les trajectoires des vecteurs de flux statorique.

On remarque que l'évolution du flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$  suit une trajectoire circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne, due à la bande d'hystérésis. Le flux dans le cas d'un OM4N rattrape rapidement sa consigne par rapport à celui du cas d'un onduleur à deux niveaux, aussi il est moins oscillant, c'est un avantage qu'on doit le souligner.

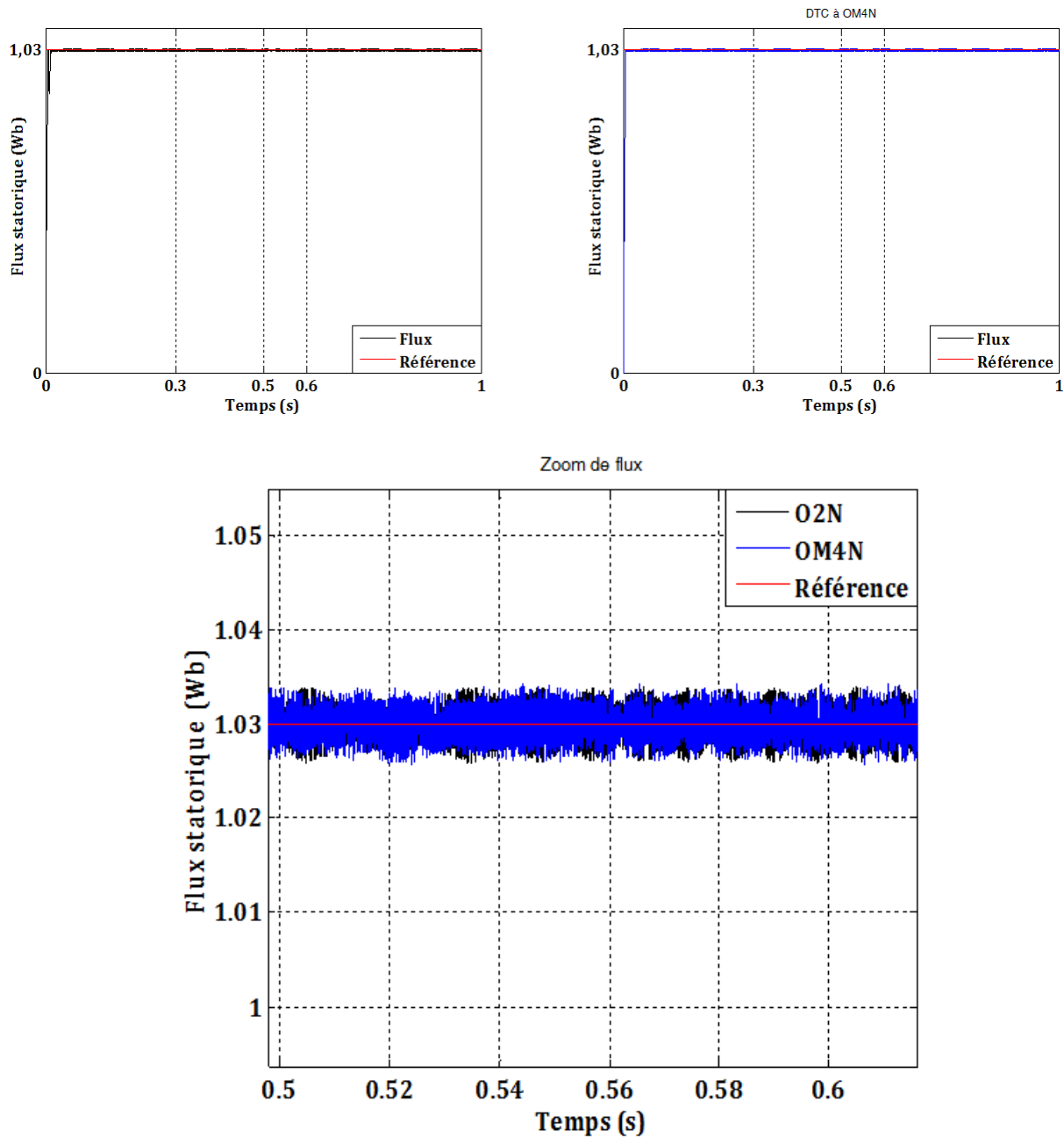


Figure IV.5 : Le module de flux statorique du MAS.

Le module du flux s'établit instantanément à sa valeur de référence dès le départ. Dans le cas d'un OM4N, le flux est plus rapide en évolution et moins fluctuant par rapport au cas de l'onduleur à 2 niveaux, ceci est bien confirmé par les trajectoires précédentes. Notre explication pour cette rapidité réside dans le nombre de vecteurs qui sont délivrés par l'OM4N qui est plus grand que celui de l'onduleur à deux niveaux et ceci est lié à la fréquence de commutation.

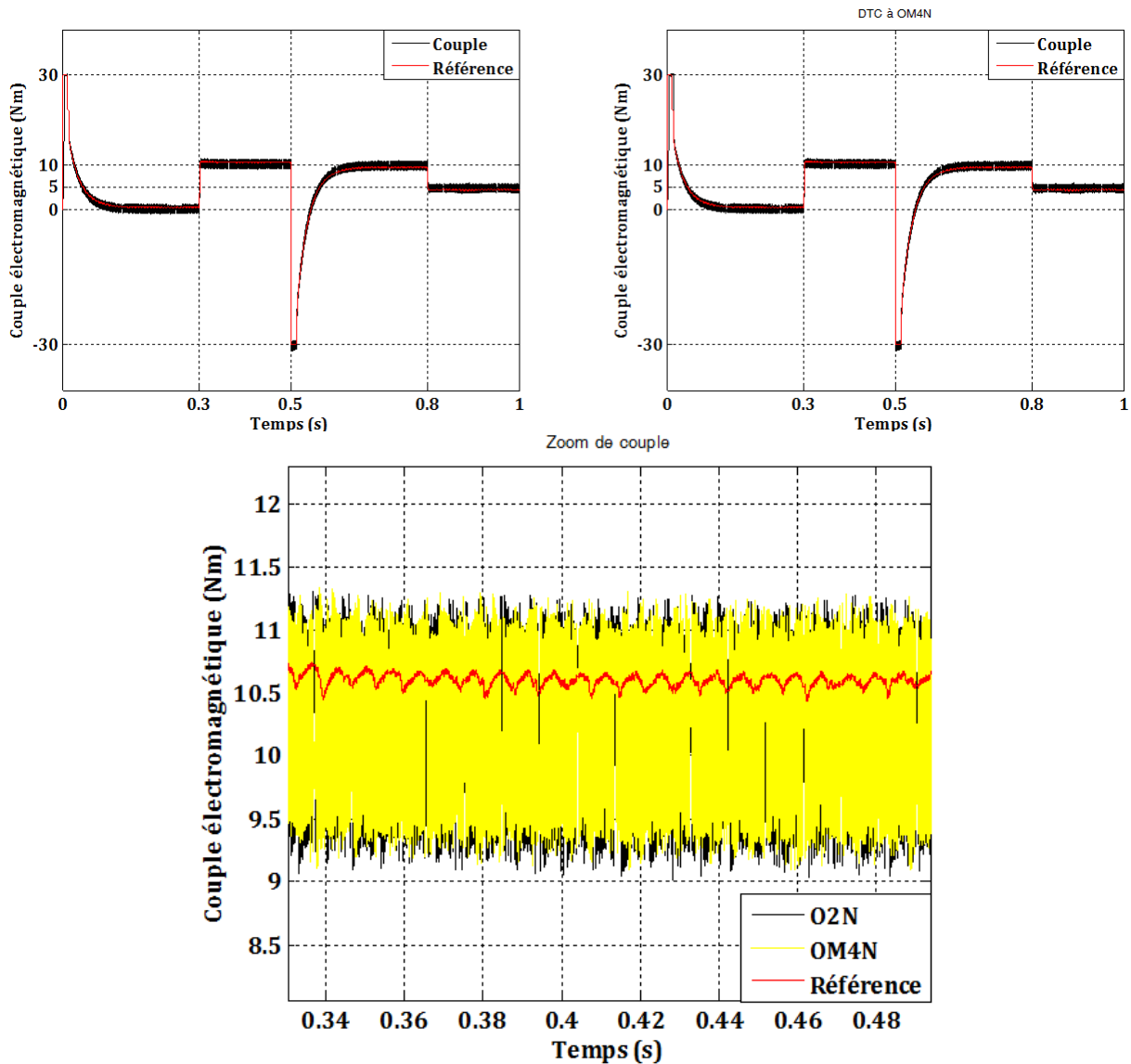


Figure IV.6 : Le couple électromagnétique développé par le MAS.

Pour la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux, on voit la variation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne 10 N.m à  $t=0.3$  s, ensuite à l'instant  $t=0.5$  s, on a inversé le sens de rotation du moteur via le changement de la consigne de vitesse qui devient  $-150$  rad/s et à  $t=0.8$  s, le couple se diminue à 5 N.m.

A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, cela veut dire que l'erreur sur le couple reste dans la bande à hystérésis.

Pour la DTC appliquée à la MAS alimentée par un OM4N, on a imposé les mêmes consignes utilisées dans le premier cas, cela est justifié pour faire une comparaison dans les mêmes conditions.

En comparant les résultats obtenus, nous pouvons constater que l'amélioration aux niveaux de couple n'est pas bien illustrée, en revanche, le flux est bien amélioré.

C'est contredit par rapport à ce qui mentionné en littérature mais nous pensons que la raison pour laquelle l'amélioration n'est pas attractive est qu'on n'a pas réduit la bande d'hystérésis en utilisant l'OM4N car on a gardé les mêmes limites de flux et de couple utilisés dans le cas de l'onduleur à 2 niveaux.

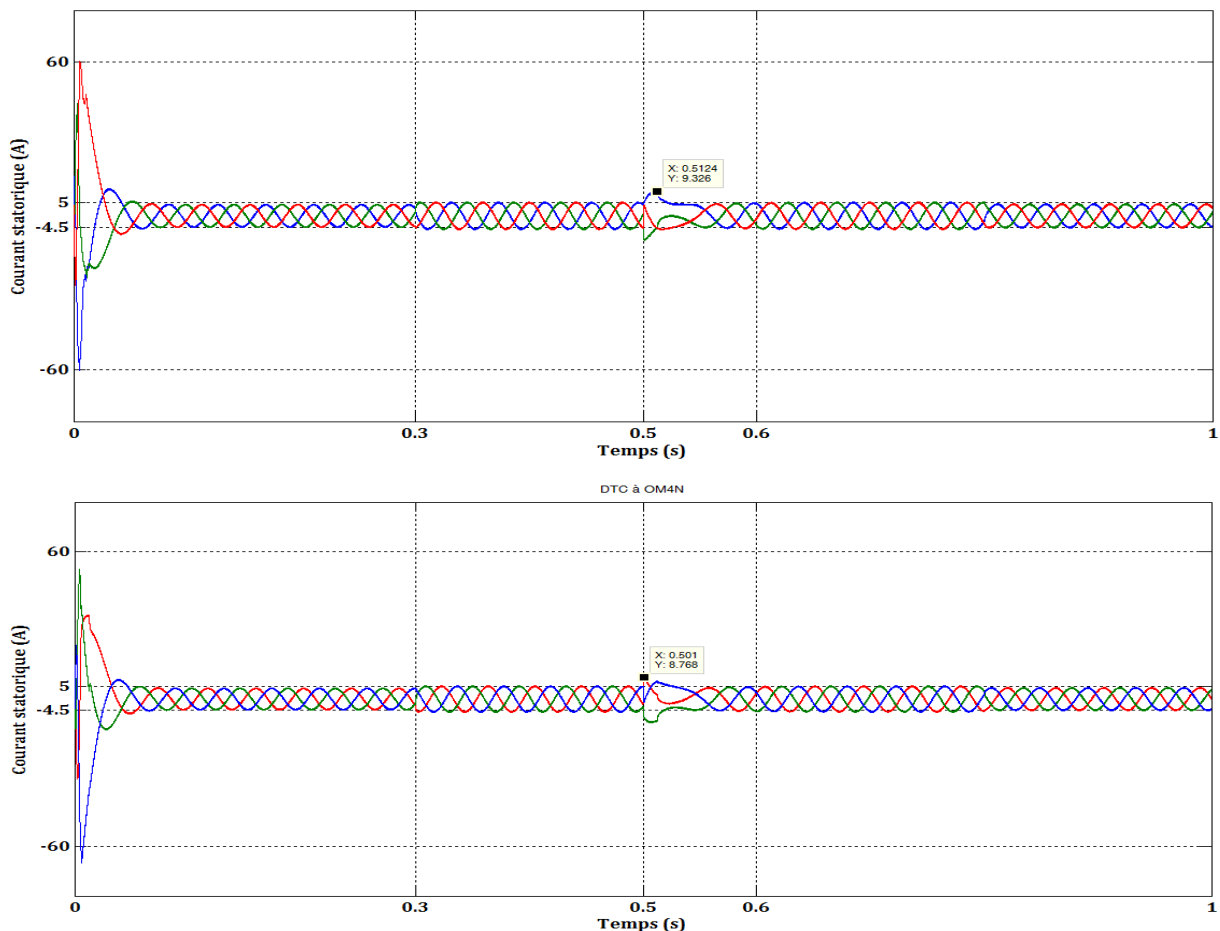
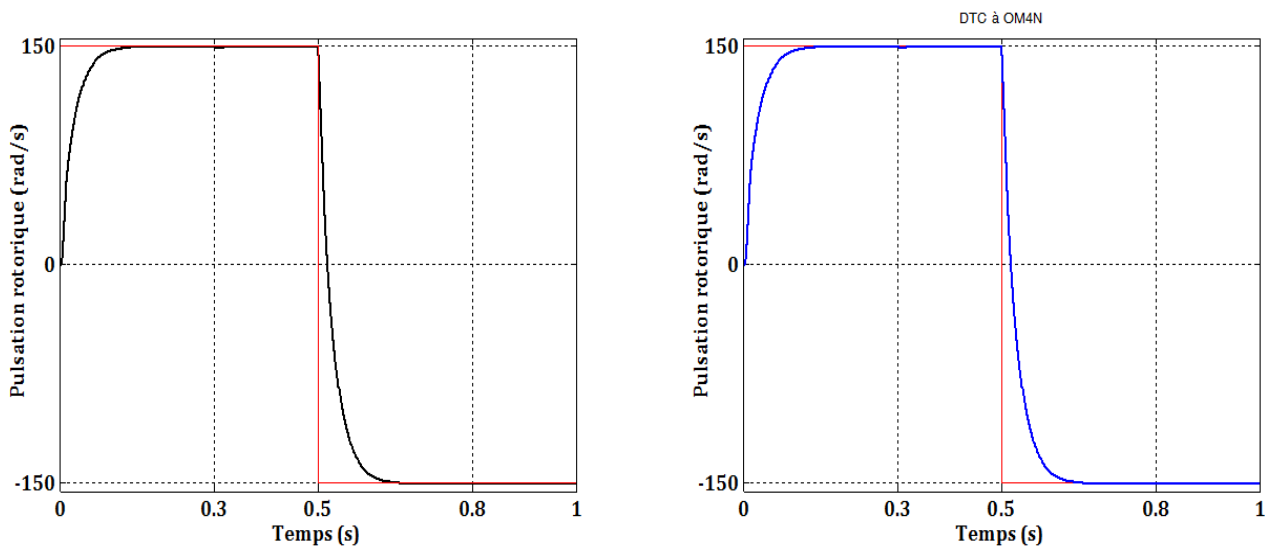


Figure IV.7 : Les courants absorbés par le MAS.

En examinant l'évolution des courants absorbés par le MAS, nous remarquons que les courants présentent moins de pic dans le cas d'un OM4N. Au moment de l'inversion de sens de rotation le courant atteint 8.768 A VS 9.326 A pour l'onduleur à 2 niveaux. Quelques chiffres réduits, aux niveaux du courant, signifient une bonne amélioration pour un système électrique, mais à noter que la charge entraînée (qui est la même dans les deux cas d'alimentation), est le principal paramètre responsable de l'absorption du courant.

La forme des courants est bien sinusoïdale dans les deux cas ce qui montre que le système est bien équilibré.



**Figure IV.8** : La vitesse de rotation du MAS.

Pour la dynamique du système que la plus part de nous s'intéresse, les allures nous montrent que les deux cas sont semblables. Rien n'est à noter dans ce côté-là car la vitesse suit sa référence adéquatement ce qui confirme le bon choix des gains du régulateur PI utilisé. Evidemment, nous pouvons nous poser la question ici sur l'importance de la présence d'une régulation de vitesse, notre seule réponse est que, généralement, dans l'industrie cette régulation est primordiale et très utilisée, malgré que la DTC est par nature n'a pas besoin.

Nous pouvons remarquer aussi que la boucle de vitesse ne s'influe pas par le type de dispositif d'alimentation car la dynamique est essentiellement liée à l'actionneur entraîné.

#### IV.5 CONCLUSION

Le contrôle du couple d'un MAS, basée sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir des hautes performances même dynamiques avec une structure simple.

Les résultats obtenus par simulation, nous montrent que l'utilisation d'un OM4N à la place d'un onduleur à deux niveaux et dans les mêmes conditions peut améliorer le développement du flux en termes de rapidité et de fluctuation, et peu d'amélioration, est réalisée dans ce sens pour le couple électromagnétique.

Pour tirer davantage de l'utilisation de l'OM4N, nous devons intervenir au niveau des bandes d'hystérésis des grandeurs commandées car ce dispositif le permet de faire.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Ce présent travail vise l'étude du comportement des moteurs électriques commandés par les techniques de commande connues dans le domaine d'entraînement électrique. Notre choix a été d'appliquer une commande directe de flux et de couple dite DTC à un moteur asynchrone triphasé à cage abrégé MAS.

La DTC est connue par la présence des fluctuations nuisibles qui peuvent causer des vibrations mécaniques aboutissant aux cassures du mécanisme et perturbent le système acoustique. Parmi les solutions proposées pour réduire l'effet de cet inconvénient est l'utilisation des onduleurs multiniveaux. Ces derniers nous permettent de fournir plusieurs vecteurs de tensions qui peuvent être applicables dans des situations où l'onduleur à deux niveaux ne le permet pas, et donc apporte une amélioration par la réduction des ondulations rencontrées.

Nous avons commencé par donner une modélisation du moteur asynchrone à cage écrite dans le repère statorique, puis dans le chapitre deux, nous avons présenté un aperçu sur les onduleurs de tension. Au chapitre trois, la DTC classique a été exposée dans les deux cas d'étude. Une régulation de vitesse est introduite pour mieux renforcer le système entraîné.

Dans le dernier chapitre, nous avons illustré les résultats obtenus par simulation. D'après ces résultats, nous avons constaté que l'utilisation d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux abrégé OM4N n'améliore que peu les grandeurs commandées si on garde les mêmes conditions du système simulé. Sachant que l'OM4N peut délivrer tant de tensions au MAS avec une réponse plus rapide, nous laisse penser que l'amélioration sera plus attractive si on réduit les bandes d'hystérésis des grandeurs commandées.

Donc, Nous suggérons à la fin de ce travail d'étudier l'impact de la bande d'hystérésis en utilisant l'OM4N et de trouver les paramètres qui peuvent pousser à plus d'amélioration.

# **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## Références Bibliographiques

- [19AR] Aroui Razik, "Commande directe du couple d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2019.
- [18AB] Abdesselam Barkat, "Etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2", Mémoire de Master, Université d'Oum El-Bouaghi, Algérie, 2018.
- [17YR] Youcef Righi, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse", Mémoire de Master, Université d'Ouargla, Algérie, 2017.
- [17HA] Hamza Abdelkrim et Kamel Elgharbi, "Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS)", Mémoire de Master, Université de M'sila, Algérie, 2017.
- [15HB] Hadja Boukhalifa et Radja Sid, "Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone", Mémoire de Master, Université d'Ouargla, Algérie, 2015.
- [14SB] Sami Boufadene et Zidane Bouzekri, "Commande Directe Du Couple par SVM d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Master, Université de Bejaia, Algérie, 2014.
- [14MS] Mohand Siad, "DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à 3 Niveaux", Mémoire de Master, Université de Tizi-Ouzou, Algérie, 2014.
- [14MM] Messai Med Ibrahim Redouani Med Mokhtar, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Master, Université d'El-Oued, Algérie, 2014.
- [14BM] Bachir Mokhtari, "DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat en sciences, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [12TB] Tarek Benmiloud, "Commande du Moteur Asynchrone avec Compensation des Effets des Variations Paramétriques", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et la Technologie d'Oran, Algérie, 2012.
- [10KR] Ridha Kechida, "Utilisation du Contrôle Direct du Flux Statorique et du Filtre de Kalman en Vue du Contrôle Direct du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone : Application au Diagnostic des Défauts", Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, 2010.
- [10KA] Kambiz Arab Tehrani, "Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de Doctorat, l'Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, France, 2010.
- [07RB] Radouane Bousseksou, "Modélisation Analytique d'une Machine Asynchrone Application au Diagnostic", Mémoire de Magister, Université Mentouri Constantine, Algérie, 2007.
- [07BM] Boufateh Messaoudi, "Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Biskra, Algérie, 2007.
- [06AM] Anne Marie Lienhardt, "Etude de la Commande et de L'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé)", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2006.
- [05KY] Khaled Yahia, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé", Mémoire de Magister, Université de Biskra, Algérie, 2005.
- [05JS] Jean. Sébastien MARIETHOZ, "Etude Formelle pour la Synthèse de convertisseurs Multi-niveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande", Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne, France, 2005.
- [05AA] Aissa Ameer, "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, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [99SS] Siriroj Sirisukprasert, "Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter", Mémoire de Master, Virginia Polytechnic Institute, 1999.
- [99KV] K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini, «Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.