

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
قسم الإلكترونيات وتقني
Département d'électrotechnique

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électrotechnique
Spécialité : Commande Électrique

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

Présenté par : - YOUNES Mohammed Elhabib
- MAKHLOUFI Djelloul

Thème

**Technique neuronale appliquée pour commander un MAS
alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux**

Devant le jury composé de :

Nom et prénom	Grade	Qualité
MAHDJOUBI Abdelhalim	MCA	Président
MOKHTARI Bachir	Pr	Encadrant
BIRAME M'hamed	MCA	Co-encadrant
AMEUR Aissa	Pr	Examineur

Année Universitaire 2025/2026

الملخص

تهدف هذه الدراسة إلى تقديم استراتيجية تحكم ذكية لتحسين أداء التحكم المباشر في العزم والتدفق المغناطيسي (DTC) المطبق على محرك لامتزامن ثلاثي الأطوار (MAS) المغذى بواسطة موج متعدد الخلايا بأربعة مستويات. تعتمد الاستراتيجية المقترحة على توظيف شبكة عصبونية اصطناعية ضمن بنية التحكم بهدف اختيار متجهات الجهد لمناسبة بدل جداول التبديل العادية و التي تكون في حالات المموجات ذات المستويات العالية كبيرة الحجم، مما يساهم في تحسين خوارزمية التحكم و تبسيطها مقارنة بطريقة التحكم التقليدية.

الكلمات المفتاحية: محرك غير متزامن ثلاثي الطور، مبدل متعدد الخلايا بأربعة مستويات، التحكم المباشر في العزم والتدفق المغناطيسي (DTC)، الشبكات العصبونية الاصطناعية، المحدد العصبوني.

Abstract

The objective of this study is to propose an intelligent control strategy aimed at improving the performance of direct torque and flux control (DTC) applied to a three-phase induction motor (IM) powered by a four-level multi-stage inverter. The proposed strategy is based on integrating an artificial neural network into the control structure to select the appropriate voltage vectors instead of the usual switching tables, which are quite large in the case of multi-level inverters. This allows for an improved and simpler control algorithm compared to conventional DTC control.

Keywords: Induction Motor (IM), Four-Level Multicellular Inverter (4LMI), Direct Torque Control (DTC), Artificial Neural Networks (ANN), Neural selector.

Résumé

L'objectif de cette étude est de proposer une stratégie de commande intelligente visant à améliorer les performances de la commande directe du couple et du flux (DTC) appliquée à un moteur asynchrone triphasé (MAS) alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux. La stratégie proposée repose sur l'intégration d'un réseau de neurones artificiels dans la structure de commande afin de sélectionner les vecteurs de tension appropriés à la place des tables de commutation habituelles qui dans le cas des onduleurs multiniveaux ont une taille volumineuse, ce qui permet d'améliorer l'algorithme de la commande et de la simplifier par rapport à la commande DTC conventionnelle.

Mots-clés : Moteur asynchrone triphasé (MAS), Onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N), Commande directe du couple et du flux (DTC), Réseaux de neurones artificiels (RNA), Sélecteur neuronal.

Remerciements

En premier lieu, nous remercions **Allah le Tout-Puissant** de nous avoir accordé la santé, le courage et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail et atteindre ce niveau d'études.

Nous adressons nos plus sincères remerciements à notre encadreur, monsieur *MOKHTARI Bachir*, pour son accompagnement, ses conseils avisés, sa disponibilité, sa patience et sa confiance tout au long de la réalisation de ce mémoire. Son soutien et ses orientations ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail, et nous remercions aussi notre co-encadreur monsieur *BIRAME M'hamed* de son aide et sa disponibilité.

Nous exprimons également notre profonde gratitude aux membres du jury qui nous font l'honneur d'examiner ce mémoire et d'évaluer notre travail.

Nos remerciements s'adressent aussi à l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour la qualité de leur enseignement, leurs encouragements et les connaissances qu'ils nous ont transmises durant notre cursus universitaire.

Nous tenons enfin à remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce mémoire et nous ont apporté leur aide et leur soutien.

*Younes Mohamed El Habil
Makhloufi Djeloul*

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail :

À nos très chers parents, pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices, leurs encouragements et leurs prières qui nous ont accompagnés tout au long de notre parcours.

À nos frères et sœurs, pour leur soutien moral et leur encouragement.

À nos familles respectives, qui ont toujours cru en nous et nous ont encouragés à poursuivre nos études.

À nos amis et collègues, avec qui nous avons partagé les meilleurs moments de notre vie universitaire.

À tous nos enseignants, qui nous ont transmis leur savoir et contribué à notre formation.

Enfin, à toute personne ayant participé de près ou de loin à la réussite de ce travail.

*Younes Mohamed El Habib
Makhloufi Djalel*

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Abréviations et Symboles	
Liste des figures et des tables	
Introduction Générale	1
Chapitre I : Modélisation du MAS	
I.1 Introduction	5
I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée	5
I.3 Modélisation du MAS.....	8
I.4 Application de la transformation de Park au MAS.....	11
I.5 Conclusion	16
Chapitre II : Onduleur multicellulaire à quatre niveaux	
II.1 Introduction	18
II.2 Aperçu sur les onduleurs	18
II.3 Onduleur multicellulaire à quatre niveaux	25
II.4 Topologie d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux	26
II.5 Conclusion	27
Chapitre III : Commande par DTC conventionnelle appliquée au MAS alimenté par l'OM4N	
III.1 Introduction	29
III.2 Principes généraux de la commande DTC	29
III.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC	30
III.4 Stratégie de la commande par DTC	31
III.5 Règles de comportement des grandeurs à contrôler (flux et couple)	31
III.6 Choix du vecteur de tension	33
III.7 Estimation du flux et du couple	34
III.8 Correction du flux et du couple	35
III.9 Elaboration des tables de commutation	38
III.10 Réglage de la vitesse	40
III.11 DTC associée à un onduleur multicellulaire à quatre niveaux	40
III.12 DTC appliquée à un MAS alimenté par un OM4N	41
III.13 Conclusion	42
Chapitre IV : Commande par DTC à sélecteur neuronal	
IV.1 Introduction	44
IV.2 Les réseaux neuronaux.....	44
IV.3 Apprentissage d'un réseau neuronal artificiel.....	47
IV.4 Application des réseaux de neurones artificiels à la DTC.....	49
IV.5 Les avantages et les inconvénients des réseaux de neurones.....	52
IV.6 Résultats de simulation	52
IV.7 Conclusion.....	55
Conclusion Générale	56
Références Bibliographiques	58

Abréviations et Symboles

Abréviations et Symboles

θ	Angle de l'axe de repère de Park par rapport à l'axe a du système triphasé
$\phi_{s,r}$	Flux statorique ou rotorique
C_e ou T_e	Couple électromagnétique
CST	Conventional switching table (Table de commutation conventionnelle)
DTC	Direct Torque Control (Commande directe de flux et de couple)
FOC	Flux Oriental Control (commande par orientation de flux)
$I_{a,b,c}$	Courants absorbés par le moteur
K_i	Etat des interrupteurs de l'onduleur (i=1,2,3,...)
MAS	Moteur Asynchrone triphasé à cage
O2N	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux
OM4N	Onduleur Multicellulaire à quatre niveaux
$R_{s,r}$	Résistance statorique ou rotorique
RNA	Réseaux de neurones artificiels
T_{ech}	Période d'échantillonnage
$T_{s,r}$	Constante de temps statorique / rotorique
V_i	Tension délivrée par l'onduleur (i=1,2,3,.....)
GRNN	Generalized Regression Neural Network

Liste des figures et des tables

Figure I.1 : Composants d'un MAS	5
Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements d'un MAS triphasé	8
Figure I.3 : Modèle de Park du MAS [20RH]	11
Figure I.4 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents biphasés	12
Figure II.1 : Schéma de principe de la conversion continue-alternative (DC-AC)	19
Figure II.2 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	19
Figure II.3 : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux et ses interrupteurs	20
Figure II.4 : États des interrupteurs et leurs tensions appropriées	22
Figure II.5 : Variation de vitesse d'un MAS triphasé	24
Figure II.6 : Alimentation sans interruption	24
Figure II.7 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	26
Figure II.8 : Bras d'un OM4N et celui de l'onduleur à deux niveaux	26
Figure II.9 : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14MB]	27
Figure III.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à un MAS	30
Figure III.2 : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β)	32
Figure III.3 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites	33
Figure III.4 : Choix du vecteur de tension	34
Figure III.5 : Comparateur du flux à hystérésis	36
Figure III.6 : Comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux	38
Figure III.7 : Comparateur du couple à hystérésis à sept niveaux	41
Figure IV.1 : Schéma d'un neurone formel ou artificiel	45
Figure IV.2 : Exemple de réseau de neurones non bouclé	46
Figure IV.3 : Partie de la matrice d'entrée d'apprentissage	47
Figure IV.4 : Partie de la matrice cible d'apprentissage	50
Figure IV.5 : Importation des données d'entrée et de sortie dans Neural Network Toolbox	50
Figure IV.6 : implantation des données d'entrée et de sortie dans Neural Network Toolbox	50
Figure IV.7 : Création du réseau neuronal	51
Figure IV.8 : Génération du réseau neuronal sous Simulink	51
Figure IV.9 : Schéma Simulink de commutation entre les stratégies DTC-CST et DTC-OM4N	53
Figure IV.10 : Remplacement des sélecteurs par leurs équivalents neuronaux.	53
Figure IV.11 : Évolution du couple électromagnétique du MAS	54
Figure IV.12 : Évolution du flux magnétique statorique du MAS	54
Table II.1 : Table de commutation de l'onduleur à deux niveaux	21
Table III.1 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions	38
Table III.2 : Table de commutation définit par Takahashi	39
Table III.3 : Table de commutation proposée pour un OM4N	42
Table IV.1 : Table des paramètres du moteur et de simulation	53

Introduction générale

Introduction Générale

La commande des moteurs électriques occupe une place importante dans les applications industrielles modernes en raison de son rôle essentiel dans les systèmes d'entraînement. Grâce aux progrès réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'automatique et de l'intelligence artificielle, les performances des systèmes de commande connaissent une amélioration continue.

Le moteur asynchrone triphasé à cage demeure l'une des machines électriques les plus utilisées dans l'industrie en raison de sa robustesse, de sa simplicité de construction, de son faible coût et de sa fiabilité. Cependant, l'obtention de performances dynamiques élevées nécessite l'utilisation de techniques de commande avancées.

Parmi ces techniques, la commande directe du couple et du flux (DTC), introduite par Takahashi, s'est imposée comme une solution performante grâce à sa structure simple et à sa réponse dynamique rapide. Néanmoins, cette stratégie présente certains inconvénients, notamment les ondulations importantes du couple électromagnétique et du flux statorique ainsi qu'une fréquence de commutation variable.

Afin d'améliorer les performances de cette commande, plusieurs approches ont été proposées. Dans ce travail, nous nous intéressons à l'utilisation d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux permettant de disposer d'un nombre plus important de vecteurs de tension, associé à un sélecteur neuronal basé sur les réseaux de neurones artificiels. Cette approche vise à améliorer la sélection des vecteurs de tension, à réduire les ondulations du couple et du flux et à renforcer les performances globales de la commande.

Le manuscrit est subdivisé en quatre chapitres comme suit :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé à cage (MAS). Les équations électriques, magnétiques et mécaniques sont établies dans le repère statorique afin de préparer l'implémentation de la commande DTC.
- Le deuxième chapitre présente l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N), sa structure, son principe de fonctionnement ainsi que les différents vecteurs de tension qu'il permet de générer.
- Le troisième chapitre est dédié à l'étude de la commande directe du couple et du flux (DTC) conventionnelle appliquée au moteur asynchrone alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux.

- Le quatrième chapitre présente la stratégie proposée basée sur l'intégration d'un sélecteur neuronal dans la structure DTC. Les résultats de simulation obtenus sont analysés et comparés à ceux de la DTC conventionnelle afin d'évaluer les performances de la méthode proposée.

Enfin, une conclusion générale résume les principaux résultats obtenus et présente les perspectives futures de ce travail.

CHAPITRE I | Modélisation du MAS

I.1 Introduction

Le *moteur asynchrone triphasé* connu aussi par *moteur à induction*, est très utilisé dans l'industrie à cause de son faible coût, sa robustesse électromécanique et sa grande standardisation [20BKC]. Sa pulsation rotorique est différente de celle de son stator ce qui donne le terme asynchrone [14MB].

Malgré tous les avantages de ce moteur, il impose des structures de contrôle spécifiques et complexe et présente un système dynamique non linéaire, par conséquent sa commande nécessite un modèle qui représente fidèlement son comportement à travers son état électriques, électromécaniques et mécaniques [25MD].

Ce chapitre détaille la modélisation de ce moteur dans un repère diphasé lié au stator, en vue de lui appliquer une commande par DTC.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

Le moteur asynchrone triphasé est constitué d'un stator, constitué de tôles d'acier au silicium empilées avec des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements, l'objectif est d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un arbre rotatif. Selon que les enroulements de rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés en permanence sur eux-mêmes, il existe deux types spécifiques de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, cependant, cette dernière structure est souvent considérée lors de la modélisation comme l'équivalente électrique d'une structure de rotor bobiné dont les enroulements sont court-circuités électriquement [09RS].

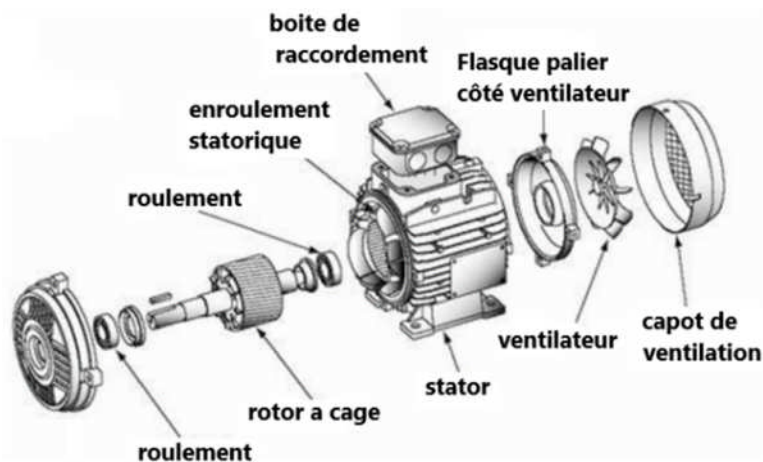


Figure I.1 : Composants d'un MAS [20EM].

I.2.1 Principe de fonctionnement du MAS

Lorsque le stator est alimenté par un système triphasé équilibré, il génère un champ magnétique tournant. Ce champ induit des courants dans le rotor, qui réagit en produisant un couple permettant son mouvement. Cependant, la vitesse de rotation de rotor est toujours inférieure à celle de champ tournante. La différence entre ces deux vitesses est appelée « le glissement », un paramètre essentiel pour le fonctionnement du moteur [25MD].

I.2.2 Les avantages et les inconvénients du MAS

Chaque système présent des avantages et des inconvénients, nous allons mentionner ci-dessous les avantages et les inconvénients du MAS [20EM].

A. Avantages

- Structure simple ;
- Faible cout ;
- Robuste et facile à construire ;
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevé ;
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence ;
- Il tourne à vitesse variable différente à vitesse synchrone ;
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

B. Inconvénients

- Le couple de démarrage très élevé que le couple nominale ;
- La vitesse dépend de la charge ;
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse) ;
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un forte couplage.

I.2.3 Domaines d'application du MAS

Les moteurs asynchrones triphasés sont largement utilisés dans divers secteurs en raison de leur robustesse, leur faible coût et leur grande standardisation, voici quelques domaines d'applications :

A. L'industrie [02BK]

- **Machines-outils** : fraiseurs, tours, presses mécaniques ;
- **Convoyeurs** : systèmes de transport dans les usines et les aéroports ;
- **Pompes et compresseurs** : utilisés dans les réseaux hydrauliques ;
- **Ventilation et climatisation** : extraction d'aire, soufflerie industriels ;

B. Transport et mobilité [90PV]

- **Trains et métros** : utilisés dans les moteurs de traction des locomotives électriques ;
- **Voitures électriques et hybrides** : certaines configurations de véhicules électriques utilisant des moteurs électriques ;
- **Ascenseurs et escalier mécaniques** : grâce à leur capacité à fonctionner avec des variateurs de vitesse.

C. Energies renouvelables [95NM]

- **Éoliennes** : les machines asynchrones sont souvent utilisées dans les éoliennes ;
- **Système photovoltaïque** : utilisés pour convertir l'énergie solaire en énergie mécanique.

D. Bâtiments et infrastructure [22]F]

- **Système de chauffage et de refroidissement** : commande des pompes et des ventilateurs dans les grands bâtiments ;
- **Automatisation des portes et barrières** : utilisé pour actionner les portes automatiques et les rideaux métalliques.

I.2.4 Techniques de commande du MAS

Les différentes techniques permettant de faire varier la vitesse des moteurs asynchrones à cage [18AA].

Ces techniques de variation de vitesse peuvent être divisées en deux groupes :

- Les techniques de variation de vitesse à fréquence constante ;
- Les techniques de variation de vitesse à fréquence variable ;

Les techniques de variation de vitesse à fréquence statorique constante permettent s'effectuer une variation de vitesse sur une plage limitée de fonctionnement.

Cependant, Les techniques de variation de vitesse à fréquence variable sont divisées en trois groupes :

- Commande scalaire ;
- Commande vectorielle à flux orienté (FOC) ;
- Commande directe de couple(DTC).

I.3 Modélisation du MAS

Les MAS sont des systèmes très complexes, pour tenir en compte leur modélisation de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle du moteur dans le cadre de ce travail [09RS].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit [12NF] et [15HB] :

- Absence de la saturation dans le circuit magnétique ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrice d'entrefer ;
- Parfaite symétrie de construction ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Résistances constantes (l'effet de peau et la température sont négligés).

I.3.1 Modèle du MAS dans le repère triphasé

Le stator est constitué de trois enroulements repartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les même propos s'appliquant au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines [09RS].

La figure (I.2) illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques.

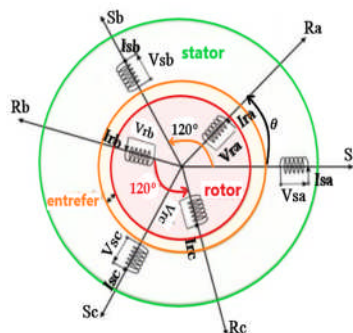


Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements d'un MAS triphasé [25MD].

I.3.2 Mise en équation du MAS

Le comportement du moteur est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [23BM] :

- équations électriques ;
- équations magnétiques ;
- équations mécaniques.

A. Les équations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.2), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I.1) et (I.2), [20BK] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{Sa} = R_s i_{Sa} + \frac{d}{dt} \phi_{Sa} \\ V_{Sb} = R_s i_{Sb} + \frac{d}{dt} \phi_{Sb} \\ V_{Sc} = R_s i_{Sc} + \frac{d}{dt} \phi_{Sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{Ra} = R_R i_{Ra} + \frac{d}{dt} \phi_{Ra} \\ V_{Rb} = R_R i_{Rb} + \frac{d}{dt} \phi_{Rb} \\ V_{Rc} = R_R i_{Rc} + \frac{d}{dt} \phi_{Rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

Ses équations électriques se présentent naturellement sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_{Sabc}] = [R_S][i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{Sabc}] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[V_{Rabc}] = [R_R][i_{Rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{Rabc}] \quad (I.4)$$

Tels que :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}; [R_R] = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}; [V_{Sabc}] = [V_{Sa} \ V_{Sb} \ V_{Sc}]^T,$$

$$[V_{Rabc}] = [V_{Ra} \ V_{Rb} \ V_{Rc}]^T; [i_{Sabc}] = [i_{Sa} \ i_{Sb} \ i_{Sc}]^T \text{ et } [i_{Rabc}] = [i_{Ra} \ i_{Rb} \ i_{Rc}]^T.$$

B. Les équations magnétiques

À partir des hypothèses simplificatrices, on trouve les expressions linéaires des flux statoriques et rotoriques [25MD] :

$$[\phi_{Sabc}] = [L_{SS}][i_{Sabc}] + [M_{SR}][i_{Rabc}] \quad (1.5)$$

$$[\phi_{Rabc}] = [L_{RR}][i_{Rabc}] + [M_{RS}][i_{Sabc}] \quad (1.6)$$

Tels que :

$$[\phi_{Sabc}] = [\phi_{Sa} \ \phi_{Sb} \ \phi_{Sc}]^T, [\phi_{Rabc}] = [\phi_{Ra} \ \phi_{Rb} \ \phi_{Rc}]^T$$

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S \\ m_S & l_S & m_S \\ m_S & m_S & l_S \end{bmatrix}, [L_{RR}] = \begin{bmatrix} l_R & m_R & m_R \\ m_R & l_R & m_R \\ m_R & m_R & l_R \end{bmatrix}$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec :

m_S : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

m_R : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

l_S : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_R : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

C. L'équation mécanique

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - f \cdot \Omega \quad (1.8)$$

Avec :

T_{em} : Le couple électromagnétique ;

T_r : Le couple résistante ;

f : Coefficient de frottement ;

J : moment d'inertie de rotor ;

Ω : vitesse rotorique mécanique.

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application, les matrices $[M_{SR}]$ et $[M_{RS}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessite donc d'être calculées à chaque pas d'échantillonnage. Pour remédiera ce problème, on effectue des transformations.

I.4 Application de la transformation de Park au MAS

La résolution des équations obtenues à partir le modelé de la figure (I.2) et qui sont données par les équations (I.5) et (I.6) est complexe [20RH]. Pour cela on effectue la transformation du modèle du MAS à un modèle biphasé comme le montre la figure (I.3) où on remplace tous les enroulements (a, b et c) par deux enroulements l'un sur l'axe direct « d » et l'autre sur l'axe quadrature « q » avec une composante homopolaire comme indiqué par l'équation (I.9). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite transformation de Park [25MD].

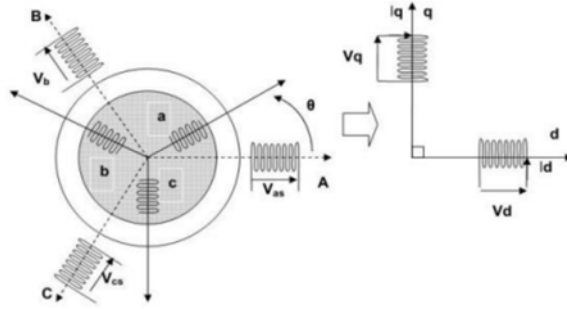


Figure I.3 : Modèle de Park du MAS [20RH].

Cette transformation s'écrit [12NF] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Tels que :

X : Grandeur physique peut être (tension, courant ou flux) ;

X_0 : Composante homopolaire (les composantes sont égale à zéro dans le cas d'un système triphasée équilibré) ;

$[P(\theta)]$: est la matrice de Park définie par [20RH] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La transformation inverse de Park est donnée comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

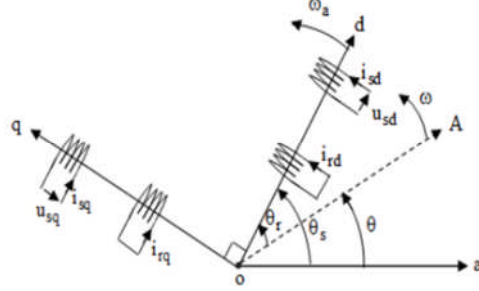


Figure I.4 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents biphasés [20RH].

Avec :

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q) ;

ω : vitesse angulaire électrique de rotor ;

θ_r : L'angle entre la phase rotorique « A » et l'axe direct « d » ;

θ_s : L'angle entre la phase statorique « a » et l'axe direct « d » ;

θ : L'angle entre la phase statorique « a » et la phase rotorique « A ».

I.4.1 Equations électriques de la machine dans le repère (d, q)

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires sont nulles.

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park généralisé par les expressions suivantes [20RH] :

A. Les équations des tensions

Elles sont données par [20BK] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_a \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_a \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (I.12)$$

B. Les équations magnétiques

Elles sont données par [20BK] :

$$\begin{cases} \phi_{Sd} = L_s i_{Sd} + M i_{Rd} \\ \phi_{Sq} = L_s i_{Sq} + M i_{Rq} \\ \phi_{Rd} = L_r i_{Rd} + M i_{Sd} \\ \phi_{Rq} = L_r i_{Rq} + M i_{Sq} \end{cases} \quad (I.13)$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: L'inductance cyclique propre statorique ;

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

$M = \frac{3}{2} M_0$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

C. L'équation mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne [20BK] :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{Sd} i_{Sq} - \phi_{Sq} i_{Sd}) \quad (I.14)$$

L'équation de mouvement de moteur s'écrit alors : voir l'équation (I.8)

I.4.2 Choix d'un référentiel d'estimation

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, et que l'orientation du repère (d, q) peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application [09RS].

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon [14MM] :

- Référentiel lié au stator d'axes (α, β) lorsque ($\omega_a = 0$) ;
- Référentiel lié au rotor d'axes (x, y) lorsque ($\omega_a = \omega_r$) ;
- Référentiel lié au champ tournant d'axes (d, q) lorsque ($\omega_a = \omega_s$) ;

Notre étude basée sur le référentiel lié au stator, c'est le mieux adapté pour travailler avec des 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 [20BK].

I.4.3 Référentiel lié au stator (α, β)

La matrice de Concordia suivante assure le passage d'un système triphasé à un système biphasé [20BK] :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

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

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} X_{S\alpha} \\ X_{S\beta} \\ X_{S0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_{Sa} \\ X_{Sb} \\ X_{Sc} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} X_{R\alpha} \\ X_{R\beta} \\ X_{R0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_{Ra} \\ X_{Rb} \\ X_{Rc} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

A. Les équations de moteur dans le repère (α, β)

Les axes (α, β) sont liés au stator ($\omega_a = 0$), donc les équations (I.12) deviennent [12NF] :

- **Les équations électriques**

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S i_{S\alpha} + \frac{d\phi_{S\alpha}}{dt} \\ V_{S\beta} = R_S i_{S\beta} + \frac{d\phi_{S\beta}}{dt} \\ V_{R\alpha} = R_R i_{R\alpha} + \frac{d\phi_{R\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{R\beta} = 0 \\ V_{R\beta} = R_R i_{R\beta} + \frac{d\phi_{R\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{R\alpha} = 0 \end{cases} \quad (I.18)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{S\alpha} \\ \phi_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{R\alpha} \\ V_{R\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_R & 0 \\ 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R\alpha} \\ i_{R\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{R\alpha} \\ \phi_{R\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{R\alpha} \\ \phi_{R\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

- **Les équations magnétiques**

$$\begin{cases} \phi_{S\alpha} = L_S i_{S\alpha} + M i_{R\alpha} \\ \phi_{S\beta} = L_S i_{S\beta} + M i_{R\beta} \\ \phi_{R\alpha} = L_r i_{R\alpha} + M i_{S\alpha} \\ \phi_{R\beta} = L_r i_{R\beta} + M i_{S\beta} \end{cases} \quad (I.21)$$

- **L'équation mécanique [20BK]**

$$T_{em} = \frac{3}{2}p(\phi_{s\alpha}i_{s\alpha} - \phi_{s\beta}i_{s\beta}) \quad (I.22)$$

B. Forme d'état du modèle du MAS dans le repère (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétique du MAS est écrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle du MAS alimenté en tension, nous choisissons comme variable d'état les flux et les courants d'une phase statorique [14MM].

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

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta}]^T$: Vecteur d'état ;

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

A : Matrice d'évolution du système ;

B : Matrice de commande du système ;

C : Matrice de sortie est nulle;

Le modèle du MAS est donné sous la forme matricielle suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix}$$

Avec :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique ;

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

I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé à cage, et établi un modèle mathématique dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. On a appliqué la transformation de Park au MAS pour passer du triphasé au biphasé.

À la fin et pour simplifier encore le système obtenu en biphasé, on a choisi d'écrire le modèle dans le repère lié au stator qui est le plus adéquat pour implanter la commande DTC. Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux et à l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux pour concevoir la chaîne de commande à étudier.

CHAPITRE II | Onduleur Multicellulaire à quatre niveaux

II.1 Introduction

Le développement des propriétés des semi-conducteurs de puissance a conduit à la croissance du marché des convertisseurs pour applications de moyenne et haute puissance qui vont de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts [16BH].

Ce développement a principalement un impact positif sur le domaine industriel, plus spécialement sur les systèmes de production de l'énergie électrique [16BH].

Cette augmentation incessante des niveaux de puissance mis en jeu, s'est traduit par une augmentation des niveaux de tension et de courant, et a nécessité le développement des semi-conducteurs de plus en plus performants. Depuis le début de l'électronique de puissance, des semi-conducteurs (principalement à base du silicium), ont été utilisés, tels que les diodes, les transistors bipolaires, les MOSFET, les thyristors GTO, les IGBT, etc [16BH].

Les onduleurs de tension sont des dispositifs essentiels de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application différents, en particulier la variation de la vitesse des machines à courant alternatives. Le développement puissant de cette fonction s'est basé, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteur entièrement commandable, puissants, robustes, rapidité, et d'autre part sur l'utilisation quasi-généralisé des techniques dites de la modulation de largeur d'impulsion [16BH].

II.2 Aperçu sur les onduleurs

Les onduleurs comme déjà dit sont des convertisseurs statiques présents dans différents domaines d'application de l'électronique de puissance [25MD].

II.2.1 Fonctionnement de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permet de convertir l'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait cette conversion d'énergie réalisée par des dispositifs de contrôle (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant aussi une séquence de commande appropriée, figure (II.1) représente le schéma principale d'un onduleur [09BA].

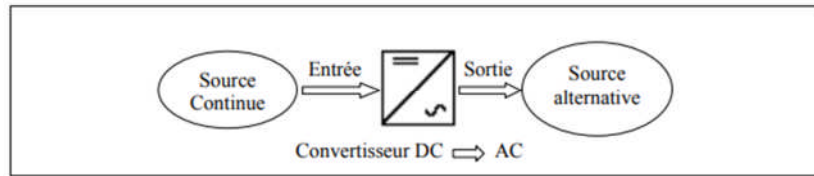


Figure II.1 : Schéma de principe de la conversion continue-alternative (DC-AC) [09BA].

Le schéma structurel d'un onduleur à deux niveaux (O2N) qui alimente le stator d'un MAS, par exemple, est donné par la figure suivante :

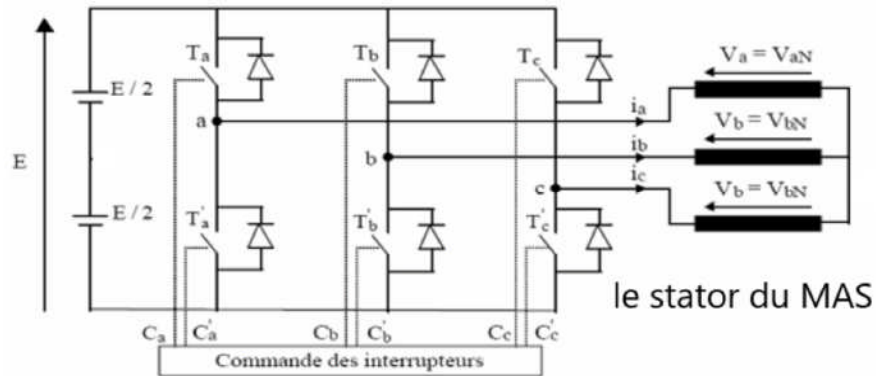


Figure II.2 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [25MD].

La figure (II.2) représente un onduleur triphasé à deux niveaux, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité de courant de la charge [25MD].

Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO...etc.) et une diode connectée en antiparallèle, les six diodes de roue libre assurant la protection des transistors et la récupération d'énergie vers la source. Pour simplifier l'étude, on supposera que [07AK] :

- La commutation des interrupteur est instantané ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable ;
- La charge est équilibrée et liée en étoile avec neutre isolé.

La commande des chacune des trois bras de l'onduleur est complémentaire ce qui permet de les remplacer par des interrupteurs statiques à deux positions [14MB], (voire la figure (II.3)).

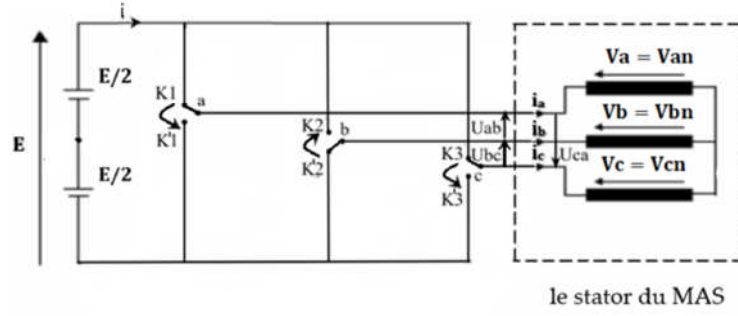


Figure II.3 : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux [25MD].

Tels que : V_{aN}, V_{bN}, V_{cN} sont Les tensions de sortie de l'onduleur qui sont appliquées aux bornes de la charge, introduisant le potentiel fictif suivant [20BK] :

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{a0} + V_{0N} \\ V_{bN} = V_{b0} + V_{0N} \\ V_{cN} = V_{c0} + V_{0N} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Le système est triphasé et équilibré, alors :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = V_{a0} + V_{0N} + V_{b0} + V_{0N} + V_{c0} + V_{0N} = 0$$

Ce qui donne :

$$V_{0N} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.3})$$

L'injection de l'équation (II.3) dans l'équation (II.1) permet de donner :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Chaque contacteur K est associé à une fonction logique F_i ($i=a, b, c$) telle que :

Si $F_i = 1$ alors la phase i est connectée à la borne positive, $V_{i0} = \frac{E}{2}$

Si $F_i = 0$ alors la phase i est connectée à la borne négative, $V_{i0} = -\frac{E}{2}$

$$V_{i0} = F_i E - \frac{E}{2}, F_i \{0, 1\} \quad (\text{II.5})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.2.2 Modélisation de l'onduleur

À tout système triphasé temporel (X_a, X_b, X_c) on peut faire correspondre un phaseur spatial $\hat{X}$ telle que [25MD] :

$$\hat{X} = \sqrt{\frac{2}{3}} (X_a + X_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + X_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Si } \hat{X} = \hat{V}_{S0} \text{ alors :} \quad \hat{V}_{S0} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{a0} + V_{b0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.8})$$

En injectant (II.6) dans (II.8), on obtient :

$$\hat{V}_{S0} = \frac{2}{3} E (F_a + F_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + F_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.9})$$

L'usage de (II.3) dans (II.9) fait confondre $\hat{V}_{Sa}$ à $\hat{V}_{SN} = \hat{V}_S$ d'où simplement :

$$\hat{V}_S = \frac{2}{3} E (F_a + F_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + F_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.10})$$

Selon les séquences binaires attribuées à F_i qui sont au nombre de $2^3 = 8$ combinaisons possibles on peut génère l'étoile « six » de l'onduleur vectoriel matérialisant les six positions possibles avec les deux séquences nulles [25MD].

V_k	F_a	F_b	F_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_S
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$2E/3 e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$2E/3 e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$2E/3 e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$2E/3 e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Table II.1 : Table de commutation de l'onduleur à deux niveaux [25MD].

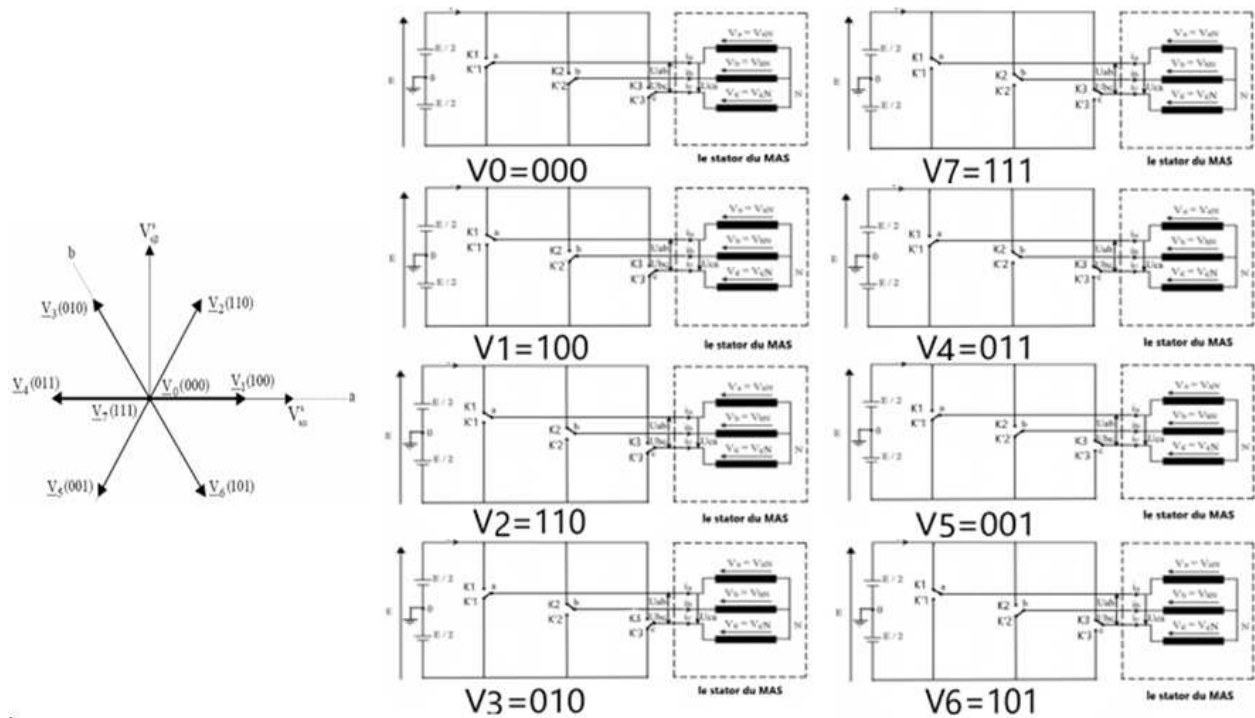


Figure II.4 : États des interrupteurs et leurs tensions appropriées.

Sachant que l'angle entre deux tensions adjacentes est de 60° .

Le code de $V_4(011)$ par exemple vaut dire :

- 0 : la phase a est connectée à la borne négative de la source E (interrupteur haut ouvert);
- 1 : la phase b est connectée à la borne positive de la source E (interrupteur haut fermé);
- 1 : la phase c est connectée à la borne positive de la source E (interrupteur haut fermé).

II.2.3 Les différents types des onduleurs

Les onduleurs sont essentiellement divisés en deux catégories [23BM] :

II.2.3.1 Onduleur autonome

L'onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire spécifique pour commuter des thyristors ou d'autre semi-conducteurs, auquel cas on contrôle la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie. Il existe deux types d'onduleurs autonomes :

- Onduleur de tension alimenté par une source de tension continue.
- Onduleur alimenté par courant continu.

A. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension jouent un rôle important dans l'électronique de puissance. Les deux domaines d'applications classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les variateurs de vitesse. Le fort développement des onduleurs de tension repose d'une part sur le développement de semi-conducteurs puissants, robustes et rapidement contrôlables et l'utilisation quasi universelle des techniques de modulation large.

B. Onduleur de courant

Un onduleur de courant convertit un courant continu en un courant alternatif triphasé injecté dans les enroulements du moteur. Il peut fonctionner en commutation naturelle, comme c'est le cas pour certains moteurs synchrones, ou en commutation forcée pour les autres types de machines. Ce type d'onduleur permet uniquement le réglage de la fréquence de la grandeur de sortie, tandis que l'amplitude de cette dernière doit être ajustée en modifiant la valeur du courant d'entrée [25MD].

II.2.3.2 Onduleur non autonome

C'est le nom des ensembles redresseur avec tous thyristors (pont de Gretz), commutant naturellement à l'aide de réseau auquel il est connecté, permettant un fonctionnement en onduleur (par exemple en récupèrent de l'énergie lors du freinage de la motorisation). Basé sur le développement des variateurs statique à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, des cyclo convertisseurs, des onduleurs de courant pour moteurs synchrones et asynchrones (jusqu'à plusieurs mégawatts), ce type de composant est progressivement remplacé par des convertisseurs de remplacement IGBT, GTO [25MD].

II.2.4 Différents types de commande des onduleurs

Assure la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur. Il existe trois types de modulation [25MD] :

- Modulation de largeur d'impulsion (MLI) ;
- Modulation hystérésis ;
- Modulation vectorielle.

II.2.5 Les applications des onduleurs

- **Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif :** la vitesse d'un moteur synchrone (MS) est fixée par la pulsation des courants statorique. Pour changer la vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. à cet effet il faut donc redresser la tension de réseau puis l'onduler à la fréquence désirée [19GZ].

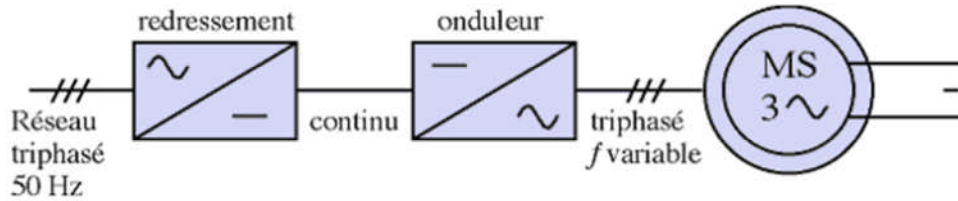


Figure II.5 : Variation de vitesse d'un MS triphasé bobiné [19GZ].

- **Assurer la continuité des alimentations de secours :** en cas de coupure de réseau, la tension continue stockée dans les batteries sera convertit en tension alternative à travers l'onduleur pour continuer l'alimentation des machines, surtout en informatique pour éviter les pertes d'information.
- **Les applications dans le transport :**
 - Transport ferroviaire : les motrices actuellement développées sont mues par des machines alternatives asynchrones. Pour contrôler la vitesse de rotation de ces dernières. On doit pouvoir faire varier la fréquence de leur alimentation. Cela est réalisé par un onduleur, exemple tain, Tramway.
 - Transport aériens et maritimes : tout avion produit lui-même l'énergie électrique dont il a besoin pour le fonctionnement de ces équipements de bord.
- **Alimentation sans interruption :** les onduleurs peuvent assurer une alimentation électrique 24h sur 24h en cas de rupture dans le réseau.

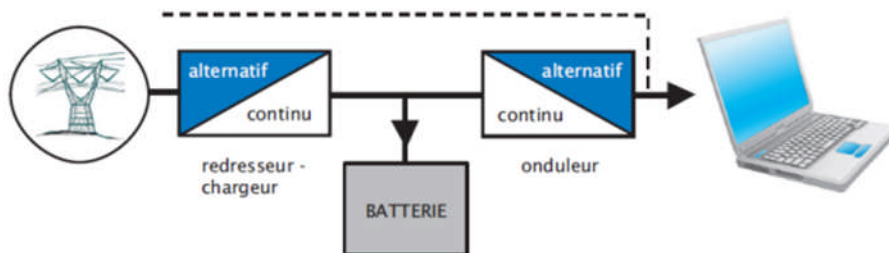


Figure II.6 : Alimentation sans interruption [19GZ].

- **La protection des équipements :** les onduleurs protègent des différents équipements dans différents domaines contre les perturbations.
- **Les installations photovoltaïques :** le raccordement entre les panneaux photovoltaïques et le réseau se fait à travers les onduleurs aussi ils permettent d'adapter l'énergie délivrée du panneau et l'énergie injectée au réseau.

II.3 Onduleur multicellulaire à quatre niveaux

Les onduleurs multicellulaires à quatre niveaux sont des dispositifs de conversion d'énergie électrique qui transforment une tension continue en une tension alternative avec quatre niveaux distincts. Cette architecture permet de produire une tension de sortie plus proche de sinusoïde parfaite, réduisant ainsi la distorsion harmonique et améliorant la qualité de l'énergie fournie [14EH].

La structure d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux est composée de plusieurs cellules de commutation connectées en série ou en parallèle. Chaque cellule est généralement constituée de deux interrupteurs électroniques (tels que des transistors IGBT ou MOSFET) et d'un condensateur flottant. Cette configuration modulaire offre une flexibilité accrue dans la conception et facilite l'extension à des niveaux de tension plus élevée [14EH].

Ce type de convertisseurs présente essentiellement deux avantages, d'une part ces structures permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : Chaque composant à l'état bloqué supporte une fraction plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie fournie par le convertisseur multiniveaux présente des qualités spectrales intéressantes. La multiplication du nombre de niveaux intermédiaires réduit la capacité de chaque quantité vers le haut vers le bas dans la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, 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 générale, 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 [21AA].

II.3.1 les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. La figure suivante représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux récentes [21AA].

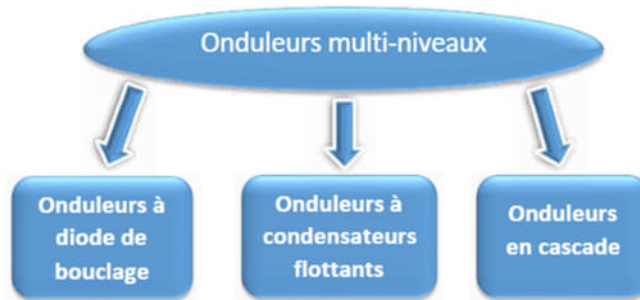


Figure II.7 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux [21AA].

II.4 Topologie d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux

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 multi-niveaux (NPC, Multicellulaire...), pour notre étude en utilisant l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux [25MD].

L'OM4N compose de trois bras, la commande de chacun des trois bras est complémentaire. Chaque bras se compose de trois batteries et de six commutateurs comme le montre la figure suivante qui compare entre un bras d'un OM4N et celui d'un onduleur de base. Par combinaison des états des six interrupteurs d'un même bras, on peut imposer à la phase quatre niveaux différents de tension [20BK].

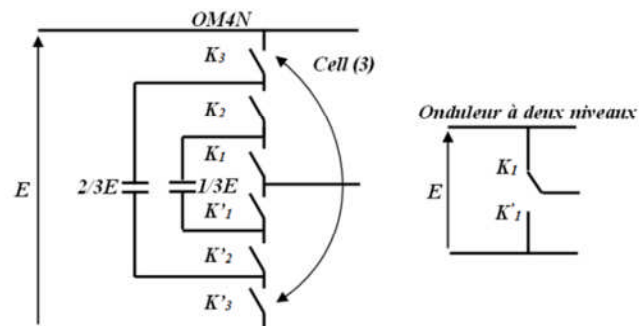


Figure II.8 : Bras d'un OM4N et celui de l'onduleur à deux niveaux [25MD].

Les tensions de sortie de l'OM4N sont exprimées en fonction des états des interrupteurs et la tension continue par la formule suivante [25MD] :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{9} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

En combinant les six états de commutation sur le même bras, les tensions à quatre niveaux de phase différents sont donc plus grandes que les vecteurs de tension en sortie du OM4N que les vecteurs fournis par les deux autres onduleurs, soit $4^3 = 64$ vecteurs. Cela inclut des vecteurs similaires et 37 vecteurs indépendants hexagones concentriques. Le diagramme de l'espace de tension dans le plan (α, β) est représenté sur la figure ci-dessous. Le vecteur-tension au centre de l'hexagone est nul (000, 111, 222, 333) [14BM].

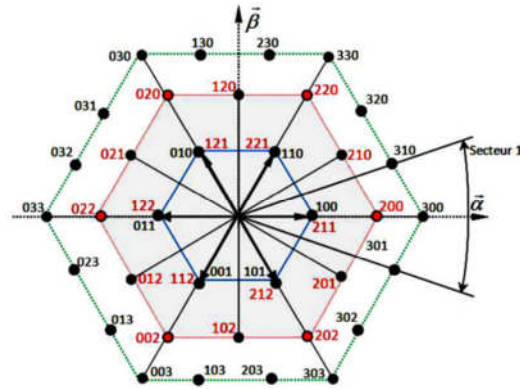


Figure II.9 : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14MB].

II.5 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, chacune étant adaptée à un type d'application spécifique afin d'atteindre les performances souhaitées.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales structures d'onduleur à deux niveaux, ainsi que l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N), ce dernier constituant l'objet central de notre étude.

Conformément à la logique de développement de notre chaîne de commande, le chapitre suivant portera sur l'étude détaillée de la DTC, choisie comme stratégie de commande appliquée au moteur asynchrone.

CHAPITRE III | Commande par DTC conventionnelle appliquée au MAS alimenté par l'OM4N

III.1 Introduction

La commande directe de couple (DTC) est une technique de commande vectorielle visant à réguler simultanément le flux statorique et le couple électromagnétique. Elle repose sur la mesure des courants alimentant le stator et ses tensions d'alimentation, permettant ainsi une estimation précise du flux et du couple [25MD].

Pour garantir un contrôle efficace, il est essentiel de connaître la résistance de stator, car elle est utilisée pour estimer le flux magnétique. Cependant, cette résistance varie avec le temps en raison des changements de température et des conditions du fonctionnement, ce qui nécessite une estimation continue et précise afin de maintenir une performance optimale de contrôle [20BK].

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe de la DTC appliquée au MAS. Nous expliquerons en détails les mécanismes de réglage du flux et du couple électromagnétique, et nous basant sur le modèle de *Takahashi*. De plus, nous intégrerons le contrôle de la vitesse, permettant aussi d'améliorer la dynamique globale du système [25MD].

III.2 Principes généraux de la commande DTC

La DTC repose sur l'orientation du flux statorique, en exploitant les valeurs instantanées du vecteur-tension. Un onduleur triphasé peut générer huit vecteurs de tensions instantanés, dont deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à l'aide d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et la position du vecteur flux statorique. L'un des principaux avantages de cette technique est qu'elle n'exige pas la connaissance de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension appropriée. Cette caractéristique fait de la DTC une méthode particulièrement adaptée au contrôle sans capteur mécanique d'un MAS [14MM].

À partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle permet d'estimer en temps réel :

- Le flux statorique du moteur ;
- Le couple électromagnétique produit ;
- La position spatiale de secteur du flux statorique.

La figure suivante schématise la chaîne de la commande DTC appliquée au MAS.

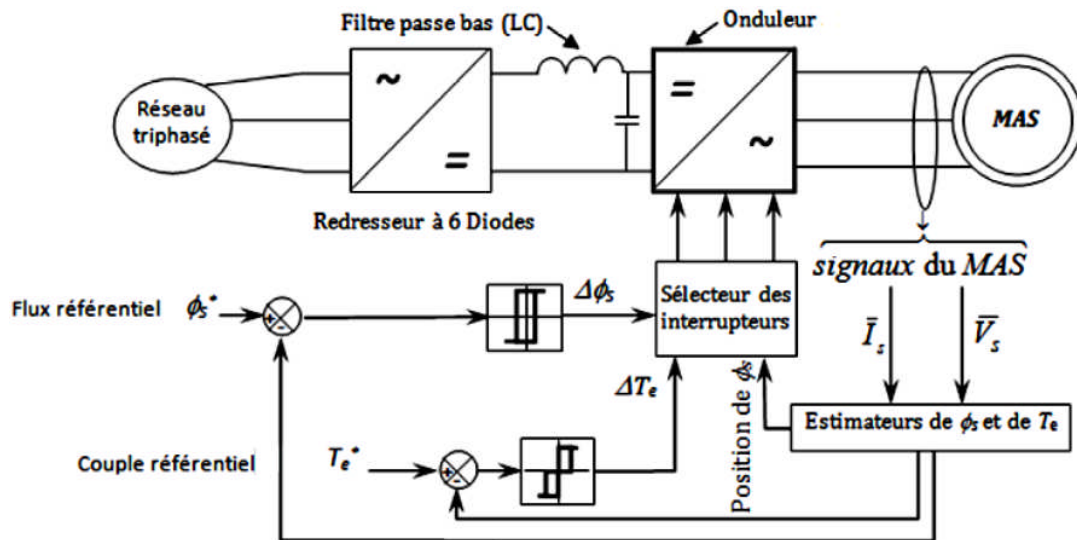


Figure III.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à un MAS [14MB].

III.3 les avantages et les inconvénients de la DTC

A. les avantages : La DTC présente plusieurs avantages, parmi lesquels [20BK] :

- Excellente dynamique du couple ;
- Absence de transformation en (d, q) ;
- Pas de découplage des courants par rapport aux tensions, contrairement à la FOC ;
- Pas besoin de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire pour contrôle ;
- Aucun nécessité d'utiliser un capteur de vitesse, ce qui réduit le coût et améliore la robustesse du système.

B. les inconvénients : Les principaux inconvénients de la DTC peuvent être résumés comme suit :

- Présence d'ondulations importantes du couple et du flux ;
- Fréquence de commutation variable en raison de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui contraindre un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques ;
- Nécessité d'estimateurs du flux statorique et du couple ;
- Mauvais contrôle à basse vitesse, limitant les performances du système ;
- Mauvais contrôle des courants statoriques en régime transitoire.

III.4 Stratégie de la commande par DTC

La stratégie de la commande par DTC, introduite par *Takahashi*, repose sur l'algorithme suivant [14MB] :

- Deviations du domaine temporel en périodes de durée T_{ech} réduites (de l'ordre de dizaines de μ_s) ;
- Mesure des courants de ligne et de la tension par phase du MAS à chaque instant ;
- Reconstitution des composantes du flux statorique ;
- Estimation du couple électromagnétique du MAS, à travers l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'O2N pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suite.

III.5 règles de comportement des grandeurs à contrôler (flux et couple)

Pour assurer un contrôle efficace du couple dans une machine asynchrone, il est essentiel de commencer par un réglage précis du flux. Dans la DTC, on réalise le réglage du flux statorique, cette approche est justifier par le fait que la dynamique de flux statorique est plus rapide que celle du flux rotorique. En effet, la constante de temps rotorique étant plus grande que celle du stator, la variation du flux rotorique devient négligeable par rapport à celle du flux statorique [14MM].

III.5.1 comportement du flux statorique

Dans le repère (α, β) lié au stator du MAS. La tension statorique peut être déterminée par l'équation complexe suivante [14MB] :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_S \quad (III.1)$$

En intégrant cette équation, on obtient l'expression du flux statorique :

$$\bar{\phi}_S = \bar{\phi}_{S_0} + \int_0^t (\bar{V}_S - R_S \bar{i}_S) dt \quad (III.2)$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0 \ T_{ech}]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_{ech} , la commande des interrupteurs de l'onduleur est supposée fixe. Si l'on considère que la valeur de la résistance statorique reste constante et que l'on néglige la

chute Ohmique statorique devant la tension statorique, alors on peut simplifier l'équation précédente comme suit :

$$\overline{\phi}_s \approx \overline{\phi}_{s_0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{III.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_{ech} , la tension appliquée au moteur reste constante. Ainsi, l'évolution du flux statorique peut être exprimée sous la forme discrète suivante :

$$\overline{\phi}_s(K+1) \approx \overline{\phi}_s(K) + \overline{V}_s T_{ech} \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s \approx \overline{V}_s T_{ech} \quad (\text{III.4})$$

Sachant que :

$\overline{\phi}_s(K)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

$\overline{\phi}_s(K+1)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta \overline{\phi}_s$: est la variation de vecteur de flux statorique ($\overline{\phi}_s(K+1) - \overline{\phi}_s(K)$) ;

T_{ech} : est la période d'échantillonnage.

Notons que $\Delta \overline{\phi}_s$ est proportionnel au module du vecteur de tension appliquée au stator. La figure III.2 montre l'évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β) entre deux instants successifs :

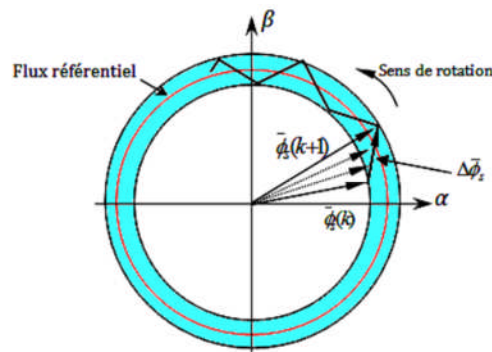


Figure III.2 : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) [14MB].

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur lui y est colinéaire et est dans sa direction, et vice versa.

III.5.2 comportement de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les valeurs des flux statorique et rotorique comme le montre la figure suivante [14BM] :

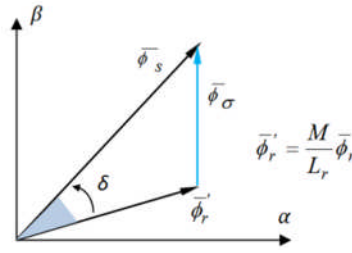


Figure III.3 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites [14MB].

L'expression pour déterminer sa valeur est donner par :

$$T_{em} = K(\overline{\phi_s} \cdot \overline{\phi_r'}) = K|\overline{\phi_s}||\overline{\phi_r'}| \sin(\delta) \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$\overline{\phi_s}$: est le vecteur flux statorique ;

$\overline{\phi_r'}$: est le vecteur flux rotorique ramené au stator ;

δ : est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique ;

$\overline{\phi_r}$: est le vecteur flux rotorique ;

$\overline{\phi_\sigma}$: est le vecteur flux de fuites.

Lorsque les deux flux statorique et rotorique sont maintenus constants, par la limitation du flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa consigne, le couple devient une fonction de l'angle de déphasage entre ces deux flux.

Pour modifier cet angle et ainsi pour ajuster le couple, il est nécessaire de faire varier la position du vecteur de flux statorique dans le repère (α, β) , en appliquant un vecteur tension appropriée, ainsi :

- Pour augmenter au maximum la valeur du couple, il convient d'appliquer une tension dont le vecteur est en quadrature avance par rapport au vecteur de flux statorique ;
- Inversement, pour diminuer le couple, une tension en quadrature retardée sera appliquée.

III.6 choix du vecteur de tension

En sélectionnant un vecteur de tension approprié, il est possible de contrôler l'extrémité de vecteur du flux et de le déplacer de manière à maintenir son amplitude dans une plage déterminée. Pour assurer une trajectoire circulaire du flux magnétique, le vecteur de de tension appliquée doit toujours être perpendiculaire au vecteur de flux.

Lorsque le vecteur de flux se situe dans une zone numérotée i , les deux vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ sont ceux qui influencent le plus la composante du flux. De plus, leur effet sur le couple dépend de vecteurs de flux dans la même zone [23BM].

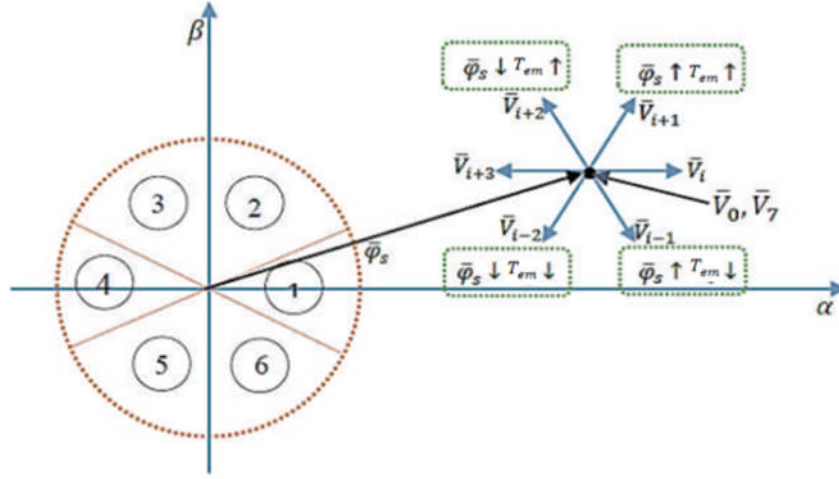


Figure III.4 : Choix du vecteur de tension [23BM].

Le choix de vecteur $\bar{V}_s$ dépend de :

- La position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (α, β) ;
- La variation souhaitée pour le module de $\bar{\phi}_s$;
- La variation souhaitée pour le couple ;
- Sens de rotation de $\bar{\phi}_s$.

Lorsque le vecteur du flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivantes :

- Si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et T_{em} croît ;
- Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et T_{em} croît ;
- Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et T_{em} décroît ;
- Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et T_{em} décroît ;
- Si $\bar{V}_0$ et $\bar{V}_7$ sont sélectionnées on aura une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.

III.7 Estimation du flux et du couple

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator du MAS. Les équations des tensions statoriques sont s'écrivent comme suite [14MB] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

L'estimation des deux composantes du flux statorique est obtenue à partir les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.7)$$

Dans sa forme discrétisée, cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_{ech} , peut être exprimé comme suite :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(K) = \hat{\phi}_{s\alpha}(K-1) + [V_{s\alpha}(K-1) - R_s i_{s\alpha}(K-1)]T_{ech} \\ \hat{\phi}_{s\beta}(K) = \hat{\phi}_{s\beta}(K-1) + [V_{s\beta}(K-1) - R_s i_{s\beta}(K-1)]T_{ech} \end{cases} \quad (III.8)$$

Le module du flux et sa phase θ_s sont obtenus à l'aide des équations du système suivant :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (III.9)$$

Une fois les deux composantes du flux déterminées, la valeur de couple on peut être déterminé directement à l'aide de l'expression suivante :

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2}p(\hat{\phi}_{s\alpha}i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (III.10)$$

III.8 Correction du flux et du couple

La correction du flux et du couple constitue un élément essentiel du contrôle direct, nous abordons ci-après les méthodes spécifiques à chacune de ces deux paramètres :

III.8.1 Correction de flux statorique

Ce type de contrôleur permet de réguler efficacement l'extrémité du vecteur flux en le confiant dans une couronne circulaire, comme l'illustre la figure (III.4). La sortie du comparateur est présentée par un variable booléenne (K_ϕ), qui indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\phi = 1$) ou réduite ($K_\phi = 0$), afin de respecter la condition suivante [20BK] :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (III.11)$$

Où :

ϕ_{sref} : représente le flux de référence ;

$\Delta\phi_s$: désigne la bande d'hystérésis de comparateur.

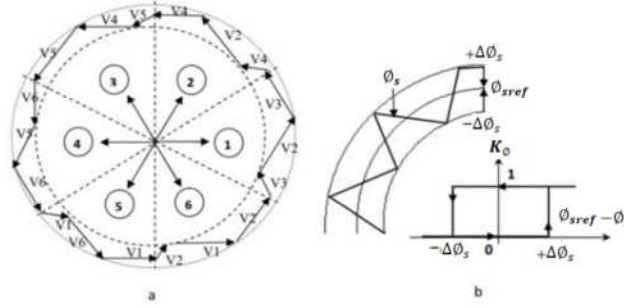


Figure III.5 : Comparateur du flux à hystérésis [20BK].

L'évolution de comparateur peut être exprimée comme suite :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi \text{ alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} > 0 \text{ alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} < 0 \text{ alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi \text{ alors } K_\phi = 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

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

En introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_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) ; cette approche permet ainsi d'obtenir une excellence performance dynamique du flux.

III.8.2 comparateur du couple électromagnétique

L'erreur de couple, noter ε_{C_e} , est définie comme l'écart entre le couple de référence et sa valeur estimée.

$$\varepsilon_{T_{em}} = |T_{emref} - T_{em}| \quad (\text{III.13})$$

Le rôle de comparateur de couple est de maintenir le couple dans des limites admissibles définies comme suit :

$$\varepsilon_{T_{em}} = |T_{emref} - T_{em}| < \Delta T_{em} \quad (\text{III.14})$$

Où :

T_{emref} : présente le couple de référence ;

ΔT_{em} : correspond à la bande d'hystérésis de comparateur.

Contrairement au contrôle du flux, le couple électromagnétique peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Pour assurer cette régulation, deux approches peuvent être adoptées :

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux ;
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

A. Comparateur à deux niveaux

Ce comparateur se distingue par sa simplicité d'application. Puisque il assure uniquement le contrôle du couple dans un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour influencer l'évolution du vecteur du flux ϕ_s .

En conséquent, la réduction du couple ne peut être réalisée que par l'application de vecteurs nuls. Ce type de comparateur présente une limitation majeure : Il ne permet pas d'inverser le sens de rotation du flux ϕ_s .

B. Comparateur à trois niveaux

Ce comparateur permet de gérer la rotation de moteur dans les deux directions, en assurant un contrôle aussi bien pour un couple positif que négatif. La sortie de comparateur est définie la variable booléenne $K_{T_{em}}$. Comme l'illustre la figure (III.6), cette variable permet de déterminer l'évolution du couple :

- Si ($K_{T_{em}} = 1$), l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue lorsque la consigne est positive ;
- Si ($K_{T_{em}} = -1$), le couple doit être réduit en cas de consigne négative ;
- Si ($K_{T_{em}} = 0$), le couple reste inchangé.

Pour diminuer la valeur du couple, on applique les valeurs V_{i-1} ou V_{i-2} ce qui induit une réduction progressive du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔT_{em} entre le couple électromagnétique de référence T_{emref} et celui estimée $\hat{T}_{em}$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère une reponse adaptée :

- $K_{T_{em}} = 1$, pour augmenter le couple ;
- $K_{T_{em}} = -1$, pour le réduire ;

- $K_{T_{em}} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande $\varepsilon_{T_{em}}$ autour de sa référence.

L'augmentation du nombre de niveaux dans ce système vis à réduire la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, en raison de fait que la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

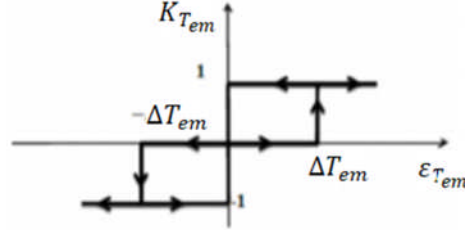


Figure III.6 : Comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux [20BK].

En peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta T_{em} > \varepsilon_{T_{em}} \text{ alors } K_{T_{em}} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta T_{em} \leq \varepsilon_{T_{em}} \text{ et } \frac{\Delta T_{em}}{\Delta t} > 0 \text{ alors } K_{T_{em}} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta T_{em} \leq \varepsilon_{T_{em}} \text{ et } \frac{\Delta T_{em}}{\Delta t} < 0 \text{ alors } K_{T_{em}} = 1 \\ \text{si } \Delta T_{em} < -\varepsilon_{T_{em}} \text{ alors } K_{T_{em}} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{T_{em}} \leq \Delta T_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{\Delta T_{em}}{\Delta t} > 0 \text{ alors } K_{T_{em}} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{T_{em}} \leq \Delta T_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{\Delta T_{em}}{\Delta t} < 0 \text{ alors } K_{T_{em}} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

III.9 Elaboration des tables de commutation

La table de commutation est construite en fonction du comportement du système, déterminée par les variables $K_{T_{em}}$ et K_{ϕ} ainsi que par le secteur du flux statorique.

Les effets de différentes tensions appliquées sur le flux et le couple dépendent du secteur où se trouve le vecteur flux statorique. Le tableau suivant illustre l'évolution de ses deux grandeurs en fonction des quatre vecteurs de tension V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2} , appliquées dans le secteur S_i de la machine asynchrone :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
ϕ_s	↑	↓	↑	↓
T_{em}	↑	↑	↓	↓

Table III.1 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions [20BK].

Pour construire la table de commutation, nous devons identifier quel vecteur de tension appliquée en fonction des trois paramètres suivants :

- $K_{\phi} = 1 \rightarrow$ on peut augmenter le flux statorique ;
- $K_{T_{em}} = 1 \rightarrow$ on peut augmenter le couple électromagnétique ;
- $N_i = 1 \rightarrow$ le vecteur de flux se trouve dans le secteur 1.

Les six tensions actives disponibles jouent un rôle clé dans la régulation du flux et du couple. Comme illustré dans la figure (III.4), les tensions V_1 , V_2 et V_6 contribuant principalement à l'augmentation de l'amplitude du flux, tandis que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, ce qui entraîne une augmentation de l'angle θ et, par conséquent, du couple.

Lorsqu'on considère la position du vecteur flux dans le secteur 1, il apparaît que seule la tension V_2 est en mesure d'accroître simultanément l'amplitude du flux et du couple.

Afin de minimiser la fréquence de commutation, une séquence de tension nulle est appliquée dès que $K_{T_{em}} = 0$, c'est-à-dire lorsque le couple se situe à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est effectuée dans cet objectif précis.

Par ailleurs, on observe qu'un passage d'un secteur au suivant s'effectue par une permutation circulaire des indices des tensions.

En s'appuyant sur ces principes, il est possible d'établir le tableau de commutation proposé par Takahashi [20BK].

	N	1	2	3	4	5	6
$k_{\phi} = 1$	$K_{T_{em}} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$K_{T_{em}} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$K_{T_{em}} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$k_{\phi} = 0$	$K_{T_{em}} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_{T_{em}} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$K_{T_{em}} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table III.2 : Table de commutation défini par Takahashi [20BK].

III.10 Réglage de la vitesse

La régulation de la vitesse est nécessaire essentielle dans l'industrie afin de composer les variations indésirables de la charge. Pour assurer cette régulation en boucle fermée, on utilise un comparateur de type PI (proportionnel-intégral), qui combine l'action proportionnelle et intégrale dans le but d'améliorer à la fois le régime transitoire et le régime permanent de la réponse de vitesse.

L'équation temporelle de ce comparateur s'exprime comme suite [17RY] :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{III.16})$$

Où :

$U(t)$: représente la commande générée ;

$e(t)$: l'erreur à l'instant « t » ;

K_p, K_i : sont les gains de comparateur.

La fonction de transfert est associée et donnée par :

$$C(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{III.17})$$

Où S est l'opérateur de Laplace.

III.11 DTC associée à un onduleur multicellulaire à quatre niveaux

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, basé sur deux niveaux de tension, les erreurs du couple et du flux sont utilisées directement pour sélectionner l'état de commutation, sans distinction entre une erreur importante et une erreur relativement faible. Ainsi, le même état de commutation est appliqué, qu'il s'agisse d'une grande erreur au démarrage ou d'une variation des consignes du couple et du flux en régime établi. Cette approche limite les performances du système, car elle peut engendrer une réponse médiocre [25MD].

Une amélioration significative peut être obtenue en sélectionnant le vecteur de tension en fonction non seulement de l'erreur du couple et du flux, mais aussi de la position du flux dans son espace d'évolution [25MD].

L'utilisation d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N) permet de générer 64 vecteurs de tension, offrant ainsi une meilleure finesse de commande. Cette technologie améliore considérablement les performances du système et répond aux exigences d'un fonctionnement plus précis [25MD].

III.12 DTC appliquée à un MAS alimenté par un OM4N

Pour assurer un contrôle direct optimal du flux statorique et du couple électromagnétique d'un MAS alimenté par un OM4N, il est essentiel d'élaborer une table de commutation exploitant pleinement les capacités de l'onduleur.

En nous appuyant sur les développements précédents de ce chapitre, nous considérerons certains principes comme acquis [14MB]. De plus, les aspects redondants avec l'étude du contrôle appliqué à un MAS alimenté par un OM4N ne seront pas repris si les conditions restent inchangées. Ainsi, nous nous focaliserons uniquement sur les avantages apportées par l'utilisation d'un OM4N [20BK]. Nous présenterons par la suite la table de commutation la plus adaptée à cette configuration.

III.12.1 comparateur du couple à sept niveaux

Un comparateur à hystérésis à sept niveaux (-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3) permet de réguler le couple de le MAS dans les deux sens de rotation. Il génère soit un couple positif, soit un couple négatif à fonction de l'écart entre le couple de référence et le couple estimé.

Ce comparateur joue un rôle essentiel dans la DTC, en adaptant dynamiquement l'état de commutation de l'onduleur pour maintenir le couple dans une plage définie. La figure suivante illustre son principe de fonctionnement [14MB] :

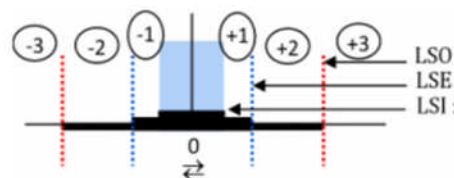


Figure III.7 : Comparateur du couple à hystérésis à sept niveaux [14MB].

Tels que :

LSO : Limite Supérieur Ordinaire de la bande d'hystérésis ;

LSE : Limite Supérieur exceptionnelle ;

LSI : Limite Supérieur Intérieur.

III.12.2 construction de la commutation

Le tableau précédent illustre la séquence de commutation associée à chaque position du vecteur de flux. Toutefois, l'espace vectoriel de tension généré l'OM4N ne présente pas une symétrie parfaite par rapport aux secteurs conventionnels, ce qui rend la sélection d'un vecteur de tension approprié plus complexe.

Par exemple, dans le deuxième secteur, le vecteur de tension choisi pour assurer un changement de flux nul n'est pas nécessairement unique ; plusieurs autres vecteurs peuvent être envisagés pour accomplir le même objectif [20BK].

La table suivante a été élaborée afin d'optimiser la DTC et d'assurer un contrôle efficace du moteur, indépendamment de son régime de vitesse. Contrairement à de nombreuses approches précédentes, cette méthode propose une gestion plus souple et adaptée à la structure spécifique de l'OM4N [14MB].

$\Delta\phi$	ΔT_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

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

III.13 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude théorique de la DTC appliquée au MAS. Nous avons d'abord présenté le principe fondamental ayant conduit monsieur *Takahashi* à développer cette méthode de commande. Ensuite, nous avons présenté une stratégie d'implémentation reposant sur l'utilisation d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N), en lieu de l'onduleur classique à deux niveaux.

Dans la littérature, plusieurs variantes de tables de commutation ont été proposées pour un tel onduleur. Dans le cadre de cette étude, nous avons retenu celle suggérée par [14MB], en raison de ses performances supérieures, quel que soit le régime de fonctionnement du MAS.

CHAPITRE IV | Commande par DTC à sélecteur neuronal

IV.1 Introduction

Les réseaux de neurones formels sont des systèmes de traitement de l'information dont l'architecture est inspirée de celle du système nerveux biologique. Ils trouvent principalement deux grands domaines d'application : d'une part la modélisation biologique, qui ne sera pas abordée ici, et d'autre part la conception de systèmes capables d'exécuter des tâches pour lesquelles les méthodes classiques et les ordinateurs traditionnels sont moins performants que les organismes vivants, notamment les tâches perceptives et motrices [92CT]. Ainsi, l'utilisation des réseaux de neurones formels dans la reconnaissance de formes et la classification a occupé une place importante dans les applications industrielles. Dans le domaine du traitement du signal et de l'automatique, les années 1990 ont été marquées par des avancées notables, aussi bien sur le plan théorique que sur le plan des applications industrielles, ce qui confirme la maturité de ces outils. Dans ce chapitre, nous présentons les principes fondamentaux des réseaux de neurones artificiels ainsi que leur utilisation comme classificateur pour la sélection des états de commutation d'un onduleur de tension à quatre niveaux, en remplaçant ainsi la table de sélection de la DTC conventionnelle [92CT]-[02AM].

IV.2 Les réseaux neuronaux

Les réseaux de neurones (RN) formels représentent des systèmes de traitement de l'information dont l'organisation s'inspire du fonctionnement du système nerveux biologique. Leurs domaines d'application concernent principalement, d'une part, la modélisation biologique et, d'autre part, la conception de systèmes capables d'exécuter des tâches pour lesquelles les méthodes classiques et les ordinateurs conventionnels sont moins performants que les êtres vivants, notamment les tâches perceptives et motrices [92CT et 96IR].

Ainsi, les réseaux de neurones artificiels ont trouvé une place importante dans les applications industrielles liées à la reconnaissance de formes et à la classification. Dans le domaine du traitement du signal et de l'automatique, les années 1990 ont connu des progrès considérables aussi bien sur le plan théorique que dans les applications industrielles, ce qui témoigne du développement et de la maturité de ces techniques. Dans cette partie, nous présentons les notions fondamentales des réseaux de neurones artificiels ainsi que leur utilisation comme classificateurs pour déterminer les états de commutation des interrupteurs d'un onduleur de tension à deux niveaux, en remplacement de la table de sélection utilisée dans la DTC conventionnelle [92CT et 04BM].

IV.2.1 Neurone formel

Le neurone formel, appelé également neurone artificiel, est un élément de calcul simple, simulé par ordinateur ou implémenté sous forme de circuit intégré, qui reproduit de manière simplifiée le comportement d'un neurone biologique. Le premier modèle de neurone artificiel a été proposé en 1943 par *W. McCulloch* et *W. Pitts*. Ces chercheurs ont supposé que l'influx nerveux résulte d'un traitement élémentaire réalisé par chaque neurone, tandis que l'intelligence globale provient de l'interconnexion de plusieurs neurones au sein d'un réseau [92CT, 96IR et 99LB].

Ce modèle correspond à un automate binaire effectuant une somme pondérée des signaux d'entrée, appelée potentiel, puis comparant cette valeur à un seuil généralement nul. Lorsque le potentiel dépasse ce seuil, la sortie prend la valeur (+1) et le neurone devient actif ; dans le cas contraire, la sortie prend la valeur (-1), indiquant un état inactif.

Par la suite, d'autres modèles de neurones ont été développés afin de mieux répondre aux besoins du traitement du signal et des problèmes de classification. Dans ces modèles, la sortie n'est plus définie uniquement par le signe du potentiel, mais par une fonction non linéaire dérivable de celui-ci, telle que la tangente hyperbolique. Cette fonction est appelée fonction d'activation du neurone (voir figure IV.1). D'autres fonctions d'activation peuvent également être utilisées, comme les fonctions gaussiennes ou les fonctions basées sur les ondelettes.

Les signaux appliqués à l'entrée du neurone sont notés (x_i) avec ($i = 1, \dots, n$). Les coefficients reliant les entrées aux neurones, notés (C_{ij}), sont appelés poids synaptiques ou simplement poids.

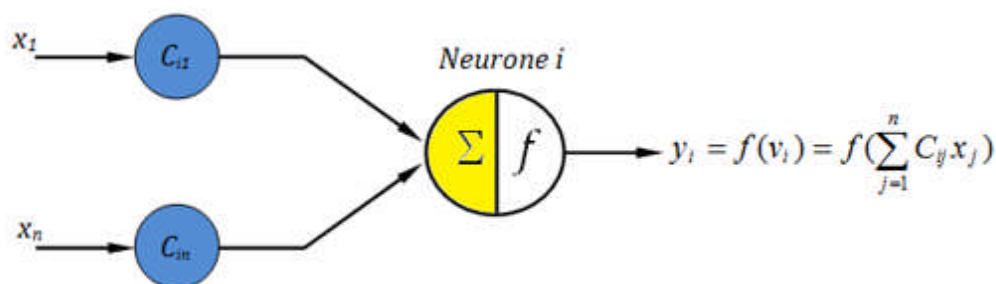


Figure IV.1 : Schéma d'un neurone formel ou artificiel [92CT]

Où (x) représente l'état d'activation du neurone, appelé également activité du neurone, tandis que (f) désigne la fonction d'activation associée.

En se basant sur le modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement

croissantes et limitées. Parmi les fonctions les plus utilisées, on retrouve la fonction signe, la fonction linéaire saturée ainsi que la fonction sigmoïde.

Les réseaux de neurones sont composés d'un ensemble de neurones élémentaires interconnectés par des poids synaptiques jouant un rôle similaire à celui des synapses biologiques. L'information est essentiellement contenue dans les valeurs de ces poids, alors que la structure du réseau assure principalement le traitement et la transmission de cette information vers la sortie.

Le réseau de neurones appartient à la catégorie des réseaux adaptatifs non linéaires. Cela signifie que les neurones peuvent modifier leurs connexions au cours d'un processus fondamental appelé apprentissage. Pour une tâche donnée, l'apprentissage consiste donc à ajuster les différents poids synaptiques (C_{ij}) afin d'améliorer les performances du réseau [96IR et 99LB].

IV.2.2 Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiels (RNA) est un système composé de plusieurs neurones interconnectés, capable de recevoir et de traiter des informations provenant de l'environnement. On distingue principalement deux grandes familles de réseaux de neurones :

- **Les réseaux non bouclés** : dans cette catégorie, l'information circule uniquement des entrées vers les sorties sans rétroaction (voir figure IV.2). Ces réseaux correspondent à des systèmes statiques principalement utilisés pour les tâches de classification et de modélisation statique des processus. L'opérateur réalisé par ce type de réseau, reliant les entrées aux sorties, est alors représenté par une fonction algébrique.

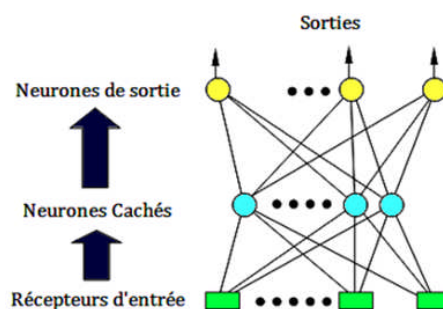


Figure IV.2 : Exemple de réseau de neurones non bouclé [92CT]

- **Les réseaux bouclés** : dans ce type de réseaux, le graphe de connexions comporte des boucles ou des cycles (voir figure IV.3). Ces réseaux représentent des systèmes dynamiques utilisés notamment dans le filtrage non linéaire, ainsi que dans la modélisation et la commande des processus. L'opérateur associé à un réseau bouclé est généralement décrit

par un ensemble d'équations aux différences couplées.

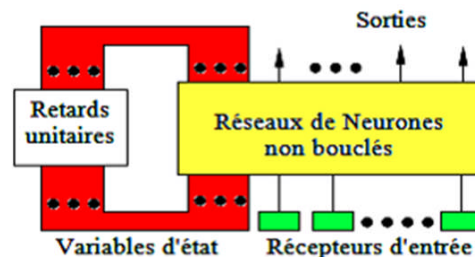


Figure IV.3 : Exemple de réseau de neurones bouclé [92CT]

L'opérateur non linéaire réalisé par un réseau neuronal, qu'il soit bouclé ou non, dépend essentiellement des valeurs des coefficients de pondération (C_{ij}), correspondant aux connexions entre les neurones (j) et (i). Afin qu'un réseau puisse accomplir une tâche déterminée, il est nécessaire d'ajuster convenablement ces coefficients.

Une tâche est généralement définie à partir d'un ensemble d'exemples, constitués de couples associant les valeurs d'entrée aux sorties désirées correspondantes. Par exemple, dans les problèmes de classification, on utilise le couple (forme, classe), tandis qu'en modélisation on considère le couple (commande, sortie mesurée du processus). L'ensemble de ces exemples constitue la base d'apprentissage du réseau.

Le processus permettant d'ajuster les coefficients afin que les sorties du réseau se rapprochent le plus possible des sorties souhaitées est appelé apprentissage. Les algorithmes d'apprentissage reposent généralement sur la minimisation d'une fonction de coût quadratique représentant l'erreur entre les sorties calculées par le réseau et les sorties désirées.

Les réseaux de neurones possèdent également la propriété d'approximation universelle, selon laquelle toute fonction continue et bornée peut être approchée avec précision par un réseau neuronal de taille finie. Grâce à cette propriété, un système statique peut être représenté par un réseau non bouclé approprié, tandis qu'un système dynamique peut être modélisé par un réseau bouclé. Cette capacité, associée à l'existence d'algorithmes d'apprentissage performants, explique l'intérêt considérable des réseaux neuronaux dans le domaine de l'automatique [96IR et 09PV].

IV.3 Apprentissage d'un réseau neuronal artificiel

L'une des principales difficultés liées à l'utilisation des réseaux neuronaux artificiels concerne le choix de leur architecture. En effet, il n'existe pas de règle universelle permettant de déterminer avec précision le nombre de neurones à utiliser dans les couches intermédiaires. Ce choix dépend essentiellement de l'application considérée et reste

souvent basé sur des essais expérimentaux validés par les résultats obtenus.

Après la définition de la structure du réseau, une phase d'apprentissage est nécessaire. Cette étape consiste à ajuster les poids synaptiques reliant les neurones afin de satisfaire un critère d'optimisation donné [92CT et 96IR].

Au cours de cette phase, les poids des connexions sont modifiés progressivement. Le réseau est soumis à plusieurs essais successifs durant lesquels les paramètres sont corrigés jusqu'à l'obtention d'une réponse suffisamment proche de la réponse souhaitée. Une fois les performances désirées atteintes, les poids sont fixés et le réseau peut alors être exploité.

Certains réseaux neuronaux fonctionnent selon un principe d'apprentissage continu, où le processus d'adaptation ne s'arrête jamais complètement. Malgré cela, on distingue toujours une phase d'apprentissage et une phase d'utilisation. Cette approche permet au réseau de conserver des performances satisfaisantes même lorsque les données d'entrée évoluent avec le temps.

Les méthodes d'apprentissage peuvent être classées en deux catégories principales : l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé [92CT et 96IR].

IV.3.1 Apprentissage supervisé

Dans l'apprentissage supervisé, un superviseur fournit au réseau un ensemble de couples composés des entrées et des sorties désirées, appelés échantillons d'apprentissage. Les poids synaptiques sont alors ajustés de manière à réduire l'écart entre la sortie produite par le réseau et la sortie attendue.

Cette opération est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait ou qu'un nombre maximal d'itérations soit atteint. À la fin de l'apprentissage, les poids synaptiques prennent des valeurs optimales permettant au réseau de mémoriser les configurations étudiées et d'être utilisé de manière opérationnelle.

Durant la phase d'exploitation, les performances du réseau sont vérifiées à l'aide d'un ensemble d'exemples appelé ensemble de test, différent de celui utilisé pendant l'apprentissage [92CT, 96IR et 99LB].

IV.3.2 Apprentissage non supervisé

Dans ce mode d'apprentissage, la connaissance préalable des sorties désirées n'est pas nécessaire. La procédure repose uniquement sur les données d'entrée fournies au réseau.

L'objectif principal consiste généralement à répartir l'espace des entrées en plusieurs classes correspondant à différentes régions de décision. Le réseau organise alors

automatiquement les données qui lui sont présentées afin d'optimiser un critère donné. Cette capacité est connue sous le nom d'auto-organisation.

IV.3.3 Apprentissage par rétropropagation

L'apprentissage supervisé consiste à ajuster les paramètres du réseau afin que ses sorties soient les plus proches possibles des sorties désirées pour un ensemble d'exemples d'entraînement. Grâce à cela, le réseau devient capable de reconnaître des situations nouvelles ne figurant pas nécessairement dans la base d'apprentissage.

La mise en œuvre de cette reconnaissance nécessite principalement deux étapes :

1. Définition de l'architecture du réseau neuronal
2. Sélection de l'algorithme d'apprentissage adapté.

La première étape consiste à déterminer les paramètres ajustables, la répartition des neurones dans les différentes couches ainsi que les relations mathématiques reliant les entrées aux sorties. La seconde étape définit la méthode utilisée pour adapter ces paramètres.

Parmi les méthodes les plus répandues, la rétropropagation constitue aujourd'hui l'algorithme le plus utilisé pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux. Cette méthode repose sur le calcul des dérivées et peut être appliquée à différentes structures de fonctions dérivables. Elle est particulièrement adaptée aux réseaux multicouches, également appelés perceptrons multicouches [99LB et 04BM].

IV.4 Application des réseaux de neurones artificiels à la DTC

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) offrent de nombreuses possibilités d'application dans le domaine de la commande des machines électriques afin d'améliorer leurs performances et leur robustesse. Parmi ces applications, la classification neuronale occupe une place importante. Plusieurs travaux de recherche ont démontré son aptitude à reproduire avec une grande précision le comportement des systèmes étudiés et à remplacer efficacement certaines fonctions de commande conventionnelles. Dans ce contexte, on va concevoir un sélecteur neuronal qui remplacera la table de commutation conventionnelle de la DTC.

IV.4.1 Création du sélecteur neuronal CST

Étape 1 : Préparation de la base de données

Dans cette étape, les matrices d'entrée (**Ent**) et de sortie (**Sor**) sont définies dans un fichier script Matlab. **Ent** représente contient les valeurs de secteur de flux magnétique et

les écarts de flux et de couple, tandis que **Sor** contient les états des interrupteurs correspondant. La figure représente les premières lignes du fichier **Ent** et la figure représente la sortie correspondante.

```
clear all, clc,
% vecteurs d'apprentissage : Table de vérité d'un OM4N,
Ent=[1 3 1;1 3 2;1 3 3;1 3 4;1 3 5;1 3 6;1 3 7;1 3 8;1 3 9;
     1 2 1;1 2 2;1 2 3;1 2 4;1 2 5;1 2 6;1 2 7;1 2 8;1 2 9;
     1 1 1;1 1 2;1 1 3;1 1 4;1 1 5;1 1 6;1 1 7;1 1 8;1 1 9;
```

Figure IV.4 : Partie de la matrice d'entrée d'apprentissage.

```
Sor=[3 3 0;1 3 0;0 3 1;0 3 3;0 1 3;1 0 3;3 0 3;3 0 1;3 1 0;
     3 2 0;2 3 0;0 3 0;0 3 2;0 2 3;0 0 3;2 0 3;3 0 2;3 0 0;
     3 1 0;3 3 0;1 3 0;0 3 1;0 3 3;0 1 3;1 0 3;3 0 3;3 0 1;
```

Figure IV.5 : Partie de la matrice cible d'apprentissage.

Étape 2 : Importation des données dans Neural Network Toolbox

Après le lancement de l'outil NNTOOL, on exécute le fichier de données afin d'emporter les deux matrices dans l'espace de travail de Matlab. L'image suivante représente cet environnement.

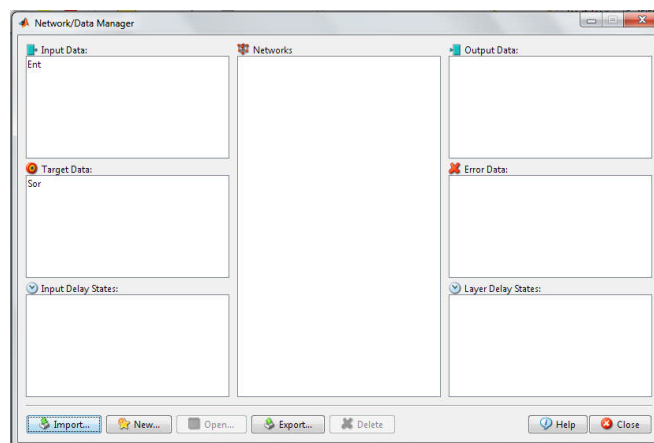


Figure IV.6 : Importation des données d'entrée et de sortie dans Neural Network Toolbox.

Étape 3 : Création du réseau GRNN

Parmi les méthodes préprogrammées on utilise *Generalized Regression* car elle est la plus adéquate à notre cas. On doit donner un nom au réseau conçu et fixer *Spread constant* à une valeur qui donne une bonne convergence.

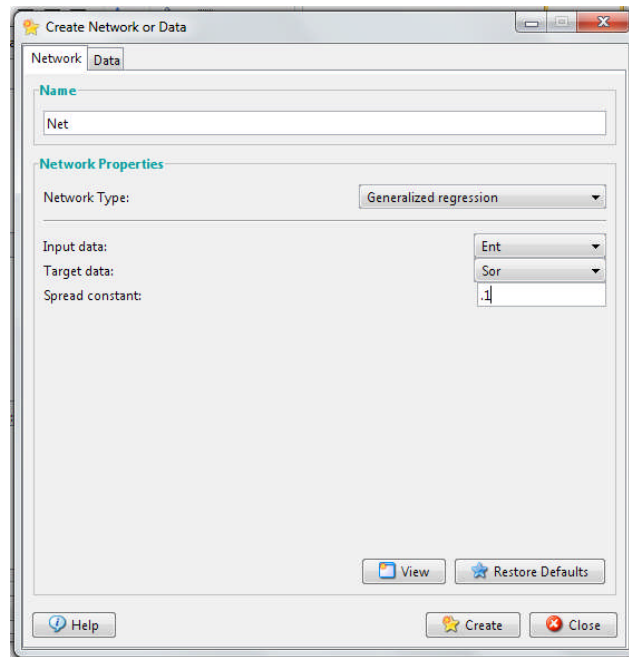


Figure IV.7 : Création du sélecteur neuronal.

Étape 4 : Validation du réseau neuronal

La matrice neuronale produite sera exportée à l'espace de travail de Matlab et comparée ensuite à la matrice cible qui est les états des interrupteurs de l'onduleur extraits de la table de commutation, afin de vérifier la capacité du réseau à reproduire le comportement de la table CST et valider ainsi la structure neuronale conçue.

Étape 5 : Exportation vers Simulink

Après validation, le réseau sera exporté et généré sous forme d'un bloc Simulink qui remplacera la table de commutation conventionnelle dans le bloc de simulation, en exécutant dans l'espace de travail de Matlab l'instruction *gensim(Net,-1)*.

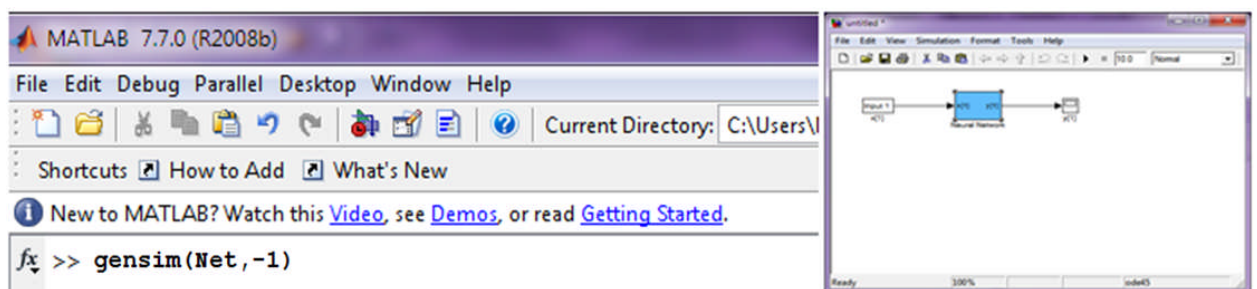


Figure IV.8 : Génération du réseau neuronal sous Simulink.

Contrairement aux réseaux de neurones multicouches nécessitant une phase d'apprentissage itérative, le réseau utilisé dans ce travail est généré directement à partir de la base de données (Ent, Sor). Chaque vecteur d'entrée possède sa sortie

correspondante, ce qui permet de construire le réseau sans procédure d'apprentissage conventionnelle.

IV.5 Les avantages et les inconvénients des réseaux de neurones

- **Les avantages des réseaux de neurones**

- ✓ Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe.
- ✓ L'apprentissage et la construction du modèle sont automatiques.
- ✓ Possibilité d'adaptation au bruit ou au manque de fiabilité des données.
- ✓ Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise.
- ✓ Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données.
- ✓ L'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables.

- **Les inconvénients des réseaux de neurones**

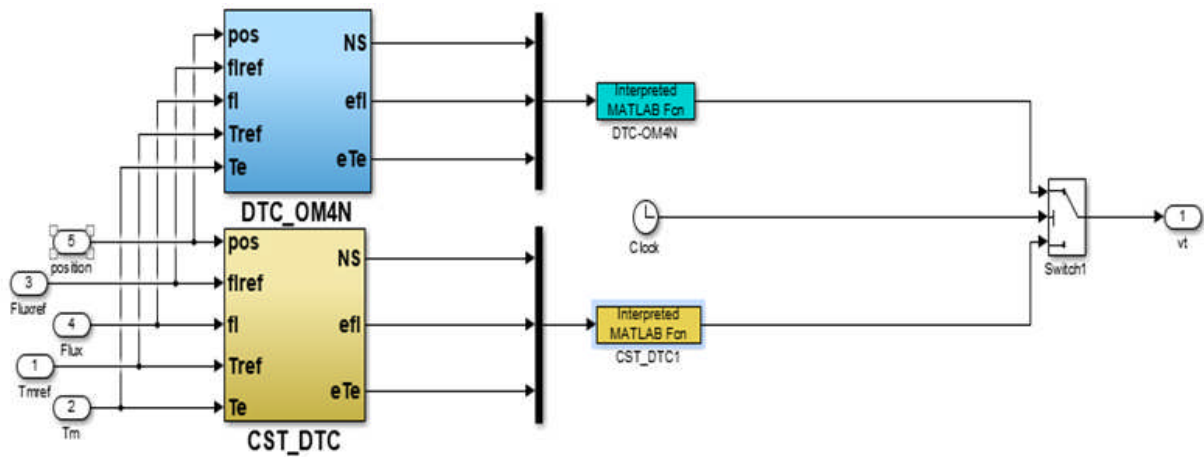
- ✓ Il n'existe pas de règle générale pour définir les meilleures topologies des réseaux (le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche).
- ✓ Le choix aléatoirement des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas exact d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence.
- ✓ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur.

IV.6 Résultats de simulation

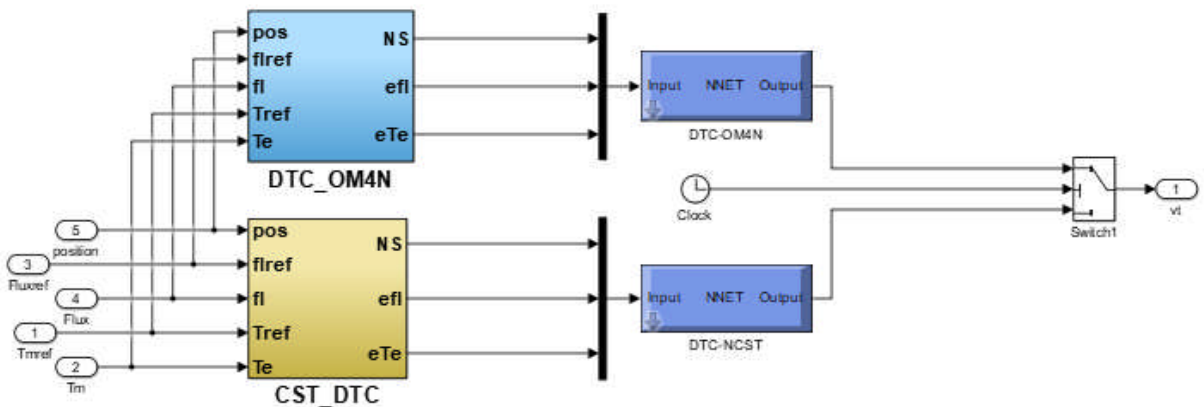
Dans cette étude nous avons utilisé un moteur à cage dont les paramètres sont donnés par la table IV.1 qui inclue aussi les paramètres de la simulation.

La figure IV.9 représente le bloc du sélecteur classique qui fait appel aux fichiers séparés qui contiennent les tables de commutation des deux onduleurs à deux niveaux et celui à quatre niveaux.

Paramètre	Valeur
Puissance (kW)	4
Pairs de pôles	2
Stator/Rotor résistances (Ω)	1.3/0.91
Stator/Rotor inductances (H)	0.191/0.18
Mutuel inductance (H)	0.18
Inertie (Kg.m^2)	9×10^{-3}
Coefficient de frottement (Pa.s)	3×10^{-2}
k_p/k_i (Gains du régulateur PI)	15.7/0.01
Flux magnétique de référence (H)	1.03
$\varepsilon T_e / \varepsilon \psi_s$ (Bandes d'Hystérésis)	$10^{-5}/0$ (CST-2N) $2/15 \times 10^{-4}$ (SCT-OM4N)
Pas d'échantillonnage (s)	10^{-5}

Table IV.1 : Table des paramètres du moteur et de simulation**Figure IV.9** : Schéma Simulink de commutation entre les stratégies DTC-CST et DTC-OM4N.

La figure IV.10 illustre l'intégration des blocs neuronaux conçus pour jouer le rôle du sélecteur de commutation.

**Figure IV.10** : Remplacement des sélecteurs par leurs équivalents neuronaux.

Pour valider notre sélecteur neuronal, nous avons adopté le scénario suivant : le moteur démarre sans charge jusqu'à l'instant $t=0.25$ s, puis on applique un couple de charge de 10 N.m jusqu'à l'instant $t=0.75$ s où on augmente la charge à 20 N.m. Du démarrage à $t=0.5$ s,

on applique une DTC avec onduleur à 2 niveaux et après $t=0.5$ s jusqu'à la fin de la simulation on sélectionne l'onduleur multicellulaire à 4 niveaux.

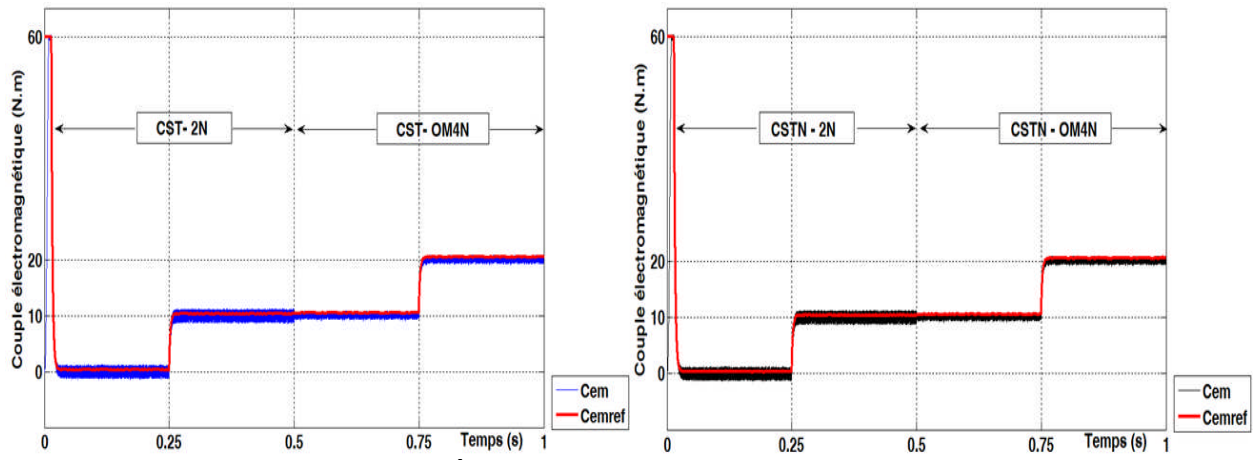


Figure IV.11: Évolution du couple électromagnétique du MAS.

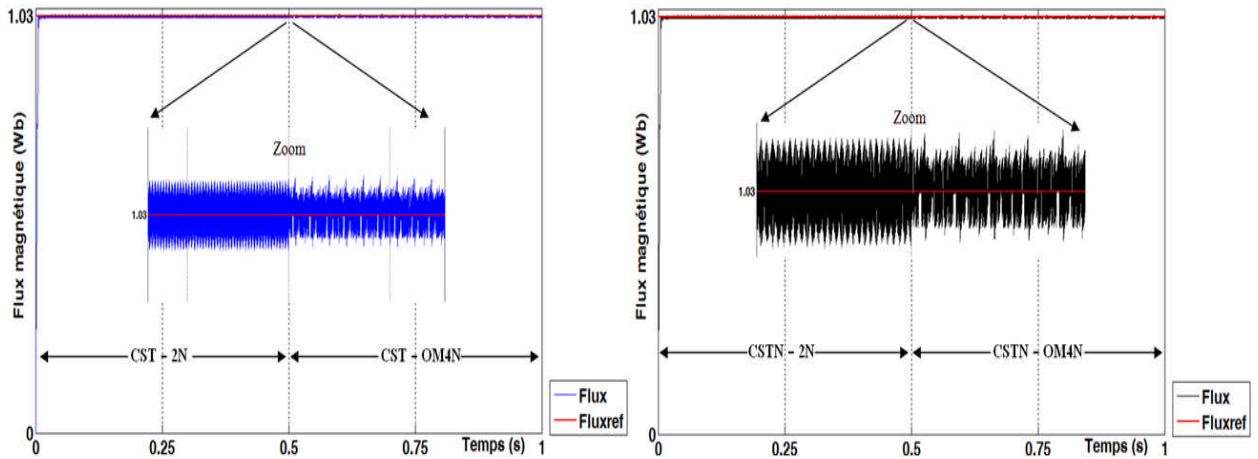


Figure IV.12 : Évolution du flux magnétique statorique du MAS.

D'après les résultats obtenus, les figures IV.11-IV.12 indiquent une bonne stabilité dynamique et magnétique. Le couple électromagnétique rejoint sa référence convenablement en éclaircissant la réduction notable des ondulations du couple au moment où l'onduleur OM4N est utilisé ainsi que l'évolution du flux magnétique qui est montré par la partie zoomée. L'introduction des sélecteurs neuronaux comme il est illustré par les courbes en noir (CSTN-2N et CSTN-OM4N) indique bien qu'ils remplacent d'une manière intacte les tables de commutation classiques.

D'une manière générale, les résultats obtenus montrent que la structure neuronale proposée assure des performances comparables à celles de la stratégie conventionnelle. Le réseau neuronal est capable de remplacer efficacement la table de commutation classique tout en garantissant la stabilité du système et la qualité du contrôle du flux. Pour les onduleurs multiniveaux la stratégie de créer les sélecteurs neuronaux, est la même

présentée dans ce mémoire, et à ceux qui veulent cette création qu'à suivre les étapes de la conception décrite précédemment.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'intégration d'un sélecteur neuronal dans la DTC d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur multiniveaux à quatre niveaux. L'objectif principal était de remplacer la table de commutation conventionnelle assez volumineuse par une structure neuronale capable de reproduire les états de commutation appropriés à partir des informations de commande disponibles.

Après avoir présenté les notions fondamentales des réseaux de neurones artificiels, un sélecteur neuronal a été élaboré à partir de la base de données issue de la table de commutation conventionnelle, puis intégré au bloc de Simulink. La validation du réseau a montré sa capacité à reproduire correctement le comportement de la table CST.

Les résultats de simulation obtenus ont mis en évidence que la stratégie DTC-NCST-OM4N assure des performances similaire à celles de la stratégie conventionnelle DTC-CST-OM4N. Les réponses du couple électromagnétique et du flux statorique présentent un bon suivi des consignes.

Ainsi, le sélecteur neuronal proposé constitue une alternative efficace à la table de commutation conventionnelle. Cette approche confirme l'intérêt des réseaux de neurones artificiels dans la commande des machines électriques et ouvre des perspectives intéressantes pour le développement de stratégies de commande intelligentes et performantes.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Ce mémoire a été consacré à l'étude et à l'application de la commande DTC à un moteur asynchrone triphasé à cage alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux.

Dans un premier temps, une modélisation du moteur asynchrone dans le repère statorique a été présentée afin de disposer d'un modèle adapté à la mise en œuvre de la commande DTC. Cette modélisation a permis d'analyser le comportement dynamique de l'ensemble moteur-convertisseur.

Par la suite, l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux a été étudié. Grâce à la diversité des vecteurs de tension disponibles, cette structure constitue une solution intéressante pour améliorer la qualité des formes d'onde et les performances globales de l'entraînement électrique.

L'étude de la commande DTC conventionnelle appliquée au moteur à cage alimenté par l'OM4N a permis d'évaluer les performances de cette stratégie ainsi que ses limites, notamment les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

Afin d'explorer une approche de commande intelligente, un sélecteur neuronal artificiel créé en utilisant l'outil *NNTOOL* sous *Matlab* a été conçue puis intégré au bloc de Simulink de la chaîne de la DTC en remplacement de la table de commutation conventionnelle.

Les résultats de simulation ont montré que la stratégie neuronale reproduit efficacement le comportement de la commande DTC conventionnelle. Les réponses obtenues en termes de vitesse, de couple électromagnétique et de flux statorique présentent des performances identiques.

Enfin, ce travail met en évidence l'intérêt de l'utilisation des réseaux de neurones artificiels dans la commande des machines électriques. Comme perspective, il serait intéressant d'étendre cette approche à d'autres techniques d'intelligence artificielle, telles que la logique floue, les réseaux de neurones profonds ou l'apprentissage par renforcement, ainsi que de valider expérimentalement les résultats obtenus sur une plateforme réelle.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [25MD] MERGHOUB Djihad, « DTC à table de commutation réduite d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux appliqués à un MAS », mémoire de master, UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT, 2025.
- [23BM] BEN MOULAI Safa et BEN LEHBIB Fella « Étude d'une commande directe d'un MSAP alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux », Mémoire de Master, Université Amar Telidji de Laghouat, 2023.
- [22JF] J. F. Gieras, *Electrical Machines: Fundamentals, Design and Applications*, 2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2022.
- [21AA] ABDELKRIM Abdellatif, « Etude et simulation d'un onduleur de tension pont en H multiniveaux en cascade », Mémoire de Master, Université Larbi Tebessi, Tebessa, Algérie, 2021.
- [20EM] El MOCTAR Mohamed Vall El Zayza & ABDELMOUMEN Chrif Abdelmoumen, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone à cage d'écureuil lors de l'ouverture d'une phase statorique », Mémoire de Master, Université de Blida, 2020.
- [20BKC] Bouchareb Khaled et Chelghoum Abdelmouiz « Étude, modélisation et simulation d'une Machine asynchrone », Mémoire de Master, Université KASDI Merbah Ouargla, 2020.
- [20BK] BELHAOUARI Khadra « Étude d'une DTC appliquée à un MAS alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux », Mémoire de Master, Université Amar Telidji de Laghouat, 2020.
- [20RH] RAHMOUNI Houssam Eddine et LAICHE Abderrahmane « Commande de La Machine Asynchrone », Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2020.
- [19GZ] GHORZI Zoulikha et MIMOUNI Amina « Stratégies de commande des onduleurs », Mémoire de Master, École Supérieure en Sciences Appliquées, Tlemcen, 2019.
- [18AA] ABDELLI Ahmed et ISSELLAL Abdelfetah Omar Abdelkodouss « Commande DTC d'une MAS à l'aide d'un onduleur cinq niveaux », Mémoire de Master, Université Saad Dahlab de Blida, 2018.
- [17RY] RIGHI youcef « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse », Mémoire de Master, Université d'Ouargla, Algérie, 2017.
- [16BH] Brighen Haroun et Halaimia Safouane « Étude et analyse de la commande des onduleurs multi-niveaux par MLI sinusoïdale », mémoire master, Université Larbi Tebessi, Tébesa, 2016.
- [15HB] Hadja Boukhalifa et Radja Sid, "Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone", Mémoire de Master, Université d'Ouargla, Algérie, 2015.
- [14EH] EDUARD Hernando Solano Saenz, « Étude des convertisseurs multicellulaires série parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive », Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2014.
- [14MM] MESSAI Med Ibrahim et REDOUANI Med Mokhtar « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone », Mémoire de Master, Université d'EL-Oued, 2014.
- [14MB] MOKHTARI Bachir « DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la

- Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat en Sciences, Université Hadj Lakhdar de Batna, 2014.
- [12NF]** NAIMI Fatiha et MOULOUDJI Nacera « Commande non Linéaire de la Machine Asynchrone », Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2012.
- [09RS]** REZGUI Salah Eddine « Commande de Machine Électrique en Environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant », Mémoire de Magister, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [09BA]** BOUKAROURA Abdelkader « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bon-graph », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2009.
- [09PV]** P. Veena, R. Jeyabharath, M. Rajaram and S.N. Sivanandam, "*Genetic Neuro Controller Based Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor Drive*", In proceedings of the International Conference on Man-Machine Systems (ICoMMS), pp. 2B5_1-2B5_6, Malaysia, 11-13 October, 2009.
- [07AK]** AKKOUCHI Kamel « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », mémoire magister, Université d'Annaba, 2007.
- [04BM]** B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à Deux et à Trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [02BK]** B. K. Bose, « *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River », NJ, USA: Prentice Hall, 2002.
- [02AM]** A. Messaoudi, "Modélisation et Commande d'un Actionneur synchrone", *Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002*.
- [99LB]** L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [96IR]** I. Rivals, "*Les Réseaux de Neurones Formels pour le Pilotage de Robots Mobiles*", FLUX, Revue de l'Association Amicale les Ingénieurs SUPÉLEC : La robotique mobile ; la fonction achats-logistique, No. 178, septembre-octobre 1996.
- [95NM]** N. Mohan, « *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* », JOHN WILEY & SONS, INC, 2nd Edition, 1995
- [92CT]** C. Touzet, "les Réseaux de Neurones Artificiels", *Juillet 1992*
- [90PV]** P. Vas, « *Vector Control of AC Machines* ». Oxford, UK: Oxford University Press, 1990.