

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



كلية التكنولوجيا
FACULTE DE TECHNOLOGIE
قسم الإلكترونيات
Département d'électrotechnique

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électrotechnique
Spécialité : Commandes Électriques

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

Présenté par : MERGHOUB Djihad

Thème

الموضوع

DTC à table de commutation réduite d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux appliquée à un MAS

Devant le jury composé de :

Nom et prénom	Grade	Qualité
AMEUR Aissa	Pr	Président
BENDJEDIA Bachir	MCA	Examineur
MOKHTARI Bachir	Pr	Encadreur
BIRAME M'hamed	MCA	Co-encadreur

Année Universitaire 2024/2025

تهدف هذه الدراسة إلى تقديم استراتيجية جديدة لتقليل التموجات في عزم دوران المحرك وتدفعه المغناطيسي عند تطبيق نظام التحكم المباشر في العزم و الدفع المغناطيسي دي تي سي . وتعتمد هذه الاستراتيجية على استخدام موج متعدد الخلايا بأربعة مستويات بدلاً من المموج التقليدي ذي المستويين، واستخدام جدول تبديل مخفض لتقليل الجدول الأعلى المعتاد للموجات متعددة المستويات. تنقسم مذكرة الماستر هذه إلى أربعة فصول كما يلي:

- **الفصل الأول :** يقدم تعريفاً و نمذجة للمحرك بكتابة مختلف معادلاته الكهرومغناطيسية و الميكانيكية في معلم مرتبط بالجزء الساكن للمحرك مما يلائم التحكم المباشر في العزم و الدفع المغناطيسي.
 - **الفصل الثاني :** قدمنا فيه موج الجهد متعدد الخلايا بأربع مستويات المستعمل في دراستنا.
 - **الفصل الثالث :** قمنا بشرح تقنية التحكم المباشر في العزم و الدفع المغناطيسي الأصلية التي صاغها الباحث **تakahashi**.
 - **الفصل الرابع :** قمنا بشرح تقنية تحكم جديدة باستخدام جدول تبديل مخفض و أظهرنا نتائج المحاكاة و أعطيناها قراءة تفسيرية مما يثبت هدف الدراسة.
- الكلمات المفاتيح:** محرك غير متزامن ثلاثي الطور، موج جهد متعدد الخلايا بأربع مستويات، التحكم المباشر في العزم و الدفع المغناطيسي، جدول تبديل مخفض.

Abstract

The aim of this study is to present a novel strategy to reduce the ripples encountered in torque and magnet flux of the motor when a DTC control is applied. This strategy is to use in the same time a four levels multicellular inverter in the place of the conventional two levels inverter and to use a reduced switching table witch reduce the habitual higher table of the multilevel inverters. This master thesis is divided into four chapters as follows:

- **The first chapter:** represents the definition and the modeling of the motor by writing its various electromagnetic and mechanical equations in a reference linked to the stator of the motor, which is adapted to the direct control of the torque and the magnetic flux.
- **The second chapter:** we presented the multicellular voltage inverter with four levels used in this study.
- **Chapter Three:** we explained the original direct magnetic flux and torque control technique formulated by researcher *Takahashi*.
- **Last chapter:** We explained a new approach to DTC control using a reduced switching table associated with the multi-cell inverter and at the end; interpreted simulation results were presented to confirm the objective of this study.

Keywords: Induction motor, Four-level multi-cell inverter, DTC, RST.

Résumé

L'objectif de cette étude est de présenter une nouvelle stratégie visant à réduire les ondulations de couple et de flux magnétique du moteur lors de l'application d'une commande DTC. Cette stratégie consiste à utiliser simultanément un onduleur multicellulaire à quatre niveaux au lieu de l'onduleur conventionnel à deux niveaux et à utiliser une table de commutation réduite, réduisant ainsi la table supérieure habituelle des onduleurs multiniveaux. Ce mémoire de master est divisé en quatre chapitres comme suit:

- **Le premier chapitre :** représente la définition et la modélisation du moteur en inscrivant ses différentes équations électromagnétiques et mécaniques dans un repère lié au stator ce qui est adéquat à la commande par DTC.
- **Le deuxième chapitre :** Nous avons présenté l'onduleur de tension multicellulaire à quatre niveaux utilisés dans cette étude.
- **Chapitre trois :** Nous avons expliqué la technique de commande DTC d'origine formulée par le chercheur *Takahashi*.
- **Dernier Chapitre :** Nous avons expliqué une nouvelle approche, de la commande par DTC, en utilisant une table de commutation réduite associée à l'onduleur multicellulaire et à la fin, des résultats de simulation interprétés, ont été présentés pour confirmer l'objectif de cette étude.

Mots clés : Moteur asynchrone triphasé à cage, Onduleur multicellulaire à quatre niveaux, DTC, TCR.

Remerciements

En premier lieu, Je remercie notre dieu **ALLAH** qui m'a permis d'arriver jusqu'à ce niveau d'étude .

Grand merci à mon encadreur monsieur *MOKHTARI Bachir*, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un apport considérable pour moi.

Mes vifs remerciements vont également à mon co-encadreur monsieur *BIRAME M'hamed* pour ses encouragements durant la réalisation de ce travail.

Je tiens aussi à remercier les deux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant de l'examiner.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à madame *KOUZI Katia*, qui m'a accompagnée pendant deux années avec un engagement, une bienveillance et une passion remarquables. Vous avez été bien plus qu'une simple enseignante : une source d'inspiration et de motivation. Merci du fond du cœur.

Remerciements à tous ce qui contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

A tous mes enseignants du département d'électrotechnique, merci à tous....

Mergheul Djihad

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien-être. Ce travail est le fruit de vos sacrifices. Puisse Allah le tout puissant vous préserver et vous accorder la bonne santé, la longue vie et le bonheur.

A mes frères et sœurs adorés : Les mots ne suffisent guère pour exprimer l'amour que j'ai pour vous. Je vous souhaite un avenir plein de bonheur et de réussite. Je vous exprime à travers ce travail tous mes sentiments de fraternité.

A toute ma famille pour leurs encouragements et leur soutien.

A mes chères amies.

Je dédie ce travail, enfin, à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Mergheub Djihad

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Introduction Générale	01
Abréviations et Symboles	04
Liste des figures et des tables	06
Chapitre I : Modélisation du MAS	
I.1 Introduction	09
I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée	09
I.3 Modélisation du MAS	12
I.4 Application de la transformation de Park	15
I.5 Conclusion	21
Chapitre II : Onduleur multicellulaire à quatre niveaux	
II.1 Introduction	23
II.2 Aperçu sur les onduleurs	23
II.3 Onduleur multicellulaire à quatre niveaux	30
II.4 Topologie d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux	31
II.5 Conclusion	32
Chapitre III : Commande par DTC conventionnelle appliquée au MAS	
III.1 Introduction	35
III.2 Principes généraux de la commande directe du couple	35
III.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC	36
III.4 Stratégie de la commande DTC	37
III.5 Règles de comportement des grandeurs à contrôler	37
III.6 Choix du vecteur de tension	40
III.7 Estimation du flux et du couple	41
III.8 Correction du flux et du couple	42
III.9 Élaboration des tables de commutation	45
III.10 Réglage de la vitesse	46
III.11 DTC associée à un onduleur multicellulaire à quatre niveaux	47
III.12 DTC appliquée à un MAS alimenté par un OM4N	48
III.13 Conclusion	49
Chapitre IV : Commande par DTC à RST appliquée au MAS et résultats de Simulation	
IV.1 Introduction	52
IV.2 Condition de fonctionnement de la RST	52
IV.3 Simulation et Résultats	53
IV.4 Conclusion	61
Conclusion Générale	63
Références Bibliographiques	65

Introduction Générale

Introduction Générale

La commande des moteurs électriques occupe une importance massive dans l'industrie ainsi que dans nos vies quotidiennes. Nous trouvons ses applications dans de nombreuses applications industrielles et domestiques, elle profite du développement technologique en croissant pour se développer elle-même [14BM].

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

La commande directe de flux et de couple d'un moteur électrique connue sous l'abréviation DTC, est très connue actuellement et rentre dans des applications industrielles où le couple moteur forme le facteur majeur de l'application [04BM].

Mais comme toute technique, cette commande a quelques inconvénients qui peuvent être nuisibles pour le système entraîné et l'opérateur lui-même (vibrations et problème acoustique). Plusieurs solutions sont présentées et réalisées afin de réduire ces inconvénients. Notre travail aborde deux solutions qui sont l'utilisation d'un onduleur multiniveaux et sa table de commutation réduite pour qu'on puisse délivrer plus de tensions lorsque le système le demande. Cette solution a été réalisée par [14BM] premièrement pour le moteur asynchrone triphasé à cage puis par [24BM] pour un moteur synchrone à aimant permanent.

Le manuscrit est subdivisé en quatre chapitres comme suit :

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

- À la fin de ce mémoire, un chapitre est consacré à l'étude d'une nouvelle approche qui est une DTC à table de commutation réduite d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux et à l'illustration des résultats de simulation. Une comparaison sera faite aux niveaux de flux statorique, de couple électromagnétique.
- Une conclusion générale clôturera ce présent travail, et déclarera nos perspectives envisagées.

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
NPC	Onduleur (Neutral Point Clamped)
O2N	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux
OM4N	Onduleur Multicellulaire à quatre niveaux
$R_{S,R}$	Résistance statorique ou rotorique
RST	Reduced switching table (Table de commutation réduite)
T_{ech}	Période d'échantillonnage
$T_{s,r}$	Constante de temps statorique / rotorique
V_i	Tension délivrée par l'onduleur (i=1,2,3,.....)

Liste des figures et des tables

Figure I.1 : Composants d'un MAS [20EM]	10
Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements d'un MAS triphasé [20RH]	13
Figure I.3 : Modèle de Park du MAS [20RH]	16
Figure I.4 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents biphasés [20RH]	16
Figure II.1 : Schéma de principe de la conversion continue-alternative (DC-AC) [09BA]	24
Figure II.2 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [07AK]	24
Figure II.3 : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux et ses interrupteurs	25
Figure II.4 : États des interrupteurs et leurs tensions appropriées	27
Figure II.5 : Variation de vitesse d'un MAS triphasée [19GZ]	29
Figure II.6 : Alimentation sans interruption [19GZ]	29
Figure II.7 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux [21AA]	31
Figure II.8 : Bras d'un OM4N et celui de l'onduleur à deux niveaux [23BM]	32
Figure II.9 : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14BM]	32
Figure III.1 : Schéma structurel de la DTC conventionnelle appliquée au MAS [20BK]	36
Figure III.2 : Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β) [14BM]	39
Figure III.3 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites [14BM]	39
Figure III.4 : Choix du vecteur de tension [23BM]	40
Figure III.5 : Comparateur à hystérésis de l'écart du flux [20BK]	42
Figure III.6 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux de l'écart du couple [20BK]	45
Figure III.7 : Comparateur à hystérésis à sept niveaux de l'écart du couple [14BM]	48
Figure IV.1 : Schéma bloc de la commande DTC appliquée au MAS pour les trois stratégies	54
Figure IV.2 : Modèle du MAS dans le repère lié au stator	54
Figure IV.3 : PI utilisé pour fixer le couple de référence	55
Figure IV.4 : Estimation des tensions dans les deux cas d'onduleurs	55
Figure IV.5 : Estimation des composantes du flux statorique	55
Figure IV.6 : Estimation du couple électromagnétique	56
Figure IV.7 : Estimation du flux et de sa position	56
Figure IV.8 : Normalisation de la position du flux dans les deux cas d'onduleurs	56
Figure IV.9 : Normalisation de l'écart du flux dans les deux cas d'onduleurs	57
Figure IV.10 : Normalisation de l'écart du couple dans les deux cas d'onduleurs	57
Figure IV.11 : Trajectoires des vecteurs de flux statorique pour les trois catégories	58
Figure IV.12 : Amplitude du flux obtenu par les trois techniques	59
Figure IV.13 : Couple obtenu par les trois techniques	59
Figure IV.14 : Zoom de l'amplitude du flux obtenu pour les trois techniques	60
Figure IV.15 : Zoom de la valeur du couple obtenu pour les trois techniques	60
Table II.1 : Table de commutation des séquences de l'onduleur à deux niveaux [23BM].	26
Table III.1 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions [20BK].	45
Table III.2 : Table de commutation défini par Takahashi [86IT].	46
Table III.3 : Table de commutation proposée pour un OM4N [24BM].	49
Table IV.1 : Table de commutation réduite (RST) d'un OM4N pour $\Omega > 0$ [24BM].	53
Table IV.2 : Paramètres du MAS et configuration de la simulation.	58

Tableau IV.3 : Réduction de l'ondulation du flux statorique des trois cas	61
Tableau IV.4 : Réduction de l'ondulation du couple électromagnétique des trois cas	61

CHAPITRE I | Modélisation du MAS

I.1 Introduction

La machine asynchrone triphasée est la plus utilisée dans les domaines des puissances supérieures à quelques kilowatts et attirant sur l'industrie par son faible coût, sa robustesse électromécanique et sa grande standardisation [20BKC]. Connue aussi sous le nom de machine à induction, cette machine fonctionne en courant alternatif sans liaison mécanique entre le rotor et le stator. La vitesse de ces machines n'est pas nécessairement proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent, et donc leur vitesse est différente de la vitesse de réseaux d'alimentation, ce qui donne le terme asynchrone [14BM].

Malgré tous les avantages de cette machine, elle impose des structures de contrôle spécifiques et complexes et présente un système dynamique non linéaire, par conséquent leur commande nécessite un modèle qui représente fidèlement leur comportement à travers leur état électrique, magnétique et mécanique [12NF].

Ce chapitre s'oriente vers les aspects de la modélisation du moteur asynchrone triphasé (MAS) selon le repère de Park.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée est constituée d'un rotor et d'un stator, constitués de tôles d'acier au silicium empilées avec des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source, 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].

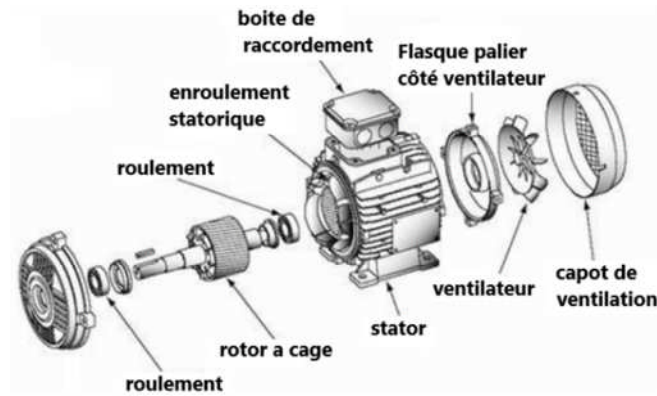


Figure I.1 : Composants d'un MAS [20EM].

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 [15HB].

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 les domaines 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. Énergies renouvelables [95NM]

- **Éoliennes** : les moteurs asynchrones sont souvent utilisés 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 constants (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.

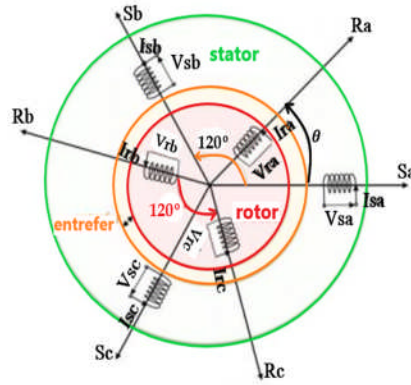


Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements d'un MAS triphasé [20RH].

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 :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$$

$$[r_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

$$[V_{Sabc}] = [V_{Sa} \ V_{Sb} \ V_{Sc}]^T$$

$$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$[i_{Sabc}] = [i_{Sa} \ i_{Sb} \ i_{Sc}]^T$$

$$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$$

B. Les équations magnétiques

À partir des hypothèses simplificatrices, on trouve les expressions linéaires des flux statoriques et rotoriques [20RH] :

$$[\Phi_{Sabc}] = [L_{SS}][i_{Sabc}] + [M_{Sr}][i_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rS}][i_{Sabc}] \quad (I.6)$$

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 :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S \\ m_S & l_S & m_S \\ m_S & m_S & l_S \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{Sr}] = [M_{rS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

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 :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_r - f \cdot \Omega \quad (I.8)$$

Avec :

T_e : Le couple électromagnétique ;

T_r : Le couple résistant ;

f : Coefficient de frottement ;

J : moment d'inertie de rotor ;

Ω : vitesse de rotation 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 MAS à un moteur biphasé comme le montre la figure (I.3) consiste à remplacer 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 l'équation (I.9). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite transformation de Park [12NF].

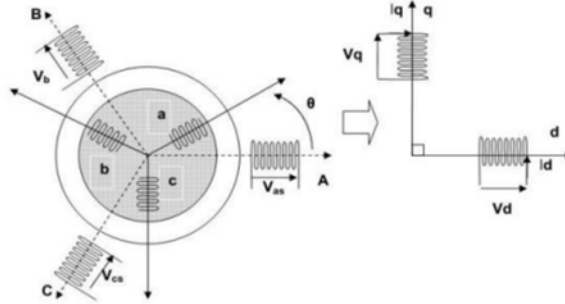


Figure I.3 : Modèle de Park du MAS [20RH].

Cette transformation s'écrit [12NF] :

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

Telle 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] :

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

La transformation inverse de Park est donnée comme suite :

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

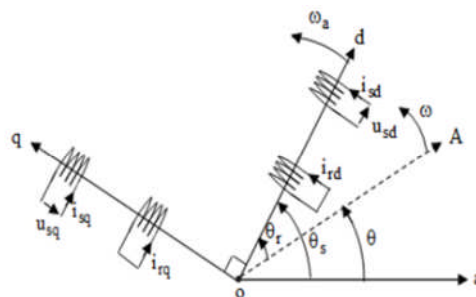


Figure I.4 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents biphasés [20RH].

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 [20RH] :

$L_s = l_s - m_s$: 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] :

$$T_e = \frac{3}{2} p (\phi_{sd} i_{sd} - \phi_{sq} i_{sq}) \quad (I.14)$$

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 s'exprime par [20BK] :**

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

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 :

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

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

A : Matrice d'évolution du système ;

B : Matrice de commande du système ;

C : Matrice de sortie ;

$$D = 0.$$

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 :

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

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

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

I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé, et établi un modèle mathématique dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La transformation de Park a permis de passer d'un système triphasé à un système biphasé simplifié.

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

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 l'alimentation du moteur à commander.

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 application de moyenne et haute puissance vont de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme de kilovolts.

Ce développement a principalement impact dans le domaine industriel, et a également impact majeur sur les systèmes de production d'énergie électrique.

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 performances. Depuis le début de l'électronique de puissance, des semi-conducteurs, principalement à base du silicium, ont été utilisés, tel que les diodes, les transistors bipolaires, les MOSFET, les thyristors GTO, les IGBT, etc.

Les onduleurs de tension sont une fonction essentielle de l'électronique de puissance. Ils sont présente dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sont doute celui de 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, et rapides, 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.

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].

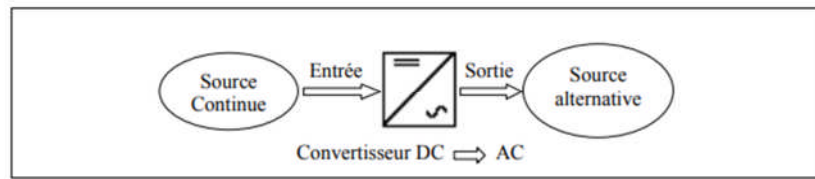


Figure II.1 : Schéma de principe de la conversion continue-alternative (DC-AC) [09BA].
Le schéma structurel d'un onduleur à deux niveaux (O2N) qui alimente la MAS est donné par :

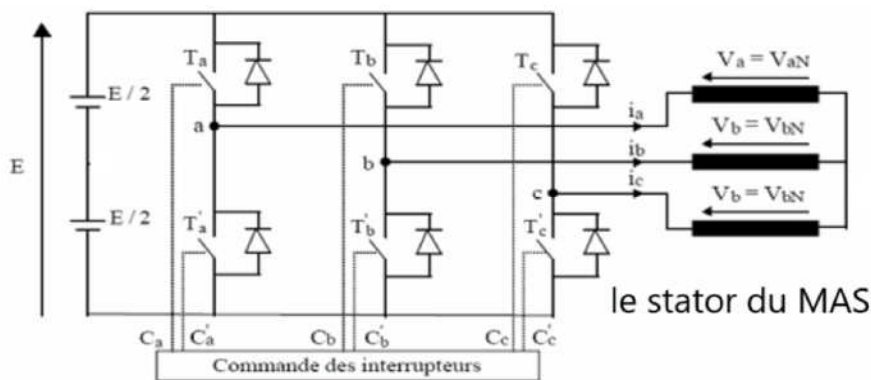


Figure II.2 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [07AK].

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.

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 remplacées par des interrupteurs statiques à deux positions [14BM], (voire la figure (II.3)).

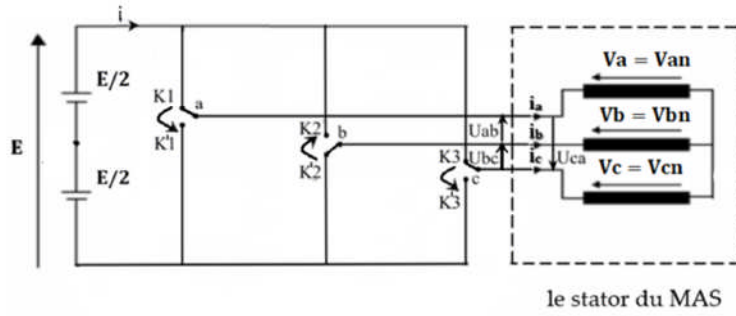


Figure II.3 : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux et ses interrupteurs.

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} : Les tensions d'entrée de l'onduleur ;

V_{aN}, V_{bN}, V_{cN} : Les tensions de sortie de l'onduleur qui sont appliquées aux bornes de la machine 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 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 E_i ($i=1, 2, 3$) telle que :

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

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 :

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

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

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

$$\hat{V}_{S0} = \frac{2}{3} E (E_1 + E_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + E_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.9})$$

L'usage de (II.3) dans (II.9) fait confondre \hat{V}_{S0} à $\hat{V}_{SN} = \hat{V}_S$ d'où simplement :

$$\hat{V}_S = \frac{2}{3} E (E_1 + E_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + E_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.10})$$

Selon les séquences binaires attribuées à E_i qui sont au nombre de $2^3 = 8$ combinaisons possibles on peut générer de l'onduleur vectoriel les six positions possibles avec les deux séquences nulles [20BK].

V_i	E_1	E_2	E_3	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 [23BM].

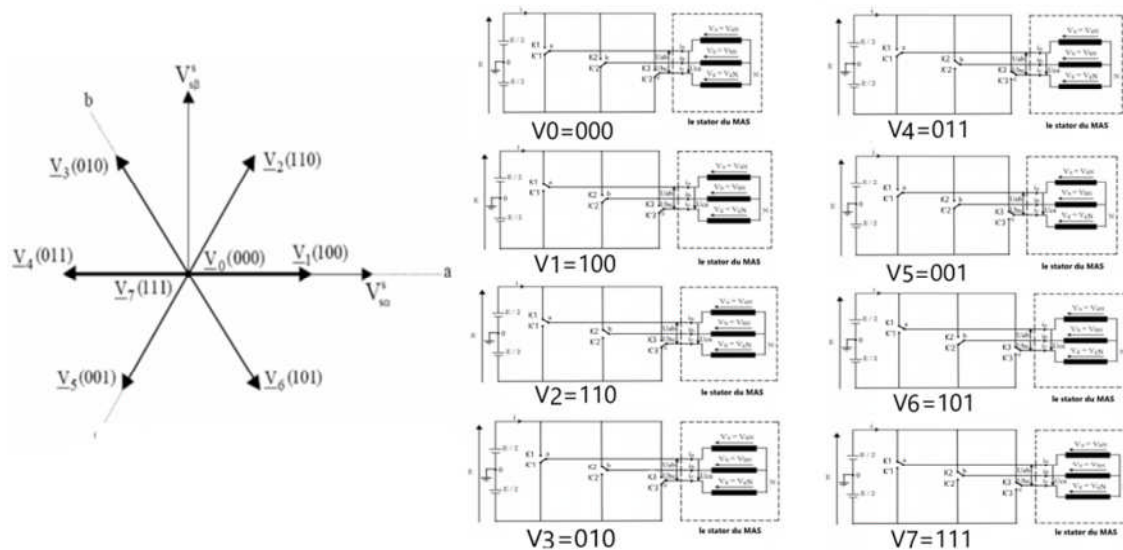


Figure II.4 : États des interrupteurs et leurs tensions appropriées.

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

Le code de $V_1(100)$ par exemple vaut dire :

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

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'autres 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 sont des dispositifs importants dans l'électronique de puissance. Ils imposent des tensions réglables à la charge quel que soit le courant absorbé sur son entrée. 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 utilisation quasi universelle des techniques MLI.

B. Onduleur de courant

Un onduleur de courant est un onduleur qui maintient le courant constant à son entrée mais génère à sa sortie un courant réglable en fréquence et en amplitude pour adapter la puissance à la charge. Ils sont utilisés dans des applications où un courant constant est nécessaire, comme dans le domaine de la commande des moteurs à courant alternatif.

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 des moteurs entraînés). 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.

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 [23BM] :

- 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 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].

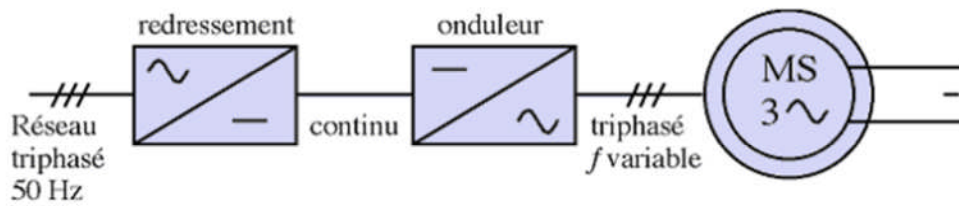


Figure II.5 : Variation de vitesse d'un MAS triphasée [19GZ].

- **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.

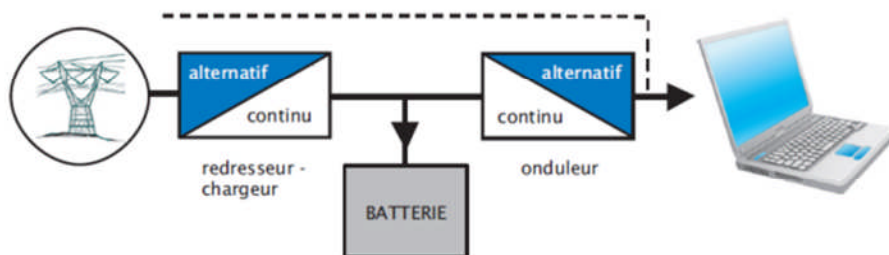


Figure II.6 : Alimentation sans interruption [19GZ].

- **La protection des équipements :** les onduleurs protègent des déférents équipements dans déférents 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].

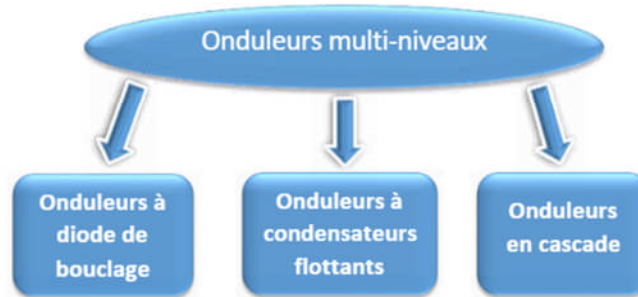


Figure II.7 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux [21AA].

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.

Chaque bras de l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N) 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].

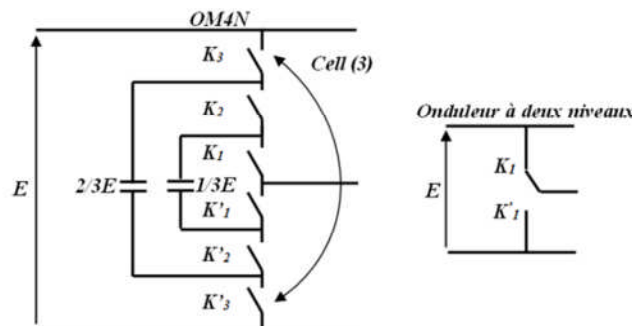


Figure II.8 : Bras d'un OM4N et celui de l'onduleur à deux niveaux [23BM].

Les tensions de sortie de l'OM4N sont exprimées en fonction des états des interrupteurs et la tension continue par la formule suivante [23BM] :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{9} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les états des interrupteurs E_i sont ceux des trois demi-bras hauts de l'onduleur. 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 l'onduleur conventionnel, soit $4^3 = 64$ vecteurs. Cela inclut des vecteurs similaires et 37 vecteurs différents qui forment trois 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].

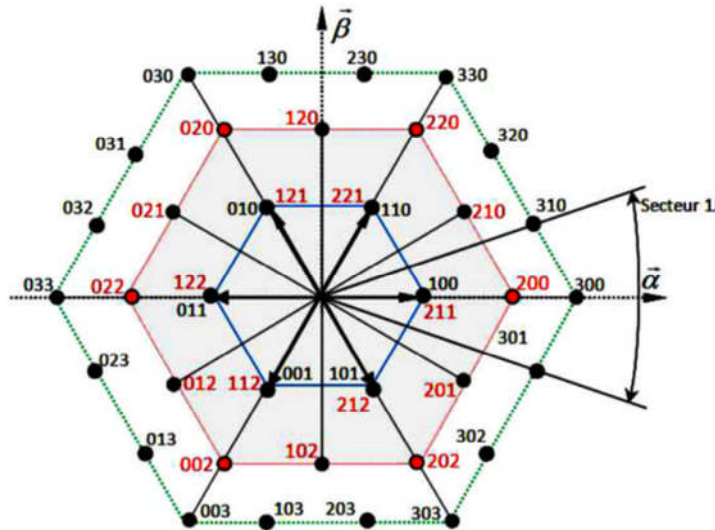


Figure II.9 : Les états des interrupteurs d'un OM4N [14BM].

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 de l'onduleur à deux niveaux, ainsi que l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux, ce dernier représente le dispositif d'alimentation du moteur dans notre étude.

Conformément à la logique de développement de notre chaîne de commande, le chapitre suivant portera sur l'étude détaillée de la commande directe du couple par DTC, choisie comme stratégie de commande appliquée au MAS.

CHAPITRE III | Commande par DTC conventionnelle appliquée au MAS

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 ainsi que des tensions d'alimentation, permettant ainsi une estimation précise du flux et du couple à partir de ces mesures.

Pour garantir un contrôle efficace, il est essentiel de connaître la résistance de stator, car elle est utilisée pour le calcul du 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 [86IT]. De plus, nous intégrerons le contrôle de la vitesse, permettant aussi d'améliorer la dynamique globale du système.

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple (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'une 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 réel dans le moteur ;
- Le couple électromagnétique produit ;

- La position de secteur du flux statorique.

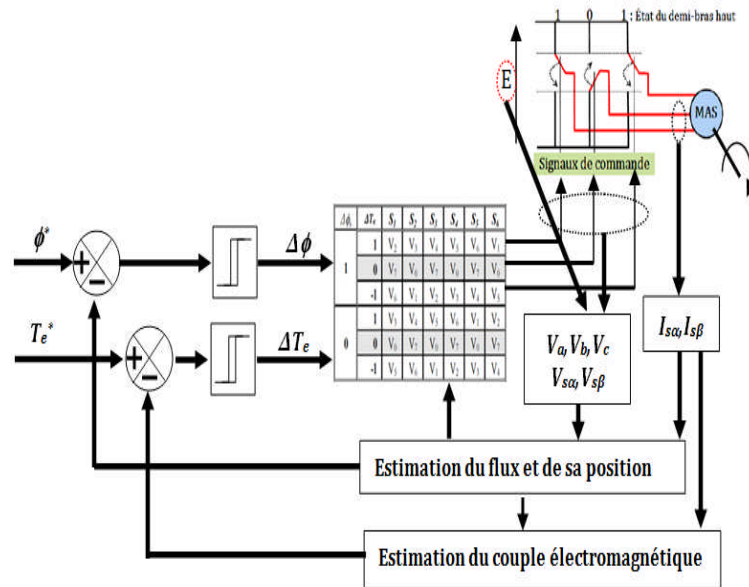


Figure III.1 : Schéma structurel de la DTC conventionnelle appliquée au MAS.

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 ;
- Aucune 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 contraint 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 [86IT], repose sur l'algorithme suivant:

- Divisions du domaine temporel en périodes de durée T_{ech} réduites (de l'ordre de dizaines de μs) ;
- 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 [14BM] :

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

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 :

$$\bar{\phi}_S \approx \bar{\phi}_{S_0} + \int_0^t \bar{V}_S dt \quad (III.3)$$

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 :

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

Sachant que :

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

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

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

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

Notons que $\Delta \bar{\phi}_S$ 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 :

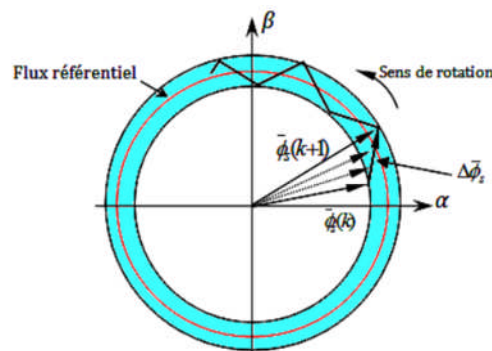


Figure III.2 : Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) [14BM].

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] :

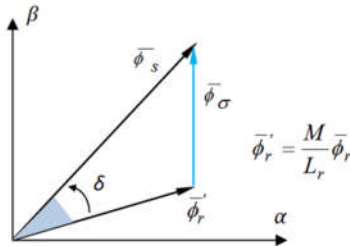


Figure III.3 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites [14BM].

L'expression pour déterminer sa valeur est donner par :

$$C_e = K(\vec{\phi}_s \cdot \vec{\phi}_r') = K|\vec{\phi}_s||\vec{\phi}_r'| \sin(\delta) \quad (III.5)$$

Avec :

$\vec{\phi}_s$: est le vecteur flux statorique ;

$\vec{\phi}_r'$: est le vecteur flux rotorique ramené au stator ;

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

$\vec{\phi}_r$: est le vecteur flux rotorique ;

$\vec{\phi}_\sigma$: 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 approprié, 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].

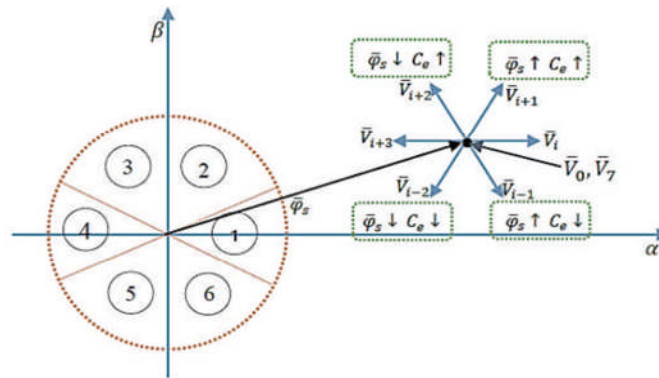


Figure III.4 : Choix du vecteur de tension [23BM].

Le choix de vecteur \bar{V}_S dépend de :

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

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 $\bar{\varphi}_S$ croît et C_e croît ;
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_S$ décroît et C_e croît ;
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_S$ croît et C_e décroît ;
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_S$ décroît et C_e 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 [14BM] :

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

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 :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2}p(\hat{\phi}_{S\alpha}i_{S\beta} - \hat{\phi}_{S\beta}i_{S\alpha}) \quad (III.10)$$

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 Normalisation de l'écart du 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 une 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 du comparateur.

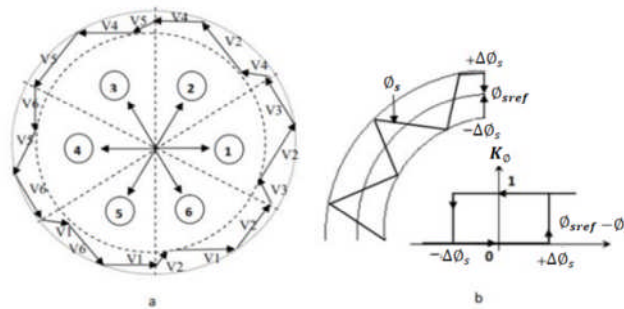


Figure III.5 : Comparateur à hystérésis de l'écart du flux [20BK].

L'évolution du comparateur peut être exprimée comme suite :

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

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), 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 excellente performance dynamique du flux.

III.8.2 Comparateur de l'écart du couple électromagnétique

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

$$\varepsilon_{C_e} = |C_{eref} - C_e| \quad (III.13)$$

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

$$\varepsilon_{C_e} < \Delta C_e \quad (III.14)$$

Où :

C_{eref} : présente le couple de référence ;

ΔC_e : 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_{C_e} . Comme l'illustre la figure (III.6), cette variable permet de déterminer l'évolution du couple :

- Si ($K_{C_e} = 1$), l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue lorsque la consigne est positive ;
- Si ($K_{C_e} = -1$), le couple doit être réduit en cas de consigne négative ;
- Si ($K_{C_e} = 0$), 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 ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{eref} et celui estimée \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère une repense adaptée :

- $K_{C_e} = 1$, pour augmenter le couple ;
- $K_{C_e} = -1$, pour le réduire ;
- $K_{C_e} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} 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.

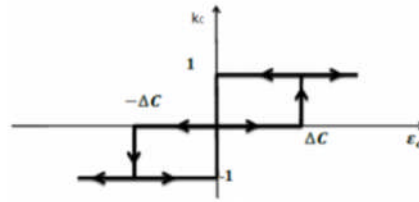


Figure III.6 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux de l'écart du couple [20BK].

En peut écrire alors :

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

III.9 Élaboration des tables de commutation

La table de commutation est construite en fonction du comportement du système, déterminée par les variables K_{C_e} 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	↑	↓	↑	↓
C_e	↑	↑	↓	↓

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 ;
- $K_{C_e} = 1 \rightarrow$ 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 $K_{Ce} = 0$, 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 [86IT].

N		1	2	3	4	5	6
$k_\Phi = 1$	$k_{Ce} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$k_{Ce} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$k_{Ce} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$k_\Phi = 0$	$k_{Ce} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$k_{Ce} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$k_{Ce} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table III.2 : Table de commutation défini par Takahashi [86IT].

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 correcteur 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 correcteur 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 du correcteur.

La fonction de transfert associée est 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.

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 [14BM].

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.

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 [14BM]. 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 [14BM] :

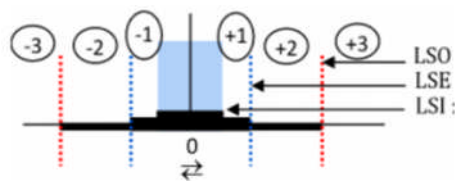


Figure III.7 : Comparateur à hystérésis à sept niveaux de l'écart du couple [14BM].

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 [14BM].

$\Delta\phi_s$	ΔT_s	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 [14BM].

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, ayant de proposer une stratégie d'implémentation reposant sur l'utilisation d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux (OM4N), en lieu et place 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 [14BM], en raison de ses performances supérieures, quel que soit le régime de fonctionnement du MAS.

CHAPITRE IV | Commande par DTC à RST appliquée au MAS et résultats de Simulation

IV.1 Introduction

Dans la commande directe du couple (DTC), la table de commutation conventionnelle (CST) joue un rôle crucial dans la sélection des vecteurs de tension appliqués au moteur. Cependant, cette table présente souvent une redondance, ce qui engendre des pertes de commutation inutiles et augmente les ondulations du couple et du flux.

Pour améliorer cette situation, une solution simple, économique et efficace consiste à réduire cette table de commutation, d'où l'introduction de (RST (Reduced Switching Table)). Cette approche a été initialement validée expérimentalement sur moteur asynchrone triphasé [24BM].

Ce chapitre s'oriente vers l'étude d'une nouvelle approche de commande à savoir, la DTC à table de commutation réduite (RST), et la représentation des résultats de simulation réalisée sous Simulink/MATLAB afin d'évaluer l'efficacité de la méthode développer.

IV.2 Conditions et fonctionnement de la RST

Le principe fondamental de la RST repose sur l'élimination des vecteurs de tension inutiles en fonction du sens de rotation du moteur. Ainsi, dans une direction positive de rotation, seuls les vecteurs qui augmentent le couple sont utilisés.

Cela permet de diviser la table complète en deux moitiés, et n'en garder qu'une seule selon la condition suivante [24BM] :

$$\text{sign}(\Omega) \cdot \Delta T_e \leq 0 \quad (\text{IV.1})$$

Où Ω est la vitesse du rotor, et ΔT_m est la variation du couple électromagnétique. Lorsque cette condition est satisfaite, seule une tension nulle est appliquée, ce qui évite des commutations inutiles. Ainsi, en pratique [24BM] :

- Pour une rotation dans le sens positif, seules les lignes de la table associées à une augmentation du couple sont utilisées.
- Pour une rotation négative, on utilise uniquement les lignes réduisant le couple.

La RST réduit donc le nombre de lignes de la table de commutation (table III.3). Cela se traduit par une réduction significative de la fréquence de commutation et des pertes associées [24BM].

Pour $\Omega > 0$, la CST peut être réduite de la table (IV.1), et pour $\Omega < 0$, seul le reste du CST est utilisé.

$\Delta\psi_z$	ΔT_m	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
	2↑	320	230	030	032	023	003	203	302	300
	1↑	310	330	130	031	033	013	103	303	301
0	3↑↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
	2↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
	1↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
-1↓	3↑↑	030	032	023	003	203	302	300	320	230
	2↑	031	033	013	103	303	301	310	330	130
	1↑	021	012	002	203	302	200	320	230	020

Table IV.1 : Table de commutation réduite (RST) d'un OM4N pour $\Omega > 0$ [24BM].

IV.3 Simulation et Résultats

La simulation constitue un outil à la fois efficace et économique, permettant de mener des études préliminaires et/ou comparatives, aussi bien durant la phase de conception qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

De nos jours, l'environnement de simulation le plus largement utilisé dans le domaine de l'électronique de puissance et du contrôle des machines électriques est Simulink/MATLAB.

Ce choix s'explique par sa simplicité, sa facilité d'utilisation, sa grande précision, ainsi que sa capacité à répondre pleinement aux exigences spécifiques de cette discipline [20BK].

IV.3.1 Structure de simulation

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

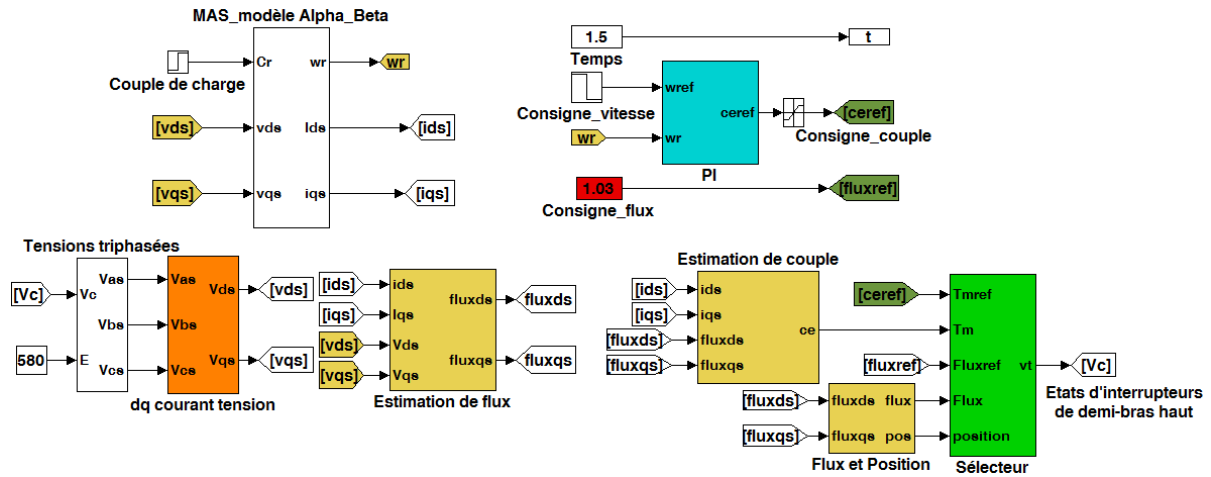


Figure IV.1: Schéma bloc de la commande DTC appliquée au MAS pour les trois stratégies.

Le schéma bloc d'une DTC ayant comme dispositif d'alimentation un OM4N ne diffère de l'O2N que de quelques paramètres : la table de sélection du vecteur tension, les comparateurs d'hystérésis de couple et de flux et l'expression qui calcule les tensions en fonction de la tension de bus continu à l'entrée de l'onduleur et donc leurs deux composantes en (α, β) . Le reste du bloc ne subit aucun changement. Pour la RST il ne diffère de l'OM4N qu'on ajoute W_r comme une quatrième entrée dans la table de commutation pour connaître le signe de la vitesse.

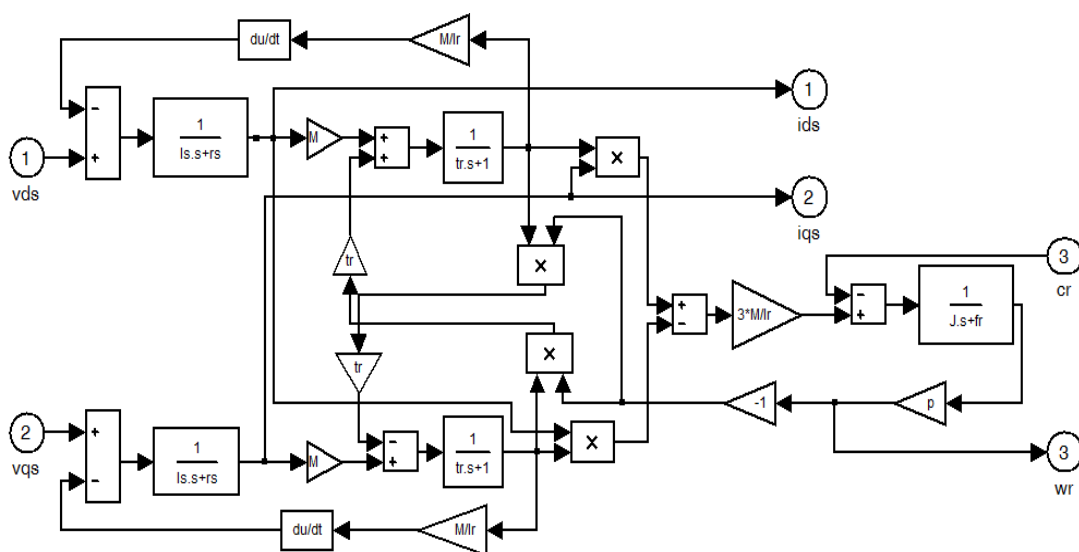


Figure IV.2: Modèle du MAS dans le repère lié au stator.

La figure IV.2 est un schéma Simulink représente le modèle mathématique de la machine asynchrone (MAS) exprimé dans le repère (d,q) lié au stator. Il intègre les équations différentielles permettant de simuler la dynamique de la machine en réponse aux tensions appliquées.

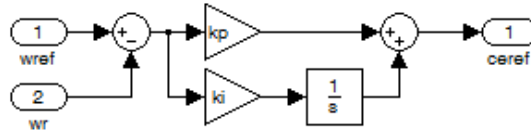


Figure IV.3: PI utilisé pour fixer le couple de référence.

La figure IV.3 illustre un régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse. La charge entraînée impose au moteur un couple résistif qui le fait entrainer à une vitesse comparée à sa référence où l'écart est introduit dans le PI pour produire le couple de référence. Le PI constitue une boucle de régulation essentielle pour contrôler la vitesse du moteur et ainsi son couple, ses gains sont fixés par tâtonnement après calcul approximatif [04BM].

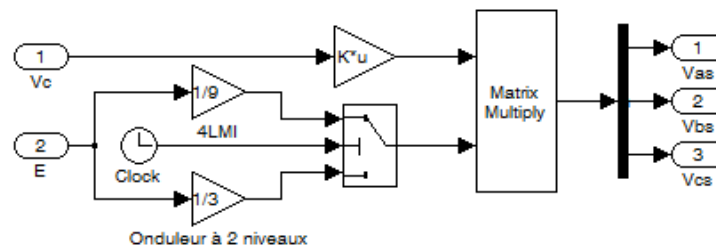


Figure IV.4: Estimation des tensions dans les deux cas d'onduleurs.

Ce modèle permet de déterminer les tensions de sortie des onduleurs (à deux niveaux ou multicellulaire à quatre niveaux) à partir des signaux de commande. Il utilise une multiplication matricielle pour calculer les composantes triphasées à partir de l'état logique des interrupteurs.

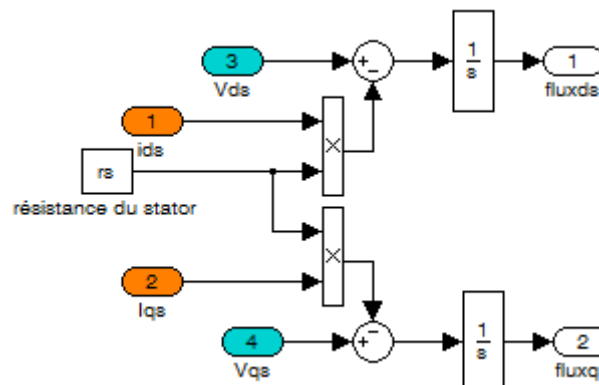


Figure IV.5: Estimation des composantes du flux statorique.

La figure IV.5 présente le calcul des composantes du flux statorique en intégrant la tension appliquée moins la chute de tension dans les résistances du stator. Elle est indispensable pour les stratégies de la commande par DTC pour estimer le flux magnétique.

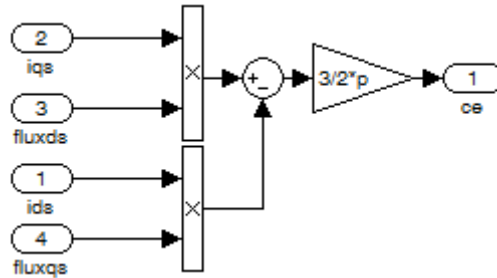


Figure IV.6: Estimation du couple électromagnétique.

Le couple est déterminé par une expression croisée du flux statorique et du courant, selon la formule classique du couple dans le repère (α, β) . Cette estimation est utilisée pour ajuster la commande du moteur.

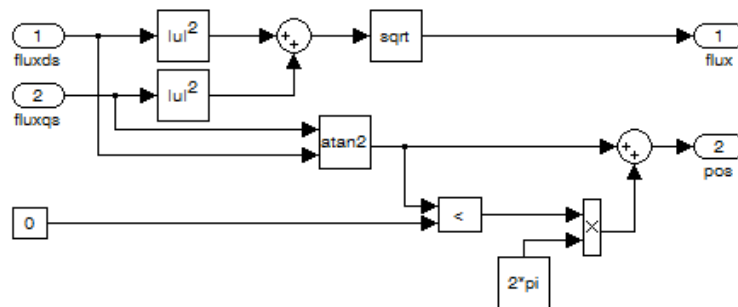


Figure IV.7: Estimation du flux et de sa position.

La figure IV.7 extrait la position angulaire du flux à partir de ses composantes via une fonction arc tangente. Cela permet d'obtenir l'angle du vecteur flux, information clé pour le choix du vecteur de commutation.

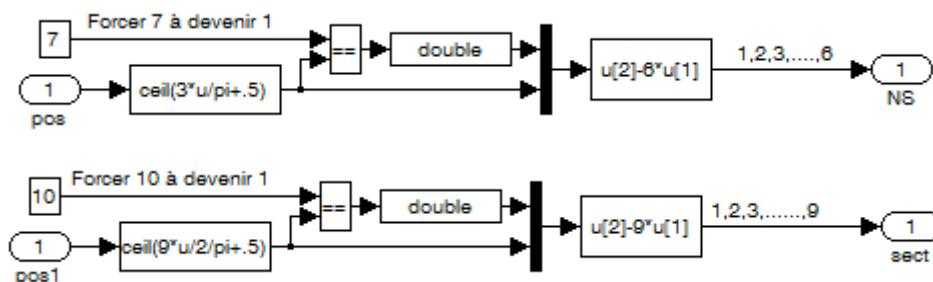


Figure IV.8: Normalisation de la position du flux dans les deux cas d'onduleurs.

La figure IV.8 permet de convertir la position du flux en une valeur discrète normalisée, facilitant l'identification du secteur dans lequel le flux se trouve. Cela est essentiel pour le fonctionnement des tables de commutation de la DTC.

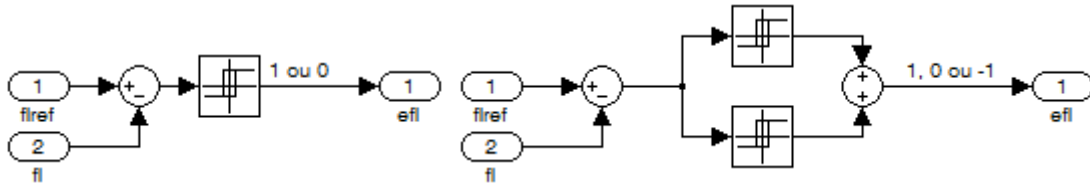


Figure IV.9: Normalisation de l'écart du flux dans les deux cas d'onduleurs.

La figure IV.9 compare la norme du flux réel à celle de référence et la transforme en une valeur discrète (-1, 0, ou 1) indiquant s'il faut augmenter, maintenir ou diminuer le flux.

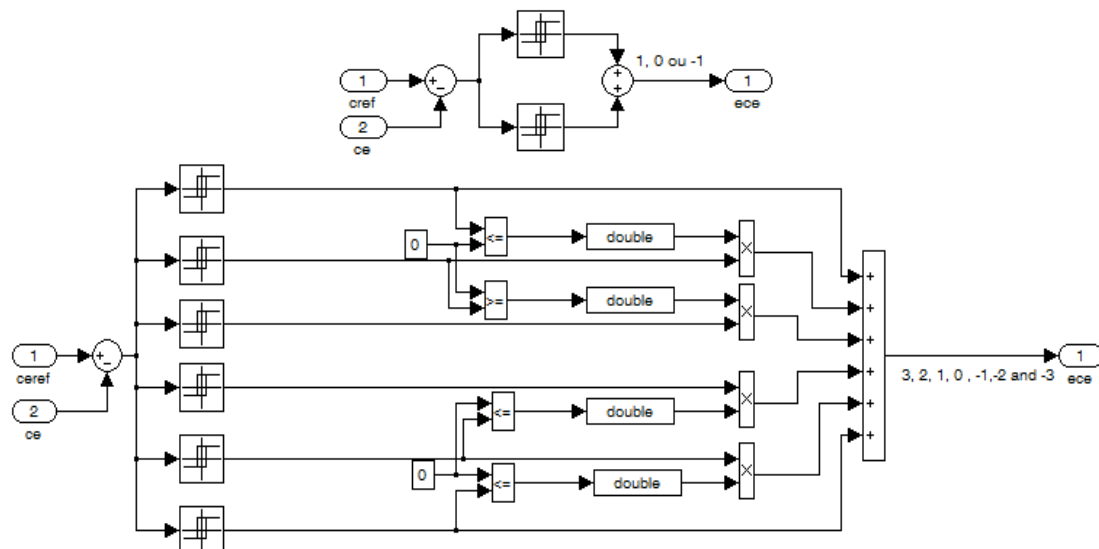


Figure IV.10: Normalisation de l'écart du couple dans les deux cas d'onduleurs.

Semblable à la figure précédente, la figure IV.10 compare le couple réel au couple de référence et en déduit une valeur normalisée de l'écart (1,0 et -1 ou 3, 2, 1, 0,-1,-2 et-3), servant à la sélection de l'état de commutation de la DTC.

IV.3.2 Étude Comparative

Pour faire une comparaison entre la DTC à onduleur à 2 niveaux, OM4N et celle à RST, il faut imposer les mêmes conditions de fonctionnement. Ces conditions de simulation et les paramètres du moteur sont récapitulés dans le tableau suivant :

Paramètres du MAS	en SI
Puissance	4000
Tension	230/400
Tension de bus continu E	580
Courant	15.3/8.8
Vitesse de rotation mécanique	1425/1440
$\text{Cos}(\varphi)$	0.78
Résistances statorique/rotorique	1.3/0.91
Inductances statorique/ rotorique	0.191/0.18
Mutuelle stator/rotor	0.18
Paire de pôles	2
Coefficient de frottement visqueux	0.030
Moment d'inertie	0.009
Configuration de simulation	
Méthode Numérique utilisée	Euler d'ordre 1
Pas d'échantillonnage h	$4 \cdot 10^{-5}$
Bande d'hystérésis de couple	$15 \cdot 10^{-2}$
Bande d'hystérésis de flux	10^{-3}
Même régulateur PI de vitesse	$K_p=8, K_i=4.5$
Même consigne de vitesse, Même consigne de flux et même charge entraînée	$w_{ref}=150$ $Flux_{ref}=1.03$ $T_{eref}=10$

Table IV.2: Paramètres du MAS et configuration de la simulation.

IV.3.3 Résultats de simulation

Dans cette partie de travail, notons que T_{eref} représente le couple de charge entraînée par le moteur, le moteur doit donc développer un couple T_e de même valeur. Nous n'avons pas illustré l'évolution de la vitesse car la DTC à son originalité ne s'intéresse pas à sa régulation.

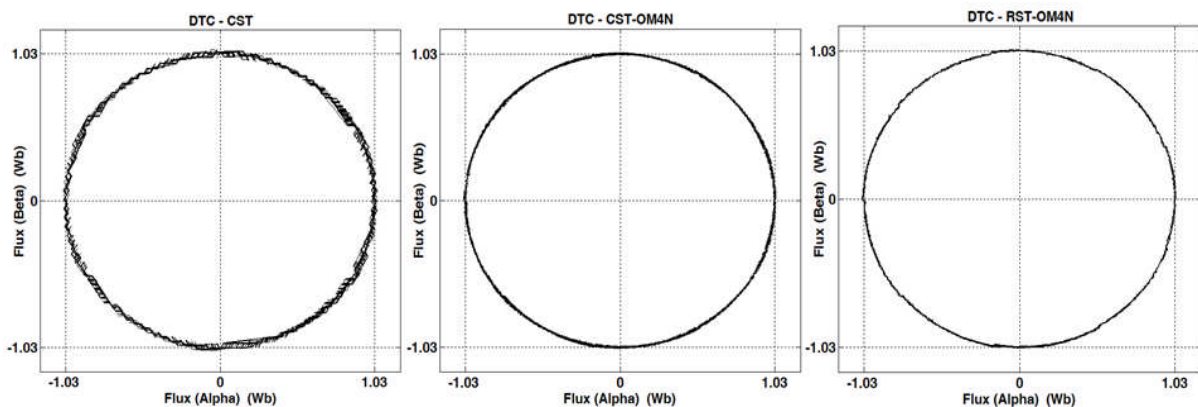


Figure IV.11 : Trajectoires du vecteur de flux statorique pour les trois stratégies.

On remarque que l'évolution du flux statorique dans le repère (α, β) suit une trajectoire circulaire. Nous avons pris les derniers 12000 points de la simulation pour chaque cas, ceci implique qu'on est au régime permanent du fonctionnement. Les allures du flux montrent que ce dernier suit convenablement sa consigne de 1.03 Wb et

qu'il est moins oscillant dans le cas de l'utilisation de l'OM4N et plus mince dans le cas de la RST.

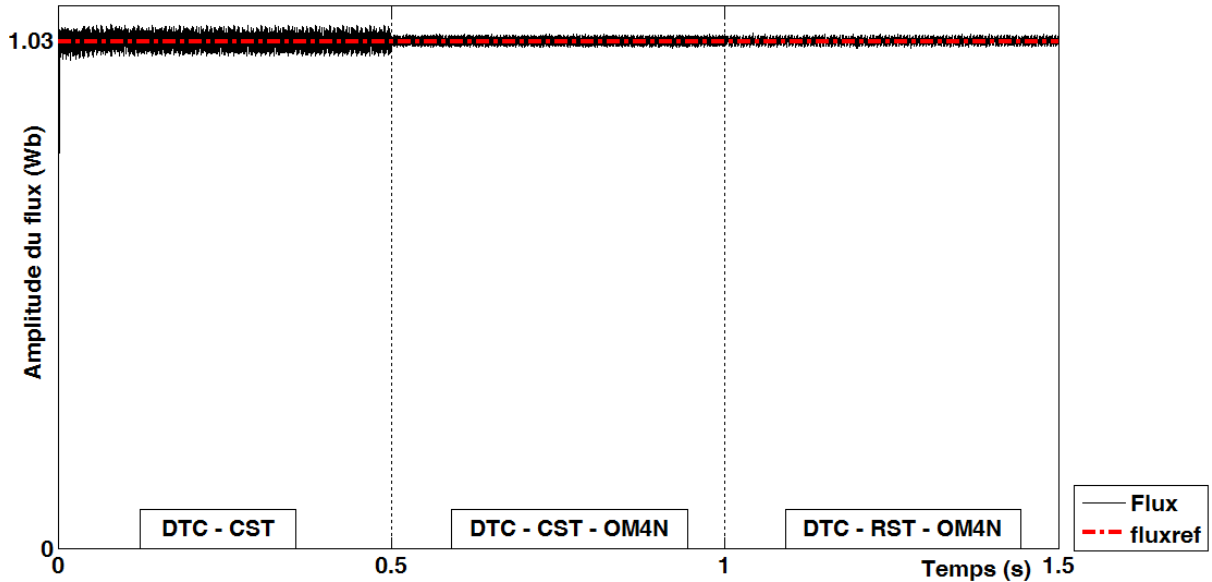


Figure IV.12 : Amplitude du flux obtenu par les trois techniques.

Dans ($0.5 < t < 1.5$) le cas d'un OM4N et RST, le flux est moins fluctuant par rapport au cas de l'onduleur à 2 niveaux ($0 < t < 0.5$), ceci est bien confirmé par les trajectoires circulaires précédentes, ceci réside dans le nombre de vecteurs qui sont délivrés par l'OM4N qui est plus grand que celui de l'onduleur à deux niveaux et ceci est lié aussi à la fréquence de commutation assez riche.

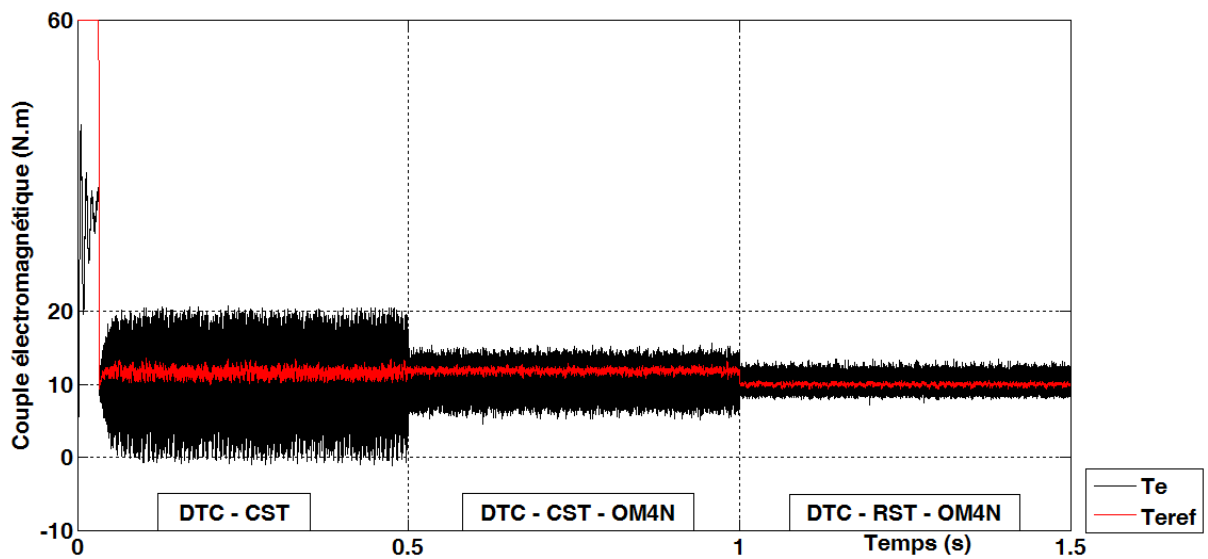


Figure IV.13 : Couple obtenu par les trois techniques.

La figure (IV.13) montre l'évolution du couple électromagnétique pour les trois techniques de commande : O2N, OM4N et RST. La technique qui utilise un O2N présente un couple à fortes ondulations et un dépassement important.

En utilisant l'OM4N, les fluctuations sont réduites, offrant une meilleure réponse avec moins d'ondulations. Enfin, l'association du RST à l'OM4N a apporté la réponse la plus lisse et la plus proche du couple de référence, avec des ondulations minimales.

Nous utilisons (Data Statistics) pour calculer le flux et le couple crête à crête. Le résultat obtenu est présenté dans les tableaux (IV.3) et (IV.4) :

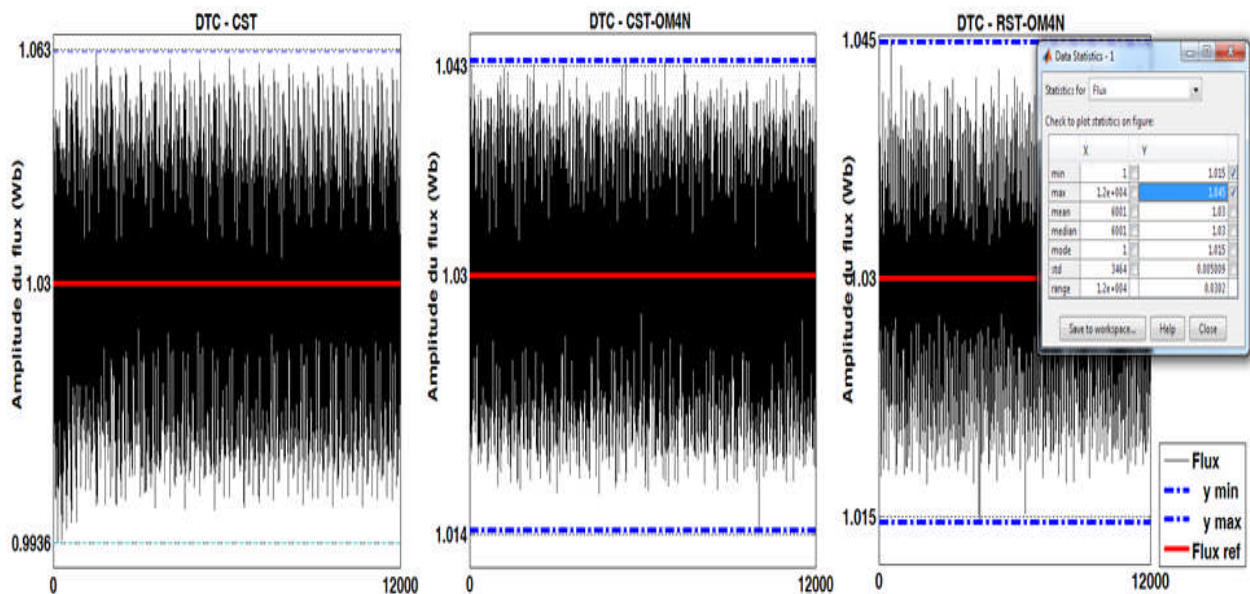


Figure IV.14 : Zoom de l'amplitude du flux obtenu pour les trois techniques.

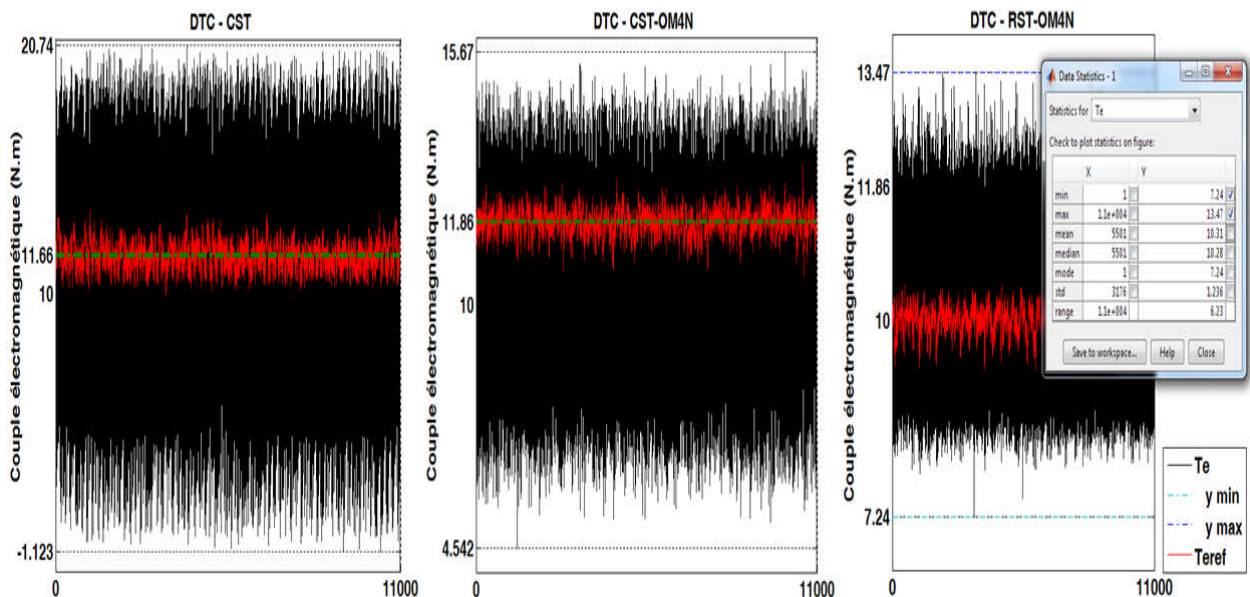


Figure IV.15 : Zoom de la valeur du couple obtenu pour les trois techniques.

Type d'onduleur	Bande d'ondulation (Wb)	Pourcentage de diminution
O2N	0.0694	0%
OM4N à CST	0.029	58.22%
OM4N à RST	0.03	56.78%

Tableau IV.3 : Réduction de l'ondulation du flux statorique des trois cas.

Type d'onduleur	Bande d'ondulation (N.m)	Pourcentage de diminution
O2N	21.86	0%
OM4N à CST	11.13	49.09%
OM4N à RST	6.23	71.50%

Tableau IV.4 : Réduction de l'ondulation du couple électromagnétique des trois cas.

- **O2N** présente les plus fortes ondulations en couple et en flux, ce qui est connu comme inconvénient pour la DTC classique, susceptible de générer des vibrations mécaniques et un stress thermique accru ;
- **OM4N** réduit significativement les ondulations (réduction d'environ 58.22% pour le flux et 49.09% pour le couple), ce qui marque une nette amélioration du comportement dynamique ;
- **RST** offre les meilleures performances parmi les trois stratégies, apporte une réduction de 56.78% pour le flux et de 71.50% pour le couple et ceci est réalisé uniquement par une simple modification dans la table de commutation donc une solution qui ne coûte rien (à part l'effort du son propriétaire !).

IV.4 conclusion

L'analyse montre clairement que l'association d'un OM4N et d'une RST est une solution très efficace pour garantir une commande par DTC appliquée à un moteur électrique très douce et performante. Cette solution permet de minimiser les ondulations du couple et du flux, améliorant ainsi la stabilité, la précision de la commande, et la durée de vie de la machine.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Ce travail a été consacré à l'étude et à l'amélioration de la commande directe du couple appliquée à un moteur asynchrone triphasé à cage, en exploitant les avantages structurels d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux associé à une table de commutation réduite. L'objectif principal était d'optimiser les performances de la commande tout en limitant les effets indésirables caractérisant la commande par DTC classique, tels que les ondulations du couple et du flux.

Dans un premier temps, nous avons établi une modélisation rigoureuse du MAS dans le repère lié au stator, en utilisant la transformation de Park afin de simplifier l'analyse dynamique et faciliter l'implémentation de la commande par DTC.

Ensuite, nous avons exploré la topologie d'onduleurs multicellulaire à quatre niveaux, qui offre un plus grand nombre de vecteurs de tension, permettant une commande plus fine et plus adaptée aux exigences de régulation avancées. Cette structure s'est révélée particulièrement prometteuse pour améliorer la qualité de la commande par DTC.

L'étude de la DTC a permis de revenir sur ses fondements théoriques et ses avantages en termes de simplicité et de rapidité de réponse. Afin d'en améliorer l'efficacité et optimiser la taille de la table sélective du OM4N, nous avons adopté une table de commutation réduite inspirée des travaux antérieurs [14BM], permettant de limiter le nombre de commutations tout en renforçant la précision de la commande.

Les résultats de simulation ont montré que, parmi les techniques comparées, l'utilisation d'un OM4N à la place d'un O2N apporte une amélioration en réduisant les ondulations du couple et de flux à un pourcentage significatif. L'association de cet onduleur à une RST a apporté plus d'avantage à la commande et la réduction des ondulations plus spécialement aux niveaux du couple est très pertinente et attractive. Nous suggérons dans un futur travail de remplacer ces tables de commutation par des systèmes neuronaux afin de compacter leur taille en plus.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [24BM] B. Mokhtari, « *Enhancement Ripples of a Direct Torque Control Applied to a Permanent Magnet Synchronous Motor by Using a Four-Level Multicellular Inverter and a New Reduced Switching Table* », Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg., vol. 69, no. 2, pp. 207–212, 2024.
- [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 Chriv 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-Tebessa, 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.
- [14BM]** Bachir MOKHTARI « 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 MOULOUDI 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.
- [07AK]** AKKOUCHEI Kamel « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », mémoire magister, Université d'Annaba, 2007.
- [04BM]** Bachir MOKHTARI, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle neuronale et neuro-floue : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2004.
- [02BK]** B. K. Bose, « *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River », NJ, USA: Prentice Hall, 2002.
- [95NM]** N. Mohan, « *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* », JOHN WILEY & SONS, INC, 2nd Edition, 1995
- [90PV]** P. Vas, « *Vector Control of AC Machines* ». Oxford, UK: Oxford University Press, 1990.
- [86IT]** ISAO Takahashi and TOSHIHIKO Noguchi, « *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor* », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, September-October 1986.