

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : Electromécanique

**Commande directe du couple d'un moteur asynchrone
" validation expérimentale "**

Proposé et dirigé par :

BOUZIDI Riad

Présenté par :

GUECHI Abdelghani

Soutenu devant le jury composé de :

Président : **Dr. BENDAIKHA Abdelmalik**

Rapporteur : **BOUZIDI Riad**

Examineur : **Dr. BEDBOUDI Mohamad**

N° d'ordre :

Année Universitaire 2018–2019

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ

DÉDICACE

DÉDICACE

JE DÉDIE CE TRAVAIL À :

A MA TRÈS CHÈRE MÈRE, MON BONHEUR ET MA VIE.

A MON TRÈS CHÈRE PÈRE, QUI A FAIT ME DONNÉ LE DÉsir
D'APPRENDRE ET QUI A FAIT BEAUCOUP DE SACRIFICES POUR
M'AIDER À AVANCER DANS LA VIE.

MERCI POUR LES VALEURS NOBLES, L'ÉDUCATION ET LE SOUTIEN
PERMANENT VENU DE VOUS.

A MES TRÈS CHÈRES FRÈRES.

A MES TRÈS CHÈRES SŒURS.

A TOUS MES AMIS INTIMES.

Remerciements

En premier lieu, je remercie allah tout puissant, qui nous a donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Ce travail a été réalisé au sein Tension du département de génie électrique Electrotechnique de l'université de M'SILA.

Je remercie particulièrement mon promoteurs Mr. BOUZIDI Riad, pour son dévouement exceptionnel, sa précieuse directive et son suivi constant.

Je remercie également Dr. BEDBOUDI Mohamad, Enseignant à l'université de M'sila pour ses conseils durant le poster, ses encouragements et ses qualités humaines.

Je tiens également à remercier Dr. BENDAIKHA Abdelmalik, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant mon jury de ce mémoire.

Je tiens à remercier mes parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux nous ne pouvons traverser ces longues années d'études et de travail.

J'adresse mes vifs remerciements à tous les professeurs ayant contribué à notre formation trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Enfin, je remercie tous ce qu'ont contribués de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des figures

Chapitre I

Fig.I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	6
Fig.I.2 : Passage du système triphasé au système biphasé.....	9
Fig. 1.3: L'onduleur de tension associé à la MAS.....	16
Fig I.4 : Etat des interrupteurs et tension correspondantes dans le plan complexe.....	17
Fig.I.5 : Principe de l'MLI Sinus-Triangulaire.....	19
Fig.II.6. Résultats de la simulation de la MAS.....	20

Chapitre II

Fig II.1 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	25
Fig II.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	25
Fig. II.3 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	27
Fig. II.4 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant.....	29
Fig.II.5 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	30
Fig. II.6 : correcteur de couple à trois niveaux.....	31
Fig. II.7: Schéma de contrôle direct du couple de la MAS pour un onduleur à deux niveaux.....	34
Fig.II.8. Résultats de la simulation de la commande directe du couple de la MAS.....	36

Chapitre III

Fig III.1. Présentation de la plateforme du banc d'essai	40
FigIII.2. Onduleur de tension triphasé réalisé.....	40
Fig III.3. Schéma du circuit d'alimentation.....	41
Fig III.4. Schéma de principe du circuit de commande des MOSFETs.....	41
Fig III.5. TLP 250.....	42
Fig III.6. Configuration des pines de TLP250.....	42
Fig III.7. Schéma de principe du circuit de puissance d'un bras de l'onduleur.....	43
Fig III.8. Le transistor MOSFETIRFP460.....	43
Fig III.9. Carte de développement des commandes STM32F407.....	44
Fig III.10. Composants de la carteSTM32F4.....	44
Fig.III.11 : Tension simple pour le test avec une vitesse référence 750tr/min.....	46

Liste des figures

Fig.III.12 : Tension composé pour le test avec une vitesse référence 750 tr/min.....	47
Fig.III.13 : Test avec une vitesse de référence 750 tr/min.....	47
Fig.III.13 : Test avec une vitesse de référence 750 tr/min.....	48

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau.II.1: Table de commutation généralisée.....31

Tableau.II.2: Table de commande du flux.....32

Tableau.II.3: Table de commande du couple.....32

Tableau.II.4: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux.....32

Tableau II.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.....33

Chapitre III

Tableau III.1. Table de vérité de l'optocoupleur TLP 250.....42

Nomenclature des abréviations

Paramètre de la machine

P_n : Puissance nominale.

V_n : Tension nominale.

F : Fréquence nominale.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

M : L'inductance mutuelle entre phase du stator.

J : Moments d'inertie des parties tournant.

f : Coefficient de frottement.

P : Nombres de paires des pôles.

C_r : Couple résistante.

V_{dc} : Tension d'alimentation de l'onduleur.

Repères

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.

α, β : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.

θ : L'angle instantanée du vecteur de référence.

Grandeurs électriques

$V_{sa, b, c}$: Tension statorique phase a, b ou c.

$V_{ra, b, c}$: Tension rotorique phase a, b ou c.

$V_{s\alpha, \beta}$: Tension statorique dans le repère α, β .

$V_{r\alpha, \beta}$: Tension rotorique dans le repère α, β .

$I_{sa, b, c}$: Courant statorique phase a, b ou c.

$I_{ra, b, c}$: Courant rotorique phase a, b ou c.

$I_{s\alpha, \beta}$: Courant statorique dans le repère α, β .

$I_{r\alpha, \beta}$: Courant rotorique dans le repère α, β .

Nomenclature des abréviations

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse mécanique rotorique.

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Significations des Abréviations Utilisées

$S_{i,j}$: $j^{\text{ème}}$ Interrupteur $i^{\text{ème}}$ bras.

$T_{i,j}$: Fonction de commutations.

$V_{réf}$: Le de référence.

MAS : Machine asynchrone.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

S : Le nombre de secteur.

Table de matières

Introduction général.....	2
<i>Chpitre01: Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation.....</i>	<i>4</i>
I.1. Introduction	4
I.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	4
I.2.2.Hypothèses simplificatrices.....	5
I.2.3.Description de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	5
I.2.3.1. Equations électriques.....	6
I.2.3.2.Equations magnétiques.....	7
I.2.4.Transformation du système triphasé vers le système biphasé.....	9
I.2.4.1.Passages des repères triphasés à biphasés.....	9
I.2.5.Transformation de Concordia et Park.....	11
I.2.5.1. Transformation de Concordia.....	11
I.2.5.2. Transformation de Park.....	12
I.2.6.Passage diphasé déphase.....	13
I.2.6.1. Passage d-p vers le repère α-β.....	13
I.2.6.2. Passage α-β vers le repère d-q.....	13
I.3.Choix du repère de référence.....	13
I.3.1. Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$.....	13
I.3.2. Le système d'axes $\{d, q\}$.....	13
I.3.3.Le système d'axes $\{x, y\}$.....	14
I.4. Application de la transformation de Concordia sur la machine asynchrone triphasée.....	14
I.4.1. Equations électriques.....	14
I.4.2. Equations magnétiques.....	15
I.4.3. Equation mécanique.....	15
I.5. Modélisation des onduleurs de tension.....	16
I.5.1. Onduleur triphasé.....	16
I.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
I.5.3. Stratégie de commande de l'onduleur.....	18
I.5.3.1. Technique MLI sinus –triangulaire.....	18
I.6. Résultats de simulation.....	20

I.7. Interprétation des résultats de la simulation.....	21
I.8. Conclusion.....	21
<i>III. Chapitre02: Commande directe du couple (dte).....</i>	<i>23</i>
II.1. Introduction.....	23
II.2. Principe de la DTC.....	23
II.2.a. Avantages de la DTC.....	24
II.2.b. Inconvénients de la DTC.....	24
II.3. Contrôle du flux statorique.....	24
II.4. Contrôle du couple électromagnétique.....	25
II.5. Sélection du vecteur tension V_s	26
II.6. Estimation du flux statorique et du couple.....	28
II.6.1. Estimation du flux statorique.....	28
II.6.2. Estimation du couple électromagnétique.....	28
II.7. Elaboration du vecteur de commande.....	29
II.7.1. Elaboration du contrôleur de flux.....	29
II.7.2. Elaboration de contrôleur de couple.....	30
II.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux.....	30
II.7.2.2. Correcteur du couple à trois niveaux.....	30
II.8. Elaboration des tables de commande.....	31
II.8.1. Table de commande du flux.....	32
II.8.2. Table de commande du couple.....	32
II.8.3. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	33
II.9. Structure générale du contrôle direct du couple.....	34
II.10. Résultats de simulation.....	35
II.11. Interprétation des résultats de la simulation.....	36
II.12. Conclusion.....	37
<i>III. Chapitre03: Validation expérimentale.....</i>	<i>39</i>
III.1. Introduction.....	39
III.2 Présentation de la plateforme du banc d'essai.....	39
III.3 Description de l'onduleur triphasé réalisé.....	40
III.4 Alimentation 15 V dc.....	41
III.5 Circuit de commande.....	41
III.6 Circuit de puissance	42

Table de matières

III.7 Carte de développement des commandes STM32F407-Discovery.....	43
III.7.1 Caractéristiques de la carte STM32F4Discovery.....	45
III.8 Résultat expérimentaux.....	46
III.9 Interprétation.....	48
III.10 Conclusion.....	49
Conclusion générale	51
Références.....	54
Annexe.....	56

Introduction générale

Introduction générale :

Les commandes des machines asynchrones se classifient en deux catégories : Contrôle Scalaire et contrôle vectoriel. Dans la première commande, la vitesse est contrôlé par la fréquence et l'amplitude de la source d'alimentation de la machine . C'est la commande la plus ancienne, qui ne permet pas d'avoir une bonne précision dans les réponses de la vitesse et du couple dans le régime transitoire.

Par contre, la deuxième commande est une commande plus complexe à réaliser, mais elle permet des performances plus élevées que le contrôle scalaire, tout en contrôlant le flux de la machine. La commande vectorielle est basée sur un contrôle effectif de l'état magnétique et du couple électromagnétique. Elle a été, ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cette structure nécessite la mise en place d'un capteur mécanique au niveau du rotor, pour cela une nouvelle commande a été introduite appelée contrôle direct du couple « DTC » en anglais Direct Torque Control.

Le contrôle direct du couple de la machine asynchrone DTC est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme une alternative de la commande vectorielle. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la non-nécessité d'une commande rapprochée de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, sa robustesse aux variations des paramètres rotoriques, l'absence de la transformation de PARK, l'absence du capteur mécanique au bout d'arbre du rotor.

Cependant, le principe de la DTC classique est basé sur un fonctionnement avec fréquence de commutation variable (contrôle par hystérésis), ce qui provoque une distorsion du flux et du courant causée par le changement de position du secteur. Certains travaux sont donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et de la fréquence de commutation.

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- ✓ **Le premier chapitre**, sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil et son alimentation dans l'environnement Matlab/Simulink.
- ✓ **Le deuxième chapitre**, nous présenterons la théorie de la commande directe du couple DTC, où nous parlerons sur le contrôle et l'estimation des deux grandeurs, le flux statorique et le couple électromagnétique, ainsi que l'élaboration de leurs contrôleur avec, bien sûr, la table de commutation.
- ✓ **La dernier chapitre**, discutera la validation pratique de la commande directe du couple sur un banc d'essai qui se compose d'un onduleur triphasé que nous serons réalisé.

Chapitre I

*MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE ET SON ALIMONTATIN*

I. Chpitre1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET SON ALIMONTATION

I.1. INTRODUCTION :

La machine à induction, ou machine asynchrone, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être alimenté à travers un onduleur. On l'alimente à partir d'un onduleur de tension le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale, qui permet de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone, son modèle dans le système biphasé et la forme d'état de cet modèle. La deuxième partie sera réservé aussi à la modélisation mathématique de l'onduleur triphasé et dans la dernière partie, nous simulerons l'association onduleur-moteur asynchrone dans l'environnement Matlab/Simulink.

I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles(entres/sorties) sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. [1]

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.[1]

I.2.1.Hypothèses simplificatrices :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices[2] [3] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- ✓ Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- ✓ Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ Les régimes homopolaires est nul puisque le neutre n'est pas relié.
- ✓ Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :
- ✓ L'additive des flux.
- ✓ La constante des inductances propres.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements
- ✓ du stator et de rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.3.Description de la machine asynchrone à cage d'écureuil :

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (A_s, B_s, C_s) alimentés par un système de courants triphasés et trois bobines rotoriques (a_r, b_r, c_r) court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de $\frac{2\pi}{3}$ degrés. θ_r est l'angle électrique entre l'axe de la phase(A) statorique et la phase (a) rotorique.

La figure.I.1. donne une représentation schématique de La machine asynchrone.

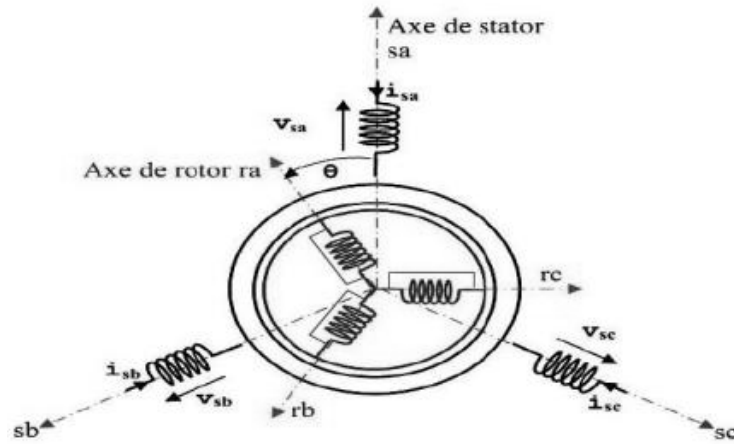


Fig.I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations [2] [6].

- ✓ Equations électriques.
- ✓ Equations magnétiques.
- ✓ Equations mécaniques.

I.2.3.1. Equations électriques :

Avec les hypothèses précédentes, les équations des tensions statoriques et des tensions rotoriques s'écrivent :

On pose :

$$\begin{cases} R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} \\ R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Et

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent être écrites sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = [0] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad ; \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

- R_s : Résistance d'une phase statorique.
- R_r : Résistance d'une phase rotorique.
- V_s : vecteur de tension de stator.
- I_s : vecteur de courant de stator.
- I_r : vecteur de courant de rotor.
- $[\Phi_s]$: vecteur de flux de stator .
- $[\Phi_r]$: vecteur de flux de rotor.

1.2.3.2. Equations Magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit [4] [5] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_1 I_{ra} + M_3 I_{rb} + M_2 I_{rc} \\ \Phi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_2 I_{ra} + M_1 I_{rb} + M_3 I_{rc} \\ \Phi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_3 I_{ra} + M_2 I_{rb} + M_1 I_{rc} \end{cases} \quad (I.7)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{sa} = M_1 I_{sa} + M_2 I_{sb} + M_3 I_{sc} + L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} \\ \phi_{rb} = M_3 I_{sa} + M_1 I_{sb} + M_2 I_{sc} + M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} \\ \phi_{rc} = M_2 I_{sa} + M_3 I_{sb} + M_1 I_{sc} + M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} \end{cases} \quad (I.8)$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Tel que :

- L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.
- L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.
- M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
- M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Avec :

$$M_1 = M_{sr} \cos \theta, \quad M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad \text{et} \quad M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

On peut écrire (I.9) sous forme suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Tel que :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec :

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques.
- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques.
- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.

- $[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

I.2.4. TRANSFORMATION DU SYSTEME TRIPHASE VERS LE SYSTEME BIPHASE :

I.2.4.1. PASSAGES DES REPERES TRIPHASES A BIPHASES :

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.[3]

Prenons le vecteur du courant I_1 qui est proportionnel à la force magnétomotrice créé par les courants de toutes les phases. Admettons que les axes triphasés soient immobiles par rapport au stator et que les axes biphasés tournant avec la vitesse ω_{coor} . Projétons le vecteur de courant I_1 sur les axes triphasés (A, B, C) et sur les axes biphasés (U, V), figure (I.2). [3]

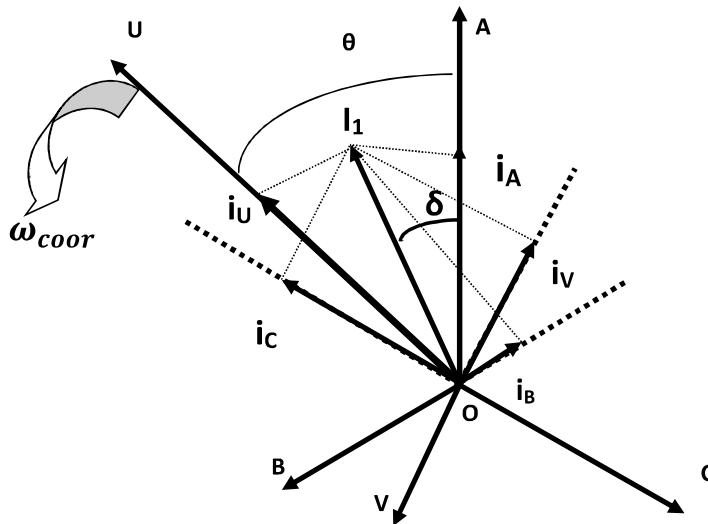


Fig.I.2: passage du système triphasé au système biphasé.

Avec :

- I_1 : le vecteur de courant.
- I_A, I_B, I_C : les projections du courant (I_1) sur les axes triphasés.
- I_U, I_V : les projections du courant (I_1) sur les axes biphasés.
- δ : l'angle entre le vecteur courant I_1 et l'axe de la phase A.

A partir les projections sur les axes triphasés de la Fig(I.2) on a :

$$I_A = I_1 \cos \delta$$

$$I_B = I_1 \cos\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right); \quad (I.12)$$

$$I_C = I_1 \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Et pour les axes biphasés on a :

$$\begin{cases} I_U = I_1 \cos(\theta - \delta) = I_1 \cos(\omega_{coor}t - \delta) \\ I_V = -I_1 \sin(\theta - \delta) = -I_1 \sin(\omega_{coor}t - \delta) \end{cases} \quad (I.13)$$

De (I.12) et (I.13), en tenant compte de

$$\cos(\theta - \delta) = \frac{2}{3} \left(\cos \theta \sin \delta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$\sin(\theta - \delta) = \frac{2}{3} \left(\sin \theta \cos \delta + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

On obtient :

$$\begin{cases} I_U = \frac{2}{3} \left(I_A \cos \theta + I_B \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ I_V = \frac{2}{3} \left(I_A \sin \theta + I_B \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (I.14)$$

Il faut ajouter à (I.14) l'expression du courant I_0 (composante homopolaire) :

$$I_0 = \frac{1}{3} (I_A + I_B + I_C) \quad (I.15)$$

Le système formé par les expressions (I.14) et (I.15) est utilisé pour le passage du système triphasé au système biphasé. Sous forme matricielle, celui-ci se présente comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Avec

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Tel que :

- $[P]$: la matrice de PARK pour le passage du système triphasés au système biphasés.

La matrice inverse de PARK est :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Avec :

- $[P]^{-1}$: La matrice inverse de PARK pour le passage du système biphasés au système triphasés.

Si le système d'axes biphasés est immobile par rapport au système d'axes triphasé, c'est-à-dire pour le système (α, β) la vitesse de rotation des axes est nulle $\omega_{\text{coor}} = 0$ [3], on obtient la transformation de CONCORDIA et la matrice de CONCORDIA :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Et

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

Tell que :

- $[C]$: la matrice de CONCORDIA pour le passage du système triphasés au système biphasés.
- $[C]^{-1}$: La matrice inverse de CONCORDIA pour le passage du système biphasés au système triphasés.

I.2.5. TRANSFORMATION DE CONCORDIA ET DE PARK :

I.2.5.1. Transformation de Concordia :

La machine triphasée peut être transformée en une machine biphasée équivalente à l'aide de la transformation de Concordia :

Un vecteur x de grandeur triphasée peut être décrit par les signaux sur chacune des trois phases (abc) : $X_{abc} = [X_a \ X_b \ X_c]^t$. Un changement de repère approprié (a,b,c) à un repère (α, β, h) qui permet de réduire la complexité du système sous certaines hypothèses. Supposant que l'axe h

soit orienté suivant la composante homopolaire du système triphasé (c'est à dire la somme des trois signaux de phase). Lorsque le système triphasé est équilibré, cette composante est nulle, ce qui permet de réduire le système triphasé à un système biphasé (axes $\alpha\beta$). Sans prise en compte de la composante homopolaire (hypothèse: $X_a + X_b + X_c = 0$) [7].

$$X_{\alpha\beta} = C_{23} \cdot X_{abc} \quad (1.21)$$

Tell que :

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Avec prise en compte de la composante homopolaire :

$$X_{\alpha\beta h} = C_{33} \cdot X_{abc} \quad (1.22)$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

1.2.5.2. Transformation de Park :

Le repère de Park correspond à un repère diphasé, pour une machine asynchrone est lié généralement au champ tournant et pour une machine synchrone, il est solidaire du rotor [2]. La transformation de Park qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park.

La matrice de passage de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est défini par [8]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Sous forme plus compacte :

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (1.23)$$

Avec :

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

La matrice de la transformation de PARK qui conserve les amplitudes est défini par [8] :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

I.2.6. PASSAGE DEPHASE DEPHASE :

I.2.6.1. Passage d-q vers le repère α - β .

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

I.2.6.2. Passage α - β vers le repère d-q.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.3. CHOIX DU REPERE DE REFERENCE :

Pour étudier la théorie des processus transitoires des machines électriques, on utilise trois systèmes d'axes des coordonnées qui sont des cas particuliers du système d'axes $\{U, V\}$ [2] 3].

I.3.1. Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$:

Ce système d'axes est immobile par rapport au stator, Ce choix est défini par ($\omega_{\text{coor}} = 0$).

I.3.2. Le système d'axes $\{d, q\}$:

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r , Il se traduit par ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

I.3.3. Le système d'axes {X, Y} :

Ce troisième système d'axes tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créé par les enroulements du stator (système X,Y avec $\omega_{coor} = \omega_{os}$).

Ce système d'axe est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique. Dans cette étude ont utilisé la transformation de CONCORDIA pour le passage du système triphasés (a b c) au système biphasés ($\alpha \beta$).

I.4. Application de la transformation de Concordia (α - β) sur la machine asynchrone triphasée :

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé (α - β) est donnée par les relations suivent :

$$[X_s]_{\alpha\beta n} = [C_{32}] \cdot [X_s]_{abc}$$

$$[X_r]_{\alpha\beta n} = [C_{32}] \cdot [X_r]_{abc}$$

I.4.1. Equations électriques :

En application la transformation de CONCORDIA sur les équations électriques(I.4) et (I.6), on obtenu les équations suivant :

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ U_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ U_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I.24)$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$I_{s\alpha,\beta}$: Courant statorique dans le repère α, β .

$\phi_{s\alpha,\beta}$: Flux statorique dans le repère α, β .

I.4.2. Equations magnétiques :

L'application de la transformation de CONCORDIA sur l'équation (I.9) donne :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (I.25)$$

I.4.3. Equation mécanique :

Les équations mécaniques de la machine sont données par :

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

Et celui du couple

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) .$$

C_e : Couple électromagnétique.

p : Nombre de paire de pôles.

$\Phi_{s\alpha,\beta}$: Flux statorique dans le repère α, β .

$I_{s\alpha,\beta}$: Courant statorique dans le repère α, β .

Donc on obtenir le modèle d'état : $[\dot{x}] = [A]. [x] + [B]. [U]$

Alor :

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par(I.26) :

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{\Phi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}}{M} \\ I_{r\beta} = \frac{\Phi_{s\beta} - L_s I_{s\beta}}{M} \end{cases} \quad (I.27)$$

Le système d'équations (I.28) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\Phi_{s\alpha} - \delta L_s I_{s\alpha}) \\ \Phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\Phi_{s\beta} - \delta L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (I.28)$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} - \delta L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} - \delta L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (I.29)$$

En remplaçant les équations (I.27), (I.28) et (I.29) dans l'équation (I.24), on obtient l'équation d'état sous forme matricielle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{s\alpha} \\ \dot{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Ce dernier modèle d'état sera utilisé dans les simulations de la commande directe du couple (DTC).

I.5. Modélisation des onduleurs de tension.

I.5.1. Onduleur triphasé :

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs (AC) à partir d'une source d'énergie électrique continue (DC). C'est la fonction inverse d'un redresseur. L'onduleur est un convertisseur de type continu/alternatif.

I.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

La structure de l'onduleur de tension alimentant la MAS est représentée sur la figure 2.3.

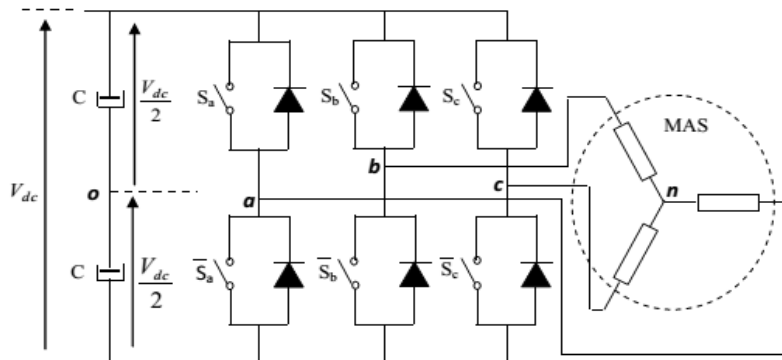


Fig. 1.3 : L'onduleur de tension associé à la MAS.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$) [9][4]:

- ✓ $S_i = 1$: le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- ✓ $S_i = 0$: le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Les différentes combinaisons de ces grandeurs nous donnent 8 vecteurs tensions dont 6 actifs et 2 vecteurs nuls. Ces vecteurs sont représentés dans la figure I.4 :

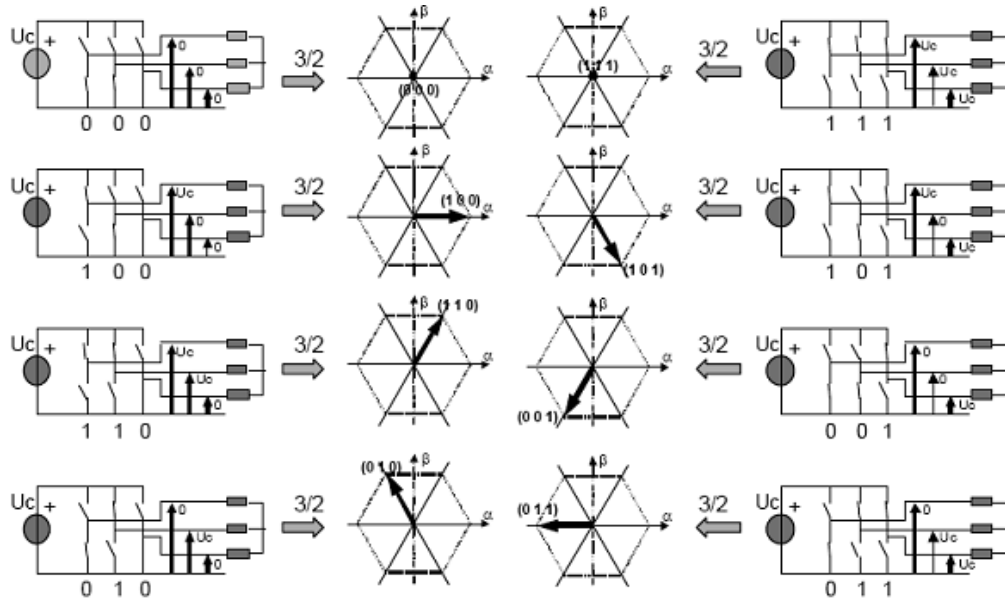


Fig I.4 : Etat des interrupteurs et tension correspondantes dans le plan complexe.

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure I.4, il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{dc} \cdot S_a \\ V_{bn} = V_{dc} \cdot S_b \\ V_{cn} = V_{dc} \cdot S_c \end{cases} \quad (I.31)$$

les trois tensions composées : V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.32)$$

De (I.31) et (I.32) on a :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (I.33)$$

Pour La charge constituée par la machine est équilibrée on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.34)$$

De (I.34) :

$$\begin{cases} V_{an} = -V_{bn} - V_{cn} \\ V_{bn} = -V_{an} - V_{cn} \\ V_{cn} = -V_{bn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.35)$$

A partir les équations (I.33), (I.34) et :

$$\begin{cases} 2V_{an} - V_{bn} - V_{cn} = V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \\ 2V_{bn} - V_{an} - V_{cn} = V_{dc}(2S_b - S_a - S_c) \\ 2V_{cn} - V_{bn} - V_{an} = V_{dc}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (I.36)$$

De (I.36) et (I.35) on obtenir :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (I.37)$$

On obtient l'équation d'état sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

Avec

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : sont les tensions simples des phases de la charge (Valeur alternatif) .

I.5.3. Stratégie de commande de l'onduleur :

I.5.3.1. Technique MLI Sinus –Triangulaire :

Cette technique est très populaire dans l'industrie. Le principe de cette technique est expliqué dans la figure I.6.

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques [4].

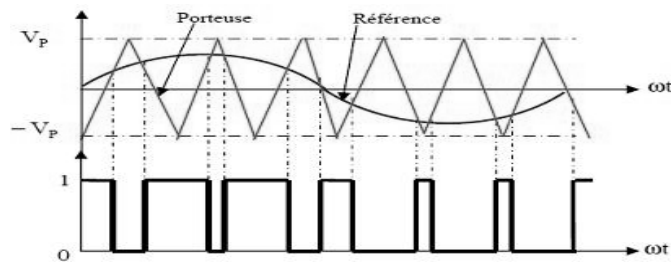


Fig. I.5 : Principe de l’MLI Sinus-Triangulaire.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l’algorithme suivant :

$$U_p \leq U_r \rightarrow S(t) = 1 \quad ; \quad \text{Sinon : } S(t) = 0.$$

Telle que :

U_r : Tension référence.

U_p : Tension porteuse.

$S(t)$: Le signal MLI résultant.

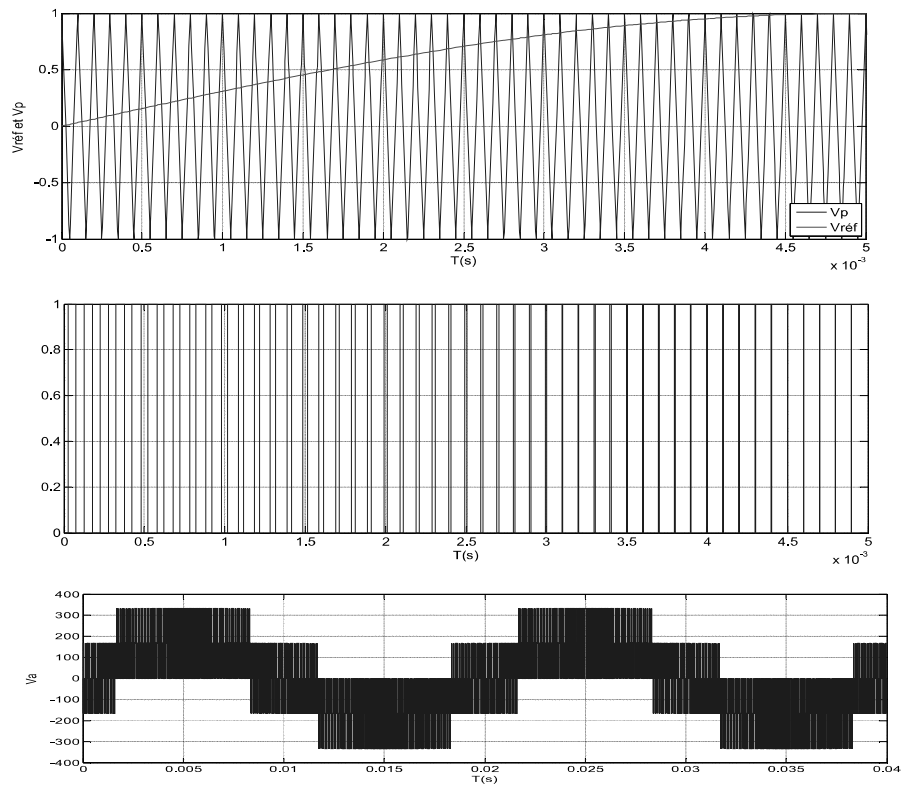


Fig.1.5. Principe de l’MLI Sinus-Triangulaire et la tension simple Va.

I.6. Résultats de simulation :

Nous avons simulé l'ensemble onduleur triphasé-moteur asynchrone dans l'environnement Matlab/Simulink pour un démarrage à vide pendant 1 seconde suivi directement par une application de charge de 10 N.m.

Les résultats de simulation sont donné par le figure(II.6)

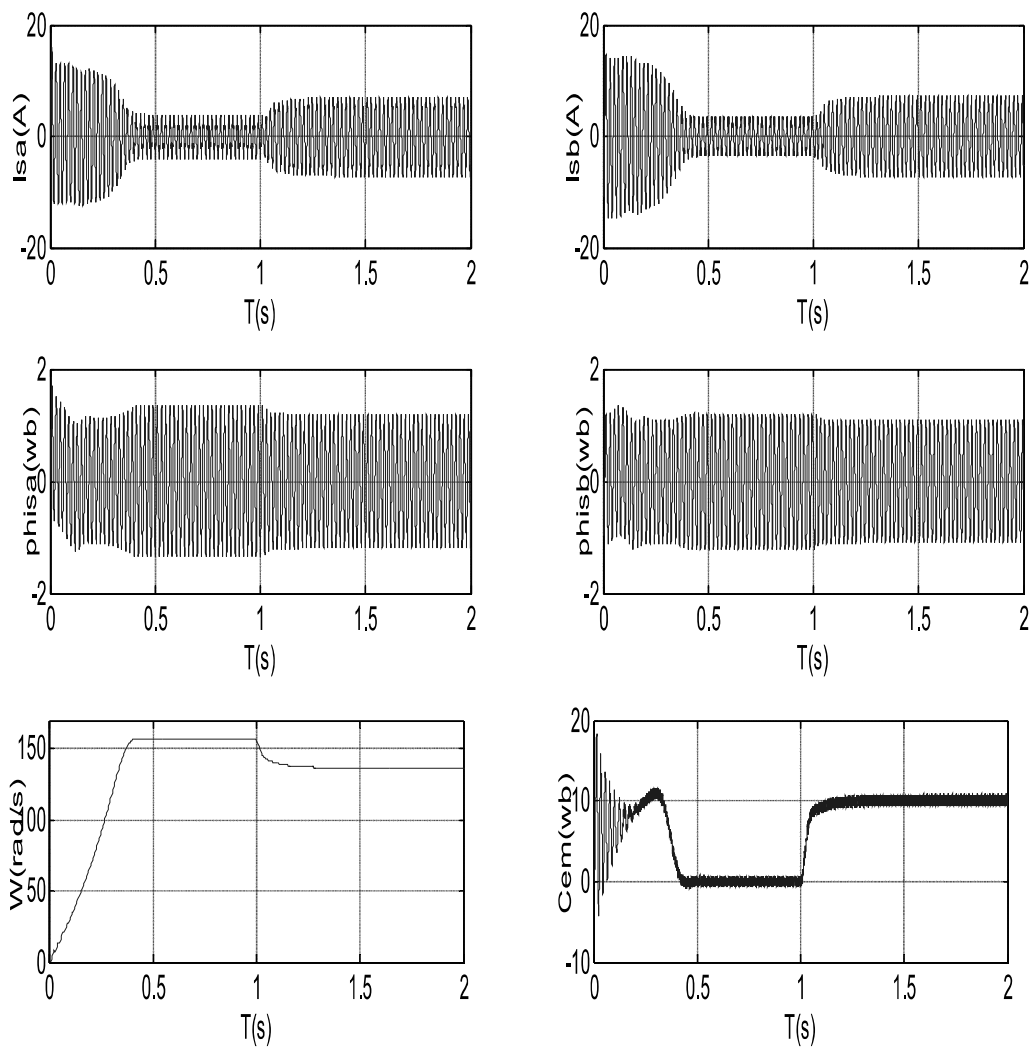


Fig.II.6. Résultats de la simulation de la MAS

I.7. Interprétation des résultats de la simulation :

- La présence de l'onduleur est manifestée par des oscillations visibles surtout en régime permanent.
- Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives importantes, Après l'application de la charge (10N.m). Les courantes statorique évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- La vitesse atteint son régime permanent au bout de $t=0.4$ seconde jusqu'à l'application de la charge A l'instant($t=1$ s), On remarque une chute de vitesse de 157 jusqu'à 145(rad/s).
- Le couple présente aux premiers instants du démarrage un pic très importante, Puis de 0.4s à (1s) le couple tend vers zéro (l'inertie du moteur) jusqu'à l'application de la charge(10N.m) à (1s) où il augmente pour compenser le couple résistant.
- Après le régime transitoire les flux statoriques prennent les formes sinusoïdales , Et on note La diminution du flux lors l'application de la charge(10N.m) ce qui prouve le fort couplage existant entre le flux et le couple électromagnétique.

I.8. Conclusion :

Ce premier chapitre est réservé à la modélisation de la machine asynchrone (MAS) et son alimentation dans l'environnement Matlab/Simulink.

Le modèle biphasé de la machine est présenté dans le repéré (α,β) lié au stator à l'aide de la transformation de Concordia afin de réduire l'ordre du système et pour éviter la complexité des équations différentielles. Ainsi que pour réaliser la commande directe du couple DTC.

L'onduleur a alimenté la machine asynchrone et est piloté par la technique de modulation de l'arguer d'impulsion MLI en boucle ouverte, pour confirmer son association avec la machine seulement.

L'introduction du couple de charge 10 N.m à l'instant 1 seconde pour la simulation a perturbé l'ensemble du convertisseur-machine où il a augmenté le flux statorique et il a diminué la vitesse de rotation pour cela, nous somme obligé de chercher une loi de commande en boucle fermé pour compenser la diminution de la vitesse et pour découpler le deux grandeurs le flux statorique et le couple électromagnétique.

CHAPITRE II

*LA COMMANDE DIRECT DU COUPLE
DTC*

II. CHAPITRE02 : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

II.1. INTRODUCTION :

La DTC a été introduit par L. TAKAHASHI à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur.

Les méthodes de commande directe du couple «DTC» consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculés du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de cosigne.[3][16]

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple pour la machine asynchrone, et leurs résultats de simulation obtenus.

II.2. PRINCIPE DE LA DTC :

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple de la machine, est ce la par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Cette méthode de commande a pour avantages Inconvénients :

II.2.a. Avantages de la DTC :

Parmi les avantages de la DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple.
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine.
- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse.
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI.
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande.
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire.
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter.

II.2.b. Inconvénients de la DTC:

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II.3. CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par : [1].

$$V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (II.2)$$

Donc :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s - R_s i_s \quad (II.2)$$

On obtient :

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (II.3)$$

On peut considérer La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée, la trajectoire du vecteur de ϕ_s lié au vecteur tension V_s de sortie de l'onduleur.

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , sur l'intervalle de temps $[0 T_e]$. On applique un vecteur de tension non nul à la machine, La figure (II.2) représente l'application du vecteur de tension pour orienter le flux statorique, on peut écrire alors:

$$\phi_s(K + 1) = \phi_s(K) + V_s \cdot T_e \quad (\text{II.5})$$

On encore

$$\Delta\phi_s = U_s \cdot T_e \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$\phi_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\phi_s(K + 1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta\phi_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

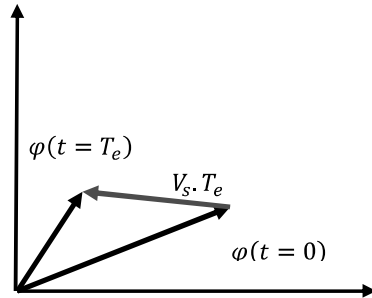


Figure II.1: Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

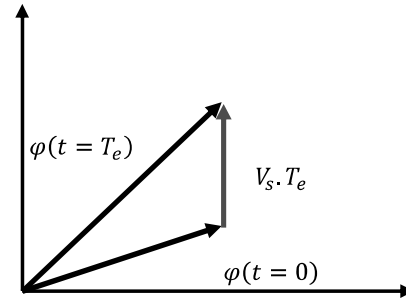


Figure II.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

II.4. CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux rotorique et du flux statorique de la façon suivante :

$$C_e = K(\overline{\phi_s} \wedge \overline{\phi_r}) = K \|\overline{\phi_s}\| \|\overline{\phi_r}\| \sin(\gamma) \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Tel que } K = \frac{P \cdot M}{\delta L_s \cdot L_r}$$

Avec :

$\overline{\varphi}_s$: Le vecteur de flux satoriques.

$\overline{\varphi}_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

II.5. SELECTION DU VECTEUR TENSION VS

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.[13][15].

Le choix de la vectrice tension V_s . dépend de la variation souhaitée pour le module de flux Statorique $\overline{\varphi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple[1][10][9]. On délimite généralement l'espace d'évolution $\overline{\varphi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.[12][10][13].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

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

- ❖ Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.
- ❖ Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croît.
- ❖ Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît.
- ❖ Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.
- ❖ Si \overline{V}_0 ou Si \overline{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la fig (II.3).

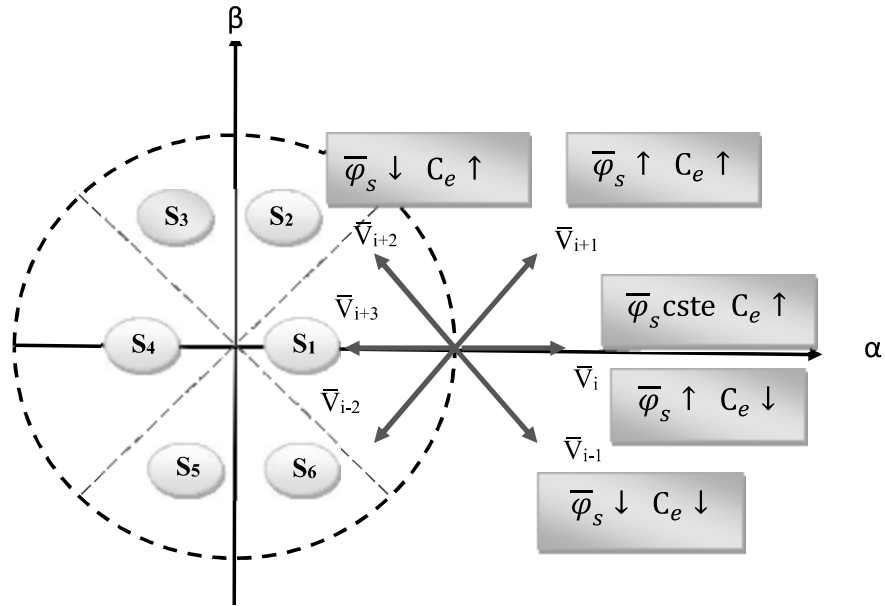


Fig. II.3: Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone Z_i .

En début de zone Z_i , les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. D'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\overline{\phi}_s$ alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs \vec{V}_{i-1} et \vec{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\phi}_s$ en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire[17]. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans une zone de position Z_i les deux vecteurs de tension V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux $\overline{\phi}_s$ dans cette zone.

II.6. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE

II.6.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine [18] l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R i_s) dt \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_{s\beta} i_{s\beta}) dt \\ \text{Avec } \Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Et L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.10})$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_c , des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c), et en utilisant la transformation

de CONCORDIA, on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_c [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont également obtenus par la transformation de CONCORDIA, à partir des courants i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} mesurés, soit :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$

L'angle θ_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux Φ_s est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}$$

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple C_e uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β) le couple peut se mettre sous la forme [1][19] :

$$C_e = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

II.7. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

II.7.1. Elaboration du contrôleur de flux :

Ce type de correcteur est de but de maintenir l'extrémité du vecteur dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.4).[15][12] L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans le contrôleur hystérésis à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable booléenne Cflx, cette variable indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0)[15] de façon à maintenir :

$$|\phi_{s\text{ref}} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

Avec :

$\phi_{s\text{ref}}$: Le flux de référence.

$\Delta\phi_s$: La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

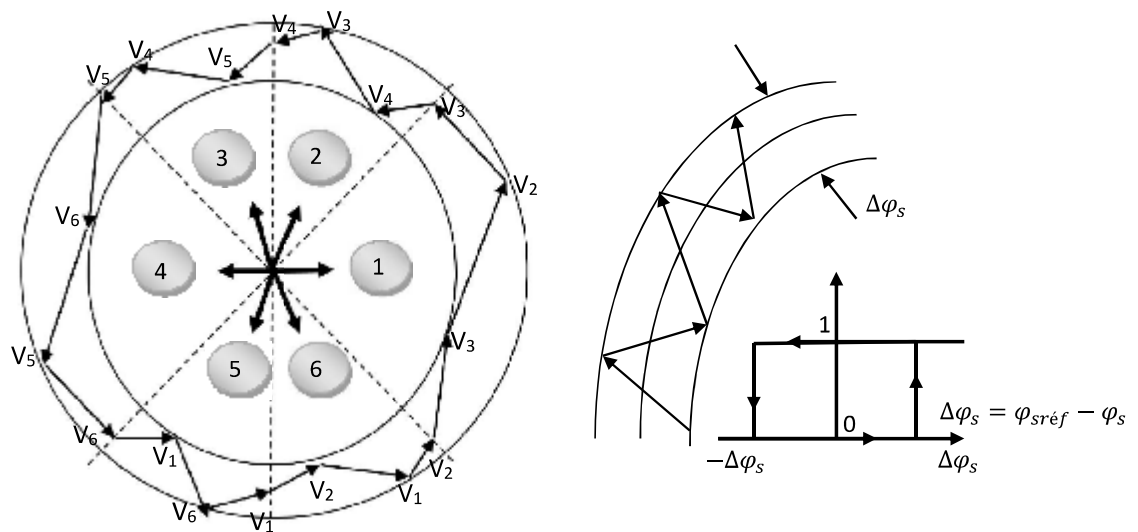


Fig. II.4: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant.

II.7.2. Elaboration de contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux les limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis.

$$|C_{e\text{ ref}} - C_e| \leq \Delta C_e$$

Avec :

C_e : est le couple électromagnétique.

$C_{e\text{ ref}}$: est le couple référence.

ΔC_e : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées[15]:

- ❖ un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- ❖ un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls[20][13]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter[13].

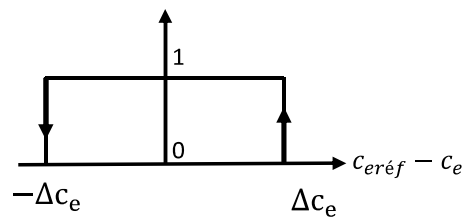


Fig.II.5 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.7.2.2. Correcteur du couple à trois niveaux :

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne C_{cpl} .

La figure (II.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$), pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$). En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique les vecteurs qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

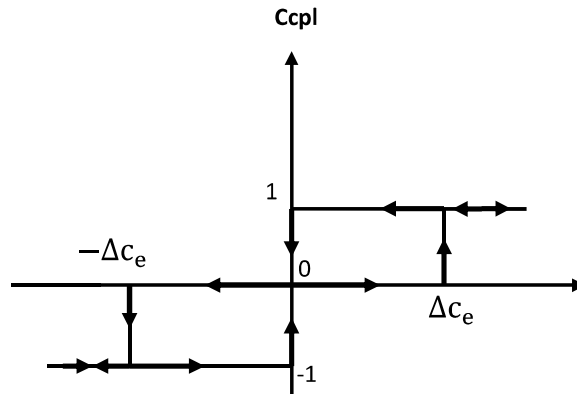


Fig. II.6: correcteur de couple à trois niveaux.

II.8. ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique N (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique[12]

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau II. 1: Table de commutation généralisée.

II.8.1. Table de commande du flux

Le tableau II.2 résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\varnothing_s \uparrow$	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁
$\varnothing_s \downarrow$	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄

Tableau. II.2: Table de commande du flux.

II.8.2. Table de commande du couple

Le tableau II.3 ci-dessous résume de façon générale la séquence de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple électromagnétique en fonction du secteur :

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂
$C_{em} \downarrow$	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅

Tableau. II.3: Table de commande du couple

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau II.4.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\uparrow C_{em} \& \uparrow \varnothing_s$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
$\uparrow C_{em} \& \downarrow \varnothing_s$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
$\downarrow C_{em} \& \uparrow \varnothing_s$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\downarrow C_{em} \& \downarrow \varnothing_s$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau.II.4: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux.

II.8.3. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

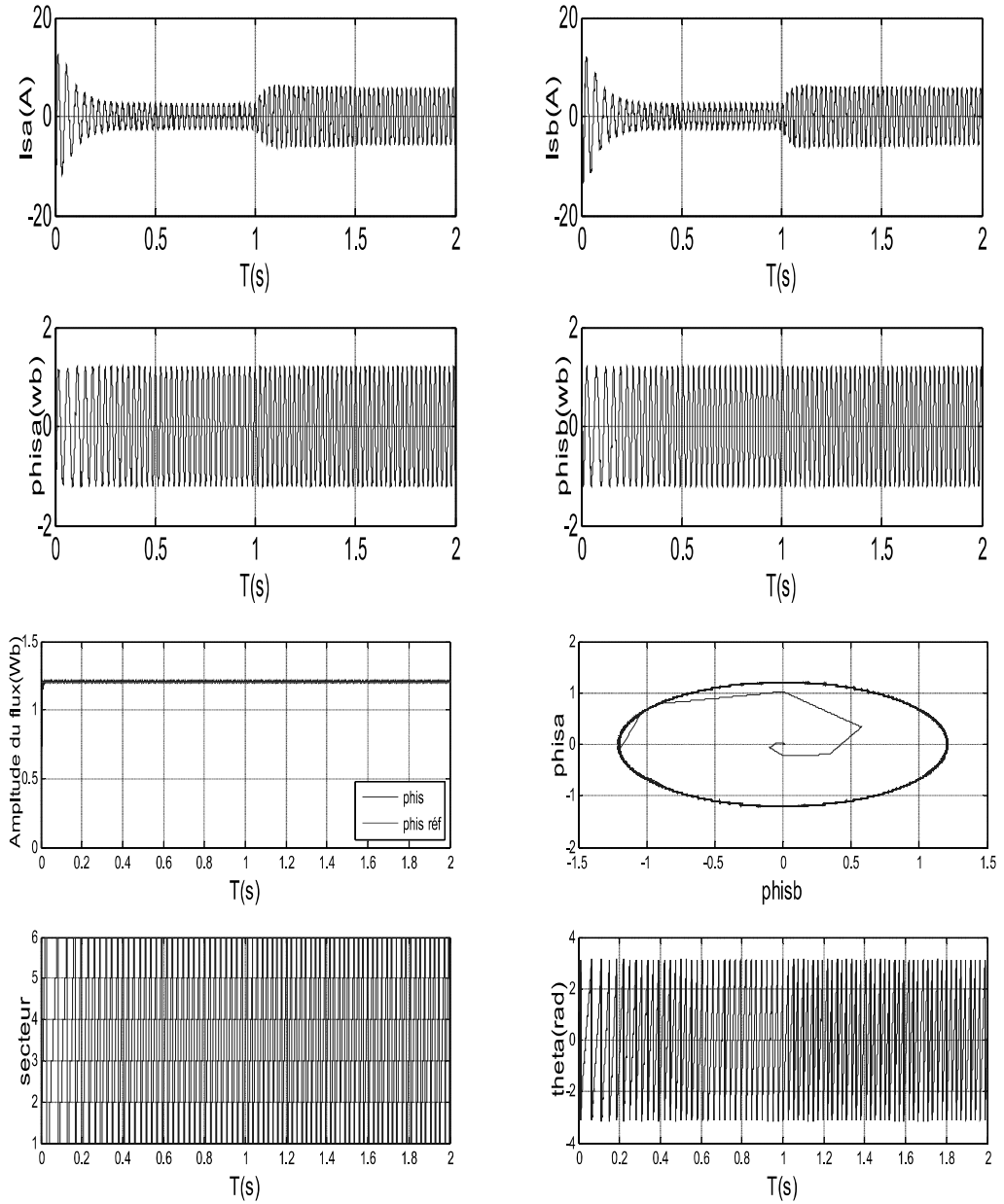
Finalement, la comparaison des tables de commande précédant permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2Niveaux
	Ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3Niveaux
Cflcx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2Niveau x
	Ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3Niveaux

Tableau II.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

II.10. Résultats de simulation

Le figure (II.8), présentes les comportements de la structure du contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.



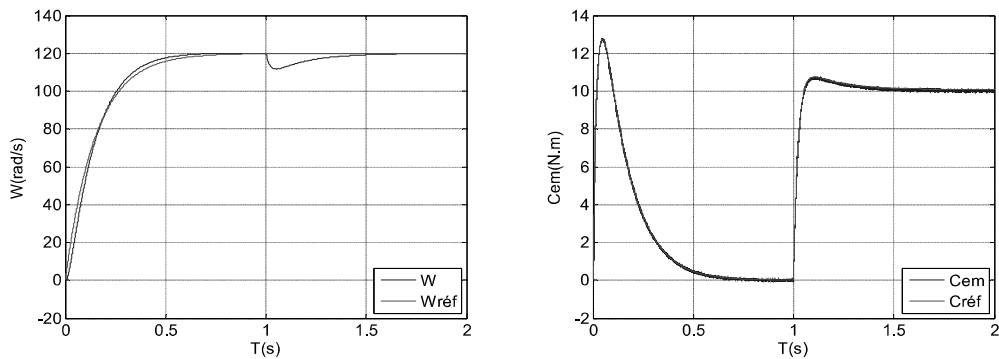


Fig.II.8. Résultats de la simulation de la commande directe du couple de la MAS.

II.11. Interprétation des résultats de la simulation

La Figure II.19 :

- ✓ montre que le courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 13A, et puis il se stabilise à la valeur 3A. Après l'application du couple résistant positif (10Nm) le courant se stabilise environ à 4A.
- ✓ la forme du deux composantes du flux statorique $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ est sinusoïdale. Et conserve un flux de valeur maximale de 1.2 Web (valeur imposée) dans les deux régimes à vide et en charge.
- ✓ montre la vitesse de rotation augmente presque linéairement jusqu'à la valeur de référence, sans dépassement et pendant un temps de réponse de 0.5 seconde dans le régime transitoire. Puis elle se stabilise à sa référence malgré l'application de la charge avec une légère diminution négligeable à ce moment.
- ✓ Dans l'essai à vide la courbe du couple électromagnétique présente un couple de démarrage environ de 12 N.m. puis elle stabilise à une valeur presque nulle qui représente l'inertie du moteur asynchrone, en suite et lors de l'introduction du couple résistant le couple électromagnétique suit parfaitement son couple de référence imposé sur l'arbre du moteur (10 N.m) avec des oscillations dus à l'utilisation des régulateurs à hystérèse.
- ✓ présente les deux composantes du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ✓ montre que la réponse du module de flux statorique est varié au voisinage de la valeur de référence (1.2 Wb) dans une bande l'hystérésis fixe (0.01wb, -0.01wb).

II.12. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple(DTC) ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable du vecteur de tension pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux. L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, L'inconvénient principal de cette commande c'est la présence des oscillations au niveau du courant et du couple, qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation et à la présence des régulateurs à hystérésis.

Chapitre I

VALIDATION EXPERIMENTALE

III. CHAPITRE03: VALIDATION EXPERIMENTALE

III.1 Introduction :

L'objectif principal de ce dernier chapitre est la validation expérimentale de la Commande directe du couple DTC.

Nous présenterons toutes les étapes nécessaires pour faire réaliser un onduleur triphasé de tension ensuite nous exposerons notre carte de développement STM32F407 que nous avons utilisé pour générer l'algorithme de la DTC.

Finalement, nous donnerons les résultats expérimentaux avec leurs interprétations.

III.2 Présentation de la plateforme du banc d'essai :

Toutes les taches concernant la réalisation de notre onduleur triphasé (test sur une plaque d'essai, tirage et perçage de la carte du circuit imprimé, soudage des composants électroniques et test final de l'onduleur), ont été réalisées au niveau du laboratoire de génie électrique et de l'électronique.

Donc, pour bien dimensionner l'onduleur triphasé, nous avons réalisé un onduleur monophasé en demi-pont sur une plaque d'essai. Ce test nous a permis de déterminer les valeurs de tous composants nécessaires au fonctionnement d'un bras de l'onduleur, ce dernier est utilisé pour alimenter un moteur asynchrone triphasé, et la plateforme du banc d'essai est illustré sur la figure (III-1).

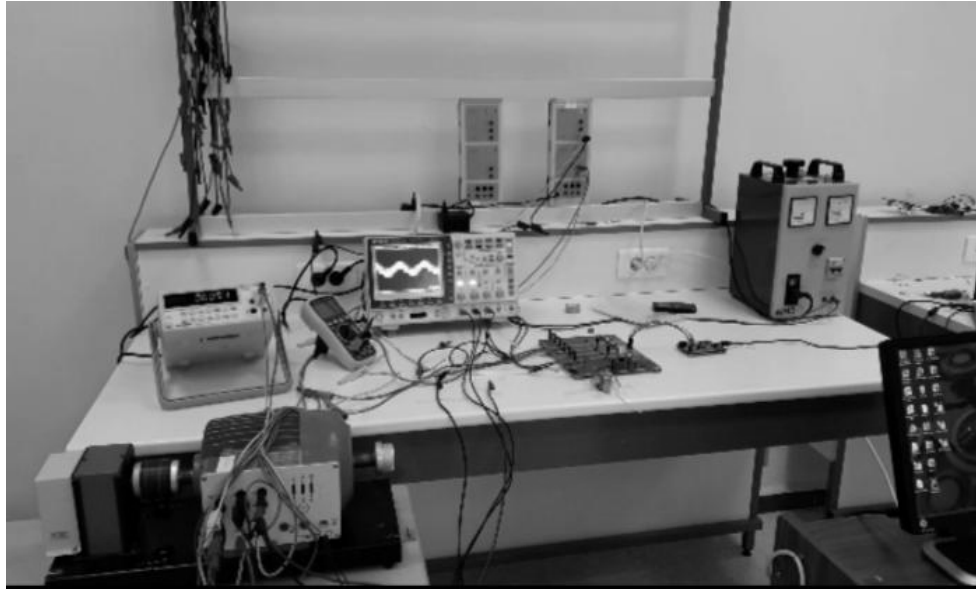
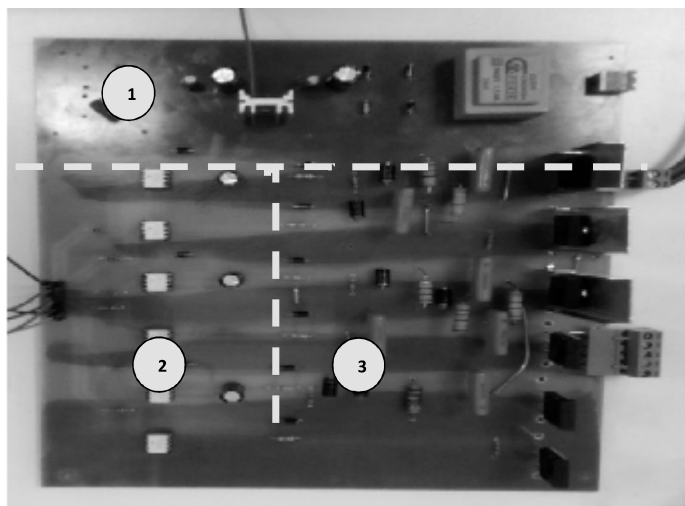


Fig III.1. Présentation de la plateforme du banc d'essai

III.3 Description de l'onduleur triphasé réalisé :

Notre onduleur réalisé comporte trois parties essentielles Figure (III-2) :

- ✓ Alimentation 15v dc.
- ✓ Circuit de commande.
- ✓ Circuit de puissance.



FigIII.2. Onduleur de tension triphasé réalisé

III.4 Alimentation 15 V dc :

Pour alimenter les optocoupleurs (TLP 250) du côté puissance, nous avons réalisé une alimentation 15 v DC à partir de 220 AC dont son schéma électrique est illustré sur la figure (III-3).

La tension alternative devenue du secondaire du transformateur 220/24 AC, est redressé à l'aide d'un pont de Graetz, et est filtré par des condensateurs pour garantir une tension lisse à l'entrée du régulateur LM 7815, dont sa sortie est filtrée aussi pour assurer une 15 v DC stable.

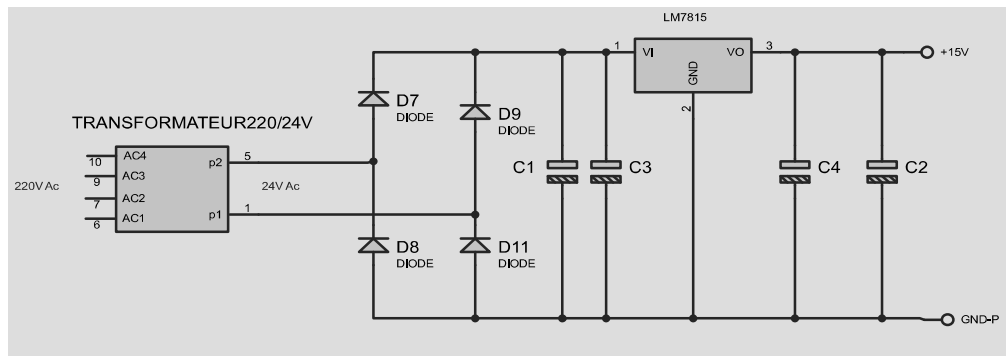


Fig III.3. Schéma du circuit d'alimentation.

III.5 Circuit de commande :

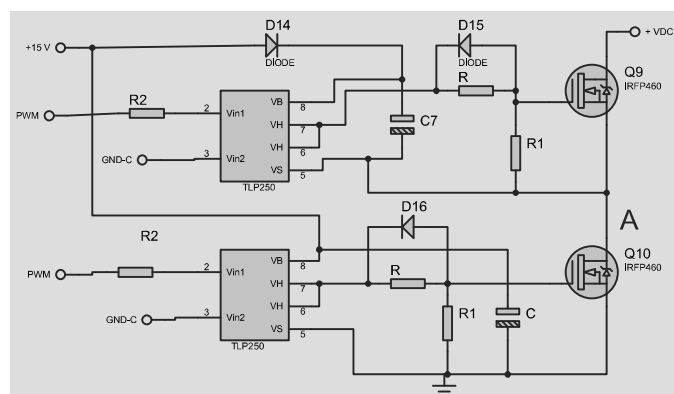


Fig III.4. Schéma de principe du circuit de commande des MOSFETs.

L'isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit de commande est assuré par l'optocoupleur TLP250. Figure (III-4)

Un optocoupleur est un composant électronique capable de transmettre un signal électrique à un autre sans aucun contact galvanique entre eux. figure (III- 5-6) Le principe de fonctionnement de TLP 250 est résumé dans la table de vérité suivante :

		Tr1	Tr2
Led d'entrée	On	On	Off
	Off	Off	On

Tableau III.1. Table de vérité de l'optocoupleur TLP 250

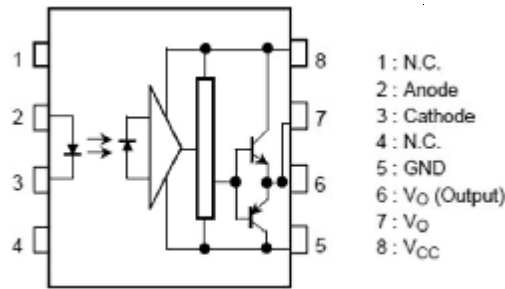


Fig III.6. Configuration des pines de TLP 250



Fig III.5. TLP 250

III.6 Circuit de Puissance :

Nous avons utilisé pour notre onduleur le transistor MOSFET IRFP 460 qu'est capable de supporter une tension maximale de 500 V et un courant maximum de 20 A, sa fréquence de commutation maximale est 1MHz figure (III-8).

Un circuit de protection est ajouté pour protéger les interrupteurs contre les $\frac{du}{dt}$ lors de la commutation On-Off, et contre les $\frac{di}{dt}$ lors de la commutation Off-On figure (III-6).

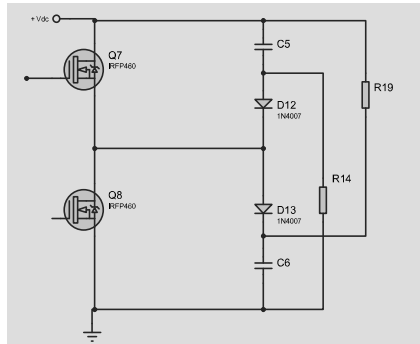


Fig III.7. Schéma de principe du circuit
de puissance d'un bras de l'onduleur.

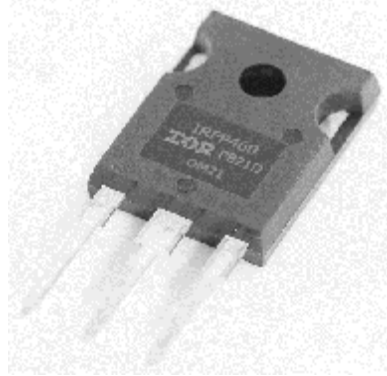


Fig III.8. Le transistor MOSFET
IRFP 460.

III.7 Carte de développement des commandes STM32F407- Discovery

La carte STM32F4Discovery permet aux utilisateurs de développer facilement des applications avec un microcontrôleur haute performance STM32F4 muni d'un processeur ARM Cortex-M4 32 bits. Elle inclut tout ce qu'est nécessaire pour les débutants ou pour les utilisateurs expérimentés pour commencer rapidement à effectuer des développements.

Peu coûteuse et facile à utiliser, la carte STM32F4Discovery aide à découvrir les fonctionnalités haute performance du microcontrôleur STM32F4 et à développer facilement des applications. Figure (III-8)

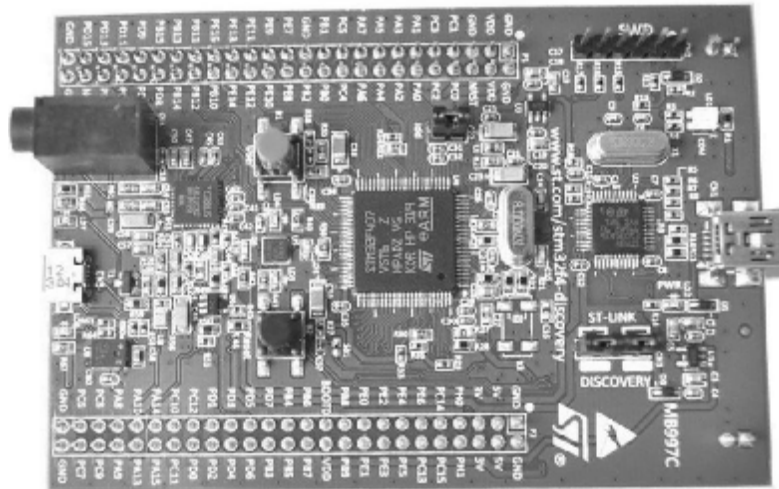
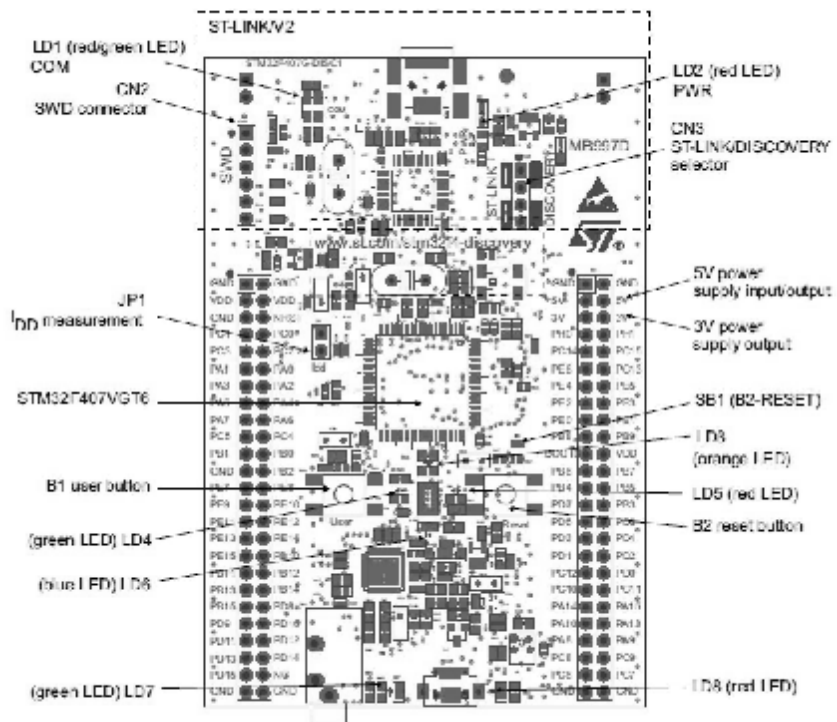


Fig III.9. Carte de développement des commandes STM32F407



MBS0065/2

Fig III.10. Composants de la carte STM32F4

III.7.1 Caractéristiques de la carte STM32F4Discovery

La carte STM32F4Discovery offre les caractéristiques suivantes :

— Un microcontrôleur STM32F407VGT6 avec processeur ARM Cortex-M4 32 bits doté de :

- une mémoire Flash de 1 Mo
- une mémoire vive de 192 Ko
- une FPU,
- Un ST-LINK/V2 intégré.

Alimentation de la carte :

- par bus USB,
- par alimentation externe : 3 V ou 5 V.
- Un accéléromètre à 3 axes ST MEMS LIS3DSH,
- Un capteur audio (microphone) digital omnidirectionnel ST MEMS MP45DT02.
- Un DAC audio avec haut-parleur de classe D intégré.
- Huit LEDs :
- LD1 (rouge/vert) pour la communication USB,
- LD2 (rouge) pour la mise sous tension 3.3 V,
- Quatre LEDs Utilisateur : LD3 (orange), LD4 (vert), LD5 (rouge) et LD6 (bleu),
- 2 LEDs USB OTG (USB On-The-Go):
- LD7 (vert) VBUS,
- LD8 (rouge) surintensité.
- Deux boutons poussoir (utilisateur et réinitialisation).
- Interface USB OTG avec connecteur micro-AB.
- En-têtes d'extension pour les E/S pour une connexion rapide à la carte.
- Logiciel gratuit, complet et comprenant une variété d'exemples, constituant le package logiciel STM32CubeF4.

III.8 Résultat expérimentaux :

Afin de valider pratiquement la commande directe du couple DTC du moteur asynchrone, Nous avons utilisé un banc d'essai qui contient les éléments suivants :

- Un moteur asynchrone de puissance 0.9KW.
- Une génératrice tachométrique pour la mesure de la vitesse avec la gaine (1V → 1000tr/min).
- Une carte auxiliaire UART pour la visualisation des grandeurs internes.

Nous avons imposé, sur notre moteur asynchrone un flux statorique de 0.65Weber et une vitesse de référence de 750 tr/min. le moteur est à vide et est alimenté par l'onduleur que nous avons réalisé dont la tension continu est égale 100V.

Les courant du notre moteur sont en quadratures avec les tensions mesurés V_a , V_b , V_c et sont décalés, bien sûr, avec $\frac{2\pi}{3}$ et leurs amplitudes maximales sont presque environ de 0.5 A. pour cela, nous avons les estimés et les injectés dans notre programme pour faire estimet le flux statorique et le couple électromagnétique.

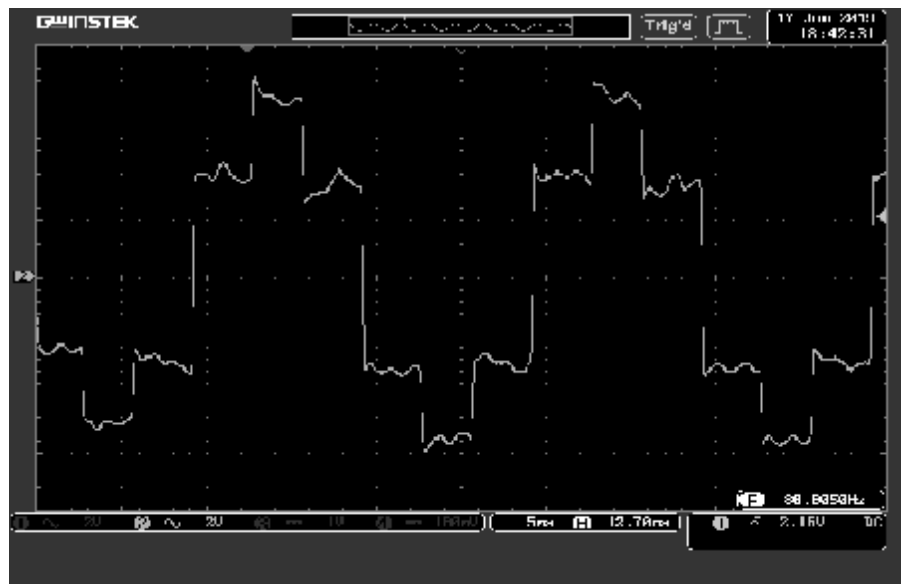


Fig.III.11 : Tension simple pour le test avec une vitesse référence 750 tr/min.

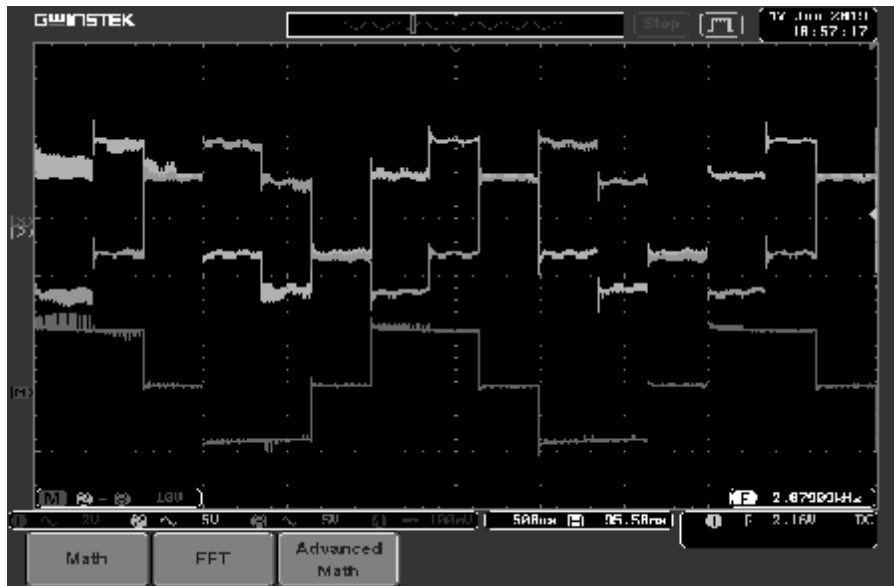
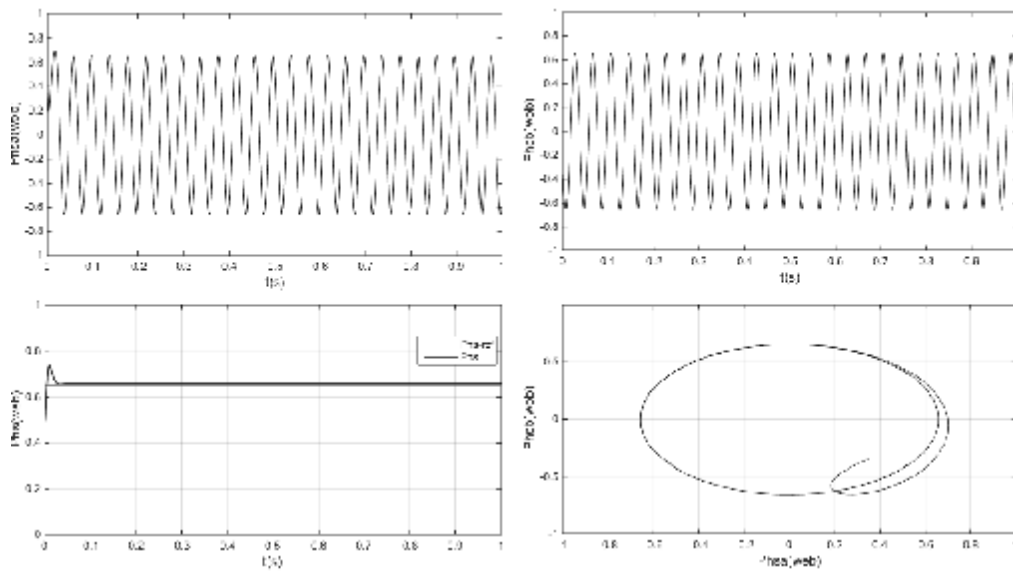


Fig.III.12 : Tension composé pour le test avec une vitesse référence 750 tr/min.



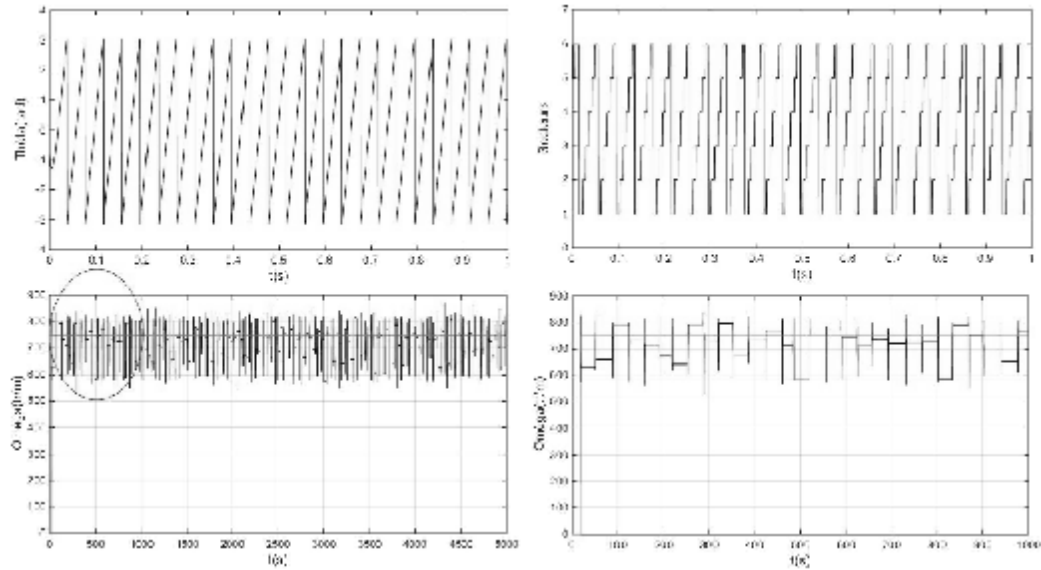


Fig.III.13 : Test avec une vitesse de référence 750 tr/min.

III.9 INTERPRETATION

Les figures(III.11), (III.12) et (III.13) présentent respectivement

- L'utilisation des régulateurs à hystérésis dans la DTC a laissé les formes de la tension simple et la tension composée de l'onduleur en figure similaire à la forme des tension dans la commande 180° de l'onduleur ou nous avons bien remarqué les niveaux $\frac{2V_{dc}}{3}$, $\frac{V_{dc}}{3}$, $\frac{-V_{dc}}{3}$, $\frac{-2V_{dc}}{3}$ dans la tension simple sans le niveau zéro puisque la table de commutation que nous avons utilisé, ne contient pas les vecteur nuls.
- les figure (III.13) montre que les deux composants du flux statorique ($\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$) sont en forme sinusoïdales et sont en quadrature et que le vecteur de flux statorique suit parfaitement sa référence imposé 0.65 Web avec un dépassement négligeable et décrit une trajectoire Circulaire.
- L'utilisation de la génératrice tackymetrique pour la mesure de la vitesse de rotation à donné une courbe. Mais néanmoins elle suit sa référence exactement 750 tr/min.
- L'effet de découplage de la DTC été bien illustré car nous avons commandé séparément les deux grandeurs le flux statorique et le couple électromagnétique.

III.10 Conclusion :

Ce chapitre est destiné à la validation expérimentale de la commande DTC d'un moteur asynchrone. Nous avons commencé par les différentes étapes de la réalisation de l'onduleur triphasé, puis nous avons donné une description générale pour le microcontrôleur utilisé STM32F407, (sa caractéristique et leurs composants). Enfin les résultats expérimentaux ont été présentés avec, bien sûr leur interprétation.

Les résultats expérimentaux et les résultats de simulation ont été identiques, ce qui indique la validité de ce travail.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce projet de fin d'étude est la validation pratique de la commande directe du couple DTC pour un moteur asynchrone triphasé.

Pour atteindre cet objectif, nous avons réalisé au niveau du laboratoire de génie électrique un onduleur de tension triphasé capable d'alimenter notre moteur asynchrone pour n'importe quelle fréquence imposée.

L'algorithme de la DTC est créé dans l'environnement Mtlabe/Simulink et à l'aide du programme (Waijung) qui contient la bibliothèque de la carte de développement STM 32F407 et qui permet de communiquer avec leurs composants.

Pour cela, ce travail est organisé en trois chapitres, le premier est consacré à la modélisation de la machine et son alimentation. Le modèle biphasé de la machine est présenté dans le repère (α, β) lié au stator à l'aide de la transformation de Concordia afin de réduire l'ordre du système et pour éviter la complexité des équations différentielles.

L'introduction du couple de charge dans le test de simulation a montré le fort couplage existant entre les grandeurs de la machine ce qui a imposé de chercher une loi de commande en boucle fermée.

Dans le deuxième chapitre, nous avons donné la théorie de la DTC avec un test de simulation d'un démarrage à vide suivi par une application de charge de 10 N.m .

Les résultats de simulation ont été montrés l'efficacité de la DTC pour découpler les deux grandeurs (flux statorique et couple électromagnétique) du moteur asynchrone où nous avons commandé simultanément le couple électromagnétique et le flux statorique.

Le troisième chapitre est réservé à la validation pratique de la DTC. Les résultats expérimentaux et les résultats de simulation ont été identiques, où nous avons remarqué que la vitesse de rotation a suivi sa référence 750 tr/min exactement et le flux statorique aussi a suivi parfaitement sa flux de référence 0.65 Web, ce qui montre notre succès pour l'implémentation de cet algorithme.

REFERENCES

REFERENCES

- [1] : H.ABDELKRIM et K. ELGHARBI" commande directe du couple dtc-svm d'une machine asynchrone (mas)", mémoire, université Mohamed Boudiaf - m'sila, 2016 /2017.
- [2] : N. KACMI et S. LADJAL," commande dtc-svm d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à cinq niveaux", mémoire de master, université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017/2018.
- [3] : R.ABDSSEMED,"modélisation et simulation des machines électriques", livre élipse, 2011.
- [4] : H. ABERKANE, "commande directe du couple de la MAS basée sur la technique – svm", mémoire de master, université de Oum el bouaghi, 2015/2016.
- [5] : R. TOUFOUTI," contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université de mentoure de Constantine, 2008.
- [6] : H. CHAIKHY, "contribution au développement et a l'implantation des stratégies de commandes", Casablanca : thèse de doctorat université hassani, 20/04/2013.
- [7] : B. HOUSSEINI," prototypage rapide à base de fpga d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction", mémoire, université de quebec,2010.
- [8] : K. AKKOUCHI,"commande directe du couple dtc d'une machine asynchrone",mémoire de magister, université de annaba,2007.
- [9] : S. REZGUI, "techniques de commande avancées de la machine asynchrone: etude comparative et applications", thèse de doctorat, université de constantine, 2015.
- [10] : R. SADOUNI, "commande directe du couple (dtt-svm) d'une masde associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à mli piloté par dpc", thèse de doctorat, université Djilali liables de Sidi-Bel-Abbès, 28 /09/2017.
- [11] : H. MEHEANNI, A. MOUHOU, " commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect", memoire de fin d'etudes, université a/mira de bejaia, 2016/ 2017.
- [12] : F. BERRABAH," commande sans capteur de la machine asynchrone", these de doctorat, université badji mokhtar – annaba, 23 / 02 /2016.
- [13] : H. MESLOUB, "commande dtc prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents", thèse de doctorat lmd, université mohamed khider – biskra, 17/05/2016.

REFERENCES

- [14] : S.GDAIM, "commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes", these de doctorat, université de Monastir, 26/12/2013.
- [15] : B. HOUARA, "commande dtc prédictive de la msap", mémoire de fin d'études, université Larbi ben m'hidi - Oum el bouaghi –,2016 /2017.
- [16] : A. CHEBABHI," application des technique de l'intelligence artificiel pour le control direct du couple d'un mas", ingénieur d'état université Mohamed Boudiaf de m'sila, 2008/2009.
- [17] : B. MALIKA, "minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (dtc) d'une machine asynchrone", mémoire de magistère en électrotechnique, université de Batna.
- [18] :A. ALBACHA, M.T. LAMCHICH, M. CHARKAOUI, "contrôle direct du couple d'une machine asynchrone, système d'anti-emballement pour la régulation de vitesse", conférence internationale sur les systèmes de télécommunications d'électronique médicale et automatique, tlemcen algérie, septembre, 2003.
- [19] : D. TAIBI, " contrôle du moteur a induction sans capteur de vitesse et de position ", mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.

ANNEXE

Annexe :

Les paramètres de la machine[2] :

P_n : 2.2Kw.

V_n : 400V.

F : 50Hz.

R_s : 3.32 Ω .

R_r : 3.32 Ω .

L_s : 0.00439H.

L_r : 0.00439H.

M : 0.2373H.

J : 0.01(Kg.m²).

f : 0(N.m.s).

P : 2.

C_r : 14(N.m).

Caractéristiques du moteur utilisé

Puissance nominale : 0.9 Kw

$\cos(\varphi) = 0.7$

Courant nominal : 2.6 A

Tension nominale = 380V

Couplage : triangle

Vitesse nominale = 1420 Tr/mn

Fréquence nominale =50Hz

Plaque signalétique du moteur

LEYBOLD-HERAEUS GMBH			
Typ 732 81			
3 ~ MOTOR		Nr. 200 65 005	
Δ 380 V		2.6 A	
0.9 KW	S 1	COS φ 0.7	
1420	min ⁻¹	50 Hz	
I.K.L. B	IP 54		
VDE 0530			

Résumé :

L'objectif principal de ce travail est la validation expérimentale de la commande directe du couple DTC pour un moteur asynchrone triphasé. Pour atteindre cet objectif, nous avons réalisé au niveau du laboratoire de génie électrique un onduleur de tension triphasé capable d'alimenter notre moteur asynchrone pour n'importe quelle fréquence à imposer.

Ce travail est divisé en deux parties, la première partie est réservée à la simulation de la DTC pour un test de démarrage à vide suivi par une application de charge sur l'arbre du ce moteur, tandis que la deuxième partie est consacrée à l'implémentation de cet algorithme.

Les résultats expérimentaux et les résultats de simulation ont été identiques, ce qui montre notre réussite pour l'implémentation de cet algorithme.

Mots clés : machine asynchrone, DTC_ classique, MLI_ vectorielle, DTC, onduleur, Validation expérimentale.

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو التحقق التجريبي من التحكم المباشر في عزم الدوران للمحرك غير المتزامن ثلاثي الطور. لتحقيق هذا الهدف، أنجزنا على مستوى مختبر الهندسة الكهربائية موج جهد ثلاثي الطور قادر على تزويد محركنا غير المتزامن بأي تردد مفروض.

قسم هذا العمل إلى جزأين: الجزء الأول مخصص لمحاكاة التحكم المباشر في العزم من أجل اختبار إقلاع بدون حمولة متبوعاً بتطبيق حمولة على محور هذا المحرك بينما خصص الجزء الثاني لتنفيذ هذه الخوارزمية.

كانت النتائج التجريبية ونتائج المحاكاة متطابقة، مما يدل على نجاحنا في تنفيذ هذه الخوارزمية.

الكلمات المفتاحية : الماكينة الغير متزامنة DTC, MLI, المموج...

Abstract :

The main objective of this work is the experimental validation of direct torque control DTC for a three-phase asynchronous motor. To achieve this objective, we have realized in the electrical engineering laboratory a three-phase voltage inverter capable of supplying our asynchronous motor for any frequency to be imposed.

This work is divided into two parts The first part is dedicated to the simulation of the DTC for a empty start test followed by a load application on the motor shaft, while the second part is dedicated to the implementation of this algorithm.

The experimental results and the simulation results were identical, which shows our success for the implementation of this algorithm.