

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DIMOCRATIQUE POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique**

**Ecole Nationale Polytechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

**Département d'ELECTROTECHNIQUE**

Laboratoire de Recherche en  
Electrotechnique



**Mémoire de projet de fin d'études**

pour l'obtention du diplôme

d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Intitulé :

**Commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone  
pentaphasée : simulation et expérimentation**

Présenté par :

**BENKOUACHI Khoutir**

Sous la direction de :

**MO. MAHMOUDI      Professeur**

**A. BENACHOUR      MCB**

Soutenu publiquement le : 28 Juin 2022

**Membres du Jury**

**Président :**

R. IBTIOUEN

Professeur à l'ENP

**Promoteurs :**

M.O. MAHMOUDI

Professeur à l'ENP

A. BENACHOUR

MCB à l'ESSA-Alger

**Examineur :**

T. ZEBBADJI

MCA à l'ENP

**Invité :**

A. HOGGUI

Doctorant à l'ENP

**ENP 2022**



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DIMOCRATIQUE POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique**

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**

Laboratoire de Recherche en  
Electrotechnique



**Mémoire de projet de fin d'études**

pour l'obtention du diplôme

d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Intitulé :

**Commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone  
pentaphasée : simulation et expérimentation**

Présenté par :

**BENKOUACHI Khoutir**

Sous la direction de :

**MO. MAHMOUDI      Professeur**

**A. BENACHOUR      MCB**

Soutenu publiquement le : 28 Juin 2022

**Membres du Jury**

<b>Président :</b>	R. IBTIOUEN	Professeur à l'ENP
<b>Promoteurs :</b>	M.O. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP
	A. BENACHOUR	MCB à l'ESSA-Alger
<b>Examineur :</b>	T. ZEBBADJI	MCA à l'ENP
<b>Invité :</b>	A. HOGGUI	Doctorant à l'ENP

**ENP 2022**

## **Remerciement**

*Je remercie Allah, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.*

*Ainsi je souhaite adresser nos remerciements aux personnes qui nous ont aidés dans la réalisation de ce mémoire.*

*Je veux manifester, en second lieu, ma sincère reconnaissance à mes encadreurs, Monsieur **BENACHOUR Ali** et Monsieur **MO. MAHMOUDI** pour les efforts et l'abnégation qu'ils ont affichée à notre égard, pour les conseils avisés et les orientations judicieuses qu'ils m'ont prodigué, pour leurs encouragements, leurs soutiens et surtout, pour leur permanente disponibilité tout au long de la préparation de mon projet de fin d'études.*

*Je tiens à témoigner ma reconnaissance à Monsieur **HOGGUI Abdelfettah** pour son aide précieuse, ses explications pertinentes ainsi que pour le temps qu'il m'a accordé.*

*Je remercie également, tous les membres du jury d'avoir accepté de jurer ce travail, Monsieur **R. IBTIOUEN** Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger, qui m'a fait l'honneur de présider le jury, Monsieur **T. ZEBBADJI**, MCA à l'Ecole Nationale Polytechnique pour avoir accepté la tâche d'examineur.*

*Je tiens à remercier tous les enseignants du département Electrotechnique qui m'a encouragé et enseigné le long de cette formation.*

*Enfin, Je remercie toutes les personnes, en particulier nos familles et nos amis, qui m'ont soutenu et aidé dans l'accomplissement de toutes mes années d'études.*

## *Dédicaces*

*J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :*

- ✓ *A celle qui a inséré le goût de la vie et le sens de la responsabilité.*

*Ma très chère mère*

*Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études en les accompagnant avec tes prières. Tu as toujours été là pour moi à m'encourager à me donner la force. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et*

*t'accorder santé, longue vie et bonheur.*

- ✓ *A celui qui a été toujours la source d'inspiration et de courage*

*Mon très cher père*

*Sans toi, je ne serais jamais devenu ce que je suis aujourd'hui. Je te dédie ce travail en signe de ma vive reconnaissance pour tous tes efforts et sacrifices ainsi que de mon profond estime.*

*Puisse le tout puissant te garde pour nous et te donne santé, bonheur et longue vie.*

- ✓ *A mes très chères frères et sœurs.*

- ✓ *À mes chers amis ainsi que toutes les personnes qui ont cru en moi.*

## ملخص :

ان الهدف الرئيسي من هذا العمل هو دراسة و تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران في آلة لاتزامنية خماسية الطور و التي يتم تغذيتها بموج كهربائي. نبدأ دراستنا بتقديم نبذة حول تقنيات التحكم المطبقة على الآلات متعددة الطور و مختلف اصناف المموجات. بعد ذلك ننتقل الى التحكم المباشر في عزم الدوران المطبق على الآلة لاتزامنية خماسية الطور باستخدام صنفين من المموجات و الذان هما المموج تنائي المستويات و المموج ثلاثي المستويات. ثم نعرض مقارنة بين النتائج التي تم الحصول عليها. ثم يتم تطبيق طريقتين للتحكم على أساس التحكم الشعاعي باستعمال المموج تنائي المستويات لمقارنة ادائها مع طرق التحكم المباشر في عزم الدوران. الجزء الاخير من هذا العمل هو التحقق التجريبي. حيث تم عرض النتائج التجريبية لطرق التحكم. ثم نعرض مقارنة بين النتائج التي تم الحصول عليها. النتائج التجريبية المتحصل عليها متوافقة مع نتائج المحاكاة.

## كلمات مفتاحية :

المموج ثلاثي المستويات ، آلة لاتزامنية خماسية الطور، التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم المباشر في العزم مع التحكم الشعاعي.

## Abstract:

The main objective of this work is to study and realize the direct torque control (DTC) applied to the five-phase asynchronous machine fed by a voltage inverter. We start our study by a state of the art on the control techniques applied to multi-phase machines and presenting different topologies of the voltage inverters. Then the direct torque control (DTC) has been applied to the five-phase asynchronous machine with two different inverter topologies which are the two-level inverter and the three-level T-NPC inverter. A comparison between the obtained results is carried out. Then two other SVM-based control schemes, the DTC-SVM and the SVPWM, are applied to the two-level five-phase inverter in order to compare their performances with the DTC control. The last part of this work is reserved for the experimental validation. Experimental results of the DTC, the DTC-SVM with two active vectors and the DTC-SVM with four active vectors are presented. A comparison between the obtained results is carried out. The experimental results confirm the results obtained by simulation.

## Key words:

Three-level T-NPC inverter, five-phase asynchronous machine, direct torque control (DTC), DTC-SVM control, SVPWM control.

## Résumé:

L'objectif principal de ce sujet est d'étudier et réaliser la commande directe du couple (DTC) appliqué à la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension. Nous commençons notre étude par un état de l'art sur les techniques de commandes appliquées aux machines polyphasées et en présentant au préalable les différentes topologies des onduleurs de tension. Ensuite la commande directe du couple (DTC) a été appliquée à la machine pentaphasée avec deux différentes topologies d'onduleurs qui sont l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur de type T-NPC à trois niveaux. Une comparaison des résultats obtenus est effectuée. Ensuite deux autres commandes basées sur la SVM, la DTC-SVM et la SVPWM, sont appliquées à l'onduleur pentaphasé à deux niveaux afin de comparer leurs performances avec la commande DTC. La dernière partie de ce travail est réservée à la validation expérimentale. Des résultats expérimentaux de la DTC, la DTC-SVM à deux vecteurs actifs et la DTC-SVM à quatre vecteurs actifs sont présentés. Les résultats expérimentaux confirment les résultats obtenus par simulation.

## Mots clés :

Onduleur à trois niveaux T-NPC, machine asynchrone pentaphasée, commande directe du couple (DTC), commande DTC-SVM, commande SVPWM.

# **Table des matières**

## TABLE DES MATIERES

### LISTE DES FIGURES

### LISTE DES TABLEAUX

### LISTE DES SYMBOLES

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>18</b>
<b>CHAPITRE 1. ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DES MOTEURS ASYNCHRONES PENTAPHASES.....</b>	<b>21</b>
<i>1.1 INTRODUCTION.....</i>	<i>21</i>
<i>1.2 ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX.....</i>	<i>22</i>
<i>1.3 ONDULEURS MULTI-NIVEAUX.....</i>	<i>23</i>
<i>1.3.1 Concept des convertisseurs multi-niveaux.....</i>	<i>23</i>
<i>1.3.2 Onduleur à point neutre clampé (NPC).....</i>	<i>24</i>
1.3.2.1 Principe de fonctionnement :.....	25
<i>1.3.3 Comparaison entre la topologie à deux niveaux et NPC.....</i>	<i>26</i>
<i>1.3.4 Onduleur de type T-NPC.....</i>	<i>27</i>
<i>1.3.5 Modélisation du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.....</i>	<i>28</i>
<i>1.3.6 Comparaison des structures NPC et T-NPC.....</i>	<i>30</i>
<i>1.4 ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DES MOTEURS ASYNCHRONES PENTAPHASES.....</i>	<i>31</i>
<i>1.4.1 Commande des moteurs asynchrones pentaphasés.....</i>	<i>32</i>
1.4.1.1 Commande DTC.....	33
1.4.1.2 Commande prédictive.....	36
<i>1.5 CONCLUSION.....</i>	<i>39</i>
<b>CHAPITRE 2. COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE.....</b>	<b>41</b>
<i>2.1 INTRODUCTION.....</i>	<i>41</i>
<i>2.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE.....</i>	<i>41</i>
<i>2.2.1 Hypothèse de simplification.....</i>	<i>41</i>
<i>2.2.2 Modèle dans la base naturelle.....</i>	<i>42</i>
2.2.2.1 Equations électriques de la machine :.....	42
2.2.2.2 Equations magnétiques de la machine :.....	43
2.2.2.3 Equation mécanique de la machine :.....	44
2.2.3 <i>Modèle de Park.....</i>	<i>44</i>
2.2.3.1 Equations électriques de la machine :.....	44
<i>2.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC).....</i>	<i>46</i>



2.3.1	<i>La DTC classique</i> .....	47
2.3.1.1	Principe du contrôle direct du couple .....	47
2.3.1.2	Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique : .....	49
2.3.1.3	Choix du vecteur de tension .....	49
2.3.2	<i>DTC pour l'onduleur pentaphasé à deux niveaux</i> .....	50
2.3.2.1	Simulation numérique : .....	55
2.3.3	<i>DTC pour l'onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC</i> .....	58
2.3.3.1	Simulations numériques .....	61
2.3.4	<i>Comparaison entre les DTC étudiées</i> .....	64
2.4	<i>CONCLUSION</i> .....	65
<b>CHAPITRE 3. COMMANDES BASEE SUR LA SVM DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE</b> .....		<b>68</b>
3.1	<i>INTRODUCTION</i> .....	68
3.2	<i>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA DTC-SVM</i> .....	69
3.3	<i>RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC_SVM A DEUX VECTEURS ACTIFS POUR L'ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX :</i> .....	74
3.4	<i>RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC-SVM A QUATRE VECTEURS POUR L'ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX :</i> .....	76
3.5	<i>RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC-SVPWM VECTEURS POUR L'ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX :</i> .....	79
3.6	<i>COMPARAISON ENTRE LES COMMANDES ETUDIEES</i> .....	83
3.7	<i>CONCLUSION</i> .....	84
<b>CHAPITRE 4. VALIDATION EXPERIMENTALE</b> .....		<b>87</b>
4.1	<i>INTRODUCTION</i> .....	87
4.2	<i>MATERIEL A DISPOSITION</i> .....	87
4.3	<i>IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE DTC POUR L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX</i> .....	91
4.4	<i>IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE DTC-SVM A 2 VECTEURS ACTIFS</i> .....	97
4.5	<i>IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE DTC-SVM 4 VECTEURS ACTIFS</i> .....	102
4.6	<i>COMPARAISON ENTRE LES COMMANDES IMPLEMENTEES</i> .....	107
4.7	<i>CONCLUSION</i> .....	108
<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....		<b>110</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....		<b>113</b>
<b>ANNEXES</b> .....		<b>119</b>

# Liste des tableaux

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1: Etats de commutation d'une phase d'un convertisseur 2 niveaux[8].....	22
Tableau 1-2: Séquence de commutation de l'onduleur NPC à 3 niveaux[15]. ....	25
Tableau 1-3: Comparaison entre la topologie à deux niveaux et NPC[16].....	26
Tableau 1-4: Etats de commutation de l'onduleur T-NPC à 3 niveaux pour une phase[19]. ...	29
Tableau 1-5: Comparaison entre les structures NPC et T-NPC à 3 niveaux pentaphasé [8]. ...	31
Tableau 2-1: Amplitudes des vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux. ...	51
Tableau 2-2: Les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur dans les deux plans (x-y et $\alpha$ - $\beta$ ). ....	52
Tableau 2-3: Table de la DTC pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux. ....	54
Tableau 2-4: Les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur T-NPC à trois niveaux dans les deux plans (x-y et $\alpha$ - $\beta$ ). ....	59
Tableau 2-5: Comparaison entre les résultats obtenus avec la DTC. ....	64
Tableau 3-1: Comparaison entre les résultats obtenus avec la DTC-SVM et la DTC-SVPWM. ....	83
Tableau 4-1: plaques signalétiques des deux machines. ....	87
Tableau 4-2: Comparaison entre les résultats expérimentales obtenus. ....	107

# Liste des figures

## LISTE DES FIGURES

Figure 1-1: Onduleur pentaphasé à deux niveaux. ....	22
Figure 1-2: Schéma d'une branche de phase d'un onduleur à (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux[9]..	24
Figure 1-3: Schéma d'un convertisseur NPC à 3 niveaux pour un seul bras[14].....	25
Figure 1-4: composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension d'un Convertisseur à point neutre clampé (NPC)[15]. ....	26
Figure 1-5: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC) à 3 niveaux pour une seule phase[19]. ....	27
Figure 1-6: Sens du courant pendant les états (a) $+E/2$ , (b) $-E/2$ et (c) zéro[20].....	27
Figure 1-7: Schéma représentant un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé. ....	28
Figure 1-8: Différents types de schémas de commande des moteurs électriques. ....	32
Figure 1-9: Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone pentaphasé[3].....	34
Figure 1-10: Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone pentaphasé[27].....	34
Figure 1-11: Schéma DTC proposé pour le THL-NPC VSI[35].....	36
Figure 1-12: Schéma fonctionnel de la commande PTC d'un moteur asynchrone pentaphasé[42].....	37
Figure 1-13: Organigramme de l'algorithme PTC[42]. ....	38
Figure 2-1: Représentation de la machine dans la base naturelle.....	42
Figure 2-2: Transformation de Park appliquée à une machine asynchrone pentaphasée [45]. ...	44
Figure 2-3: Différents repères de la machine .....	45
Figure 2-4: Comparateur à hystérésis deux niveaux. ....	48
Figure 2-5: Comparateur à hystérésis trois niveaux. ....	49
Figure 2-6 : Vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux. ....	50
Figure 2-7: Sélection des vecteurs de tension appropriés pour le vecteur de flux statorique dans le secteur 1.....	51
Figure 2-8: Comparateur à hystérésis du couple à sept niveaux. ....	53
Figure 2-9: Schéma de la DTC pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux. ....	54
Figure 2-10: Schéma fonctionnel de la régulation PI de la vitesse. ....	55

Figure 2-11: Résultats de simulation de la DTC (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.....	56
Figure 2-12: Simulation de la DTC (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie son THD, (c,d) la tension de sortie sa THD.....	57
Figure 2-13: Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans le plan d-q. ....	58
Figure 2-14: Comparateur à hystérésis du couple à onze niveaux. ....	60
Figure 2-15: Schéma de la DTC pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC. ....	61
Figure 2-16: Simulation de la DTC (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.....	62
Figure 2-17: Simulation de la DTC (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC ; (a, b) Courant de sortie son THD, (c,d) la tension de sortie sa THD.....	63
Figure 3-1: Schémas de la DTC-SVM avec boucle fermée du couple et de flux dans les coordonnées liées au flux statorique.....	69
La figure (3-2) présente le modèle simplifier qui sera utiliser pour la régulation.....	70
Figure 3-3: Modèle simplifier de la machine dans le repère x-y.....	71
Figure 3-4: Boucle de commande avec deux régulateurs PI. ....	71
Figure 3-5: Vecteur tension de référence et sa projection. ....	72
Figure 3-6: Principe de calcul du temps d'application des quatre vecteurs tension.....	73
Figure 3-7: Simulation de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.....	74
Figure 3-8: Simulation de la DTC-SVM (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et son THD, (c,d) la tension de sortie et sa THD. ....	76
Figure 3-9: Simulation de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.....	77
Figure 3-10: Simulation de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électriques) pour un onduleur à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et THD, (c, d) la tension de sortie et THD. ....	78
Figure 3-11: Le signal de la MLI triangulo-sinusoidale.....	79
Figure 3-12: Schémas de la commande DTC-SVPWM.....	80

Figure 3-13: Simulation de la DTC-SVPWM (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.....	81
Figure 3-14: Simulation de la DTC-SVPWM (paramètres électriques) pour un onduleur à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et THD, (c, d) la tension de sortie et THD.....	82
Figure 4-1: Codeur incrémental.....	88
Figure 4-2: Carte DSPACE P1104.....	89
Figure 4-3: Schéma fonctionnel de la carte dSPACE DS1104. ....	89
Figure 4-4: Fenêtre du logiciel Control Desk.....	90
Figure 4-5: Banc d'essai expérimental utilisé pour la DTC.....	91
Figure 4-6: Schéma de l'implémentation de la commande DTC.....	92
Figure 4-7: Circuit de mesure des courants.....	92
Figure 4-8: Résultats expérimentaux de la DTC (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et vitesse de référence sans inversion du sens de vitesse.....	93
Figure 4-9: Résultats expérimentaux de la DTC (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et vitesse de référence avec inversion du sens de vitesse. ....	94
Figure 4-10: Paramètres électriques de la DTC visualisé dans Control-desk. ....	95
Figure 4-11: Paramètres électriques de la DTC; tension de sortie et son spectre, courant d'entrée et son spectre. ....	96
Figure 4-12: Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence.....	98
Figure 4-13: Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence avec inversion du sens de vitesse.....	99
Figure 4-14: Paramètres électriques de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs visualisé dans Control-desk. ....	100
Figure 4-15: Paramètres électriques de la DTC-SVM à 2 vecteurs; tension de sortie et son spectre, courant de sortie et son spectre. ....	101

Figure 4-16: Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence.....	103
Figure 4-17: Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence avec inversion du sens de vitesse.....	104
Figure 4-18: Paramètres électriques de la DTC-SVM à quatre vecteurs actifs visualisé dans Control-desk. ....	105
Figure 4-19: Paramètres électriques de la DTC-SVM à 4 vecteurs; tension de sortie et son spectre, courant de sortie et son spectre. ....	106



# Liste des symboles

## Liste des symboles :

**MAS**: Machine asynchrone.

**n** : Nombre de phases de la machine.

**d, q** : Indices des axes, direct et en quadrature respectivement.

**V<sub>ac</sub>**: Tension de bus continu.

**i**: courant par phase.

**R<sub>s</sub>**: résistance statorique d'une phase.

**R<sub>r</sub>** ; résistance rotorique d'une phase.

**φ**: flux d'une phase.

**L<sub>s</sub>**: inductance cyclique stator.

**L<sub>r</sub>** : inductance cyclique rotor.

**L<sub>m</sub>**: inductance cyclique mutuelle.

**P**: nombre de pair de pole.

**Ω**: La vitesse de rotation de la machine.

**θ**: angle mécanique.

**C<sub>em</sub>** : Couple électromagnétique.

**k<sub>f</sub>** : Coefficient de frottement.

**J** : Moment d'inertie du rotor de la machine.

**NPC** : Point neutre clampé (Neurale point Clamped).

**m**: indice de modulation.

**MLI (PWM)** : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

**r**: taux de modulation (ratio de tension).

**THD%** : Taux de distorsion.

**SVM** : modulation vectoriel (space vector modulation).

**IGBT**: Insulated Gate Bipolar Transistor.

# **Introduction générale**

## INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques jouent un rôle essentiel dans les applications industrielles en raison de leur flexibilité, de la souplesse de leur mise en œuvre et du large éventail d'applications dans lesquelles elles peuvent être intégrées.

Depuis la fin de la seconde guerre mondiale, l'utilisation des machines électriques a été accélérée par l'accroissement de la demande en biens de consommation nécessitant des moyens de production industrielle plus performants[1]. On en trouve ainsi partout, dans les systèmes les plus simple jusqu'aux applications les plus avancées, par exemple, la santé, les industries militaires, le contrôle et transports de l'énergie et à l'exploration spatiale[2]. La réalité actuelle ne contredit pas l'utilisation accrue des machines électriques.

Afin d'assurer l'entraînement électrique pour les applications de forte puissance, telle que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance, pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle des convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multi-phasé (machine dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases, l'idée est d'augmenter le nombre de phases trouve une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'aboutir à des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries. Le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise. L'augmentation du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service.

Le travail présenté dans ce projet s'inscrit dans la continuité des travaux de recherches qui sont en relation directe avec les machines polyphasées et la commande directe du couple (DTC). L'objectif principal de ce travail est l'étude, la modulation et la commande de la machine asynchrone pentaphasée avec différents topologies d'onduleurs, En effet, on va s'intéresser aux deux topologies du convertisseur qui sont l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à trois niveaux

de type T-NPC. Nous développons leurs commandes en les associant à la machine asynchrone pentaphasée. Nous avons gardé comme objectif l'implantation et l'expérimentation des méthodes développées afin de valider ce travail.

Ce projet est organisé en quatre chapitres. Il se résume comme suit :

Le premier chapitre de ce projet est dédié à l'état de l'art sur la commande des machines asynchrones pentaphasées. On a commencé par une étude sur les différentes topologies d'onduleurs utilisés dans ce travail. Après, on a cité et étudié les différents schémas de commande des machines asynchrones polyphasées proposées dans la littérature scientifique.

Le deuxième chapitre développe la commande directe du couple de la machine asynchrone pentaphasée. Nous commençons par modéliser et simuler la machine asynchrone pentaphasée. Puis nous présentons la commande directe du couple (DTC), en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Après nous adaptons la commande de la machine avec les deux topologies d'onduleurs (l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur de type T-NPC à trois niveaux). Une analyse des performances électromagnétiques et électriques est présentée pour les deux commandes.

Dans le troisième chapitre, nous étudions les commandes de la machine basées sur la SVM qui sont la commande DTC-SVM et la commande SVPWM. Ainsi, nous développons l'algorithme de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs et à quatre vecteurs actifs qui est appliquée à l'onduleur pentaphasé à deux niveaux. Puis, nous introduisons la SVPWM. Une analyse des performances électromagnétiques et électriques est présentée pour les deux commandes.

Le dernier chapitre de ce projet est consacré à la validation expérimentale des algorithmes développés. En effet, la commande DTC est implémentée pour la commande de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par l'onduleur de tension à deux niveaux. Aussi les commandes DTC-SVM et SVPWM ont été implémentées pour la commande de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par l'onduleur de tension à deux niveaux. Une analyse des performances électromagnétiques et électriques est présentée pour les deux commandes.

La conclusion générale porte une synthèse des travaux effectués avec les résultats obtenus suivis par des perspectives.

**Chapitre 1 :**

**Etat de l'art sur la  
commande des moteurs  
asynchrones pentaphasés**

# CHAPITRE 1. ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DES MOTEURS ASYNCHRONES PENTAPHASES

## 1.1 Introduction

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable des machines asynchrones, il est nécessaire d'utiliser une alimentation à fréquence variable contrôlable[3]. Pour cela, l'étude du comportement de ces machines lors de leur association avec des convertisseurs DC/AC est très importante pour l'élaboration de commandes qui prennent en compte tous les problèmes liés à ce mode d'alimentation.

Les onduleurs de tension font la partie essentielle du système d'entraînement, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance[4], ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement commandables, puissants, robustes et rapides). Et d'autre part, sur la grande évolution des techniques de contrôle des onduleurs[5], ces dernières s'appuient sur les performances des fréquences de découpages permises.

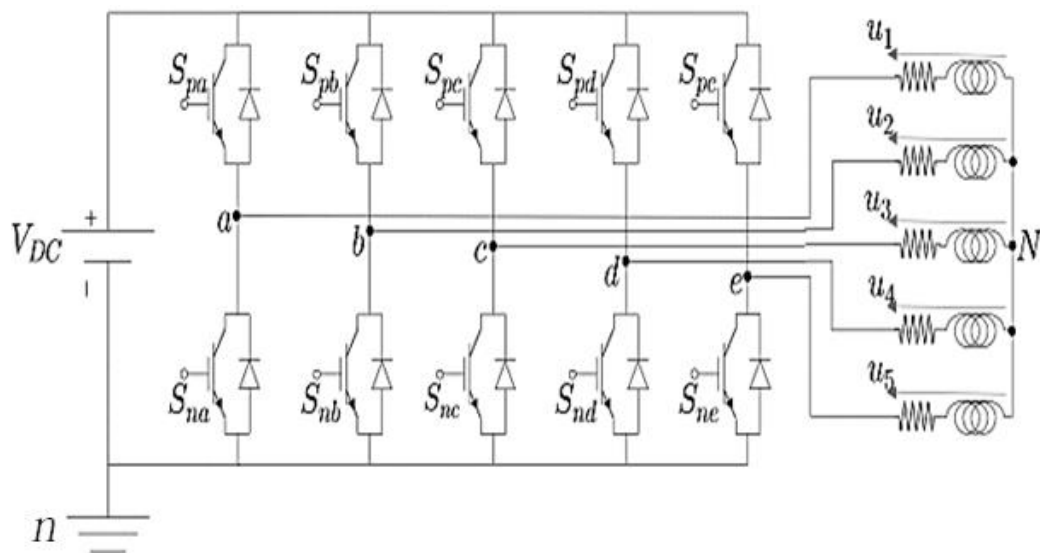
Il existe plusieurs topologies des onduleurs, parmi ceux on peut citer l'onduleur classique à deux niveaux et les onduleurs multi-niveaux comme Le NPC. L'utilisation des onduleurs multi-niveaux permet d'obtenir des tensions composées de plusieurs niveaux différents (3 ou plus) servant d'une part à améliorer les formes d'ondes des tensions et des courants obtenus[4], Toutefois, ces onduleurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande, le problème de masses et la nécessité d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus continu[4], [6]. Pour se remédier de tout cela, plusieurs topologies des onduleurs multi-niveaux ont été proposés, dont essentiellement trois qui ont contribuées à la naissance des topologies hybrides et dérivées.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter et modéliser trois structures d'onduleurs, qui sont l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à 3 niveaux de type NPC et T-NPC, une comparaison entre les trois topologies est faite. Ensuite nous présentant un état de l'art sur les différents techniques de commande des machines asynchrones polyphasées.

## 1.2 Onduleur de tension à deux niveaux

La figure 1 représente la topologie classique appelée onduleur 2-niveaux pentaphasé; Chaque bras de ce convertisseur est composé d'un demi-pont en H, lui-même composé de deux interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture[7]. Les interrupteurs appartenant à un même bras sont commandés de manière complémentaire afin d'éviter tout court-circuit du bus continu ou toute ouverture d'une phase alimentant la charge. Cette condition est décrite par l'équation suivante et elle doit être satisfaite:  $S_{1i} + S_{2i} = 1$

Où  $S_{1i}$  et  $S_{2i}$  sont les fonctions de connexion d'un seul bras et  $i$  allant de 1 à 5.



**Figure 1-1:** Onduleur pentaphasé à deux niveaux.

Deux états possibles pour chaque bras :

- **L'état 1 (état actif):** l'interrupteur du haut du bras est fermé et pendant que son complémentaire est ouvert, la tension du bras par rapport au neutre (**n**) égale à  $V_{dc}$ .
- **L'état 0 (état inactif):** l'interrupteur du haut du bras est ouvert et pendant que son complémentaire, la tension du bras par rapport au neutre (**n**) égale à **0**.

**Tableau 1-1:** Etats de commutation d'une phase d'un convertisseur 2 niveaux[8].

$S_{pa}$	$S_{na}$	$U_1$
1	0	$V_{DC}$
0	1	0



Les cinq bras de l'onduleur permettent d'avoir  $2^5 = 32$  états possibles de commutations.

Les tensions de sorties par rapport au neutre (n) sont liées à la tension d'entrée à travers l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \\ Sd \\ Se \end{bmatrix} * V_{DC} \quad (\text{I-1})$$

les tensions de sorties ( $U_{iN}$ ) par rapport au neutre de la charge :

$$\begin{bmatrix} U_{1N} \\ U_{2N} \\ U_{3N} \\ U_{4N} \\ U_{5N} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux

$$\begin{bmatrix} U_{1N} \\ U_{2N} \\ U_{3N} \\ U_{4N} \\ U_{5N} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \\ Sd \\ Se \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Les tensions de références dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  sont calculées comme suit :

$$V_{\alpha\beta} = \frac{2}{5} (V_1 + V_2 e^{i\frac{2\pi}{5}} + V_3 e^{i\frac{4\pi}{5}} + V_4 e^{i\frac{6\pi}{5}} + V_5 e^{i\frac{8\pi}{5}}) \quad (\text{I-4})$$

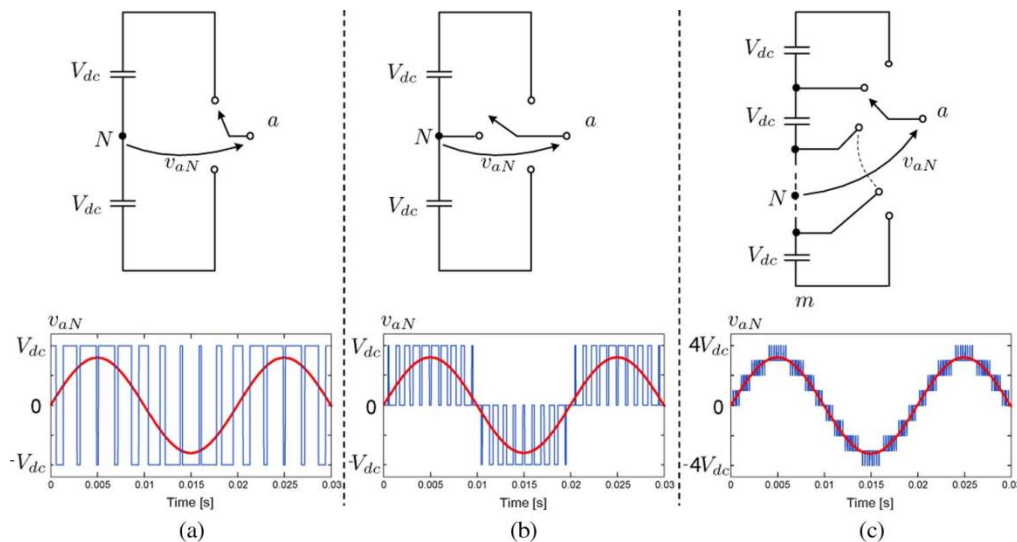
Le convertisseur à deux niveaux possède l'avantage de la facilité de réalisation et de commande, mais les tensions de sorties présentent beaucoup d'harmoniques, en plus du changement brusque de la tension de mode commun aux bornes de la machine.

## 1.3 Onduleurs multi-niveaux

### 1.3.1 Concept des convertisseurs multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux sont des systèmes de conversion de puissance, composés d'un ensemble de semi-conducteurs et de sources de tension capacitives, lorsqu'elles sont

correctement connectées et contrôlées, peuvent générer une forme d'onde de tension à plusieurs niveaux, dont la fréquence, la phase et l'amplitude sont variables et contrôlables. La forme d'onde à paliers est synthétisée en sélectionnant différents niveaux de tension générés par la connexion appropriée de la charge aux différentes sources de tension capacitatives. Cette connexion est réalisée par la commutation appropriée des semi-conducteurs. Le nombre de niveaux d'un convertisseur peut être défini comme suit : le nombre de paliers ou de valeurs de tension constante qui peuvent être générées par le convertisseur. Dans un convertisseur multi-niveaux, chaque phase du convertisseur peut générer au moins trois niveaux de tension différents. Cela différencie le convertisseur classique à deux niveaux de la famille des convertisseurs multi-niveaux. Quelques exemples monophasés de ce concept et leurs formes d'onde respectives sont donnés dans la Figure 2 pour différents nombres de niveaux.



**Figure 1-2:** Schéma d'une branche de phase d'un onduleur à (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux[9].

Les convertisseurs multi-niveaux ont la qualité d'énergie intrinsèquement améliorée, caractérisée par:

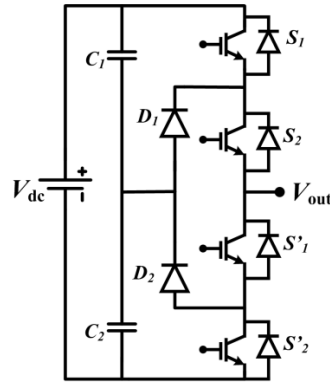
- une distorsion de tension plus faible (formes d'ondes plus sinusoïdales).
- une réduction du gradient de tension ( $dv/dt$ ).
- une diminution des tensions de mode commun.

Ce qui réduit ou même élimine le besoin de filtres de sortie.

### 1.3.2 Onduleur à point neutre clampé (NPC)

Connue aussi sous le nom de *Diode Clamped*, ou NPC, cette topologie dans sa version trois niveaux a été introduite par Nabae *et al.* [1981]. Les onduleurs à trois niveaux à point neutre (NPC) sont largement utilisés dans de nombreuses applications telles que les systèmes de

stockage d'énergie et les commandes de moteur à vitesse réglable de grande puissance [10], [11]. Chaque bras L'onduleur NPC se compose de deux diodes et de quatre transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) qui réduisent les contraintes de tension aux bornes des commutateurs. La topologie NPC est une forme typique pour générer une tension de sortie à trois niveaux, et facile à contrôler par rapport à d'autres topologies multi-niveaux [12], [13].



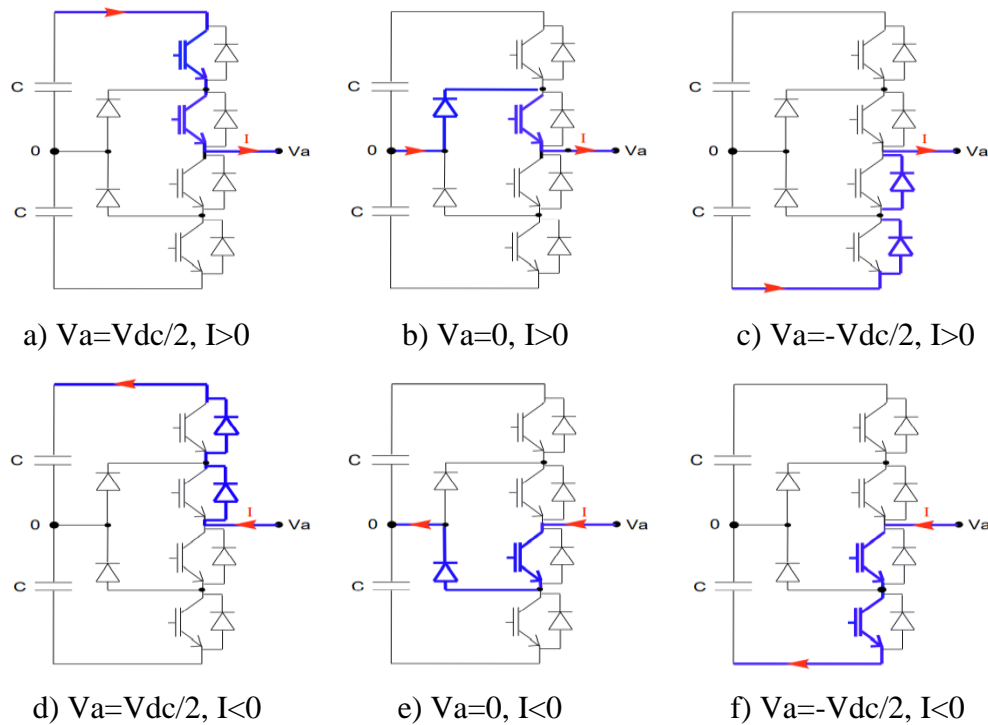
**Figure 1-3:** Schéma d'un convertisseur NPC à 3 niveaux pour un seul bras[14].

### 1.3.2.1 Principe de fonctionnement :

Afin de ne pas court-circuiter le bus continu, deux interrupteurs dans chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire [15]. Ainsi, les états de commutations possibles pour chaque bras sont définis comme suit :

**Tableau 1-2:** Séquence de commutation de l'onduleur NPC à 3 niveaux[15].

Switching states				Inverter output voltage
$S_1$	$S_2$	$S'_1$	$S'_2$	
1	1	0	0	$+V_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$



**Figure 1-4:** composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension d'un Convertisseur à point neutre clampé (NPC)[15].

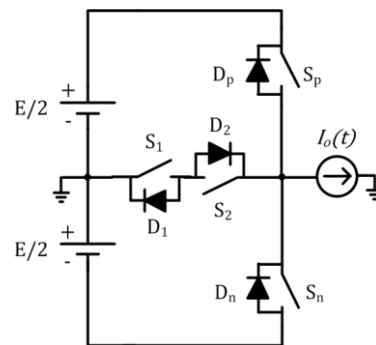
### 1.3.3 Comparaison entre la topologie à deux niveaux et NPC

**Tableau 1-3:** Comparaison entre la topologie à deux niveaux et NPC[16].

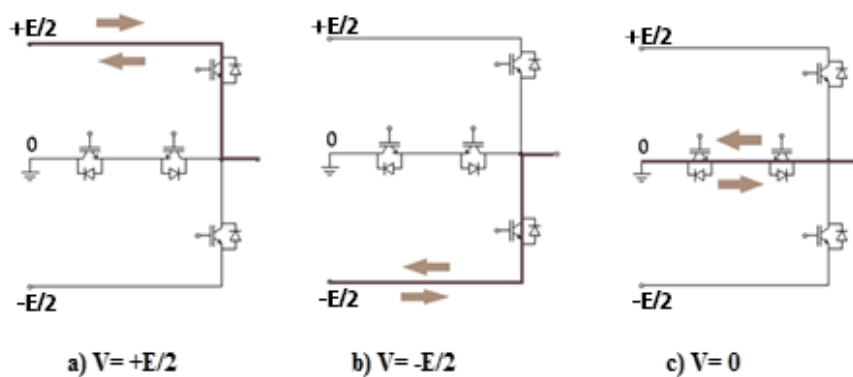
<i>Convertisseur</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
<b>Deux niveaux</b>	-Facilité de réalisation du convertisseur ; -Facilite la réalisation de la disposition de commande[8].	-Brusque changement de la tension occasionnant des tensions de mode commun aux bornes de la machine ; -Existence des harmoniques d'amplitude importante dans la tension de sortie[9].
<b>NPC</b>	-Meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique[17]; -Configuré de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur[9].	-Déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série ; -Inégalité des tensions inverses supportées par les diodes[18] ; -Cout de réalisation élevé par rapport à l'onduleur à deux niveaux.

### 1.3.4 Onduleur de type T-NPC

Cette topologie a été proposée pour la première fois par Schweizer en 2010 [17], dans le but d'améliorer le rendement d'une fréquence de commutation moyenne. Le convertisseur NPC de type T est une topologie à trois niveaux qui se caractérise par un commutateur bidirectionnel qui fixe la charge au point milieu de la tension d'entrée, en remplaçant les 2 diodes de clamp la topologie NPC par deux interrupteurs à 3 segments, le nombre d'interrupteurs dans chaque bras est réduit de 4 à 2 interrupteurs seulement. Le schéma suivant représente la structure du convertisseur T-NPC à 3 niveaux.



**Figure 1-5:** Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC) à 3 niveaux pour une seule phase[19].



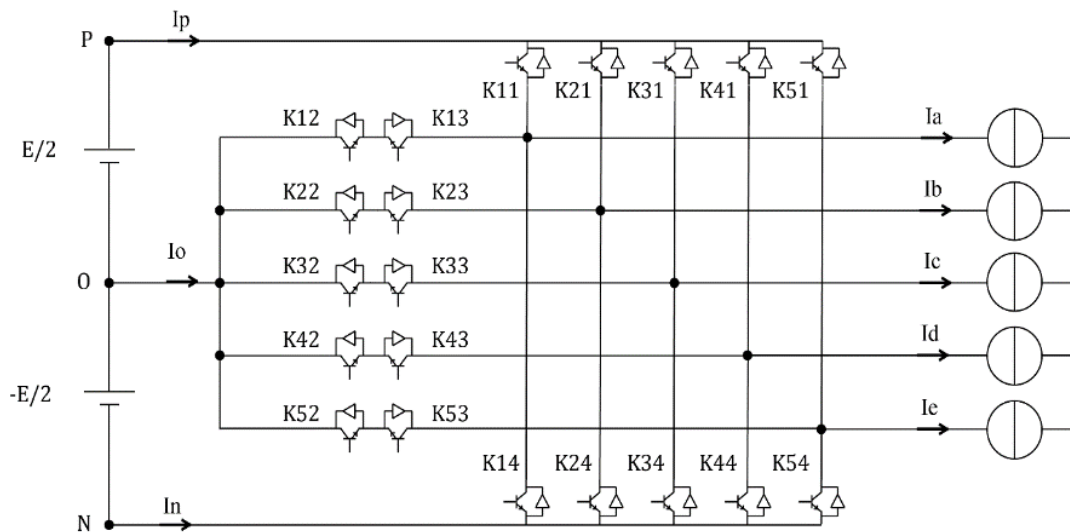
**Figure 1-6:**Sens du courant pendant les états (a)  $+E/2$ , (b)  $-E/2$  et (c) zéro[20].

**Avantages et inconvénients :**

Avantages	Inconvénients
-Cette topologie a la possibilité de fonctionner à des fréquences larges[17]; -Les techniques MLI utilisées pour le convertisseur NPC conventionnel peuvent être conservées pour la topologie T-NPC[19]; -La tolérance au défaut, en effet le convertisseur peut fonctionner à 2 niveaux en cas où il y a un défaut au niveau des interrupteurs du point milieu[19].	-La nécessité de surdimensionné les interrupteurs verticaux, qui vont subir une contrainte de tension égale à la tension DC totale[17], [19]; -Risque de court-circuiter la source DC lors des états haut ou bas en cas d'un temps mort perturbé au niveau des interrupteurs[13].

**1.3.5 Modélisation du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé**

La figure (I\_7) présente le schéma d'un convertisseur de type T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.



**Figure 1-7:** Schéma représentant un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.

**Tableau 1-4:** Etats de commutation de l'onduleur T-NPC à 3 niveaux pour une phase[19].

Etat des interrupteurs				Tension de sortie
K <sub>12</sub>	K <sub>13</sub>	K <sub>14</sub>	K <sub>11</sub>	
1	0	0	1	E/2 (P)
1	1	0	0	0
0	1	1	0	-E/2 (N)

Le convertisseur T-NPC comprend deux interrupteurs commandables dans chaque bras, et deux dans chaque liaison entre une phase et le point milieu. Pour faciliter la commande des interrupteurs et pour éviter tout risque de court-circuit, les interrupteurs respectives  $K_{i1}$ ,  $K_{i3}$  et  $K_{i4}$ ,  $K_{i2}$  doivent fonctionner de manière complémentaire. Ce fonctionnement permet aussi d'éviter le risque de circuit ouvert dans une phase de la charge lorsqu'un interrupteur commandable situé dans le bras est hors d'état de conduire, et ceci à l'aide d'une diode disponible dans la branche du point milieu.

On définit la fonction de connexion d'un interrupteur situé à la phase  $i$  comme suit :

$$f_{ij} = \begin{cases} 1 & K_{ij} \text{ fermé} \\ 0 & K_{ij} \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

Puisque le fonctionnement  $K_{i1}$ ,  $K_{i3}$  et  $K_{i4}$ ,  $K_{i2}$  doivent être complémentaires, on peut déduire que :

$$\begin{cases} f_{i1} = 1 - f_{i3} \\ f_{i2} = 1 - f_{i4} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

Les fonctions des différents états sont définies comme suit :

$$\begin{cases} f_{ic} = f_{i1} - f_{i2} & \text{Pour l'état P} \\ f_{ic} = f_{i2} - f_{i3} & \text{Pour l'état O} \\ f_{ic} = f_{i4} - f_{i3} & \text{Pour l'état N} \end{cases} \quad (\text{I-7})$$

La matrice de conversion du convertisseur est la suivante :

$$[Cv] = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{1c2} & f_{1c3} \\ f_{2c1} & f_{2c2} & f_{2c3} \\ f_{3c1} & f_{3c2} & f_{3c3} \\ f_{4c1} & f_{4c2} & f_{4c3} \\ f_{5c1} & f_{5c2} & f_{5c3} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Les tensions des phases par rapport au point milieu sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \\ V_{eo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{1c2} & f_{1c3} \\ f_{2c1} & f_{2c2} & f_{2c3} \\ f_{3c1} & f_{3c2} & f_{3c3} \\ f_{4c1} & f_{4c2} & f_{4c3} \\ f_{5c1} & f_{5c2} & f_{5c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Les tensions composées sont données par les relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{cd} = V_{c0} - V_{d0} \\ U_{de} = V_{d0} - V_{e0} \\ U_{ea} = V_{e0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \\ V_{d0} \\ V_{e0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{1c2} & f_{1c3} \\ f_{2c1} & f_{2c2} & f_{2c3} \\ f_{3c1} & f_{3c2} & f_{3c3} \\ f_{4c1} & f_{4c2} & f_{4c3} \\ f_{5c1} & f_{5c2} & f_{5c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cd} \\ U_{de} \\ U_{ea} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} - f_{2c1} & f_{1c2} - f_{2c2} & f_{1c3} - f_{2c3} \\ f_{2c1} - f_{3c1} & f_{2c2} - f_{3c2} & f_{2c3} - f_{3c3} \\ f_{3c1} - f_{4c1} & f_{3c2} - f_{4c2} & f_{3c3} - f_{4c3} \\ f_{4c1} - f_{5c1} & f_{4c2} - f_{5c2} & f_{4c3} - f_{5c3} \\ f_{5c1} - f_{1c1} & f_{5c2} - f_{1c2} & f_{5c3} - f_{1c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Les tensions simples peuvent être déterminées par :

$$\begin{cases} V_{AN} = (4V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} - V_{d0} - V_{e0})/5 \\ V_{BN} = (4V_{b0} - V_{a0} - V_{c0} - V_{d0} - V_{e0})/5 \\ V_{CN} = (4V_{c0} - V_{a0} - V_{b0} - V_{d0} - V_{e0})/5 \\ V_{DN} = (4V_{d0} - V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} - V_{e0})/5 \\ V_{EN} = (4V_{e0} - V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} - V_{d0})/5 \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

On remplace (8) dans (11), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \\ V_{DN} \\ V_{EN} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4f_{2c1} - f_{1c1} - f_{3c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4f_{2c2} - f_{1c2} - f_{3c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4f_{2c3} - f_{1c3} - f_{3c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4f_{3c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4f_{3c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4f_{3c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4f_{4c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{5c1} & 4f_{4c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{5c2} & 4f_{4c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{5c3} \\ 4f_{5c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{4c1} & 4f_{5c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{4c2} & 4f_{5c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{4c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

### 1.3.6 Comparaison des structures NPC et T-NPC

La topologie T-NPC a le même nombre d'interrupteurs à 3 segments que la topologie NPC de base, mais ne contient pas des diodes de clamp.

La topologie T-NPC ne présente pas un déséquilibre dans la répartition des pertes, ce qui n'est pas le cas dans un convertisseur NPC [32].



**Tableau 1-5:** Comparaison entre les structures NPC et T-NPC à 3 niveaux pentaphasé [8].

<i>Structure du Convertisseur</i>	<i>NPC 3N</i>	<i>T-TYPE 3N</i>
Nombre d'interrupteurs commandables	<b>20</b>	<b>20</b>
Nombre de diodes	<b>10</b>	<b>0</b>
Nombre d'alimentations DC isolées du driver	<b>16</b>	<b>11</b>
Tension maximale des interrupteurs situés au niveau du bras	$V_{dc}/2$	$V_{dc}$
Tension maximale des interrupteurs situés à la liaison du point milieu	$V_{dc}/2$ (diode uniquement)	$V_{dc}/4$
Perte par conduction	<b>élevées</b>	<b>Moins élevées</b>

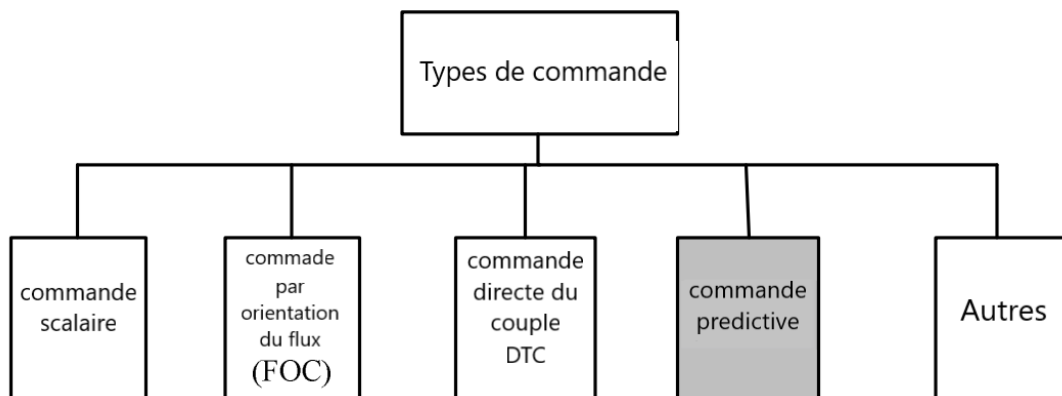
#### 1.4 Etat de l'art sur la commande des moteurs asynchrones pentaphasés

Depuis la fin des années 1990, les variateurs polyphasés sont devenus une alternative sérieuse à leurs homologues triphasés dans certaines applications, en raison de certains avantages intrinsèques qu'ils offrent, tels qu'une faible ondulation du couple, moins d'harmoniques de courant de liaison DC, une plus grande fiabilité du système et la tolérance aux pannes[21]. En outre, il existe un avantage important du côté du convertisseur de puissance, car la puissance d'entrée du moteur est divisée en un plus grand nombre de phases, la puissance du stator par phase est réduite et cela conduit à une réduction de l'intensité et de la tension nominale des commutateurs à semi-conducteurs[22]. Ces avantages sont particulièrement intéressants pour les applications critiques en matière de sécurité et de propulsion (la propulsion des navires, la traction des locomotives et les véhicules électriques.), ou si l'une des phases est perdue, il n'est plus possible de maintenir le champ tournant dans la machine triphasée. Au contraire, les entraînements polyphasés peuvent continuer à fonctionner avec le champ tournant lorsqu'une ou plusieurs phases sont perdues. En effet, quel que soit le nombre réel de phases du stator, une machine multi-phase ne nécessite que deux degrés de liberté pour générer un champ tournant [23]. L'une des machines polyphasées les plus intéressantes pour ces applications est la machine à cinq phases [24]. Deux constructions différentes de la machine électrique à cinq phases peuvent être dans la littérature. La première est basée sur une distribution MMF sinusoïdale. Cet

entraînement multiphasé ne nécessite que tensions sinusoïdales, de sorte que les harmoniques d'ordre inférieur sont indésirables dans la tension d'entrée de la machine. Le second est conçu avec des enroulements de stator concentrés. Dans ce cas, la production de couple peut être améliorée en utilisant l'injection d'harmoniques d'ordre inférieur dans le courant statorique.

#### 1.4.1 Commande des moteurs asynchrones pentaphasés

Les applications de haute performance dans les entraînements polyphasés nécessitent des systèmes de commande spécifiques. La commande des moteurs à induction est considérée comme l'un des principaux sujets de recherche dans le domaine des entraînements électriques car les moteurs à induction sont les plus utilisés dans l'industrie. Il existe de nombreux schémas de commande qui ont été développés pour la commande des moteurs à induction, comme le montre la figure 7 [21].



**Figure 1-8:** Différents types de schémas de commande des moteurs électriques.

La régulation scalaire, ou régulation  $v/f$ , est la méthode de régulation la plus simple car elle ne prend en compte que l'amplitude des variables de la machine et néglige leur orientation de phase. Son objectif est de maintenir constant le rapport tension/fréquence afin de maintenir constants le couple et le flux dans l'entrefer [25]. La commande vectorielle (FOC) est basée sur la sélection d'un référence approprié dans lequel le couple électromagnétique et le flux magnétique peuvent être contrôlés par les composantes  $d$  et  $q$  du courant statorique, respectivement [25]. Le principe de base de la commande directe du couple (DTC) consiste à sélectionner le modèle de commutation de l'onduleur approprié en fonction de l'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs calculées du couple électromagnétique et du flux magnétique [25]. Il existe d'autres nouveaux schémas comme le schéma de commande prédictive qui nécessite des microprocesseurs plus puissants pour sa mise en œuvre en temps réel [1].

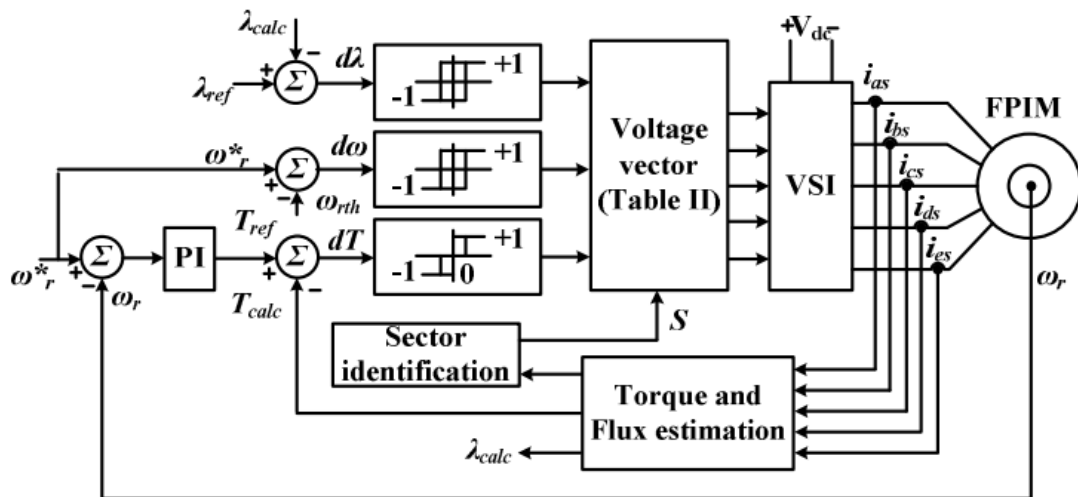
### 1.4.1.1 Commande DTC

Pour obtenir une réponse précise et plus rapide dans les hautes performances, la technique de commande directe du couple (DTC) a été introduite pour la première fois en 1986 par Takahashi et Noguchi pour les moteurs à induction triphasés [2]. Dans le groupe des variateurs de vitesse, la DTC est la méthode de contrôle la plus couramment utilisée par rapport aux méthodes de contrôle scalaire et vectoriel, en raison de sa moindre complexité de mise en œuvre et de la haute précision de ses performances. Par conséquent, la technique DTC a récemment été étendue pour les entraînements polyphasés afin d'obtenir des performances dynamiques dans les applications industrielles. La technique de contrôle DTC est ensuite modifiée plusieurs fois pour améliorer ses performances dans le contexte de la distorsion du courant statorique, de l'ondulation du couple, l'augmentation du flux statorique à basse vitesse, etc [3], [24].

Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine en sélectionnant un état de commutation de l'onduleur. Le schéma DTC nécessite l'estimation du flux statorique et du couple qui sont comparés à leurs valeurs de référence et les erreurs résultantes sont transmises aux contrôleurs à hystérésis du flux statorique et du couple. Le but de la commande directe du couple d'une machine à induction est de restreindre les erreurs de flux et de couple statoriques dans les limites respectives des bandes d'hystérésis de flux et de couple statoriques par une sélection appropriée des états de commutation de l'onduleur.

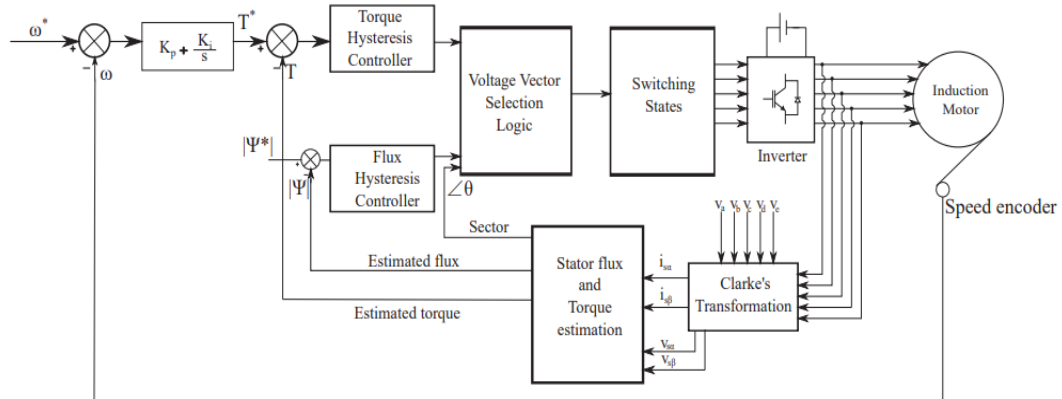
Le schéma DTC, typiquement utilisé dans les machines à induction triphasées classiques, a été très récemment étendu avec succès au cas des moteurs asynchrones pentaphasés.

L'extension du schéma de commande DTC pour les commandes des moteurs asynchrones pentaphasés présentée dans [26] est améliorée dans [3], des comparateurs de flux à deux niveaux et de couple à trois niveaux sont proposés pour fournir l'action de commande. De plus, une région de faible vitesse est prise en compte dans la stratégie de contrôle pour atténuer les effets négligés de la résistance du stator. La figure 8 présente le schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'un moteur asynchrones pentaphasés proposé dans [3].



**Figure 1-9:** Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone pentaphasé[3].

Un autre schéma de commande des moteurs asynchrones pentaphasés est proposé [27] afin d'obtenir une distorsion minimale du courant statorique et une fréquence de commutation constante. Dans le schéma DTC proposé, un ensemble de vecteurs virtuels est utilisé. Les vecteurs de tension virtuels sont réalisés en combinant les vecteurs de tension moyens et grands qui sont adjacents à la position du vecteur flux statorique.



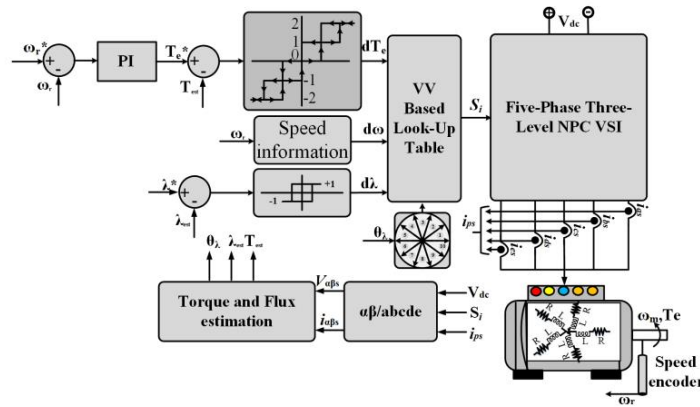
**Figure 1-10:** Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone pentaphasé[27].

Il y a principalement deux problèmes avec le schéma DTC conventionnel, à savoir l'ondulation élevée du couple électromagnétique et la fréquence de commutation variable de l'onduleur [28]. Afin surmonter ces inconvénients, la méthode de contrôle direct du couple par modulation de vecteur spatial (DTC-SVM), utilisant la technique de contrôle de la tension

instantanée (méthode de Kim-Sul) a été proposée dans [29]. Le principal avantage de la méthode proposée est la réduction de l'ondulation à basse vitesse. Dans [30] L'utilisation de la méthode de contrôle de la tension instantanée pour la commande du couple dans un moteur asynchrones pentaphasés a été présenté et testé . Dans cette méthode, des signaux de modulation temporelle instantanée sont générés, sans la rétroaction de la position du rotor, ce qui rend sa mise en œuvre plus facile. Ces signaux de modulation sont comparés à des ondes triangulaires donnent les états de commutation requis en entrée du circuit de déclenchement de la porte de l'onduleur, en fonction des erreurs de vitesse, de flux et de couple. La 3ème harmonique est ajoutée au signal sinusoïdal fondamental et le signal résultant est utilisé comme signal de modulation, en raison de l'avantage d'obtenir des états de commutation plus efficaces.

La tension de mode commun (CMV) est un phénomène naturel dans les moteurs à induction commandés par modulation de largeur d'impulsion (PWM) [31] et les variateurs haute fréquence à commande DTC. Elle provoque des effets graves dans les commandes de moteurs, tels que des interférences électromagnétiques (EMI), la défaillance de l'isolation de l'enroulement et l'activation du circuit de détection de surintensité ou la génération d'un courant de mode commun (CMC) à travers les parties du moteur. Les problèmes susmentionnés peuvent gravement endommager les roulements du moteur et réduire la robustesse de l'entraînement [32]. C'est pourquoi les chercheurs s'intéressent à ce domaine pour développer un schéma de contrôle approprié pour éliminer ou atténuer efficacement le CMV pour les moteurs asynchrones pentaphasés [33]. Dans [33], la réduction de la CMV est proposée dans un entraînement alimenté à deux niveaux et à cinq phases et il réduit de 40 % et 80 % sa valeur crête à crête maximale ( $\pm V_{dc}$ ) à la valeur maximale de crête ( $\pm V_{dc}/2$ ). Dans [34] deux schémas DTC ont été proposés avec une réduction de la CMV de  $\pm 3V_{dc}/10$  et  $\pm V_{dc}/10$  pour DTC-1 et DTC-2, respectivement. Ces deux techniques utilisent 41 vecteurs de tension générés par l'onduleur de type NPC à trois niveaux sur 243 vecteurs de tension. Cependant, ces techniques réduisent la CMV jusqu'à  $\pm V_{dc}/10$  en utilisant différentes méthodes de sélection des vecteurs de tension disponibles.

Bheemaiah Chikondra [35] propose une méthode d'élimination de la tension de mode commun (CMV) basée sur le vecteur virtuel (VV) pour la commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par un convertisseur de tension à point neutre (THL-NPC VSI). Par conséquent, la méthode proposée améliorera le courant de fuite dans les roulements et la distorsion des courants du stator. Ce résultat est obtenu en sélectionnant 51 vecteurs de tension sur 243, qui donneront un CMV nul.



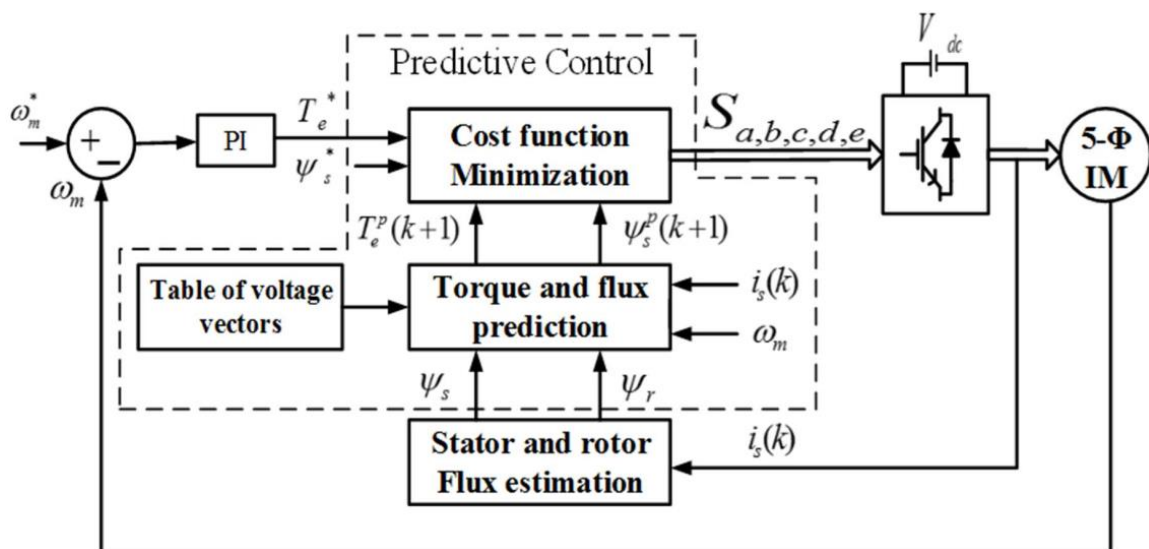
**Figure 1-11:** Schéma DTC proposé pour le THL-NPC VSI[35].

Le schéma classique de la table de commutation DTC ne peut pas maintenir le flux statorique constant à la valeur nominale pendant le fonctionnement à faible vitesse [3]. L'établissement du flux statorique est nécessaire dans un moteur à induction à commande directe du couple afin de fournir un couple nominal complet. Cependant, il est difficile de maintenir le flux statorique constant à la valeur nominale pendant le fonctionnement à faible vitesse du moteur avec l'approche classique, car la chute de tension sur la résistance du stator devient comparable à la tension statorique d'entrée. une technique est introduite dans [3] pour réduire l'effet de démagnétisation pendant le fonctionnement à faible vitesse du moteur asynchrone pentaphasé, dans laquelle l'algorithme classique DTC a été modifié de sorte que les vecteurs de tension déplacés de  $\pm 72^\circ$  sont remplacés par des vecteurs de tension déplacés de  $\pm 36^\circ$ . Cependant, dans [3], la plage de vitesse faible n'est pas prise en compte pour l'amélioration des performances. Dans [36] le fonctionnement à basse vitesse (très basse, 1-2 Hz) du moteur asynchrone pentaphasé alimenté par un onduleur à trois niveaux et la modification du schéma DTC classique est proposée pour améliorer les performances à basse vitesse. Afin d'obtenir de meilleures performances pendant le fonctionnement à faible vitesse, un observateur adaptatif est également utilisé dans la méthode proposée. L'utilisation de 60 vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux et cinq phases à travers vingt secteurs permet d'obtenir un contrôle fin du flux et du couple du stator par rapport à la technique utilisée dans [3], où 32 vecteurs de tension à travers dix secteurs sont utilisés.

#### 1.4.1.2 Commande prédictive

La large disponibilité des microprocesseurs avec des capacités de calcul beaucoup plus élevée a encouragé de nombreux chercheurs à introduire les techniques de commande prédictive

dans le domaine de l'électronique de puissance et des moteurs. Les techniques de commande prédictive présentent certains avantages [1] ; les principes sont intuitifs et peuvent être facilement réalisés, ils peuvent être appliqués à différents types de convertisseurs, et les algorithmes de contrôle peuvent être implémentés facilement mais ils nécessitent une grande quantité de calculs par rapport aux méthodes classiques [37]. Les microprocesseurs rapides sont maintenant disponibles et peuvent résoudre ce problème et rendre possible l'implémentation de tels contrôleurs prédictifs [38]. Cette méthode de contrôle nécessite des prédictions futures des variables contrôlées, qui peut être obtenue en appliquant certaines manipulations mathématiques telles que la méthode d'Euler ou la méthode des séries de Taylor [39] aux équations du modèle du système. L'actionnement d'entrée du système est sélectionné en fonction d'une condition prédéfinie qui optimise le comportement du système [40], [41]. La figure 11 présente le schéma fonctionnel de la commande prédictive d'un moteur asynchrone pentaphasé [42].



**Figure 1-12:** Schéma fonctionnel de la commande PTC d'un moteur asynchrone pentaphasé[42].

Une technique de commande prédictive, appelée *model predictive control* et son application à la commande d'un moteur asynchrone pentaphasé est également présentée dans [25]. La formulation mathématique des algorithmes des modèles de commande de couple prédictive et de la commande de vitesse prédictive sont expliquées. Ce qui montre que les équations des algorithmes sont intuitives, de sorte qu'elles peuvent être facilement comprises et mises en œuvre., un observateur basé sur la méthode de Gopinath *minimal-order Gopinath's method* est conçu pour obtenir la valeur du couple de charge, car l'estimation du couple de charge est nécessaire dans le contrôleur de vitesse prédictif. Les résultats de la simulation montrent

l'efficacité de la commande prédictive pour obtenir une commande à haute performance dynamique de commande des moteurs asynchrones pentaphasés.

Les différentes méthodes de commande prédictif du couple (PTC) sont proposées dans [43] pour l'amélioration des performances de l'entraînement. Dans [44], la technique PTC est comparée à la technique DTC. Il est suggéré que la méthode PTC peut être utilisée pour mieux contrôler le moteur asynchrone pentaphasé. Dans [43] une technique PTC pour le moteur asynchrone pentaphasé avec une nouvelle fonction de coût est proposée, l'organigramme de l'algorithme PTC est montré dans la figure I\_13 [42]. Avec cette fonction de coût proposée, trois cas différents sont analysés avec trois combinaisons différentes de vecteurs de tension. Les différentes combinaisons sont comparées dans contexte du CMV et du THD. Il est conclu que la nouvelle fonction de coût a été efficace pour la réduction du CMV.

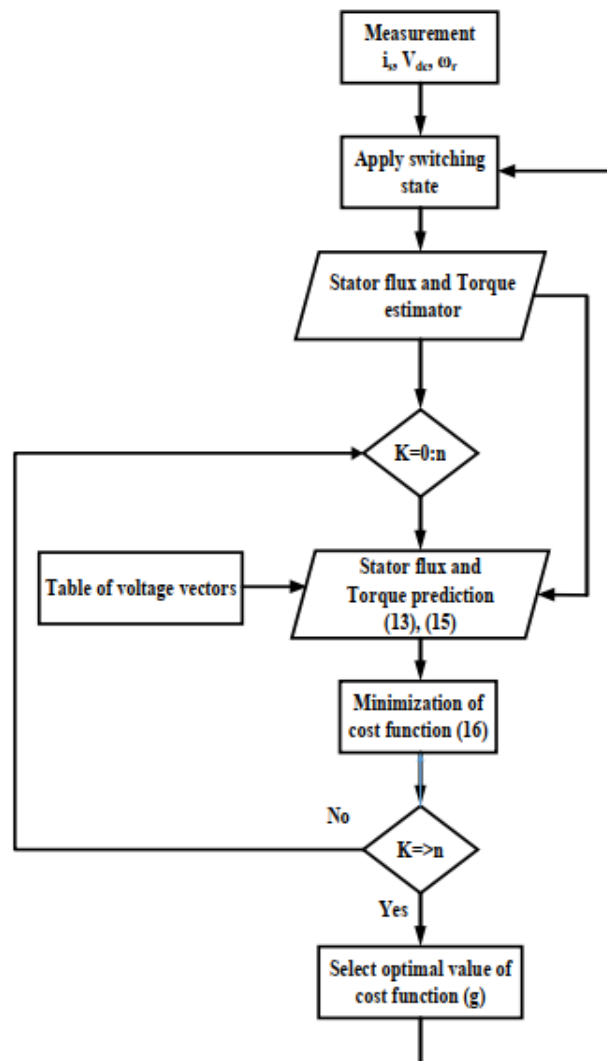


Figure 1-13: Organigramme de l'algorithme PTC[42].



## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre un état de l'art sur les commandes avancées appliquées sur la machine asynchrone pentaphasée est présenté.

Ce chapitre a été entamé par la présentation des structures des onduleurs à deux niveaux et les structures à 3 niveaux, comme la structure NPC et T-NPC, ainsi que leurs principes de fonctionnement. Ensuite, un état de l'art sur les différents schémas de commande utilisés pour les machines asynchrones pentaphasées a été présenté.

La technique de commande DTC présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée. Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Les techniques de commande prédictives sont plus complexes que les méthodes classiques et nécessitent beaucoup de calculs et des microcontrôleurs rapides, par contre ces techniques présentent l'avantage d'être plus robustes et donnent une réponse dynamique rapide par rapport aux méthodes classiques.

**Chapitre 2 :**  
**Commande DTC de la**  
**machine asynchrone**  
**pentaphasée**

## CHAPITRE 2. COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASÉE

### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on étudiera la commande directe de couple de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par les deux topologies de l'onduleur de tension à savoir la topologie à deux niveaux et la topologie à trois niveaux de type T-NPC.

On commence d'abord par la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée en vue de la commander. Puis on étudiera la commande directe du couple DTC. Cette technique a été proposée initialement par *Depenbrock* et *Takahashi* en 1985 pour les onduleurs[2]. Son principe de base est d'appliquer un vecteur tension qui permet d'avoir un couple et un flux de référence dans une bande bien précise. Cette technique est moins dépendante des paramètres de la machine par rapport à la commande vectorielle et elle permet une réponse de couple plus rapide[28].

### 2.2 Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée

#### 2.2.1 Hypothèse de simplification

Certaines hypothèses de simplification sont généralement prises en compte pour la modélisation des machines électriques car le fonctionnement de la machine asynchrone présente des phénomènes très complexes, tels que les courants de Foucault, la saturation, ....., etc. Ces phénomènes rendent le modèle de la machine plus complexe.

Ces hypothèses sont :

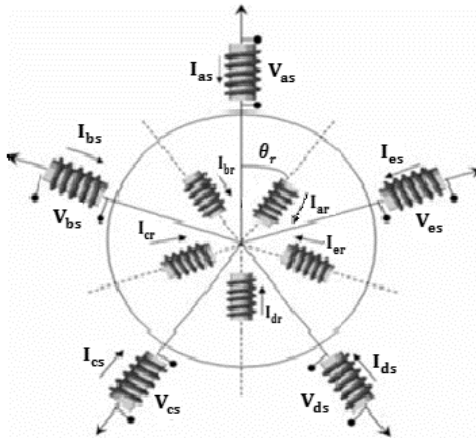
- 1- La machine est parfaitement symétrique et l'épaisseur de l'entrefer est constante.
- 2- La répartition spatiale de la force magnétomotrice ( $F_{mm}$ ) est sinusoïdale.
- 3- La saturation et les pertes dans le circuit magnétique sont pas considérées (les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont supposées nulles).
- 4- Les harmoniques spatiales de la distribution du flux sont négligées.

Avec ces hypothèses, on peut considérer que :

- La variation des inductances mutuelles est sinusoïdale.
- les résistances et les réactances des bobines sont considérées comme constantes.
- Les flux sont additifs.

### 2.2.2 Modèle dans la base naturelle

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage, elle est représentée par cinq enroulements décalés de  $72^\circ$  dans l'espace, et parcourus par cinq courants alternatifs formant un système pentaphasé équilibré en stator. Le rotor peut être modélisé comme le stator, par cinq enroulements court-circuités, décalés de  $72^\circ$ .



**Figure 2-1:**Représentation de la machine dans la base naturelle.

#### 2.2.2.1 Equations électriques de la machine :

Ces équations décrivent le comportement des courants et des forces électromotrices dans les enroulements, elles se basent sur la loi de Faraday et la loi d'Ohm.

Pour le stator :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}[\Phi_S] \quad (2.1)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (2.2)$$

Avec :

$V_S$  et  $I_S$  sont les cinq tensions et courant statoriques respectivement.

$V_r$  et  $I_r$  sont les cinq tensions et courant rotoriques respectivement.

$\Phi_S$  et  $\Phi_r$  sont les vecteurs flux à travers les cinq phases du stator et du rotor respectivement.

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs} \ V_{ds} \ V_{es}]^T \\ [\mathbf{V}_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr} \ V_{dr} \ V_{er}]^T \\ [\mathbf{I}_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ I_{ds} \ I_{es}]^T \\ [\mathbf{I}_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr} \ I_{dr} \ I_{er}]^T \\ [\mathbf{\Phi}_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs} \ \Phi_{ds} \ \Phi_{es}]^T \\ [\mathbf{\Phi}_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{er}]^T \end{cases} \quad (2.3)$$

### 2.2.2.2 Equations magnétiques de la machine :

Les flux sont donnés en fonction des inductances et des courants traversant les enroulements :

$$[\mathbf{\Phi}_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_r] \quad (2.4)$$

$$[\mathbf{\Phi}_r] = [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{I}_s] \quad (2.5)$$

Avec :

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M & M & M & M \\ M & L_s & M & M & M \\ M & M & L_s & M & M \\ M & M & M & L_s & M \\ M & M & M & M & L_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M & M & M & M \\ M & L_r & M & M & M \\ M & M & L_r & M & M \\ M & M & M & L_r & M \\ M & M & M & M & L_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rr}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où :

- $\theta_r$  : Est l'angle qu'entre l'axe magnétique de la phase « a » au rotor et la même phase au stator.
- M est l'inductance mutuelle quand les deux axes des deux enroulement coïncident.
- $L_s, L_r$  les inductances propres d'une phase statorique et rotorique.
- $[\mathbf{M}_{sr}], [\mathbf{M}_{rr}]^T$  Sont les inductances mutuelles entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

### 2.2.2.3 Equation mécanique de la machine :

L'équation de rotation de la machine est régie par l'équation dynamique:

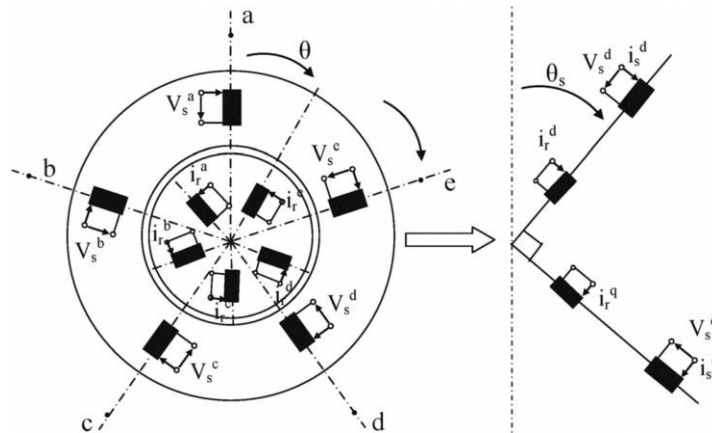
$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (2.9)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie de la machine.  $\Omega_r$  : La vitesse de la machine.  
 $C_r$  : Couple résistant imposé par la charge.  $K_f$  : Coefficient de frottement.  
 $C_{em}$  : Couple électromagnétique développé par la machine.

### 2.2.3 Modèle de Park

Les équations différentiels de la machine sont à coefficients variables (dépendent de  $\theta_r$ ) entraînant la complexité de résolution du modèle. Un changement de base par la transformation de Park permet le passage d'un système pentaphasé alternatif à un système biphasé (repère d, q, o), tout en conservant la puissance transistée et les forces magnétomotrices.



**Figure 2-2:** Transformation de Park appliquée à une machine asynchrone pentaphasée [45].

#### 2.2.3.1 Equations électriques de la machine :

##### a) Equations de la tension

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^s \\ I_q^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d^s \\ \varphi_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d^s \\ \varphi_q^s \end{bmatrix} \\ 0 = \begin{bmatrix} V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^r \\ I_q^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d^r \\ \varphi_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ \omega_a - \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d^r \\ \varphi_q^r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.10)$$

**b) Equations magnétiques de la machine :**

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_d^s \\ \varphi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^s \\ I_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^r \\ I_q^r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_d^r \\ \varphi_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^r \\ I_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^s \\ I_q^s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} L_s = l_{1s} + \frac{5}{2}M \\ L_r = l_{1r} + \frac{5}{2}M \\ L_m = \frac{5}{2}M \end{cases} \quad (2.12)$$

et  $L_s$  : inductance cyclique statorique,

$L_r$  : inductance cyclique rotorique,

$L_m$  : inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

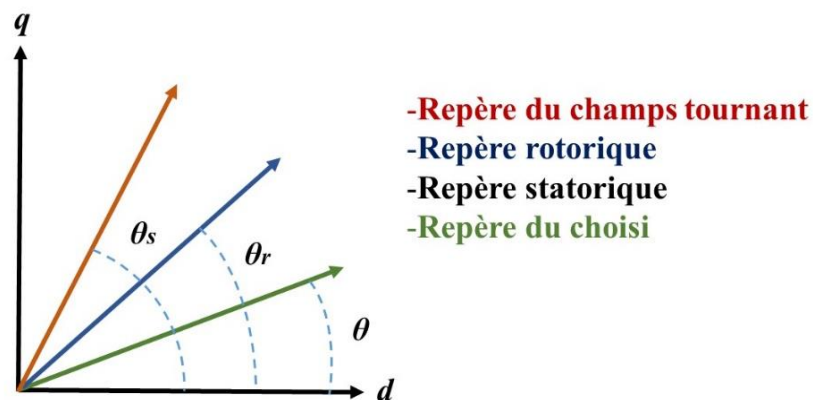
**c) Equation couple électromagnétique de la machine**

Le couple électromagnétique développé par la machine sera donné par :

$$C_{em} = \frac{5}{2}p (\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds}) \quad (2.13)$$

**d) Choix de référentiel :**

Il existe trois choix concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application.



**Figure 2-3:** Différents repères de la machine

i. Repère lié au stator (repère  $\alpha$ - $\beta$ ) :

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est utilisé pour la DTC.  $\begin{cases} \omega_s = 0 \\ \omega = -\omega_r \end{cases}$

ii. Repère lié au rotor :

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor.  $\begin{cases} \omega_s = \omega \\ \omega_a = 0 \end{cases}$

iii. Repère lié au champ tournant :

Repère d'axes (d-q) lié à l'un des flux de la machine.  $\omega_a = \omega_s - \omega$

**e) Modèle d'état de la machine dans le repère lié au stator ( $\alpha$ - $\beta$ ) :**

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha}^s \\ I_{\beta}^s \\ \Phi_{\alpha}^r \\ \Phi_{\beta}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} & \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & -\omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha}^s \\ I_{\beta}^s \\ \Phi_{\alpha}^r \\ \Phi_{\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^s \\ V_{\beta}^s \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec :  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  : Constante de temps rotorique.

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

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

## 2.3 Commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (DTC) proposé par *Depenbrock* et *Takahashi* en 1985, La réalisation opérationnelle n'a pas été applicable jusqu'en 1995, lorsque la société ABB en FINLADE a présenté la première carte industrielle de DTC pour un moteur à induction, basé sur l'orientation du flux statorique. Ce type de commande a été présenté comme une alternatif à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine[36].

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs[6].



Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine. L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée.

### 2.3.1 La DTC classique

#### 2.3.1.1 Principe du contrôle direct du couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande, à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation. Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux statorique et couple électromagnétique, la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

##### a) Contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct de couple est basé sur l'orientation du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine. Ce dernier peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \varphi_s(0) \quad (2.15)$$

L'application d'un vecteur de tension non nul pendant un intervalle  $[0, T_e]$ , la chute de tension ( $R_s I_s$ ) peut être négligée devant  $V_s$ . Alors :

$$\varphi_s(t) = \varphi_s(0) + V_s T_e \quad (2.16)$$

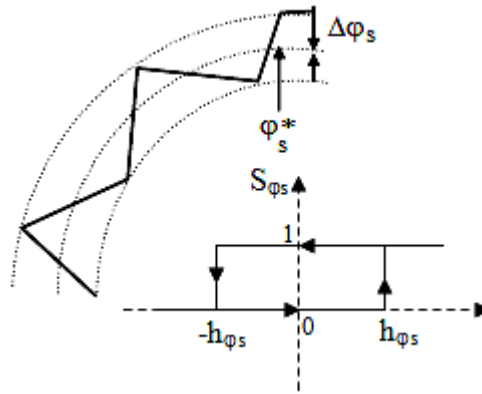
Donc :

$$\varphi_s(t) - \varphi_s(0) = \Delta\varphi_s = V_s T_e \quad (2.17)$$

Où :  $\varphi_s(0)$ : est le vecteur de flux à  $t=0$  (flux initial).

Le vecteur flux se déplace avec la quantité  $V_s T_e$ . L'application d'un vecteur de tension convenable peut fixer le vecteur flux sur une couronne. Donc le flux peut être contrôlé par le vecteur tension.

Le déplacement du vecteur flux statorique sera assuré par l'application appropriée des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension en fonction du secteur de tension. Un comparateur d'hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction du flux. Il a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique  $\varphi_s$  dans une couronne circulaire.



**Figure 2-4:** Comparateur à hystérésis deux niveaux.

La sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques[46].

#### **b) Contrôle du couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone pentaphasée peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em} = p * \frac{Lm}{LsLr} * \overline{\varphi_s} \cdot \overline{\varphi_r} \quad (2.18)$$

Donc :

$$C_{em} = p * \frac{M}{LsLr} * |\varphi_s| * |\varphi_r| * \sin(\gamma) \quad (2.19)$$

Où  $\gamma$  est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

On peut écrire le flux rotorique comme suit :

$$\varphi_r = \frac{M}{Ls} * \frac{\varphi_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (2.20)$$

$\sigma T_r$  détermine la rapidité de variation de l'angle entre les deux flux ( $\gamma$ ).

Donc le contrôle du flux statorique et sa position conduit au contrôle du flux rotorique et  $\gamma$ .

Donc le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux rotorique. Pour le contrôle du couple, on utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour rendre possible le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

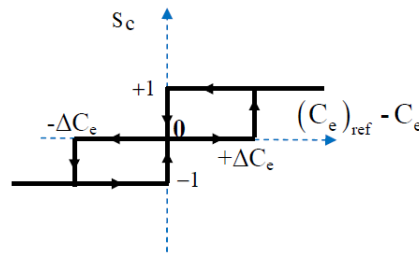


Figure 2-5: Comparateur à hystérésis trois niveaux.

### 2.3.1.2 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :

#### a) Estimation du flux statorique :

L'amplitude du vecteur de flux statorique et sa phase sont estimées à partir de ses composantes biphasées liées au stator  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ .

L'amplitude du vecteur flux statorique

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (2.21)$$

Sa phase est donnée par :

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \quad (2.22)$$

#### b) Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et du courant statorique mesuré

$$C_{em} = \frac{5}{2} p (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (2.23)$$

### 2.3.1.3 Choix du vecteur de tension

Une sélection appropriée du vecteur tension  $V_s$  par le choix des états de commande ( $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$ ) permet de déplacer le vecteur flux  $\overline{\varphi_s}$  de manière à maintenir son amplitude constante.

Le choix du vecteur  $V_s$  dépend alors de :

- La variation souhaitée pour le module du flux statorique.
- Le sens de rotation du vecteur flux.
- L'évolution souhaitée pour le couple.
- La position du flux statorique dans le référentiel lié au stator.

On note qu'on peut délimiter l'espèce d'évolution du vecteur flux selon sa phase, dans le référentiel lié au stator en le décomposant en dix secteurs  $S_i$ . Ces zones sont déterminées à partir des composantes du flux dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ , comme le montre la figure (2-8). Lorsque le vecteur de flux se trouve dans un secteur  $S_i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un de ces vecteurs tension :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi s}$  augmente et  $Cem$  augmente.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi s}$  augmente et  $Cem$  diminue.
- Si  $V_{i+4}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi s}$  diminue et  $Cem$  augmente.
- Si  $V_{i-4}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi s}$ , diminue et  $Cem$  diminue.

L'application d'un vecteur nul fixe le vecteur flux et par conséquent le couple diminue. En fixant le vecteur flux statorique, le vecteur flux rotorique tend à le rattraper, ce qui diminue l'angle  $\gamma$  et par conséquent le couple diminue.

### 2.3.2 DTC pour l'onduleur pentaphasé à deux niveaux

En général, un onduleur à deux niveaux à  $n$  phases possède un total de  $2^n$  vecteurs spatiaux. Ainsi, dans le cas d'un VSI à cinq phases il y a 32 vecteurs spatiaux, dont deux sont des vecteurs nuls. Il y a dix secteurs distincts de  $36^\circ$  chacun dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre la figure 2-8).

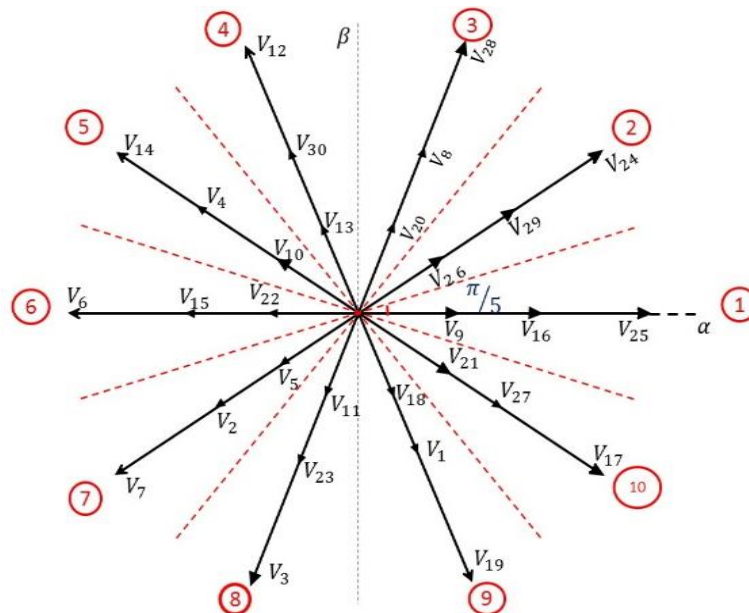
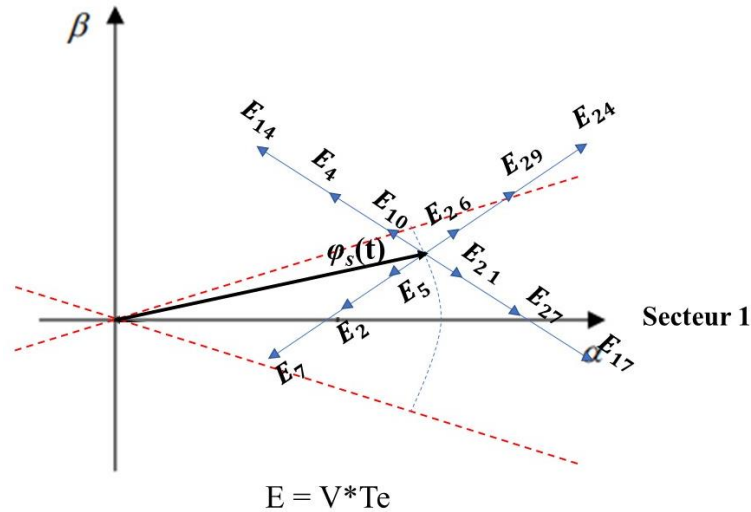


Figure 2-6 : Vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux.



**Figure 2-7:** Sélection des vecteurs de tension appropriés pour le vecteur de flux statorique dans le secteur 1.

Les vecteurs de tension actives sont regroupés en grands, moyens et petits vecteurs en fonction de leurs amplitudes. Ceci est donné dans le tableau (2-1).

**Tableau 2-1:** Amplitudes des vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux.

Vecteur de tension	Amplitude	Nombre de vecteurs de tension
Grand	$\frac{4}{5} V_{dc} \cos(36^\circ)$	10
Moyen	$\frac{2}{5} V_{dc}$	10
Petit	$\frac{4}{5} V_{dc} \cos(72^\circ)$	10
nul	0	2

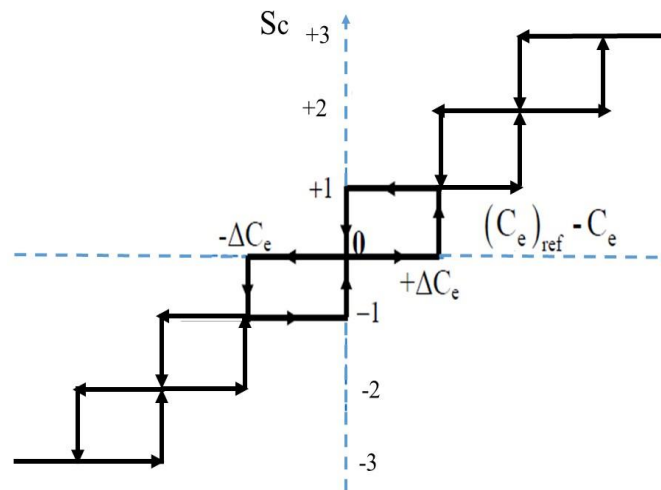
Les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur dans les deux plans (x-y et  $\alpha$ - $\beta$ ) sont présentées dans le tableau suivant :

**Tableau 2-2:** Les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur dans les deux plans ( $x$ - $y$  et  $\alpha$ - $\beta$ ).

Vecteurs		Etats	Tensions de sortie			
			Plan $\alpha$ - $\beta$		Plan $x$ - $y$	
			$ V_{ref} $	$\theta_{out}$	$ V_{ref} $	$\theta_{out}$
Actif	V <sub>1</sub>	[0 0 0 0 1]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$
	V <sub>2</sub>	[0 0 0 1 0]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$
	V <sub>3</sub>	[0 0 0 1 1]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$7\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$
	V <sub>4</sub>	[0 0 1 0 0]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$
	V <sub>5</sub>	[0 0 1 0 1]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$7\pi/5$
	V <sub>6</sub>	[0 0 1 1 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	0
	V <sub>7</sub>	[0 0 1 1 1]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$7\pi/5$
	V <sub>8</sub>	[0 1 0 0 0]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$
	V <sub>9</sub>	[0 1 0 0 1]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	0	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\Pi$
	V <sub>10</sub>	[0 1 0 1 0]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$3\pi/5$
	V <sub>11</sub>	[0 1 0 1 1]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$7\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$
	V <sub>12</sub>	[0 1 1 0 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$3\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$
	V <sub>13</sub>	[0 1 1 0 1]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$3\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$6\pi/5$
	V <sub>14</sub>	[0 1 1 1 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$4\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$3\pi/5$
	V <sub>15</sub>	[0 1 1 1 1]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$\pi$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$\Pi$
	V <sub>16</sub>	[1 0 0 0 0]	$2/5 \cdot V_{DC}$	0	$2/5 \cdot V_{DC}$	0
	V <sub>17</sub>	[1 0 0 0 1]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$9\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$
	V <sub>18</sub>	[1 0 0 1 0]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi/5$
	V <sub>19</sub>	[1 0 0 1 1]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi/5$
	V <sub>20</sub>	[1 0 1 0 0]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$9\pi/5$
	V <sub>21</sub>	[1 0 1 0 1]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$9\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$8\pi/5$
	V <sub>22</sub>	[1 0 1 1 0]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	0
	V <sub>23</sub>	[1 0 1 1 1]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$7\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	$9\pi/5$
	V <sub>24</sub>	[1 1 0 0 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$
	V <sub>25</sub>	[1 1 0 0 1]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	0	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\Pi$
	V <sub>26</sub>	[1 1 0 1 0]	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	$\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$

	$V_{27}$	[1 1 0 1 1]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$9\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	
	$V_{28}$	[1 1 1 0 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot V_{DC}$	$2\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot V_{DC}$	
	$V_{29}$	[1 1 1 0 1]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	
	$V_{30}$	[1 1 1 1 0]	$2/5 \cdot V_{DC}$	$3\pi/5$	$2/5 \cdot V_{DC}$	
<b>Zéros</b>	$V_{31}$	[1 1 1 1 1]	0	-	0	-
	$V_0$	[0 0 0 0 0]	0	-	0	-

La table de commutation de la DTC est construite en fonction de l'état des variables ( $S\varphi_s$ ) et ( $Sc$ ) des comparateurs de flux et de couple, et de le secteur  $Si$  de la position de flux  $\varphi_s$ . La régulation du couple se fait par un comparateur à hystérésis à sept niveaux et celle du flux par un comparateur à deux niveaux.



**Figure 2-8:** Comparateur à hystérésis du couple à sept niveaux.

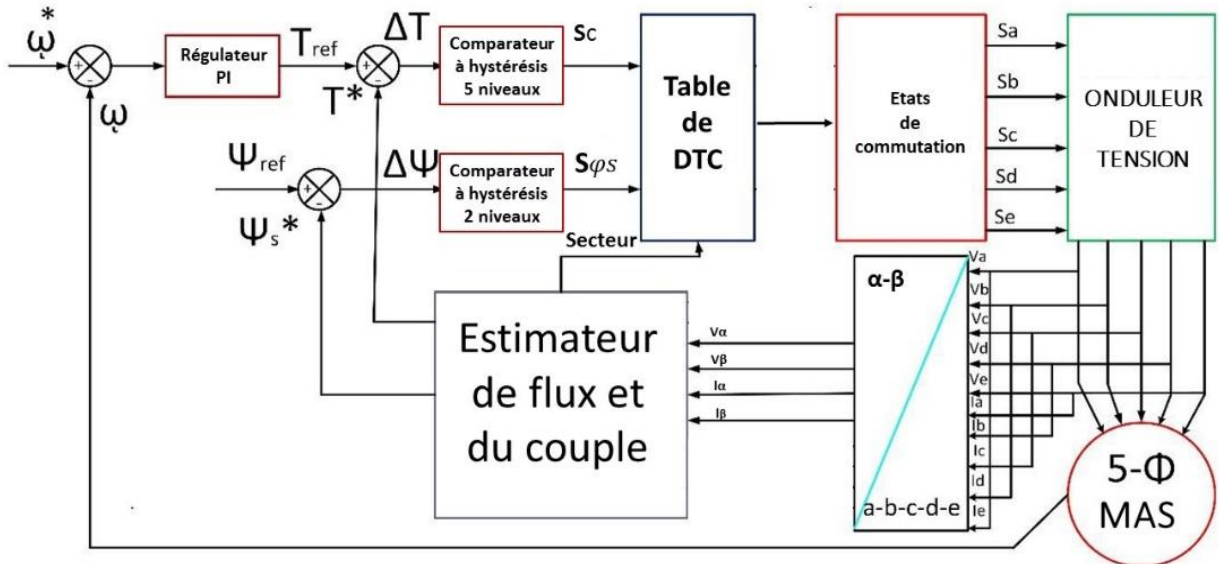
Comparateur à hystérésis du couple à sept niveaux.

Elle se présente donc sous la forme suivante :

**Tableau 2-3:** Table de la DTC pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

$S\phi_s$	$S_c$	Secteurs									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
<b>1</b>	+3	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25
	+2	V29	V8	V30	V4	V15	V2	V23	V1	V27	V16
	+1	V26	V20	V13	V10	V22	V5	V11	V18	V21	V9
	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
	-1	V21	V18	V11	V5	V22	V10	V13	V20	V26	V9
	-2	V27	V1	V23	V2	V15	V4	V30	V8	V29	V16
	-3	V17	V19	V3	V7	V6	V14	V12	V28	V24	V25
<b>0</b>	+3	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12
	+2	V4	V15	V2	V23	V1	V27	V16	V29	V8	V30
	+1	V10	V22	V5	V11	V18	V21	V9	V26	V20	V13
	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
	-1	V5	V11	V18	V21	V9	V26	V20	V13	V10	V22
	-2	V2	V23	V1	V27	V16	V29	V8	V30	V4	V15
	-3	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous



**Figure 2-9:** Schéma de la DTC pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux.



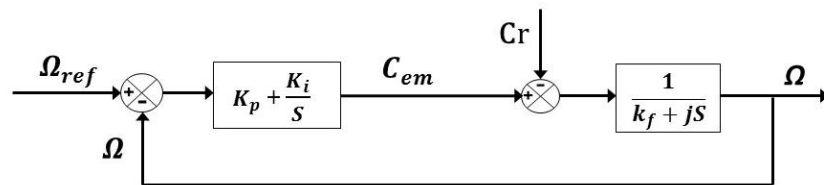
### 2.3.2.1 Simulation numérique :

Des simulations numériques ont été effectuées pour analyser les performances de la commande DTC appliquée à une machine asynchrone pentaphasée à cage dont les paramètres sont donnés dans l'annexe 1 avec un onduleur pentaphasé à deux niveaux. Les simulations ont été faite pour les paramètres suivants :

Tension d'entrée $V_{dc} = 540$ V	Bande d'hystérésis de flux $h\bar{\varphi} = 0.01$ Wb
Régulateur PI : $K_p=5$ , $K_i=0.01$	Bande d'hystérésis de couple $hc = 0.3$ N.m

Le choix des bandes d'hystérésis est lié à la fréquence de commutation possible de l'onduleur ainsi que la fréquence d'exécution de programme de la commande [6].

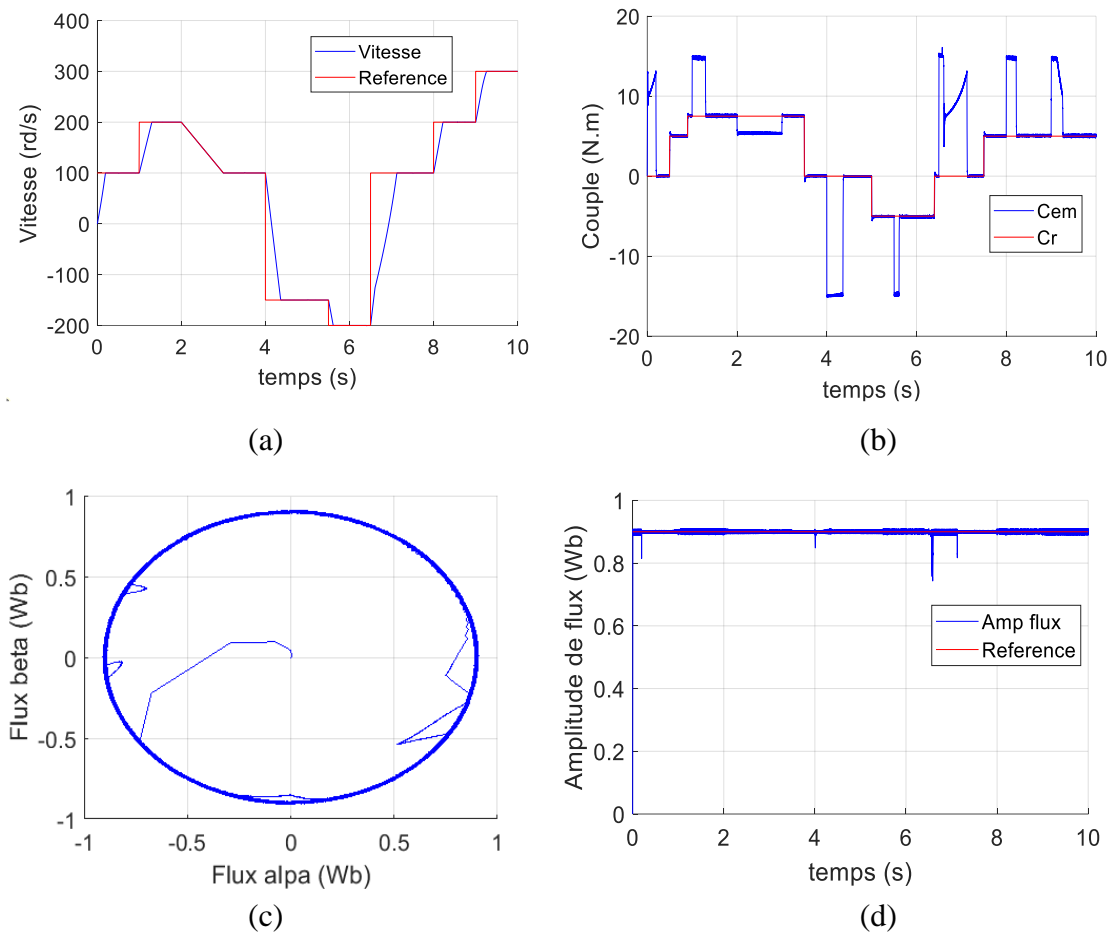
La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Pour une régulation en cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivante :



**Figure 2-10:** Schéma fonctionnel de la régulation PI de la vitesse.

Le choix des paramètres des régulateurs est présenté dans l'annexe 2.

La DTC a été simulée avec différentes références de vitesse et de couple résistant pour vérifier ses performances statique et dynamique.

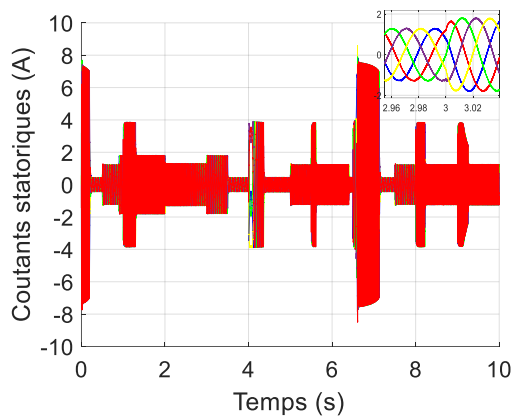


**Figure 2-11:** Résultats de simulation de la DTC (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.

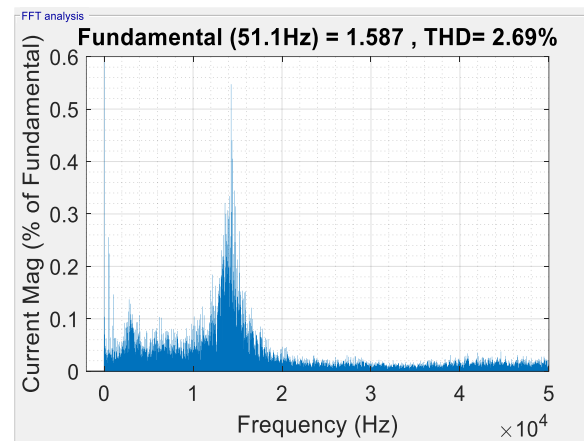
Les figures 2\_11 présentent les résultats de simulation de la DTC avec régulation PI de la vitesse, appliquée à une machine asynchrone pentaphasée à cage de 3.5 kW alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

- La vitesse de la machine suit sa consigne même avec la variation du couple de charge (la référence est choisie de telle sorte à avoir toutes les possibilités : référence constante, faible, moyenne et haute vitesse, inversion de vitesse et vitesse sous forme d'une rampe), le temps de réponse est petit et il n'y a pas de dépassement de la consigne (Fig. 2.10.a).
- Le couple électromagnétique en régime permanent est presque égal au couple résistant et La bande d'hystérésis est respectée (Fig. 2.10.b). En régime dynamique, le couple est limité 15 N.m et sa réponse est instantanée.

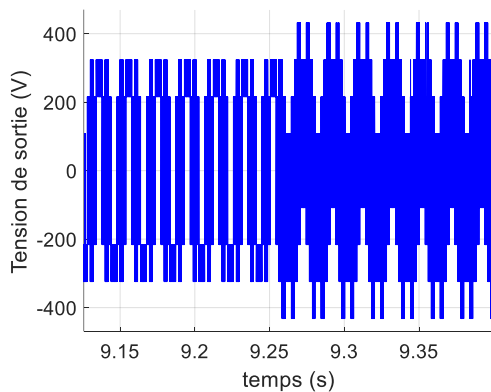
- Le flux suit sa référence et la bande d’hystérésis est respecté (Fig. 2.10.(c,d)), Il y a des dépassements dans le cas des faibles vitesses et surtout lors de l’inversion du signe de la vitesse.



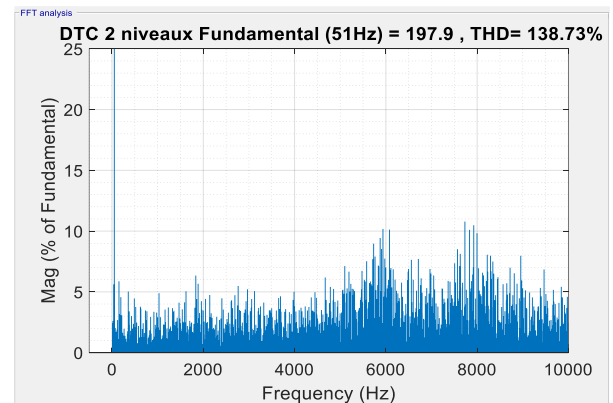
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 2-12:** Simulation de la DTC (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie son THD, (c,d) la tension de sortie sa THD.

‘Les résultats représentés dans la figure 2\_12 montrent que :

- La tension et le courant de sortie varient en amplitude et en fréquence selon la consigne de vitesse et la variation du couple résistant (Fig 2\_11 (a, c)).
- La tension est riche en harmoniques, son THD est élevé.

- Le courant est pratiquement sinusoïdal, son THD est faible. Ceci est dû à la nature inductive de la machine asynchrone.

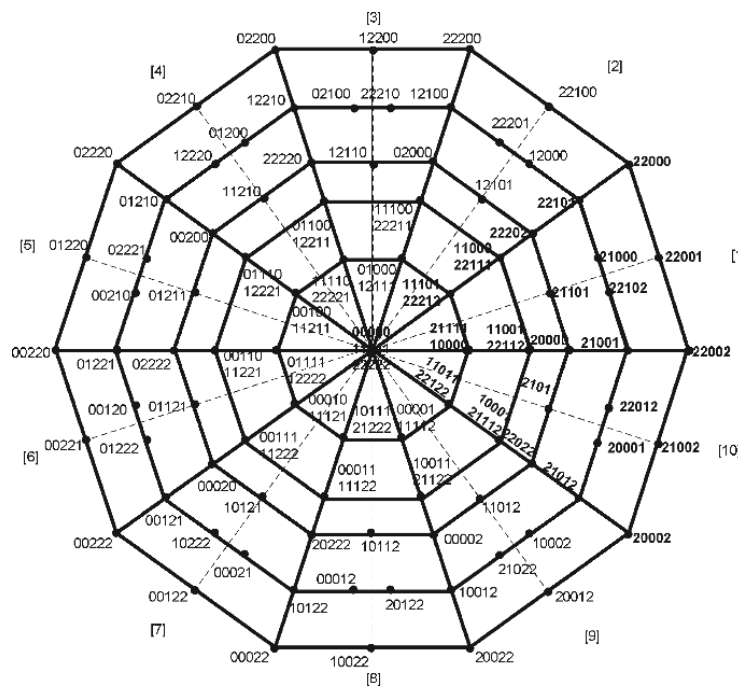
### 2.3.3 DTC pour l'onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC

La représentation vectorielle des tensions de l'onduleur dans le repère biphasé de Concordia est basée sur la transformation:

$$V_{d-q} = 2/5 (Van + aVbn + a^2Vcn + a^3Vdn + a^4Ven)$$

Avec :  $a=e^{j(2\pi/5)}$

Dans un onduleur pentaphasé à 3 niveaux de type T-NPC, il y a  $3^5 = 243$  vecteurs possibles. La suivante présente la représentation de ces vecteurs dans le repère d-q ( (P):2 , (O) :1 , (N) :0 )



**Figure 2-13:** Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans le plan d-q.

On peut constater que les plans d-q et x-y sont divisés en 10 secteurs. Pour chaque secteur, on trouve le même ensemble de vecteurs, mais avec un décalage de  $\pi/5$  entre chaque deux secteurs adjacents. Le tableau suivant définit en détails l'ensemble des vecteurs présents dans le premier secteur du plan d-q ((P):1, (O) :0, (N) : -1) :

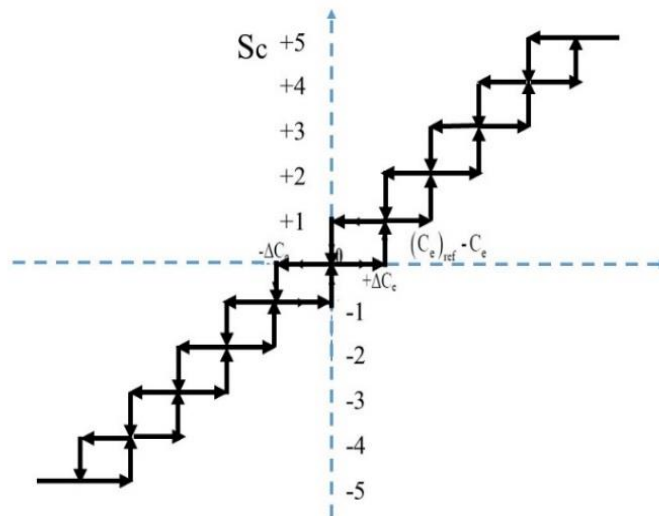
**Tableau 2-4:** Les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur T-NPC à trois niveaux dans les deux plans (x-y et  $\alpha$ - $\beta$ ).

Vecteurs		Etats	$ V_{ref} /(V_{2dc})$	$\theta_{out}$	$ V_{ref} /(V_{2dc})$	$\theta_{out}$	Tension MC
			d-q		x-y		
zeros	$V_{01}$	[ 0 0 0 0 0]	0	-	0	-	0
	$V_{02}$	[1 1 1 1 1]	0	-	0	-	$V_{dc}/2$
	$V_{03}$	[-1 -1 -1 -1 -1]	0	-	0	-	$-V_{dc}/2$
Actif (secI)	$V_1(I)$	[ 1 -1 0 0 -1]	0.1528	$0^\circ$	1.0472	$0^\circ$	$-V_{dc}/10$
	$V_2(I)$	[-1 0 -1 -1 0]	0.2472	$0^\circ$	0.6472	$180^\circ$	$-3V_{dc}/10$
	$V_3(I)$	[ 0 1 0 0 1]	0.2472	$0^\circ$	0.6472	$180^\circ$	$V_{dc}/5$
	$V_4(I)$	[ 1 0 -1 1 -1]	0.2906	$18^\circ$	1.2311	$54^\circ$	0
	$V_5(I)$	[ 0 -1 -1 -1 -1]	0.4000	$0^\circ$	0.4000	$0^\circ$	$-2 V_{dc}/5$
	$V_6(I)$	[ 1 0 0 0 0]	0.4000	$0^\circ$	0.4000	$0^\circ$	$V_{dc}/10$
	$V_7(I)$	[ 0 0 0 -1 1]	0.4702	$18^\circ$	0.7608	$234^\circ$	0
	$V_8(I)$	[-1 1 -1 -1 1]	0.4944	$0^\circ$	1.2944	$180^\circ$	$-V_{dc}/10$
	$V_9(I)$	[ 1 1 -1 1 0]	0.5313	$9.73^\circ$	0.9989	$85.61^\circ$	$V_{dc}/5$
	$V_{10}(I)$	[ 1 -1 -1 0 -1]	0.5313	$26.26^\circ$	0.9989	$22.38^\circ$	$-V_{dc}/5$
	$V_{11}(I)$	[ 1 -1 0 -1 0]	0.6173	$13.61^\circ$	0.8596	$314.26^\circ$	$-V_{dc}/10$
	$V_{12}(I)$	[ 0 1 -1 0 1]	0.6173	$22.38^\circ$	0.8596	$153.73^\circ$	$V_{dc}/10$
	$V_{13}(I)$	[ 0 0 -1 -1 0]	0.6472	$0^\circ$	0.2472	$180^\circ$	$-V_{dc}/5$
	$V_{14}(I)$	[ 1 1 0 0 1]	0.6472	$0^\circ$	0.2472	$180^\circ$	$3 V_{dc}/10$
	$V_{15}(I)$	[ 1 0 -1 0 0]	0.7608	$18^\circ$	0.4702	$54^\circ$	0
$V_{16}(I)$	[ 1 -1 -1 -1 -1]	0.8000	$0^\circ$	0.8000	$0^\circ$	$-3V_{dc}/10$	
$V_{17}(I)$	[ 1 0 0 -1 1]	0.8596	$9.73^\circ$	0.6173	$265.61^\circ$	$V_{dc}/10$	
$V_{18}(I)$	[ 0 0 -1 -1 1]	0.8596	$26.26^\circ$	0.6173	$202.38^\circ$	$-V_{dc}/10$	

$V_{19}(\mathbf{I})$	[ 0 1-1-1 1 ]	0.8944	$0^\circ$	0.8944	$180^\circ$	0
$V_{20}(\mathbf{I})$	[ 1 1-1 0 1 ]	0.9989	$13.61^\circ$	0.5313	$134.26^\circ$	$V_{dc}/5$
$V_{21}(\mathbf{I})$	[ 1-1-1-1 0 ]	0.9989	$22.38^\circ$	0.5313	$333.73^\circ$	$-V_{dc}/5$
$V_{22}(\mathbf{I})$	[ 1 0-1-1 0 ]	1.0472	$0^\circ$	0.1528	$0^\circ$	$-V_{dc}/10$
$V_{23}(\mathbf{I})$	[ 1 0-1-1 1 ]	1.2311	$18^\circ$	0.2906	$234^\circ$	0
$V_{24}(\mathbf{I})$	[ 1 1-1-1 1 ]	1.2944	$0^\circ$	0.4944	$180^\circ$	$V_{dc}/10$

Le passage d'un secteur à un autre dans le repère d-q, se fait par décalage de l'ensemble des états deux fois à droite et de les multiplier par un signe moins[4].

Le comparateur utilisé pour la régulation de flux est de deux niveaux. Pour le couple, on utilise un comparateur 11 niveaux (pour l'onduleur à deux niveaux o utilise un comparateur à 7 niveaux).



**Figure 2-14:** Comparateur à hystérésis du couple à onze niveaux.

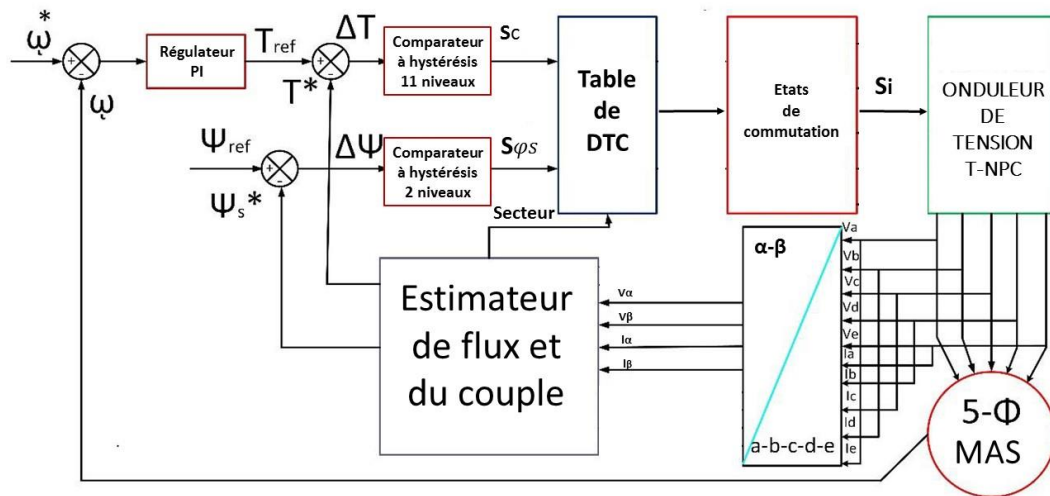
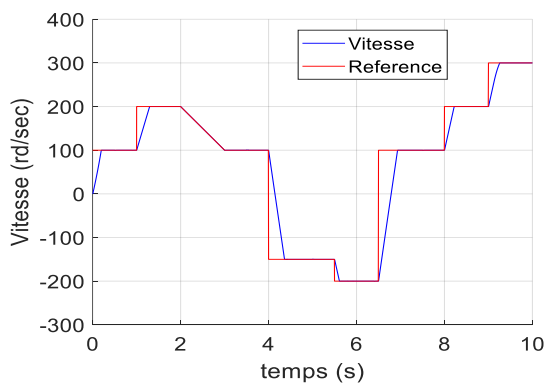


Figure 2-15: Schéma de la DTC pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC.

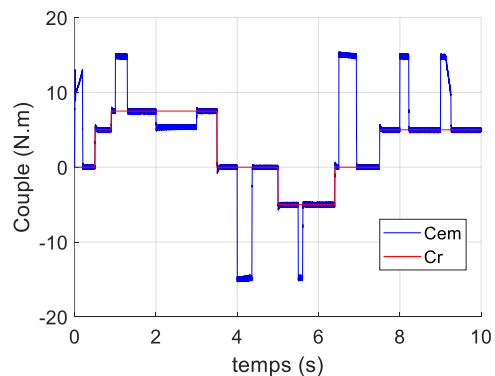
### 2.3.3.1 Simulations numériques

Des simulations numériques ont été effectuées pour analyser les performances de la commande DTC appliquée à une machine asynchrone pentaphasée à cage de 3.5 kW avec un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC. Les simulations ont été faite pour les paramètres suivants :

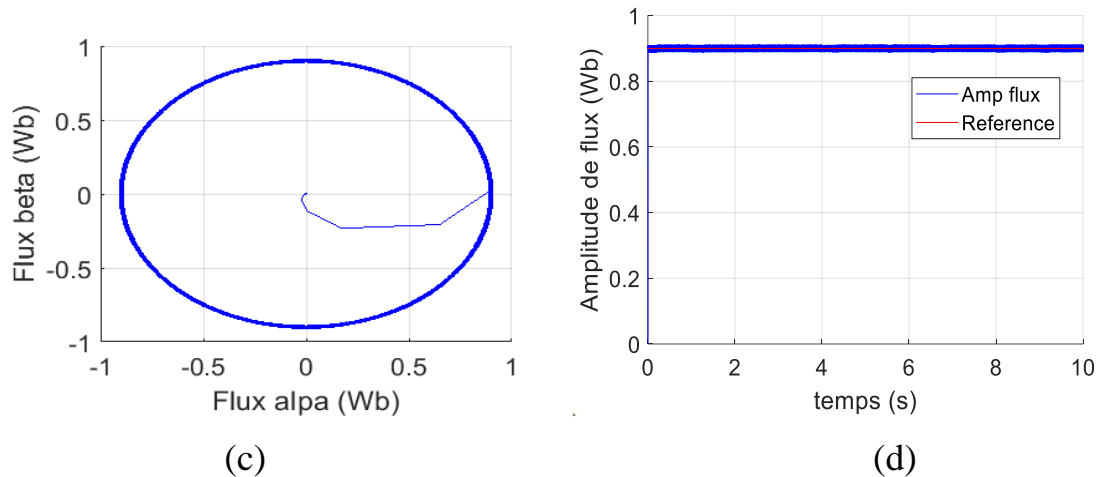
Tension d'entrée $V_{dc} = 540 \text{ V}$	Bande d'hystérésis de flux $h\varphi = 0.01 \text{ Wb}$
Régulateur PI : $P=5, I=0.01$	Bande d'hystérésis de couple $hc = 0.3 \text{ N.m}$



(a)



(b)

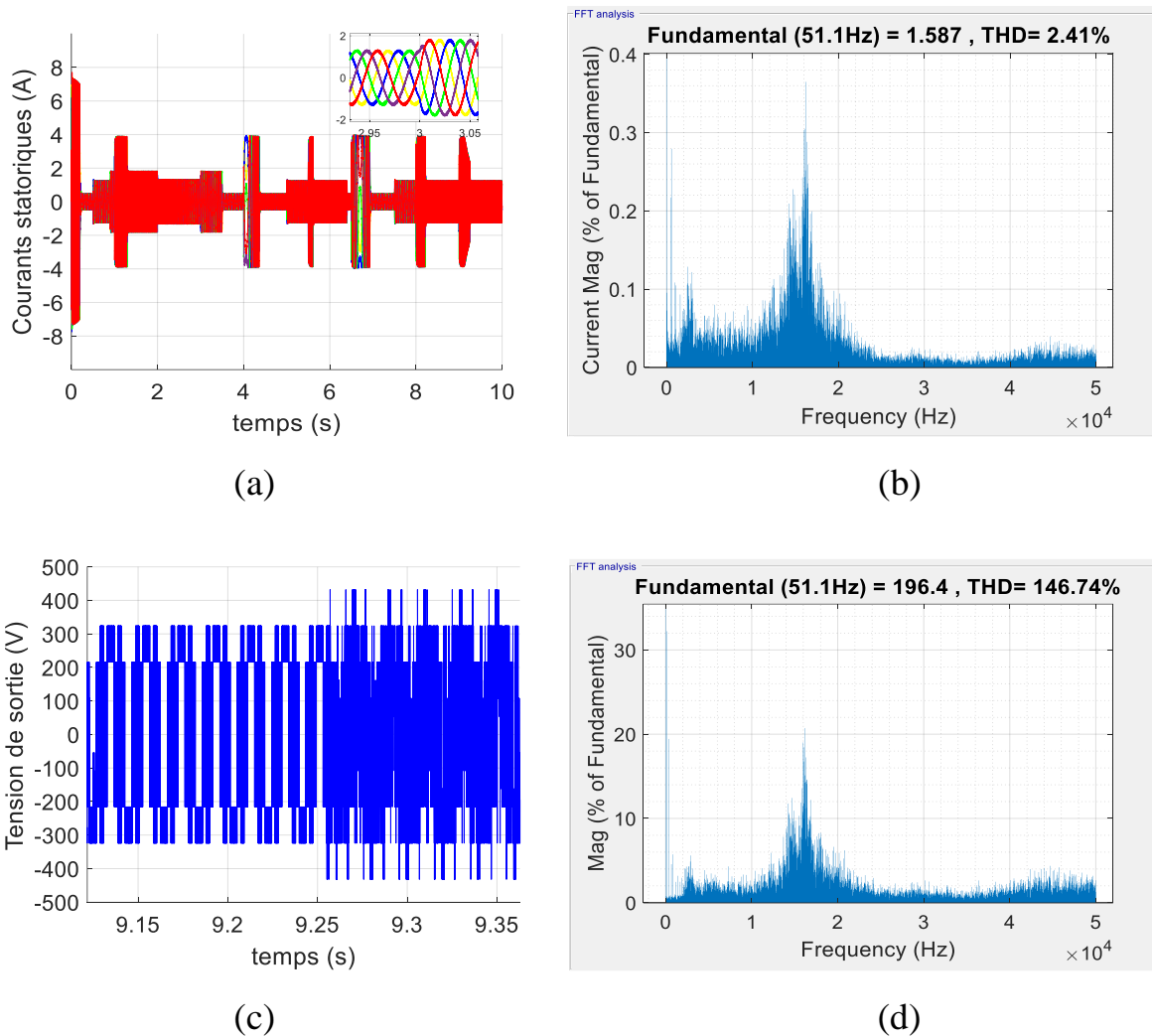


**Figure 2-16:** Simulation de la DTC (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.

La figure 3.16 présente les résultats obtenus pour les paramètres électromagnétiques de la DTC pour onduleur T-NPC avec régulation PI de la vitesse. Cette figure montre que :

- Comme dans le cas de l'onduleur à deux niveaux, la vitesse suit sa référence (la référence est choisie de telle sorte d'avoir toutes les possibilités). Le temps de réponse du système est plus petit que dans le cas de la DTC pour onduleur à deux niveaux (Fig (a)).
- Le couple suit bien la variation du couple de charge. L'ondulation du couple est inférieure à l'erreur fixée dans le comparateur à hystérésis pour toutes les plages de fonctionnement ceci est dû à l'augmentation du nombre de niveaux du comparateur (11 niveaux). La dynamique du couple est plus rapide par rapport à la DTC pour onduleur à deux niveaux. Ceci est expliqué par le fait qu'il y a plus de vecteurs de tensions à choisir.
- Le flux suit sa référence (Fig (c,d)) et la bande d'hystérésis est totalement respectée l'erreur est inférieure à la bande d'hystérésis pour toute la plage de fonctionnement sauf au démarrage et lors de l'inversion de vitesse.





**Figure 2-17:** Simulation de la DTC (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type T-NPC ; (a, b) Courant de sortie son THD, (c,d) la tension de sortie sa THD.

La figure 2\_17 présente les paramètres électriques de la DTC pour l'onduleur trois niveaux de type T-NPC.

- Le courant de sortie (Fig (a, b)) est pratiquement sinusoïdale. Il n'y a pratiquement pas de distorsion dans l'onde du courant comparé à la DTC pour onduleur à deux niveaux. Ceci est expliqué par le plus grand nombre de vecteurs ; ce qui a permis une montée progressive de couple et par conséquent du courant.
- La tension de sortie (Fig (c,d)) est une tension multi niveaux. Elle varie en amplitude et en fréquence avec la vitesse et le couple de charge.

### 2.3.4 Comparaison entre les DTC étudiées

Le Tableau suivant présente une comparaison entre les résultats obtenus avec la DTC pour les deux structures d'onduleur (à deux niveaux et T-NPC a trois niveaux).

**Tableau 2-5: Comparaison entre les résultats obtenus avec la DTC.**

Critère	Onduleur 2 niveaux	Onduleur T-NPC 3 niveaux
Suivi de la référence de vitesse	Oui	Oui
Temps de démarrage de 0 à 100 rd/s	Très bien ( 0.2<s)	Très bien (0.2 s)
Suivi de la référence de flux en régime permanent	Bien	Bien
Suivi de la référence de flux en régime transitoire	Bien sauf le cas de démarrage et l'inversion du sens de rotation	Très bien sauf le cas de démarrage
Respect de la bande d'hystérésis de flux	Moyenne (il y a des dépassement)	Très bien (presque la bande d'hystérésis est respecté )
Suivi du couple de charge en régime permanent	Bien	Très bien
Forme du couple de charge en régime permanent	Moyen (il y a des dépassements)	Très bien
Respect de la bande d'hystérésis du couple	Très bien	Très bien
Courant	Presque sinusoïdale	Presque sinusoïdale
Pic du courant lors de l'inversion du sens de rotation	7 A	4 A
Pic du courant lors démarrage	7.5 A	7.5 A

THD du courant	2.69 %	2.41 %
THD de la tension	138.7 %	145.82 %
Présence des harmoniques faibles fréquence dans le courant	Non	Non

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations.

Ensuite on a présenté la commande directe du couple appliquées à la machine asynchrone pentaphasée. Cette commande a été appliquée et simulée avec deux topologies d'onduleurs : L'onduleur pentaphasé à deux niveaux et à trois niveaux de type T-NPC. Une étude de performances a été effectuée pour chaque topologie. Les résultats obtenus montrent que :

- Pour les deux types d'onduleur, la vitesse suit bien sa référence même lorsque le couple résistant varie. La DTC pour l'onduleur à trois niveaux de type T-NPC présente les meilleures performances.

- Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent avec les deux types d'onduleur. L'ondulation est fixée par la bande du comparateur hystérésis du couple. L'onduleur de type T-NPC présentent en général, de meilleures performances comparées à celle à deux niveaux.

- Le flux en régime permanent suit sa référence avec les deux types d'onduleur, l'ondulation varie d'une structure à une autre. Celle du T-NPC est la meilleure. En régime transitoire, des petites perturbations du flux sont enregistrées notamment au démarrage et lors de l'inversion du sens de rotation.

- De point de vue performance électrique, le commande donne un courant de sortie sinusoïdale pour les deux types d'onduleur, en régime transitoire la valeur du courant de pic dépend du type d'onduleur.

La commande DTC appliqué à un onduleur de type T-NPC est une commande très performante, ces performances sont meilleur à celle appliquer à un onduleur à deux niveaux, elle donne de bon résultats de point de vue performances dynamiques, complexité et dépendances des paramètres de la machine

**Chapitre 3 :**

**Commandes basées sur la**

**SVM de la machine**

**asynchrone pentaphasée**

## CHAPITRE 3. COMMANDES BASEES SUR LA SVM DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

### 3.1 Introduction

Après l'étude des commandes directes de couple dans le chapitre précédent, dans ce chapitre étudiera les commandes basées sur la SVM et précisément la commande DTC-SVM et la commande DTC-SVPWM.

On commence par la commande DTC-SVM qui a été proposé en [47] afin d'améliorer la DTC classique et de parer à ces problèmes qui sont principalement la variation de la fréquence de commutation et la présence des harmoniques faibles fréquences dans le courant[48].

Dans les méthodes DTC-SVM, plusieurs classes ont été développées dans [47]:

- Schémas avec contrôleurs PI.
- Schémas qui génère la tension de référence par combinaison de la commande prédictive et la dead-beat.
- Schémas se base sur la logique floue et les réseaux de neurones.
- Schémas qui utilisent des structures variables de commande (VCS).

La technique utilisée est basée sur l'utilisation des deux régulateurs PI pour l'erreur de flux et du couple et la transformation des grandeurs électriques de la machine aux coordonnées statoriques. La sortie de cette commande est les tensions de référence qui seront générer avec la SVM.

Ensuite, la commande DTC-SVPWM proposé en [5] a été étudié et simulé, elle est réalisée par la comparaison d'une onde modulante sinusoïdale à une onde porteuse de fréquence plus importante de forme triangulaire. L'onde modulante est en fait représentative du fondamental de la tension de sortie désirée et elle est utilisée comme référence.

On termine par une conclusion sur les résultats obtenus avec les techniques étudiée.

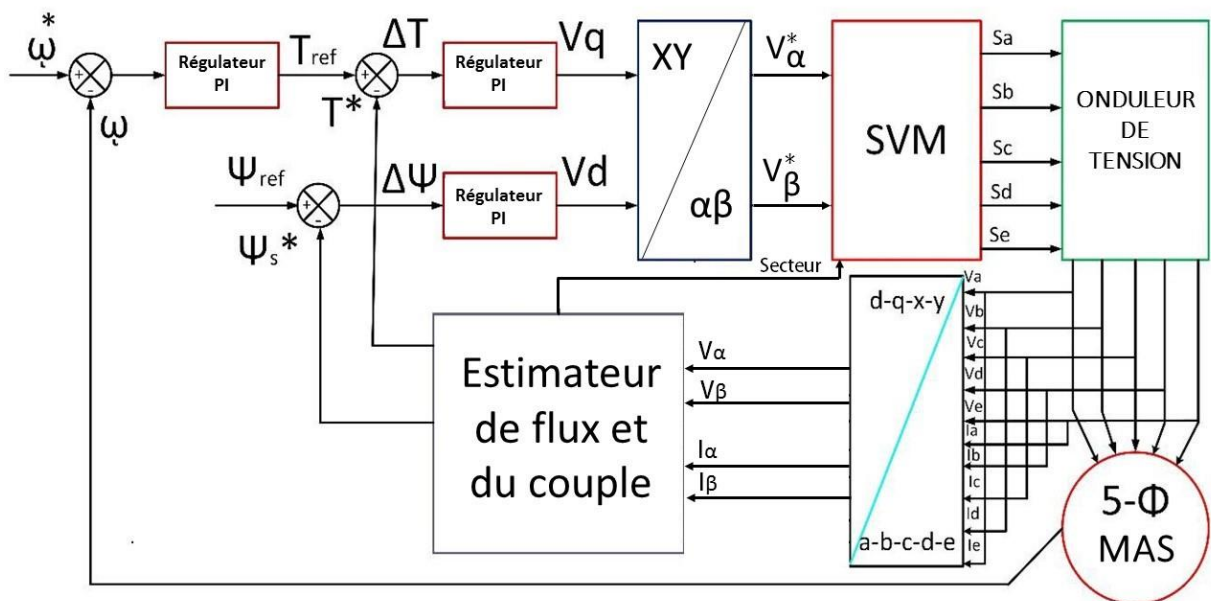
### 3.2 Principe de fonctionnement de la DTC-SVM

Plusieurs schémas de contrôle ont été développés dans la structure de la DTC-SVM avec régulateurs PI :

- La DTC-SVM avec boucle fermée du couple
- La DTC-SVM avec boucle fermée du flux
- DTC-SVM avec boucle fermée du couple et de flux dans les coordonnées polaires
- DTC-SVM avec boucle fermée du couple et de flux dans les coordonnées liées au flux statorique

La structure choisie est celle avec boucle fermée du couple et de flux dans les coordonnées liées au flux statorique. Elle est basée sur deux boucles (une pour le flux et la deuxième pour le couple) avec des régulateurs de type PI. Les sorties de ces deux régulateurs sont utilisées pour calculer les composants de la tension à appliquer dans les coordonnées liées au flux statorique. Ces tensions sont ensuite exprimées dans les coordonnées liées au stator puis elles sont envoyées à la SVM.

La structure de la DTC-SVM est présentée dans la figure suivante.



**Figure 3-1:** Schémas de la DTC-SVM avec boucle fermée du couple et de flux dans les coordonnées liées au flux statorique.

Le modèle de la machine peut être exprimé dans les coordonnées statorique x - y. Ce système de coordonnées x - y tourne avec la vitesse angulaire du flux statorique  $\Omega = \Omega_s$ . Cette vitesse angulaire est définie comme suit :

$$\Omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (III.1)$$

$\theta_s$  est l'angle de flux statorique.

Les vecteurs de tension dans l'espace de coordonnées x-y peuvent être exprimés par :

$$V_s = V_{sx} + V_{sy} \quad (3.2a)$$

$$I_s = I_{sx} + I_{sy}, \quad I_r = I_{rx} + I_{ry} \quad (3.2b)$$

$$\Psi_s = \Psi_{sx}, \quad \Psi_r = \Psi_{rx} + \Psi_{ry} \quad (3.2c)$$

Les équations du modèle de la machine (II.1 et (II.2)) peuvent être exprimées dans le repère x-y :

$$V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (3.3a)$$

$$V_{sy} = R_s I_{sy} + \Omega_s \Psi_s \quad (3.3b)$$

$$0 = R_r I_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} + \Psi_{ry}(\rho \Omega_m - \Omega_s) \quad (3.4a)$$

$$0 = R_r I_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + \Psi_{rx}(\Omega_s - \rho \Omega_m) \quad (3.4b)$$

$$\Psi_s = L_s I_{sx} + L_m I_{rx} \quad (3.5a)$$

$$0 = L_s I_{sy} + L_m I_{ry} \quad (3.5b)$$

$$\Psi_{rx} = L_r I_{rx} + L_m I_{sx} \quad (3.6a)$$

$$\Psi_{ry} = L_r I_{ry} + L_m I_{sy} \quad (3.6b)$$

$$\frac{d\Omega_s}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) \quad (3.7)$$

$$\text{Avec: } C_{em} = \rho \frac{ms}{2} \Psi_s I_{sy} \quad (3.8)$$

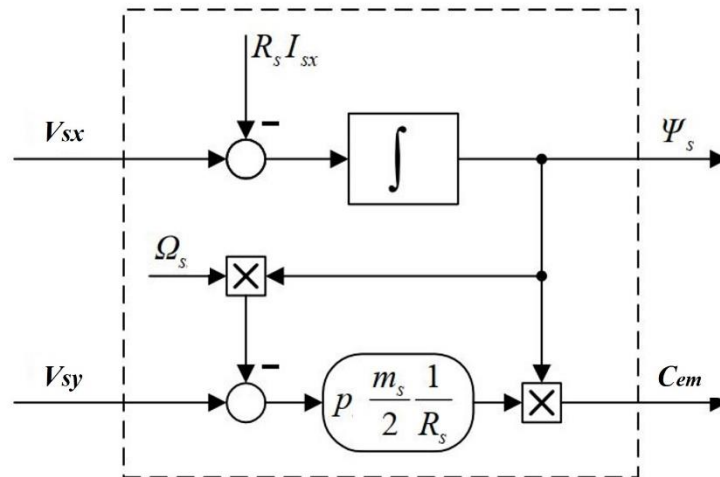
Le moteur peut être exprimé par les deux équations suivantes:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = V_{sx} - R_s I_{sx} \quad (3.9)$$

$$C_{em} = \frac{1}{R_s} \rho \frac{ms}{2} \Psi_s (V_{sy} - \Omega_s \Psi_s) \quad (3.10)$$

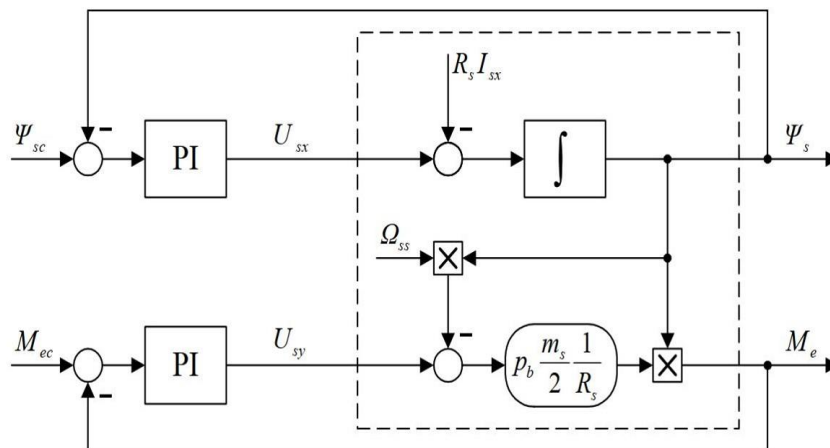
La figure (3-2) présente le modèle simplifié qui sera utilisé pour la régulation.





**Figure 3-3:** Modèle simplifié de la machine dans le repère x-y.

La régulation du couple et de flux se fait par deux correcteurs PI comme montre la figure

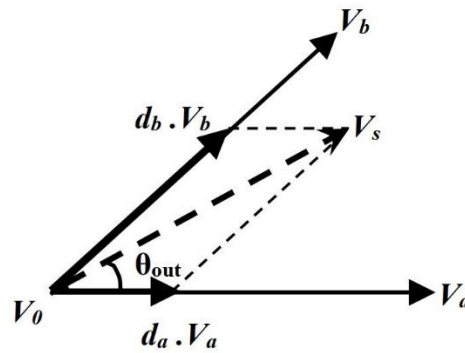


**Figure 3-4:** Boucle de commande avec deux régulateurs PI.

La transformation des coordonnées X-Y vers les coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  se fait de la manière suivante :

$$\begin{cases} U\alpha = U_{sx} \cos(\theta) - U_{sy} \sin(\theta) \\ U\beta = U_{sx} \sin(\theta) + U_{sy} \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.11)$$

La modulation vectorielle (SVM) peut être appliqué à un onduleur pentaphasé en utilisant la méthode à 2 vecteurs ou la méthode à 4 vecteurs[48]. Dans la méthode à 2 vecteurs, seuls les grands vecteurs et les vecteurs zéro sont utilisés en fonction de leur secteur.



**Figure 3-5:** Vecteur tension de référence et sa projection.

Pour les grands vecteurs, on remarque qu'ils forment les sommets d'un décagone à l'intérieur duquel le vecteur de référence  $V_s$  d'amplitude constante tourne à la vitesse  $\omega$  correspondante à la fréquence de sortie désirée. Le vecteur de référence peut être synthétisé, en se basant sur la SVM à deux vecteurs, suivant l'équation suivante :

$$V_s = d_a V_a + d_b V_b + d_0 V_0 \quad (3.12)$$

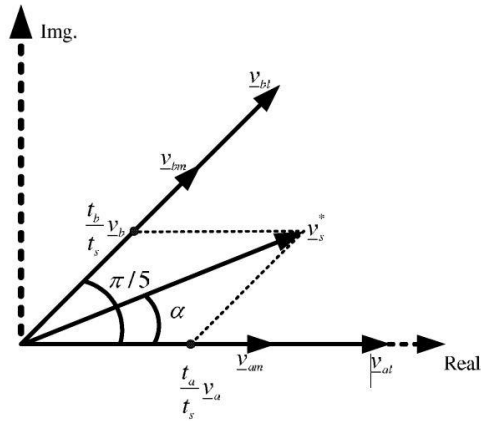
Où  $d_a$ ,  $d_b$  et  $d_0$  représentent les rapports cycliques. Ils sont définis comme suit :

$$\begin{cases} d_a = m_v \sin\left(\frac{\pi}{5} - \theta_{out}\right) \\ d_b = m_v \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_a - d_b \end{cases} \quad (3.13)$$

D'où :

$$\begin{aligned} m_v &= \frac{|V_s|}{|V_l| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ |V_l| &= \left(\frac{4}{5}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \cdot V_{dc} \\ 0 &< \theta_{out} \leq \pi/5 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Dans la méthode à 4 vecteurs, Les vecteurs moyens et grands ainsi que les vecteurs zéro sont utilisés. L'application du 4 vecteurs diminue considérablement l'harmonique dominante, elle est donc utilisée pour une application pratique.



**Figure 3-6:** Principe de calcul du temps d'application des quatre vecteurs tension.

L'expression du temps de commutation utilisant la méthode à quatre vecteurs peut être donnée par :

$$V_s T_s = V_{al} T_{al} + V_{bl} T_{bl} + V_{am} T_{am} + V_{bm} T_{bm} + T_0 V_0 \quad (3.15)$$

Tel que

$$\begin{aligned} |V_{al}| = |V_{bl}| = |V_l| &= \frac{4}{5} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \\ |V_{am}| = |V_{bm}| = |V_m| &= \frac{2}{5} V_{dc} \\ \frac{T_{al}}{T_{am}} = \frac{T_{bl}}{T_{bm}} = \frac{|V_l|}{|V_m|} &= \tau = 1.618 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Les équations du temps de commutation sont données par :

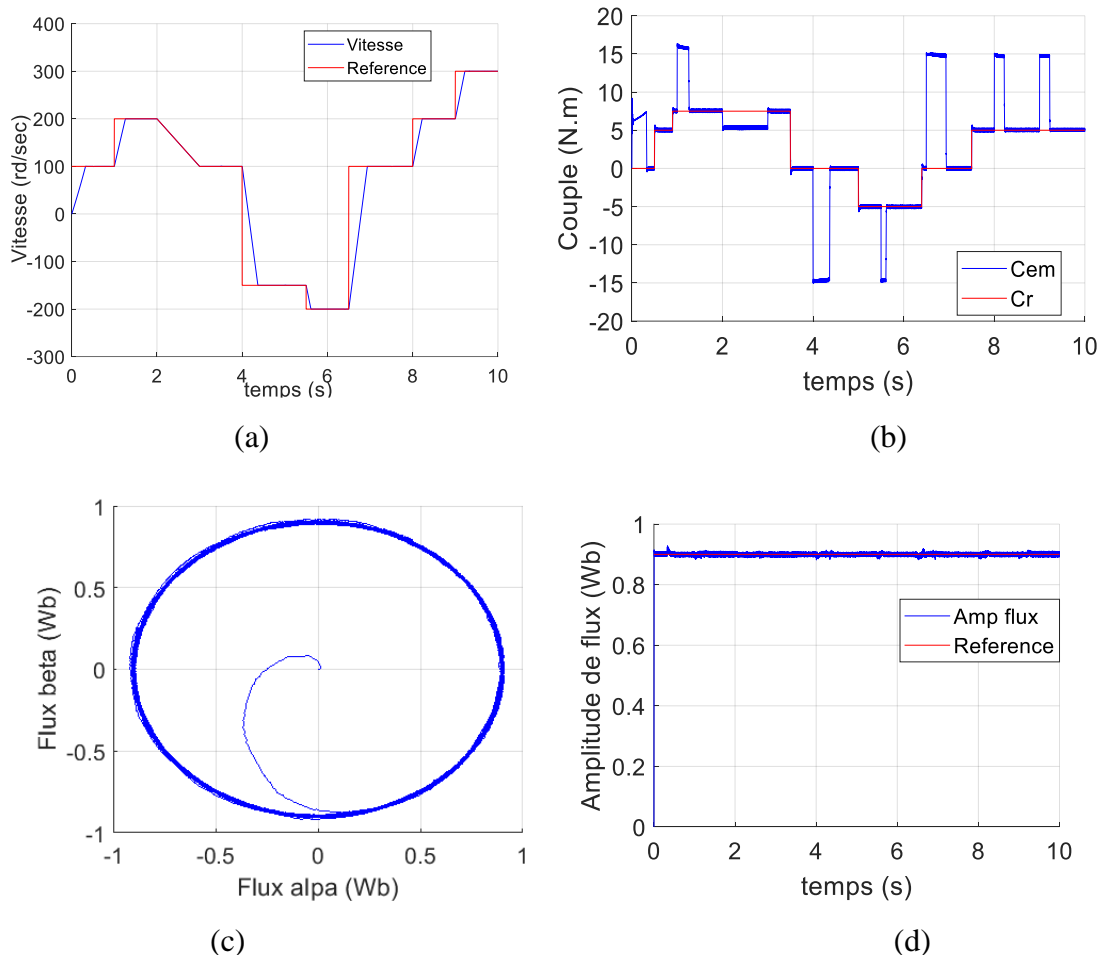
$$\left\{ \begin{aligned} |T_{al}| &= T_s \frac{V_s}{V_m \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \left(\frac{\tau}{1+\tau^2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{5}k - \alpha\right) \\ |T_{bl}| &= T_s \frac{V_s}{V_m \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \left(\frac{\tau}{1+\tau^2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{5}(k-1)\right) \\ |T_{am}| &= T_s \frac{V_s}{V_m \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \left(\frac{1}{1+\tau^2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{5}k - \alpha\right) \\ |T_{bm}| &= T_s \frac{V_s}{V_m \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \left(\frac{1}{1+\tau^2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{5}(k-1)\right) \\ T_0 &= T_s - T_{al} - T_{bl} - T_{am} - T_{bm} \end{aligned} \right. \quad (3.17)$$

### 3.3 Résultats de simulation de la DTC\_SVM à deux vecteurs actifs pour l'onduleur pentaphasé à deux niveaux :

Des simulations numériques ont été effectuées pour analyser les performances de la commande DTC-SVM pour l'onduleur à deux niveaux et la comparer avec la DTC, cette technique a été simulée avec une régulation de vitesse et avec les mêmes paramètres que la DTC (même paramètres de régulateur de vitesse et les mêmes références de vitesse et de flux).

Le couple résistant est variable et la machine démarre à vide puis elle est chargée progressivement. Les paramètres de simulation sont les suivants.

Tension d'entrée $V_{dc}= 540$ V	Régulateur du couple $K_{Pc}=100$ , $K_{Ic}=200$
Régulateur PI de vitesse: $P=5$ , $I=0.01$	Régulateur du flux $K_{Pf}=2500$ , $K_{If}=1700$

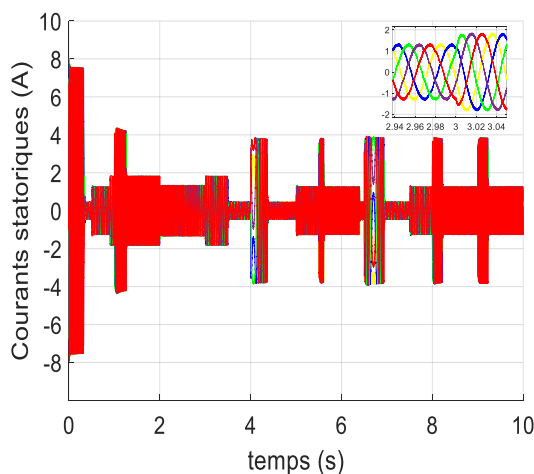


**Figure 3-7:** Simulation de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa

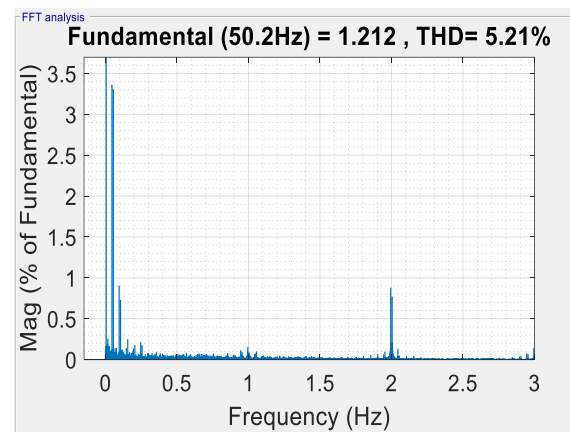
référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.

Les figures 3\_7 présentent les résultats de simulation de la DTC-SVM a deux vecteurs avec régulation PI de la vitesse, appliquée à une machine asynchrone pentaphasé à cage de 3.5 kW alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

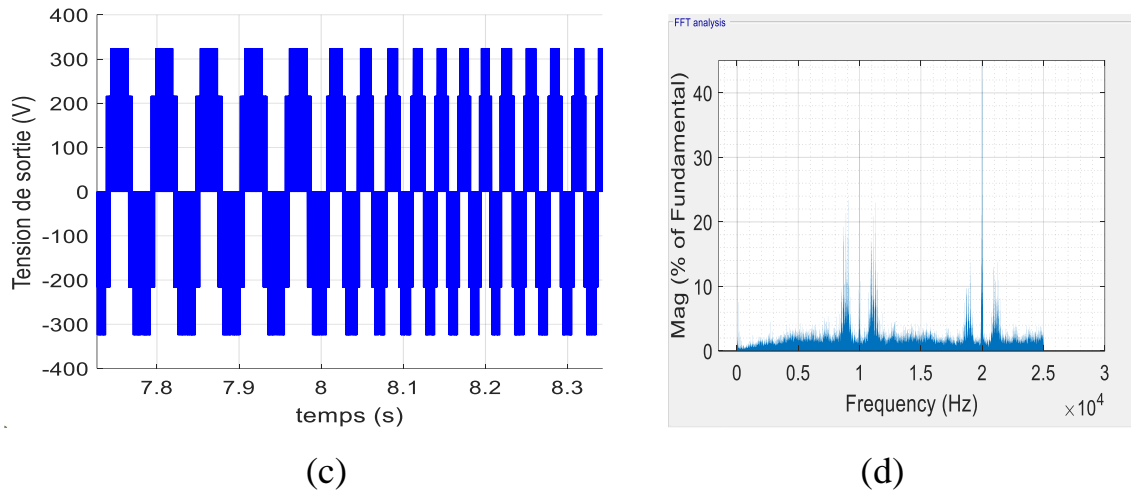
- La vitesse de la machine suit parfaitement sa référence même avec la variation du couple de charge (Fig a) pratiquement comme la DTC.
- Le couple électromagnétique est mieux que la DTC, en régime permanent il est presque égal au couple résistant. Sa forme en régime transitoire est régulière (pas de grand pic) (Fig b). L'ondulation du couple est petite et elle est variable selon le couple de charge et la vitesse de référence. Il y'a des dépassements dans le cas de grande charge et haute vitesse.
- Le flux suit sa référence parfaitement (Fig (c, d)). Un seul dépassement est enregistré au démarrage.



(a)



(b)



**Figure 3-8:** Simulation de la DTC-SVM (paramètres électriques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et son THD, (c,d) la tension de sortie et sa THD.

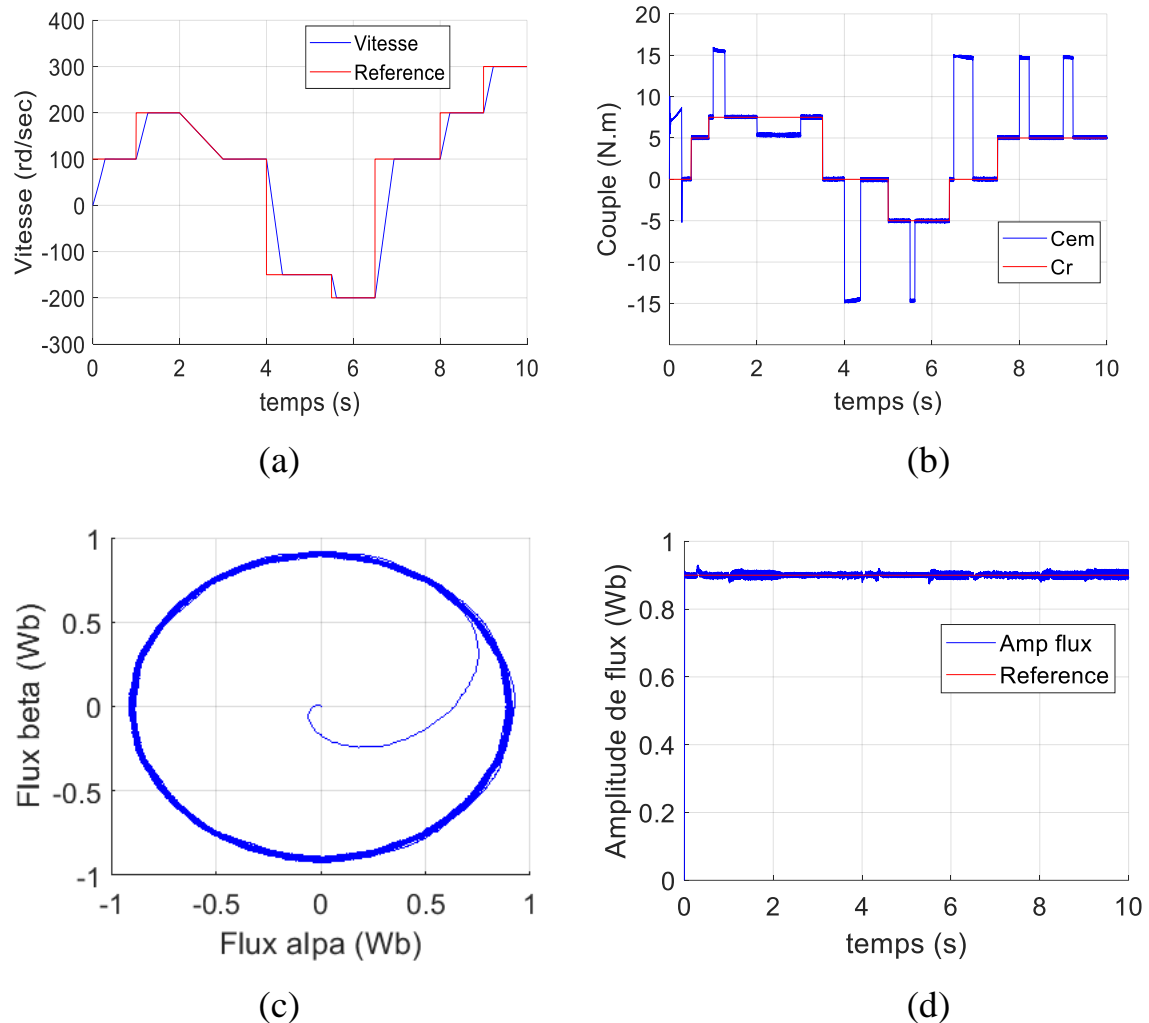
La figure 3\_8 présente des résultats de simulation de la DTC-SVM (paramètres électriques) pour l'onduleur à deux niveaux.

- Par rapport à la DTC, le courant de sortie (Fig (a,b)) est pratiquement sinusoïdale Il y a des petites distorsion dans l'onde du courant en comparant à la DTC. Sa valeur est moins important par rapport à la DTC surtout lors de l'inversion du sens de rotation, elle ne dépasse pas 4 A alors qu'avec la DTC, la valeur atteint 7 A. le spectre de tension montre la présence de l'harmonique 3 qui a une grande valeur autour de 30% du fondamental et il est présent aussi dans l'onde du courant. Ceci est dû à la technique SVM 2 vecteurs qui génère l'harmonique 3.
- La tension de sortie (Fig.(c)) varie en amplitude et en fréquence avec la variation de vitesse et le couple de charge.

### 3.4 Résultats de simulation de la DTC-SVM à quatre vecteurs pour l'onduleur pentaphasé à deux niveaux :

Des simulations numériques ont été effectuées pour analyser les performances de la commande DTC-SVM à quatre vecteurs. Cette technique a été simulée avec une régulation de vitesse et avec les mêmes paramètres que la DTC-SVM (même paramètres de régulateurs de vitesse et les mêmes références de vitesse et de flux).

Le couple résistant est variable et la machine démarre à vide puis elle est chargée progressivement. Les paramètres de simulation sont similaires à celle à deux vecteurs.



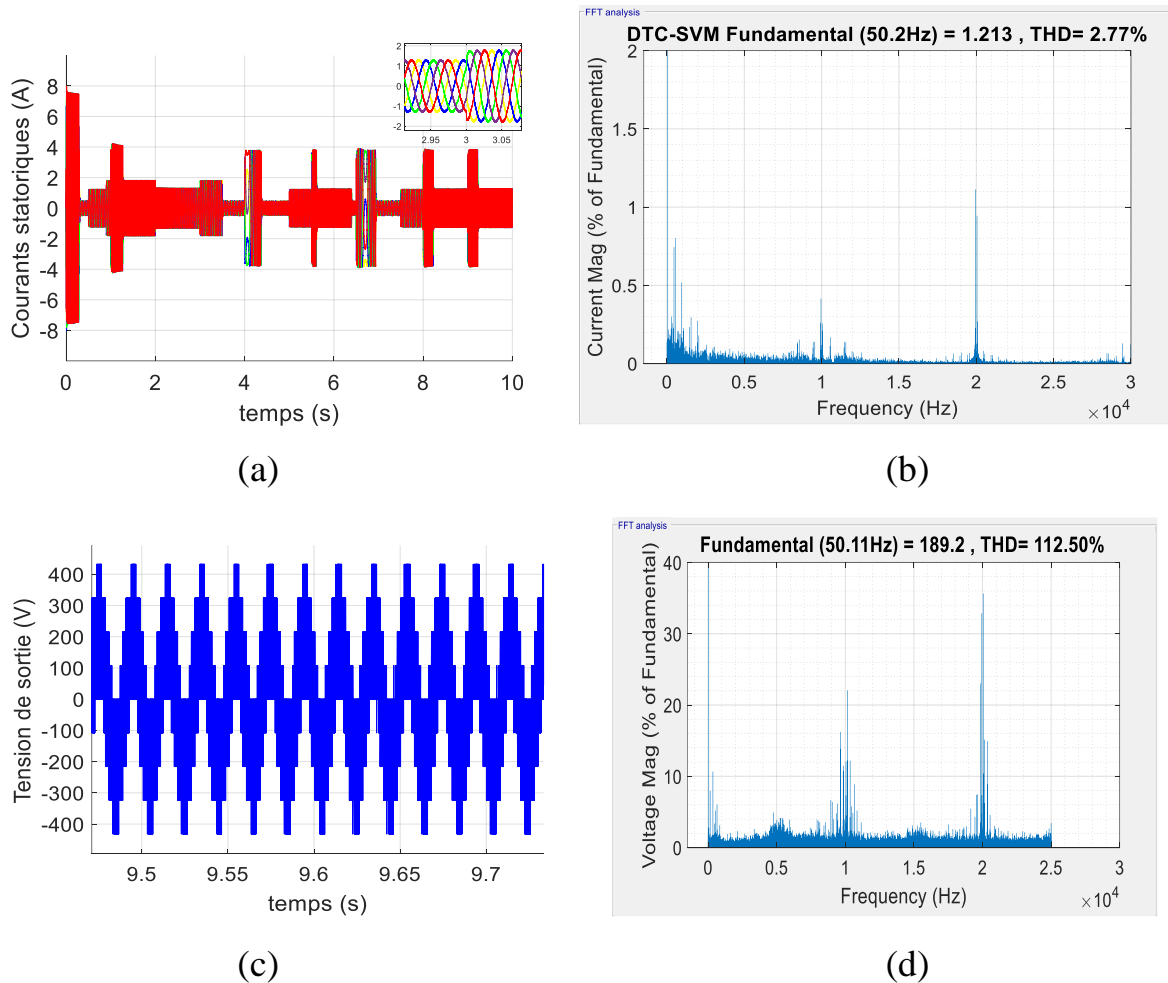
**Figure 3-9:** Simulation de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.

Les figures 3\_9 présentent les résultats de simulation de la DTC-SVM à quatre vecteurs avec régulation PI de la vitesse, appliquée à une machine asynchrone pentaphasée à cage de 3.5 kW alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

Les résultats obtenus sont presque similaires à la DTC-SVM à deux vecteurs.

- La vitesse suit parfaitement sa référence (Fig a) exactement comme la DTC-SVM à deux vecteurs. Le temps de convergence lors de l'application de l'échelon à l'instant 0s est de 0.3s.

- Le couple électromagnétique suit parfaitement le couple résistant (Fig b). L'ondulation du couple est petite et elle est variable selon le couple de charge et la vitesse de référence. Il n'y a pas de dépassements dans le cas de la haute charge et haute vitesse. Sa forme lors des variations aussi est régulière.
- Le flux suit sa référence parfaitement (Fig (c, d)). L'erreur est inférieure à 0.01 Wb pour toute la plage de fonctionnement. Un seul dépassement est enregistré lors de l'inversion de la vitesse.



**Figure 3-10:** Simulation de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électriques) pour un onduleur à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et THD, (c, d) la tension de sortie et THD.

La figure 3\_10 présente des résultats de simulation de la DTC-SVM à quatre vecteurs (paramètres électriques) pour l'onduleur à deux niveaux.

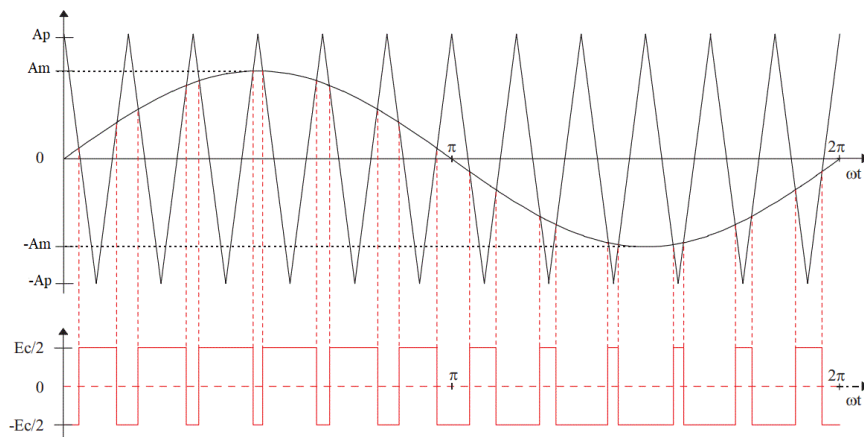
Les résultats obtenus se ressemblent à la DTC-SVM à deux vecteurs.



- Le courant de sortie (Fig (a,b)) est pratiquement sinusoïdal (pratiquement pas de distorsion dans l'onde du courant), il est meilleur par rapport aux résultats obtenus avec à la DTC-SVM à deux vecteurs et son THD est plus faible (2.77 %).
- La tension de sortie (Fig (c)) varie en amplitude et en fréquence selon la variation de vitesse et le couple de charge. La forme de tension est régulière et son THD est meilleur à celle à deux vecteurs actifs (112.5 %). On remarque la disparition de l'harmonique 3 dans ce cas.

### 3.5 Résultats de simulation de la DTC-SVPWM vecteurs pour l'onduleur pentaphasé à deux niveaux :

Cette méthode est réalisée par la comparaison d'une onde modulante sinusoïdale à une onde porteuse de fréquence plus importante de forme triangulaire. L'onde modulante est en fait représentative du fondamental de la tension de sortie désirée et elle est utilisée comme référence.

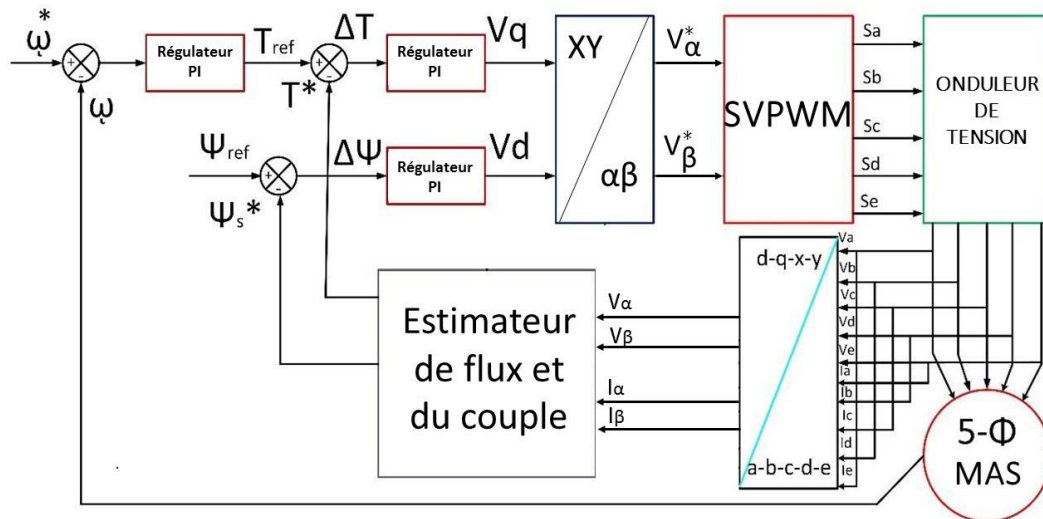


**Figure 3-11: Le signal de la MLI triangulo-sinusoïdale.**

En pentaphasé, les cinq références sinusoïdales sont déphasées de  $2\pi/5$  à la même fréquence. L'indice de modulation  $m$  est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la référence (modulante) :  $m = \frac{f_p}{f_m}$

Le coefficient de réglage en tension  $r$  est égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse :  $r = \frac{A_m}{A_p} = \frac{V_{ref}}{V_{dc}/2}$

La structure de la commande DTC-SVPWM est présentée dans la figure suivante.



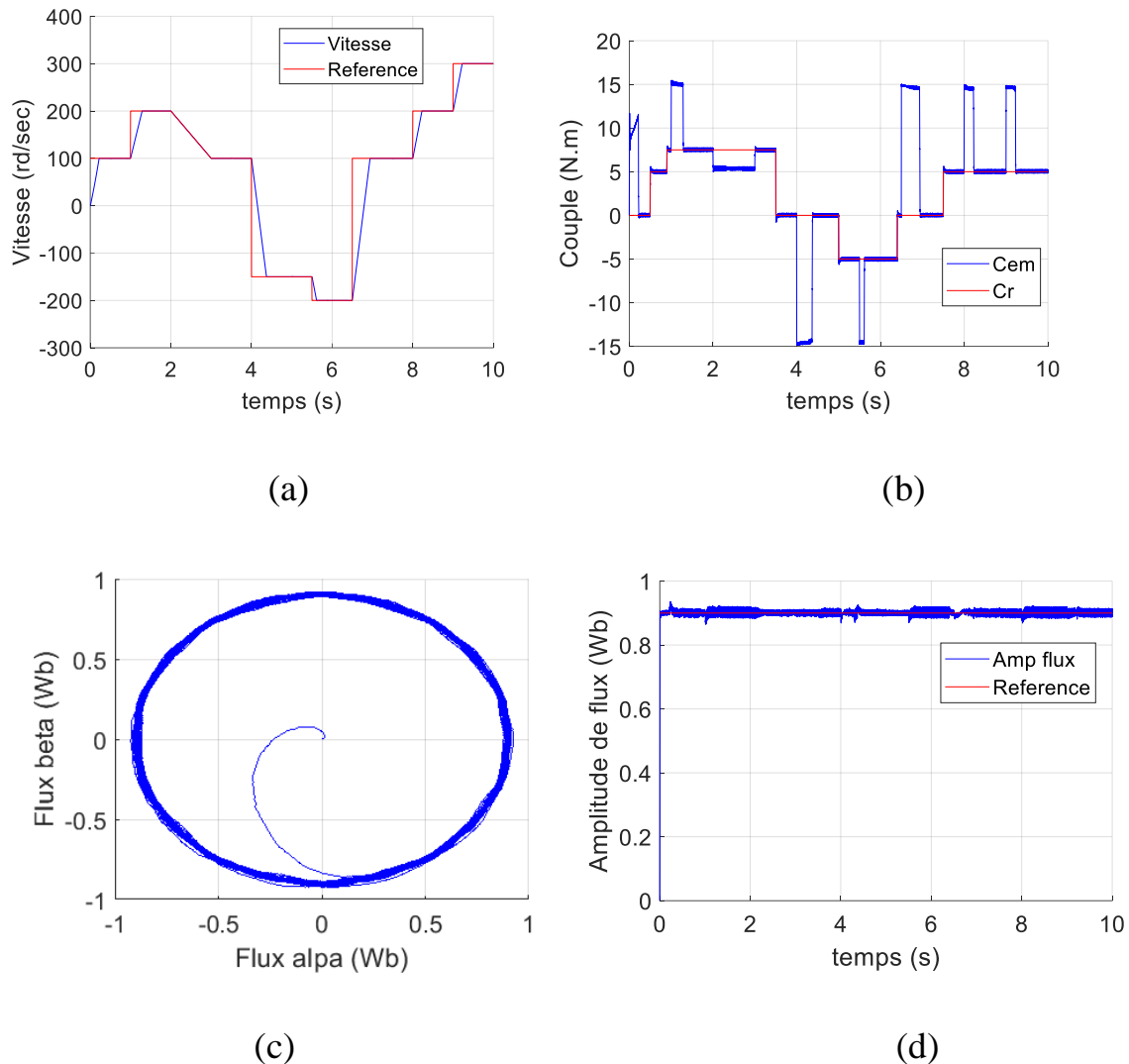
**Figure 3-12: Schémas de la commande DTC-SVPWM.**

Des simulations numériques ont été effectuées pour analyser les performances de la commande DTC-SVPWM. Cette technique a été simulée avec une régulation de vitesse et avec les mêmes paramètres que la DTC-SVM (même paramètres de régulateur de vitesse et les mêmes références de vitesse et de flux).

Les simulations ont été faites pour les paramètres suivants :

Tension d'entrée $V_{dc} = 540 \text{ V}$	Régulateur du couple $K_{Pc}=100$ , $K_{Ic}=200$
Régulateur PI de vitesse: $K_P=5$ , $K_I=0.01$	Régulateur du flux $K_{Pf}=2500$ , $K_{If}=1700$
Fréquence de la porteuse $f_p=10^4$	

Le couple résistant est variable et la machine démarre à vide puis elle est chargée progressivement. Les paramètres de simulation sont similaires à celle de la commande DTC-SVM.



**Figure 3-13:** Simulation de la DTC-SVPWM (paramètres électromagnétiques) pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux (a) vitesse de rotation et sa référence (b) Couple électromagnétique et sa référence (c) Vecteur flux (d) Amplitude du flux et sa référence.

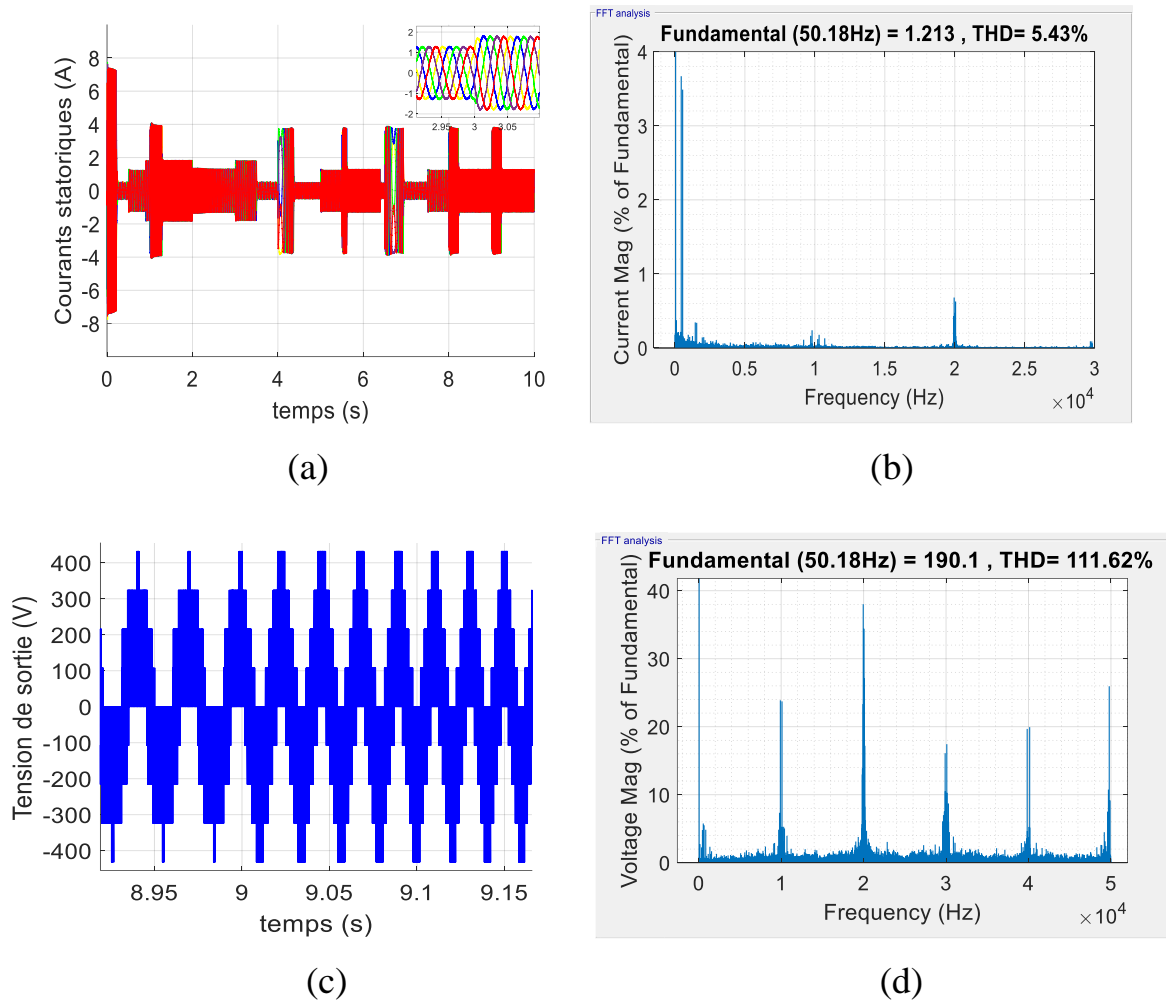
Les figures 3\_13 présentent les résultats de simulation de la DTC-SVPWM avec régulation PI de la vitesse, appliquée à une machine asynchrone pentaphasée à cage de 3.5 kW alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

Les résultats obtenus sont presque similaires à la DTC-SVM à deux vecteurs.

- La vitesse suit parfaitement sa référence (Fig a) exactement comme la DTC-SVM à quatre vecteurs. Le temps de convergence lors de l'application de l'échelon à l'instant 0s est de 0.3s.
- Le couple électromagnétique suit le couple résistant (Fig b). L'ondulation du couple est petite et elle est variable selon le couple de charge et la vitesse de référence. Il n'y a pas

de dépassements dans le cas de la haute charge et haute vitesse. Sa forme lors des variations aussi est régulière.

- Le flux suit sa référence (Fig (c, d)). L'erreur de flux augmente lors du changement de vitesse. Des dépassements sont enregistrés lors du changement de vitesse et l'inversion du sens de rotation.



**Figure 3-14:** Simulation de la DTC-SVPWM (paramètres électriques) pour un onduleur à deux niveaux ; (a, b) Courant de sortie et THD, (c, d) la tension de sortie et THD.

La figure 3\_14 présente des résultats de simulation de la DTC-SVPWM (paramètres électriques) pour l'onduleur à deux niveaux.

Les résultats obtenus se ressemblent à la DTC-SVM à deux vecteurs.

- Le courant de sortie (Fig. (a,b)) n'est pas parfaitement sinusoïdal (il y a des distorsions dans l'onde du courant), Son THD est relativement élevé (5.43 %).
- La tension de sortie (Fig. (c,d)) varie en amplitude et en fréquence selon la variation de vitesse et le couple de charge. La forme de tension est régulière et son THD est bon (111.62 %).

### 3.6 Comparaison entre les commandes étudiées

Le Tableau suivant présente une comparaison entre les résultats obtenus avec la commande DTC-SVM (à deux vecteurs et à trois niveaux) et la commande DTC-SVPWM.

**Tableau 3-1: Comparaison entre les résultats obtenus avec la DTC-SVM et la DTC-SVPWM.**

Critère	DTC-SVM à 2 vecteurs	DTC-SVM à 4 vecteurs	DTC-SVPWM
Suivi de la référence de vitesse	Oui	Oui	Oui
Temps de démarrage de 0 à 100 rd/s	Très bien ( 0.34<s)	Très bien (0.29 s)	Très bien ( 0.33<s)
Suivi de la référence de flux en régime permanent	Oui	Oui	Oui
Suivi de la référence de flux en régime transitoire	Bien sauf le cas de démarrage	Très bien sauf le cas de démarrage	Bien sauf le cas de démarrage et l'inversion du sens de rotation
Erreur de flux	Très Petit 0.01 et 0.015 Wb	Très Petit 0.01 Wb	Petit entre 0.02 et 0.03 Wb
Suivit du couple de charge en régime permanent	Très bien	Très bien	Bien
Forme du couple de charge en régime permanent	Très régulière	Très régulière	régulière

Ondulation du couple	Bien( entre 0.2 N.m et 0.25 N.m)	Très bien 0.2 N.m	Très bien( entre 0.2 N.m et 0.26 N.m)
Courant de sortie	Sinusoïdale	Purement sinusoïdale	sinusoïdale
Pic du courant lors de l'inversion du sens de rotation	3.8 A	3.8 A	3.8 A
Pic du courant lors démarrage	8 A	7.5 A	7.5 A
THD du courant	5.21 %	2.77 %	5.43 %
THD de la tension	240.8 %	112.5 %	111.62 %
Présence des harmoniques faibles fréquence dans le courant	(faibles sauf harmonique 3 qui est important)	(très faibles)	(faibles)

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre présente des commandes basées sur la SVM de la machine asynchrone pentaphasée. Ces commandes sont la DTC-SVM avec ces deux variantes (à deux vecteurs actifs et à quatre vecteurs actifs) et la DTC-SVPWM. Elles ont été appliquées et simulées avec l'onduleur pentaphasé à deux niveaux. Une étude de performances pour chaque commande ainsi qu'une comparaison entre les résultats obtenus. Les résultats obtenus montrent que :

- Avec les trois commandes d'onduleur, la vitesse suit bien sa référence même avec la variation du couple résistant. La DTC-SVM avec quatre vecteurs actifs présente les meilleures performances.

- Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent pour les trois commandes. La DTC-SVM à quatre vecteurs actifs présente des performances meilleures par rapport à celle à deux vecteurs.

- Le flux en régime permanent suit sa référence avec les trois commandes, l'ondulation varie d'une commande à une autre. La DTC-SVM à quatre vecteurs présente les meilleurs

résultats. En régime transitoire, des petites perturbations du flux sont enregistrées notamment au démarrage et lors de l'inversion du sens de rotation.

- De point de vue performance électrique, les trois commandes donnent un courant de sortie sinusoïdale.

- La forme de la tension de sortie de l'onduleur des commandes DTC-SVM à quatre vecteurs actifs et la DTC-SVPWM est meilleure que celle avec la commande DTC-SVM à deux vecteurs.

La commande DTC-SVM à quatre vecteurs actifs est une commande très performante, elle est optimale de point de vue performances dynamiques, complexité et dépendances des paramètres de la machine.

# **Chapitre 4 :**

## **Validation expérimentale**



## CHAPITRE 4. VALIDATION EXPERIMENTALE

### 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la validation expérimentale de l'étude théorique des commandes étudiées de la machine asynchrone pentaphasée appliquées à l'onduleur de tension à deux niveaux.

D'abord, on va présenter le banc d'essai utilisée pour cette validation expérimentale. Ensuite on aborde l'implémentation de la commande DTC appliqué à une machine asynchrone pentaphasée à cage, des résultats électromagnétiques et électriques seront présentés. Après, la commande DTC-SVM à deux vecteurs actifs et à quatre vecteurs qui ont été développées précédemment, sont appliquées avec la machine asynchrone pentaphasée. Les résultats électriques et électromagnétiques obtenus seront présentés.

Le programme de commande est implémenté sur une carte *dSPACE* DS1104 et les résultats sont obtenus avec le logiciel *Control Desk*.

### 4.2 Matériel à disposition

Dans cette partie, une présentation des éléments du banc d'essai est faite en détail. D'abord, les caractéristiques des deux machines seront présentées. Ensuite, nous introduirons les éléments *hardwares* et *softwares* utilisés sur le banc.

#### Machines

Le banc d'essai se compose d'une machine asynchrone pentaphasée à cage qui est couplée à une génératrice à courant continu qui impose la charge. Les plaques signalétiques des deux machines sont représentées par le tableau suivant :

**Tableau 4-1:** plaques signalétiques des deux machines.

Machine	Caractéristiques
Moteur asynchrone pentaphasé	$P_n = 4 \text{ kW}$ $U = 380 \text{ V}$ $I_n = 2.41 \text{ A}$ $P=1;$ $\cos(\varphi) = 0.89$

Génératrice à courant continue à excitation indépendante	$P_n = 2 \text{ kW}$ $U = 120 \text{ V}$ $I_n = 16.7 \text{ A}$ $N = 3000 \text{ tr/mn}$ $I_{\text{excitation}} = 1.2 \text{ A}$
--	--

### Convertisseur statique

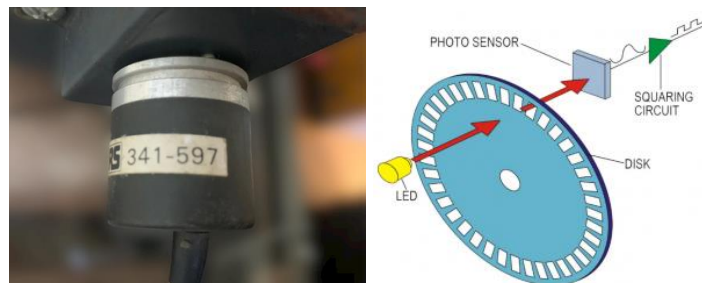
Le convertisseur statique est développé par la société SEMIKRON, il est composé de :

- Un module en pont redresseur.
- Un onduleur triphasé à base d'IGBT avec drivers 0/15V DC pour commander chaque bras et pour générer des temps morts.
- Capacités de filtrage.

Dans ce travail, on a utilisé deux onduleurs en parallèle pour former le système penta-phasé.

### Codeur incrémentale

Le capteur de vitesse utilisé est un codeur incrémental est un capteur de position angulaire ou linéaire. Il est placé sur l'arbre du moteur, un flux lumineux traverse le disque percé de Nb fentes réparties régulièrement sur son contour, Pour un tour complet du codeur, le faisceau lumineux est interrompu Nb fois et délivre Nb signaux carrés.



**Figure 4-1:** Codeur incrémental.

### MATLAB-Simulink

Afin d'implémenter les logiques de contrôle, le logiciel MATLAB- *Simulink V13* est utilisé, il permet d'intégrer des systèmes embarqués et le calcul en temps réel.

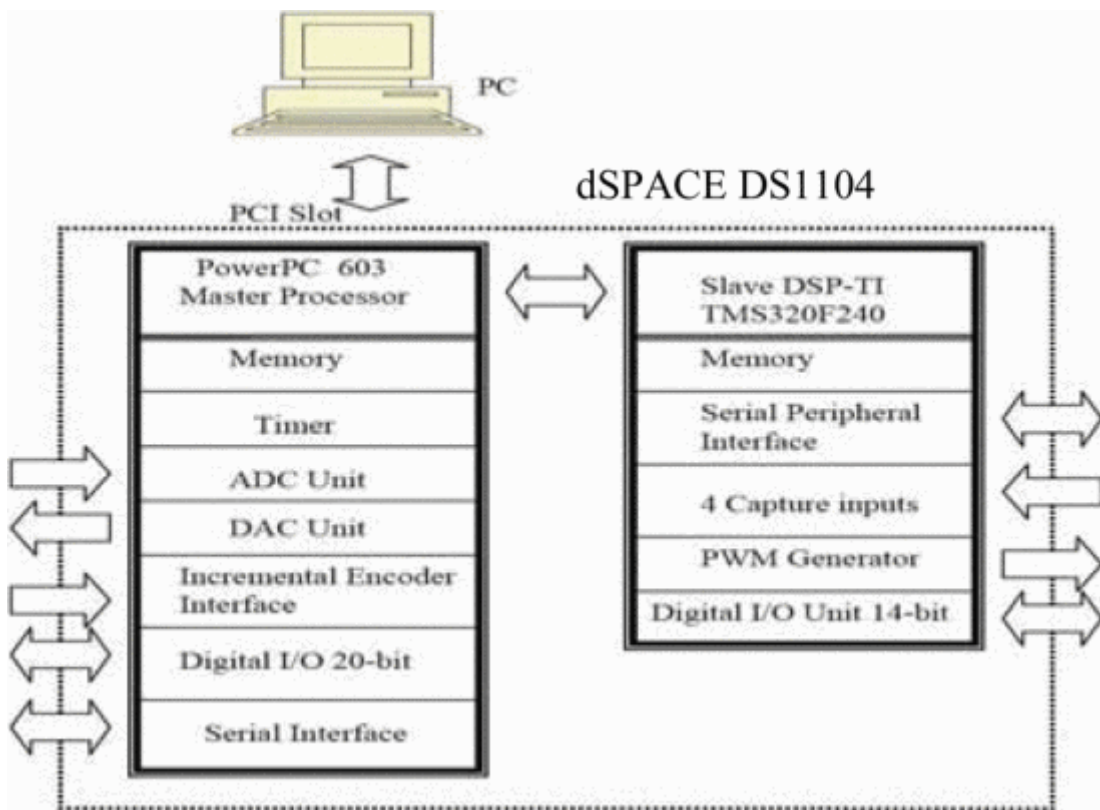
### Carte dSPACE

Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte *dSPACE DS1104*. Cette carte est un système mono carte qui contient deux processeurs, un maître et un esclave, des contrôleurs d'interruption, des temporisateurs, des mémoires et des interfaces

d'entrées sorties qui sont des entrée/sortie numériques, des entrée/sortie analogiques un module PWM, une entrés encodeur ...



**Figure 4-2:** Carte DSPACE P1104.



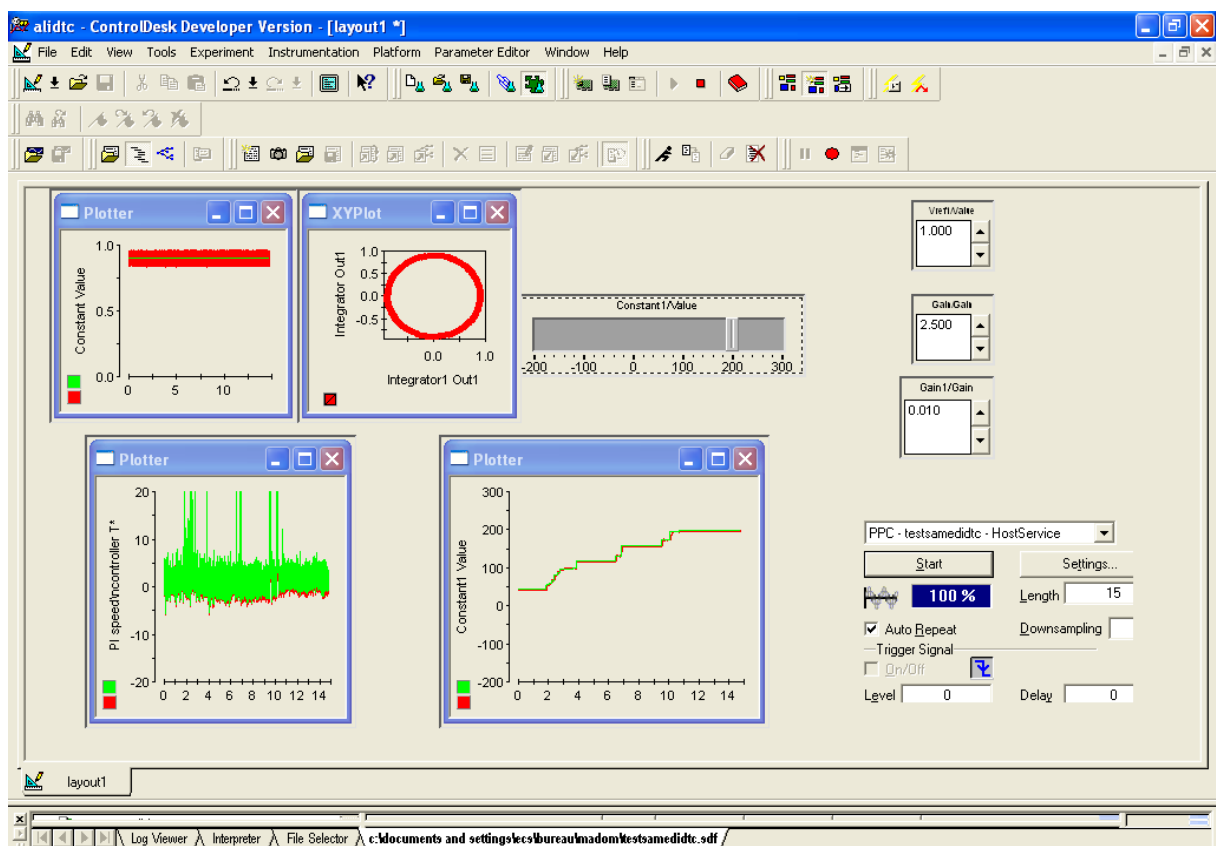
**Figure 4-3:** Schéma fonctionnel de la carte dSPACE DS1104.

L'utilisation de l'interface en temps réel ou l'interface RTI (Real-Time Interface), ou il y'a une possibilité d'intégrer les interfaces entrées/sorties ainsi que les contrôleurs d'interruption et permet d'insérer les blocs dans un diagramme Simulink et générer le code du modèle via

Simulink. Le modèle en temps réel est compilé, téléchargé et démarré automatiquement. Cela réduit au minimum le temps de mise en œuvre.

### Control Desk

Ce logiciel est une interface graphique, fourni par dSPACE permet de contrôler le système en temps réel, ainsi que d'afficher et faire l'acquisition des signaux d'entrées/sortie ainsi que les signaux intermédiaires du modèle implémenté.



**Figure 4-4:** Fenêtre du logiciel Control Desk.

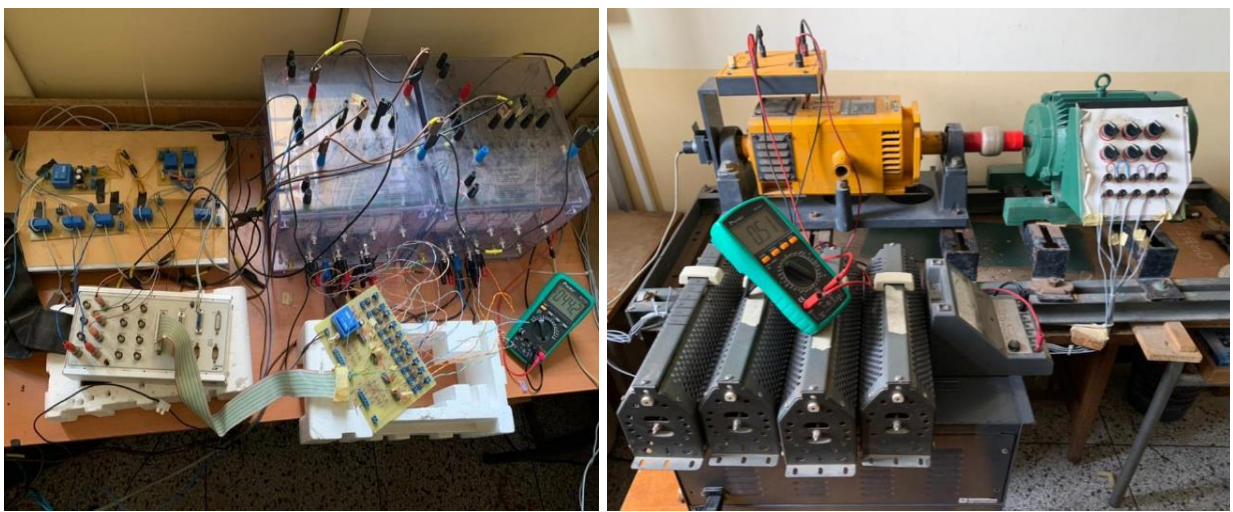
La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation *simulink*, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant les blocs inter connectés.

### 4.3 Implémentation de la commande DTC pour l'onduleur à deux niveaux

Des tests de la commande DTC ont été effectués avec l'onduleur à deux niveaux afin de valider les résultats de simulation et pour voir les performances réelles de cette dernière.

L'onduleur a été alimenté avec un autotransformateur. La machine utilisée est une machine asynchrone de 4 kW. Cette machine a été couplée avec une charge (génératrice à courant continu). Un encodeur incrémental de vitesse a été utilisé pour mesurer la vitesse de rotation afin de faire le réglage en boucle fermée.

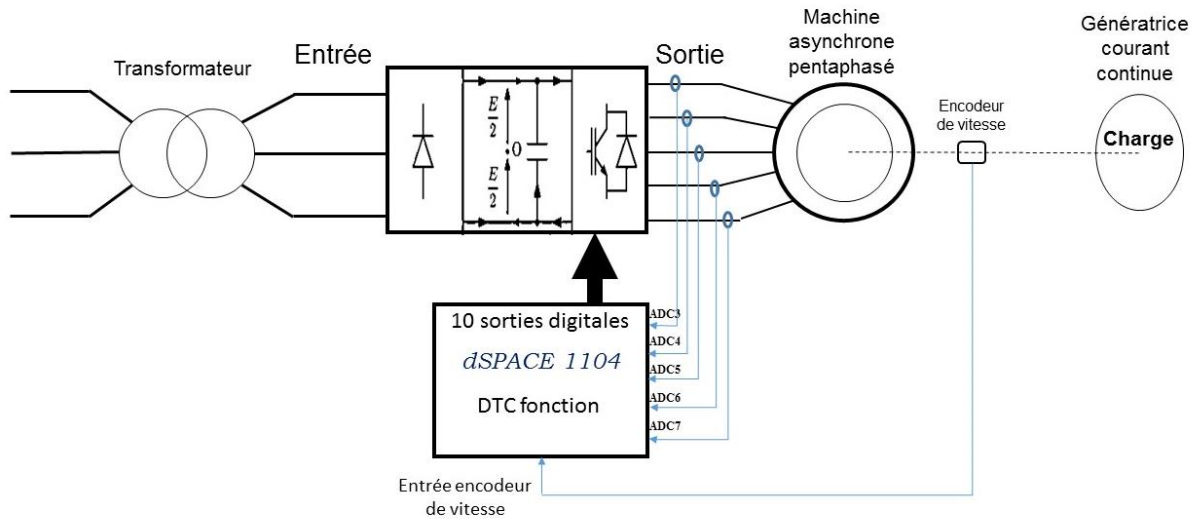
La figure suivante présente le banc d'essai expérimental utilisé.



**Figure 4-5:** Banc d'essai expérimental utilisé pour la DTC.

La commande DTC a été implémentée avec la carte DSPACE 1104. Le programme est basé sur les S-fonctions ce qui permet la diminution du temps d'exécution.

Le schéma de l'implémentation de la commande DTC pour un onduleur à deux niveaux est représenté par la figure suivante :



**Figure 4-6:** Schéma de l'implémentation de la commande DTC.

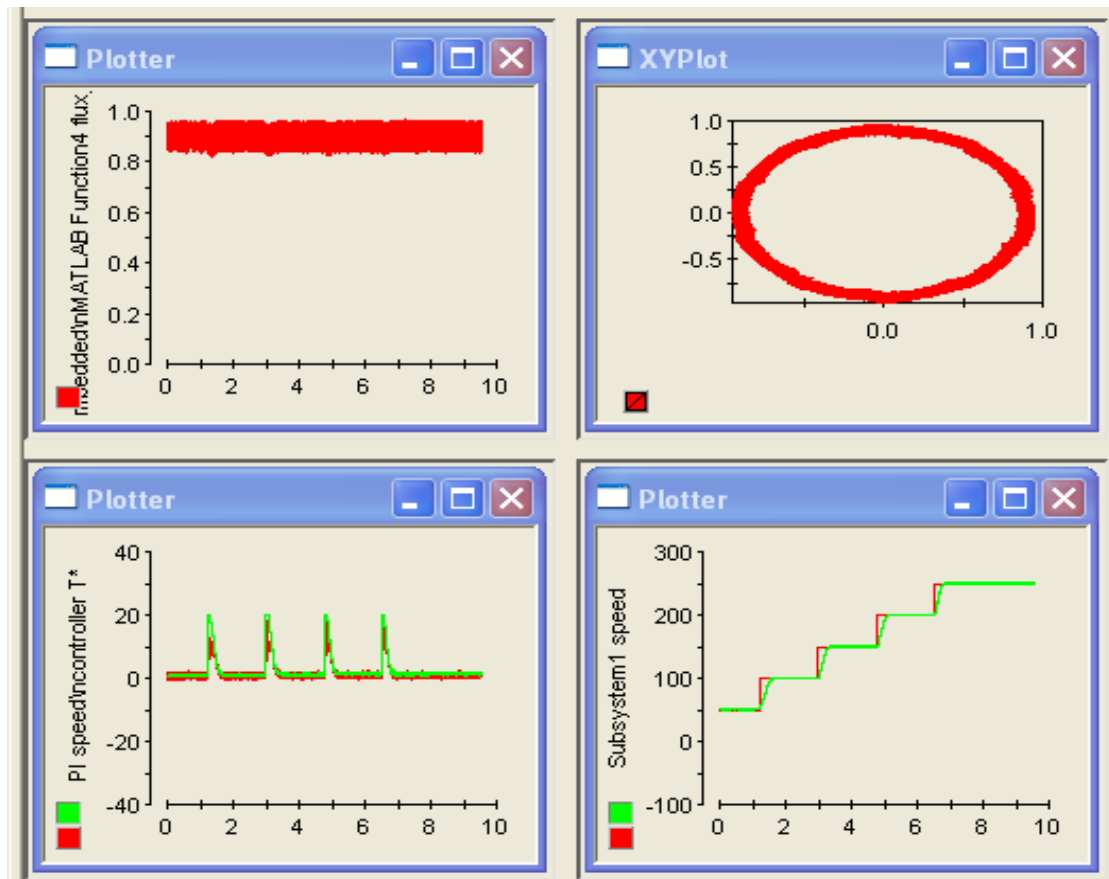
Pour implémenter la commande DTC, le programme a besoin des cinq courants sorties qui sont données par le circuit de mesure des courants. La vitesse est entrée à la carte dSPACE 1104 via l'entrée encodeur.



**Figure 4-7:** Circuit de mesure des courants.

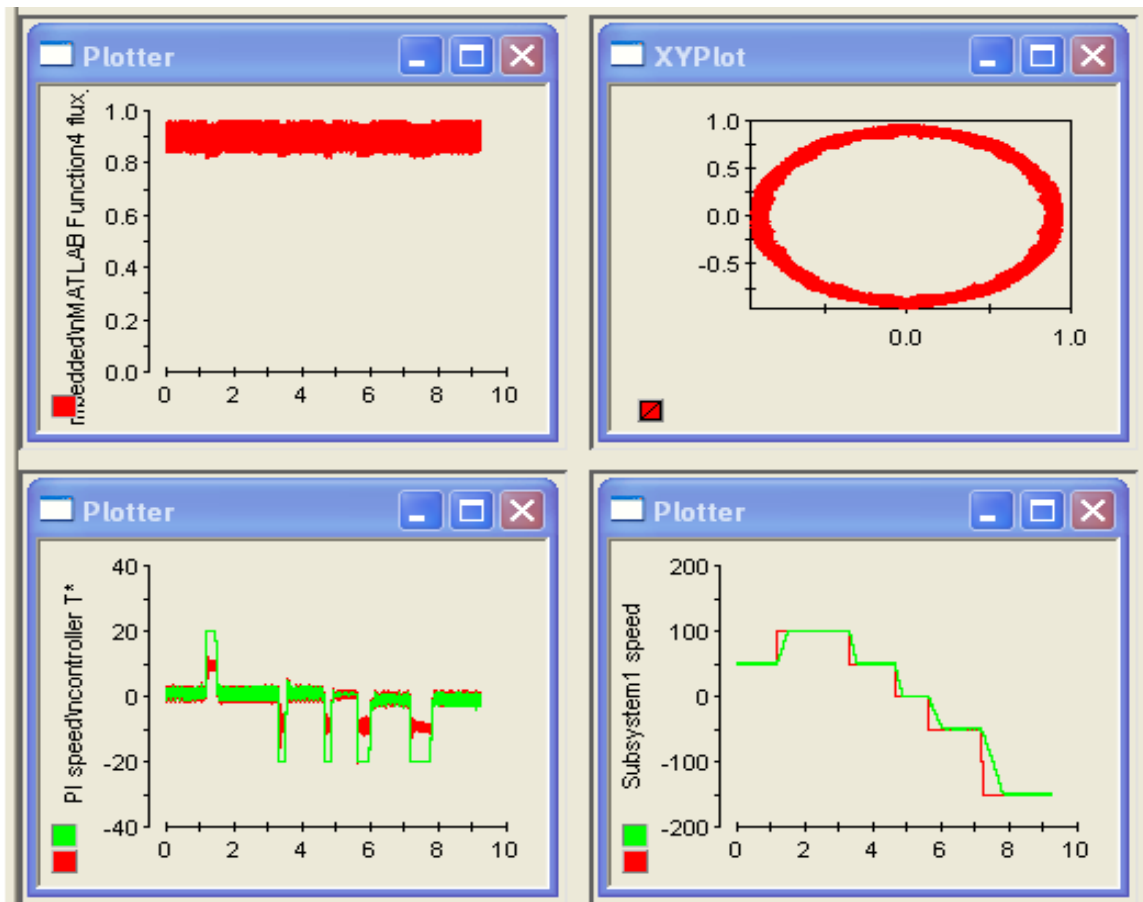
La commande DTC est testée pour différentes plages de vitesse de rotation avec un couple de charge constant. Le flux est fixé à 0.9 Wb. La tension d'entrée est fixée à  $V_{dc} = 400$  V.

Les figures suivantes présentent quelques résultats obtenus.



**Figure 4-8:** Résultats expérimentaux de la DTC (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et vitesse de référence sans inversion du sens de vitesse.





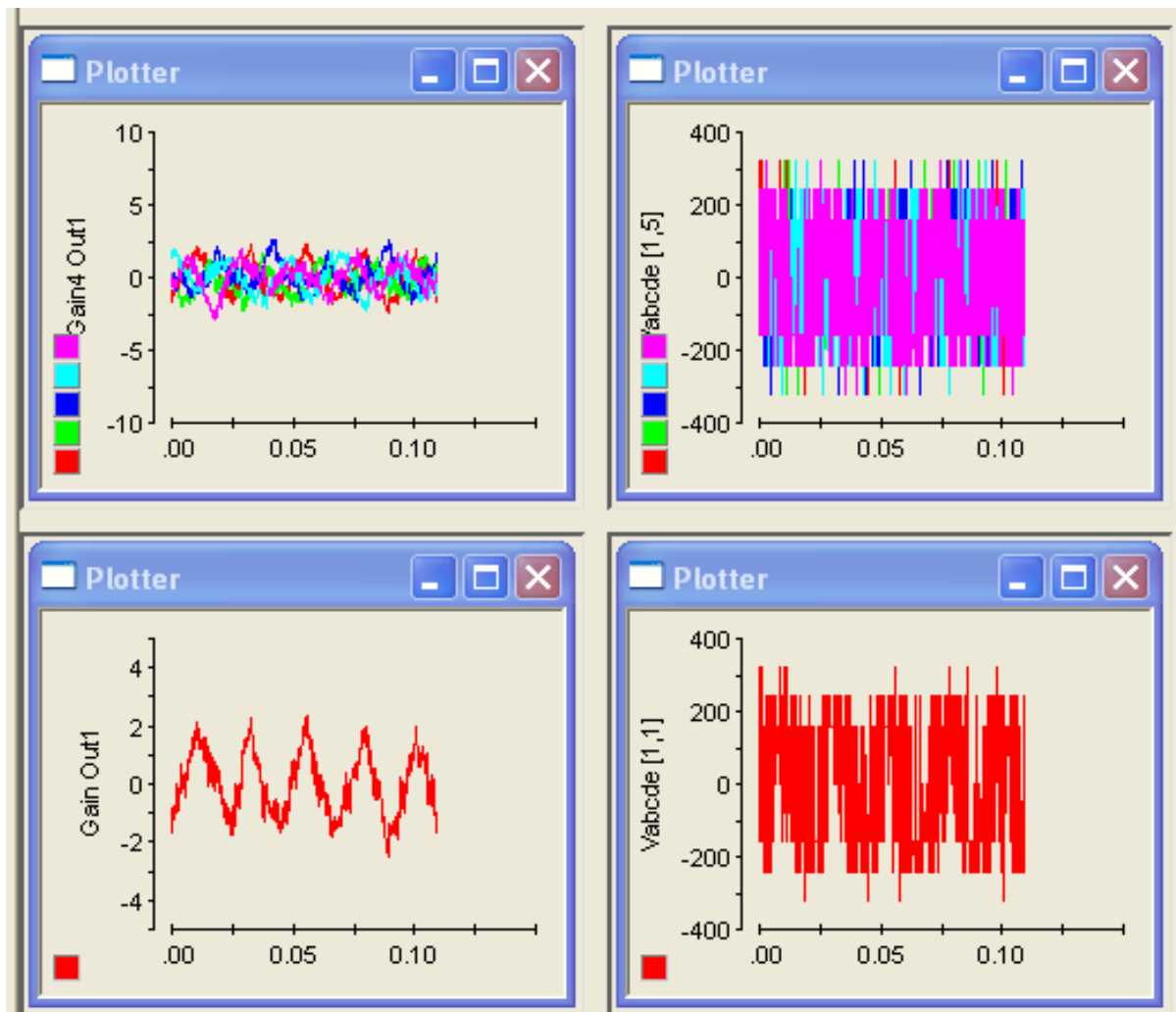
**Figure 4-9:** Résultats expérimentaux de la DTC (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et vitesse de référence avec inversion du sens de vitesse.

La Figure représente les résultats électromagnétiques expérimentaux de la commande DTC appliquée à une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

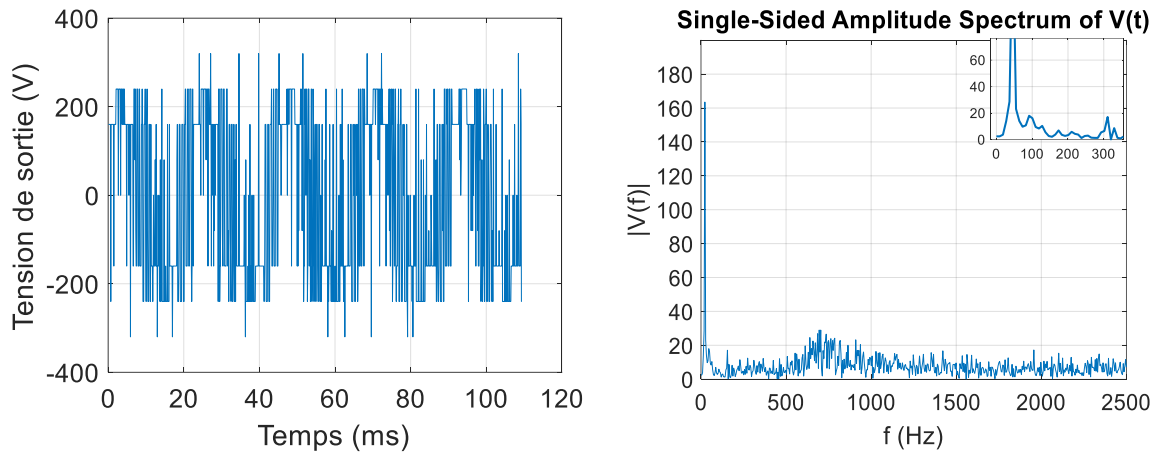
- La vitesse suit parfaitement la vitesse de référence. Le temps de réponse est bon, il est dû au Choix des paramètres du régulateur PI et à la limitation de sa sortie (pour éviter d’avoir un grand pic de courant).
- Le couple suit le couple de référence, mais la bande d’hystérésis n’est pas respectée à cause du pas de temps maximal autorisé lors de l’exécution du programme DTC au niveau de la carte dSPACE (step time max autorisé). Ce pas de temps est un peu grand, ce qui limite la sortie des comparateurs hystérésis et par conséquent provoque des dépassements.



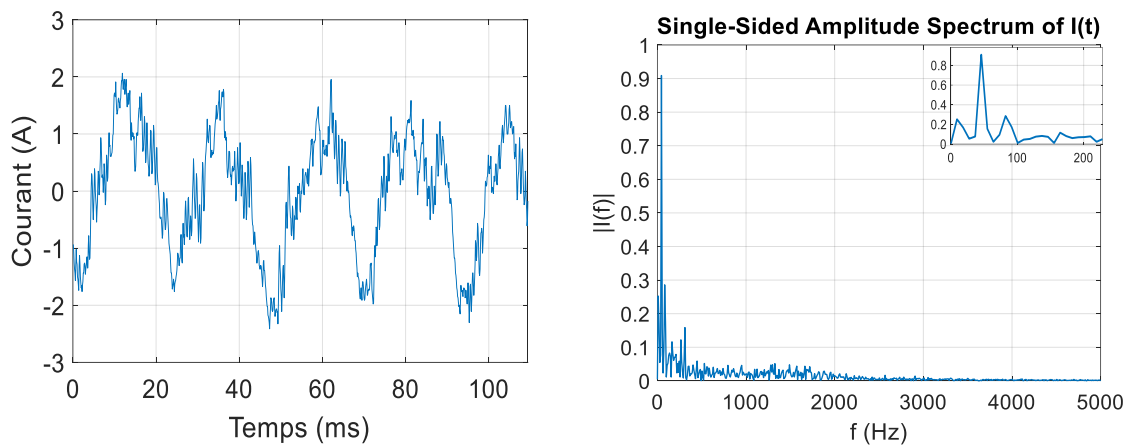
- Le flux suit sa valeur de référence. La bande hystérésis est pratiquement respectée avec de petits écarts qui sont dus aux problèmes cités précédemment.



**Figure 4-10:** Paramètres électriques de la DTC visualisé dans Control-desk.



(a) Tension de sortie et son spectre.



(b) Courant de sortie et son spectre.

**Figure 4-11:** Paramètres électriques de la DTC; tension de sortie et son spectre, courant d'entrée et son spectre.

La Figure représente les résultats électriques expérimentaux de la commande DTC appliquée à une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

La tension de sortie varie en amplitude et en fréquence avec la variation de la vitesse de référence et du couple appliqué à la machine.

Le courant d'entrée est pollué par des harmoniques de faible fréquence. Son THD est important.

Les résultats obtenus sont proches des résultats de simulation (pour les mêmes pas de calcul) ce qui valide le schéma de commande.

#### 4.4 Implémentation de la commande DTC-SVM à 2 vecteurs actifs

La commande DTC-SVM à deux vecteurs a été implémentée avec le même schéma que celui de la DTC (Fig 4\_6) et avec la même machine. Les courants sont donnés par le circuit de mesure (Fig 44\_7) . Pour la vitesse nous avons utilisé le même encodeur que celui de la DTC. La commande a été testé pour différentes plages de vitesse et du couple résistant.

Comme précédemment, la commande DTC-SVM à deux vecteurs a été testée avec régulation de la vitesse (PI) pour un couple de charge constant et différentes plages de vitesse. Les paramètres utilisés sont les mêmes que ceux de la DTC. Le flux est fixé à 0.9 Wb. Les bandes à hystérésis choisies sont  $\Delta T=0.5$  N.m et  $\Delta \Psi =0.02$  Weber. Les autres paramètres expérimentaux sont les suivants:

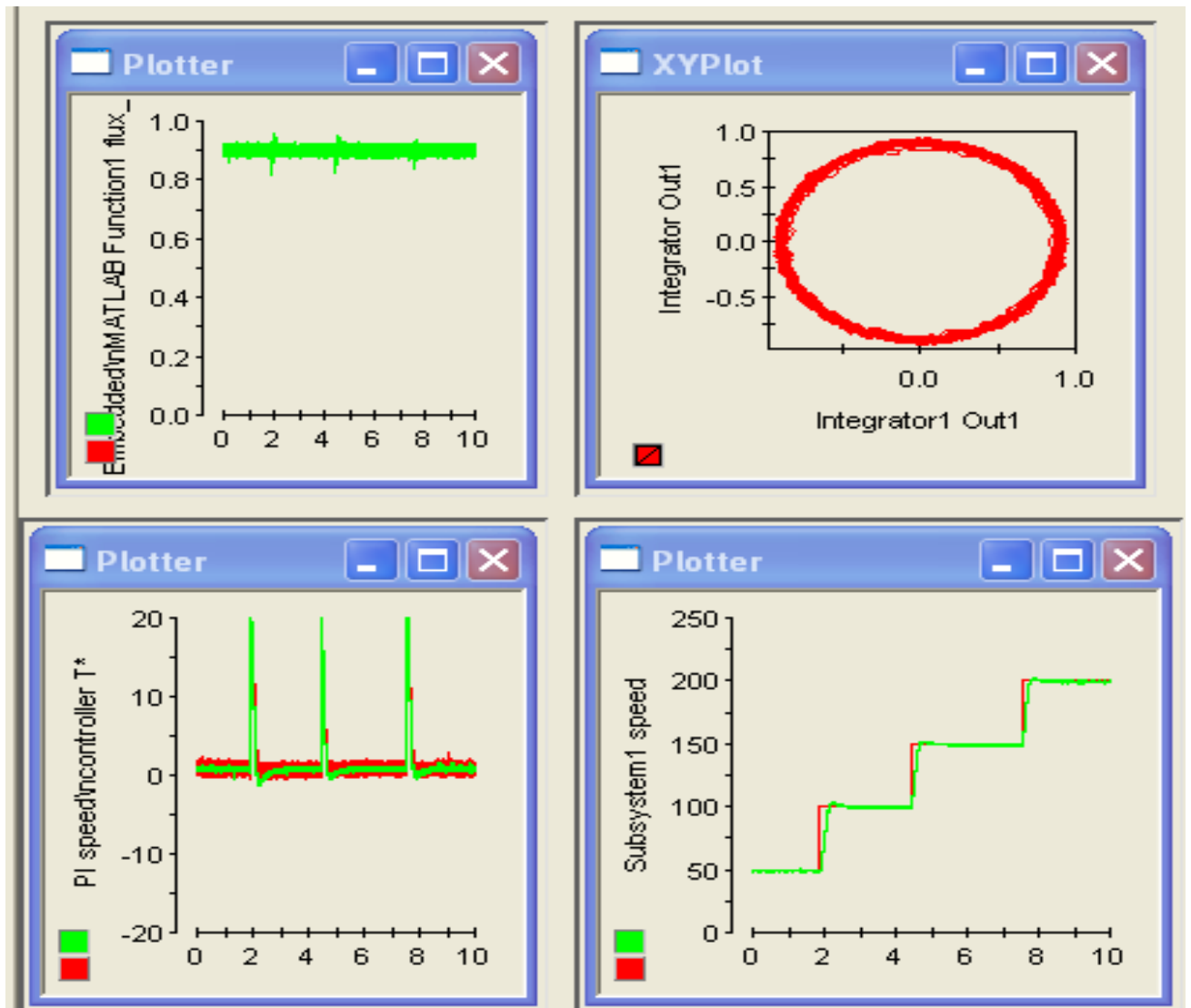
Vdc=400 V.

Régulateur de vitesse :  $k_p=5$ ,  $k_i=0.01$ .

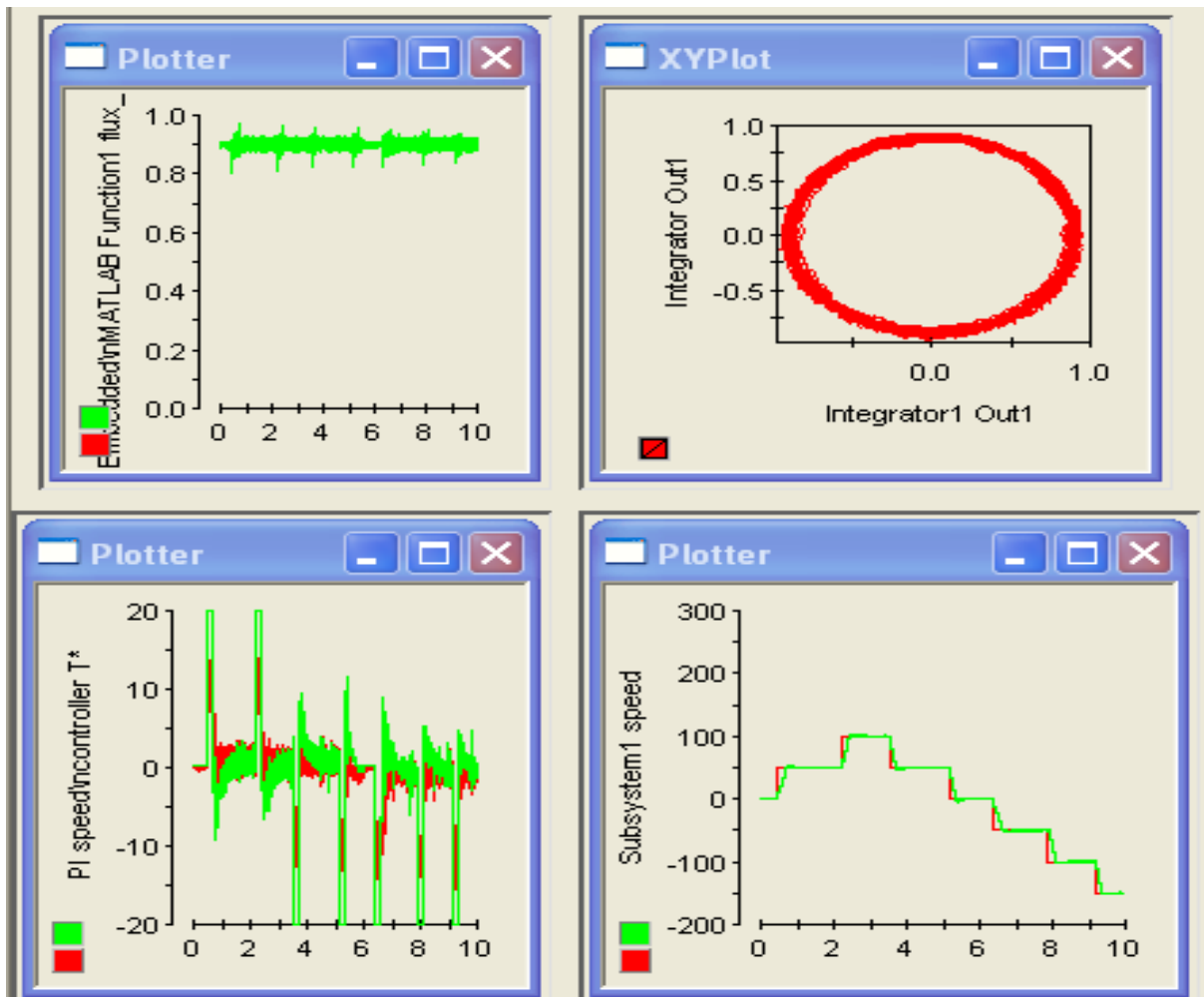
Régulateur du couple :  $k_{pc}=500$ ,  $k_{ic}=100$ .

Régulateur du flux :  $k_{pf}=7500$ ,  $k_{if}=80$ .

Les Figures suivantes représente quelques résultats obtenus.



**Figure 4-12:** Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence



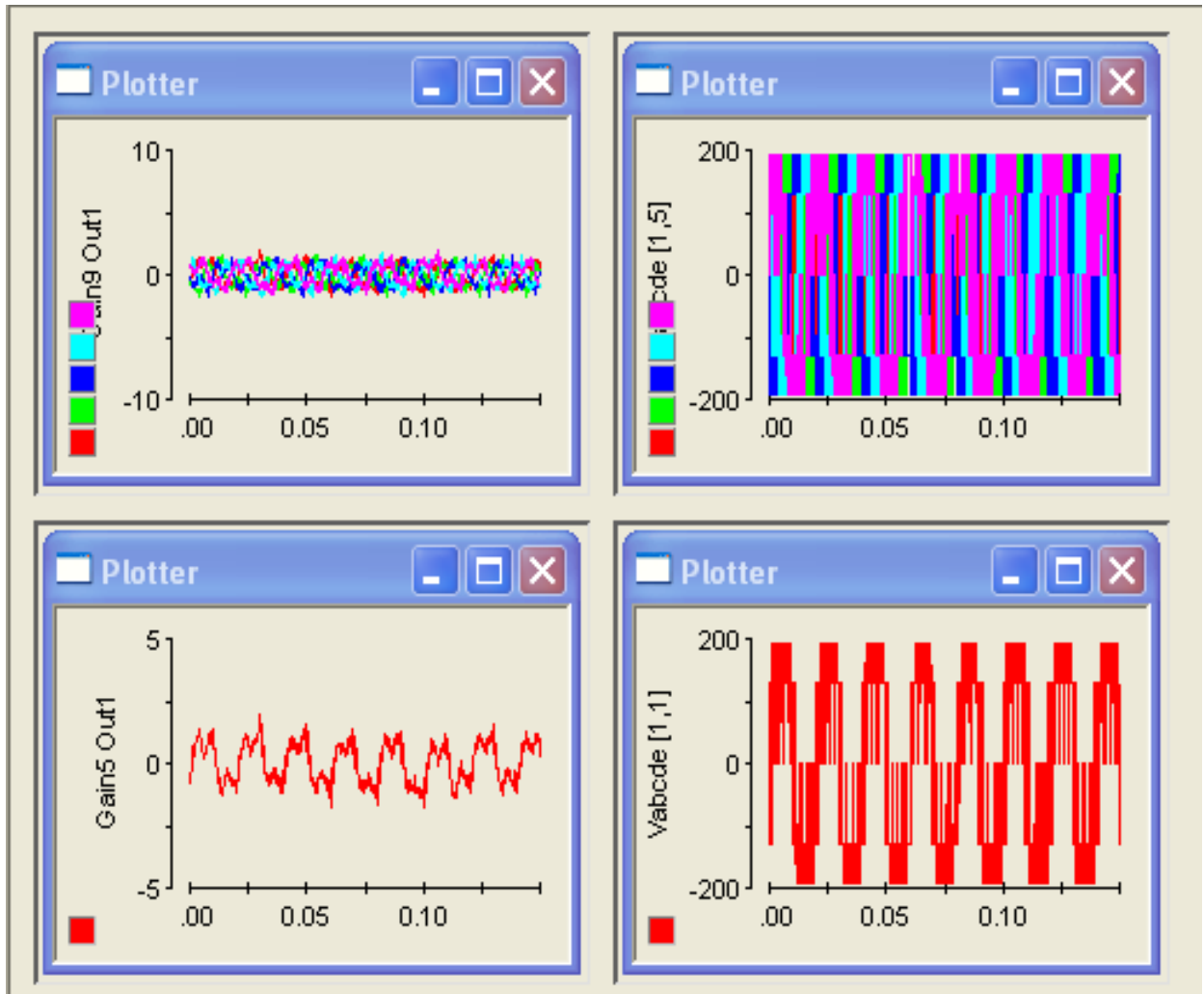
**Figure 4-13:** Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence avec inversion du sens de vitesse.

Les Figures 4\_13 et 4\_14 représentent les résultats électromagnétiques de la commande DTC-SVM à deux vecteurs actifs appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

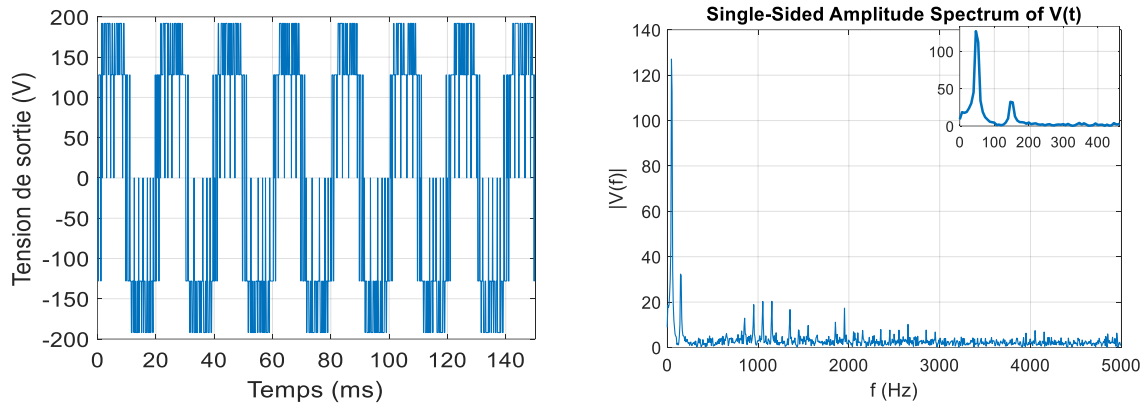
La vitesse suit sa référence qui est une succession d'échelons. Le temps de réponse est un peu grand à cause du choix des paramètres du régulateur PI de vitesse et de la limitation de sa sortie. Le dépassement est faible.

Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent pour les deux commandes. Il n'y a pas de dépassements dans le cas de haute vitesse et charge. Sa forme lors des variations est régulière. L'ondulations dans l'onde du couple est relativement élevée.

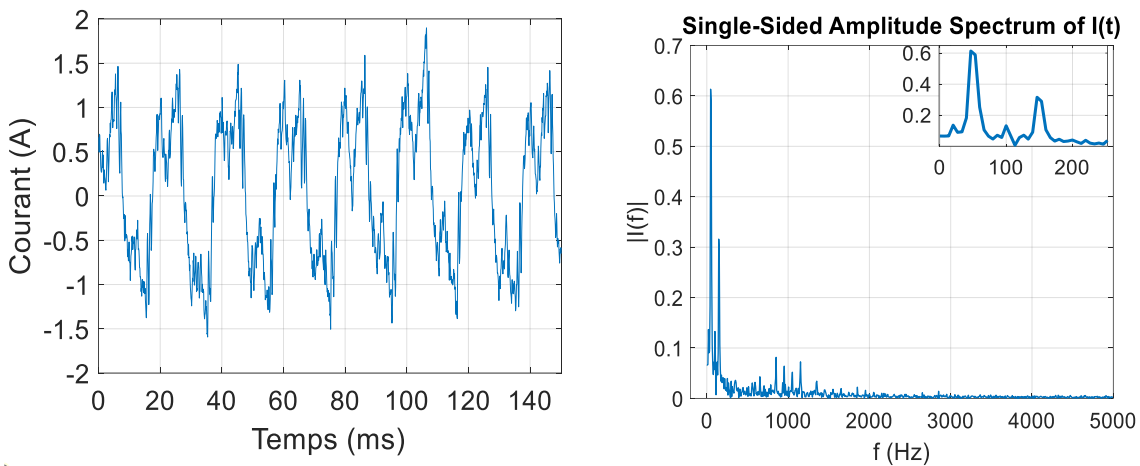
La courbe du flux suit celle du flux de référence. L'ondulation du flux est faible, elle est de l'ordre de 0.03 Wb.



**Figure 4-14:** Paramètres électriques de la DTC-SVM à deux vecteurs actifs visualisé dans Control-desk.



(a) Tension de sortie et son spectre.



(b) Courant de sortie et son spectre.

**Figure 4-15:** Paramètres électriques de la DTC-SVM à 2 vecteurs; tension de sortie et son spectre, courant de sortie et son spectre.

La tension et le courant de sortie varient avec la référence de vitesse et le couple de charge. Le courant est riche en harmoniques. Il y'a même des harmoniques faibles fréquences (valeur importante de l'harmoniques d'ordre trois). Ceci est dû à la valeur du temps d'exécution du programme qui n'est pas grand, ce qui provoque des pertes lors de l'application de la commande, De plus, il y a des erreurs de Mesure du courant.

Les résultats obtenus sont très proches des résultats de simulation ce qui valide le schéma de commande.

---

## 4.5 Implémentation de la commande DTC-SVM 4 vecteurs actifs

Des tests de la commande DTC-SVM à 4 vecteurs actifs ont été effectués avec le même prototype utilisé pour la commande DTC.

Comme la DTC, la commande DTC-SVM à 4 vecteurs a été implémentée avec la carte dSPACE 1104. Le programme est basé sur les S-fonctions pour permettre la diminution du temps d'exécution. Le schéma d'implémentation de la commande avec régulation de la vitesse est le même que la DTC.

Pour implémenter la commande DTC-SVM à 4 vecteurs, le programme a besoin des mêmes informations que la DTC. Les courants de sortie sont donnés par les circuits de mesure. La vitesse est entrée à la carte SPACE 1104 via l'entrée encodeur. L'encodeur utilisé est de type optique. La commande est testée pour différentes plages de vitesse de rotation.

Les autres paramètres expérimentaux sont les suivants :

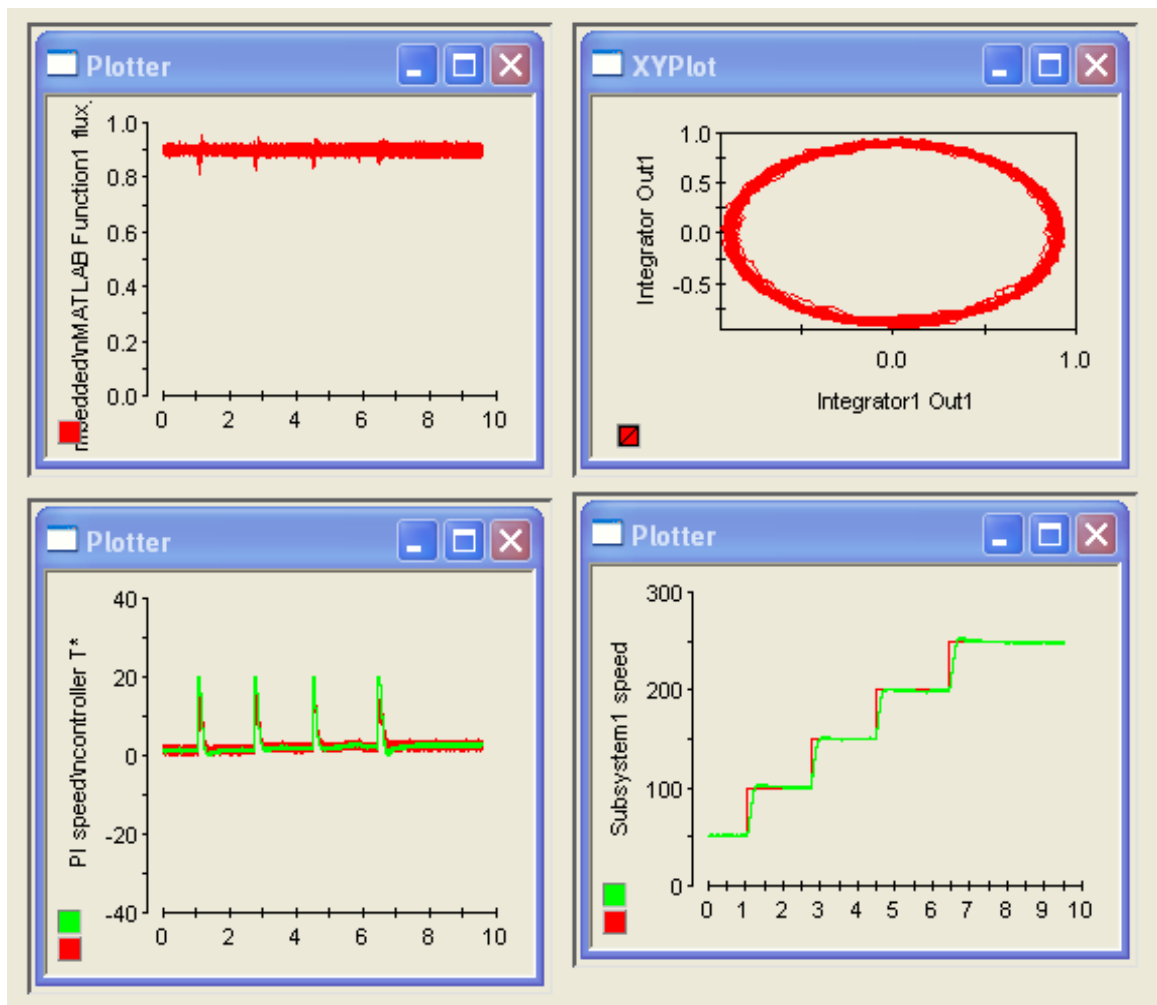
$V_{dc}=400$  V.

Régulateur de vitesse :  $k_p=5$ ,  $k_i=0.01$ .

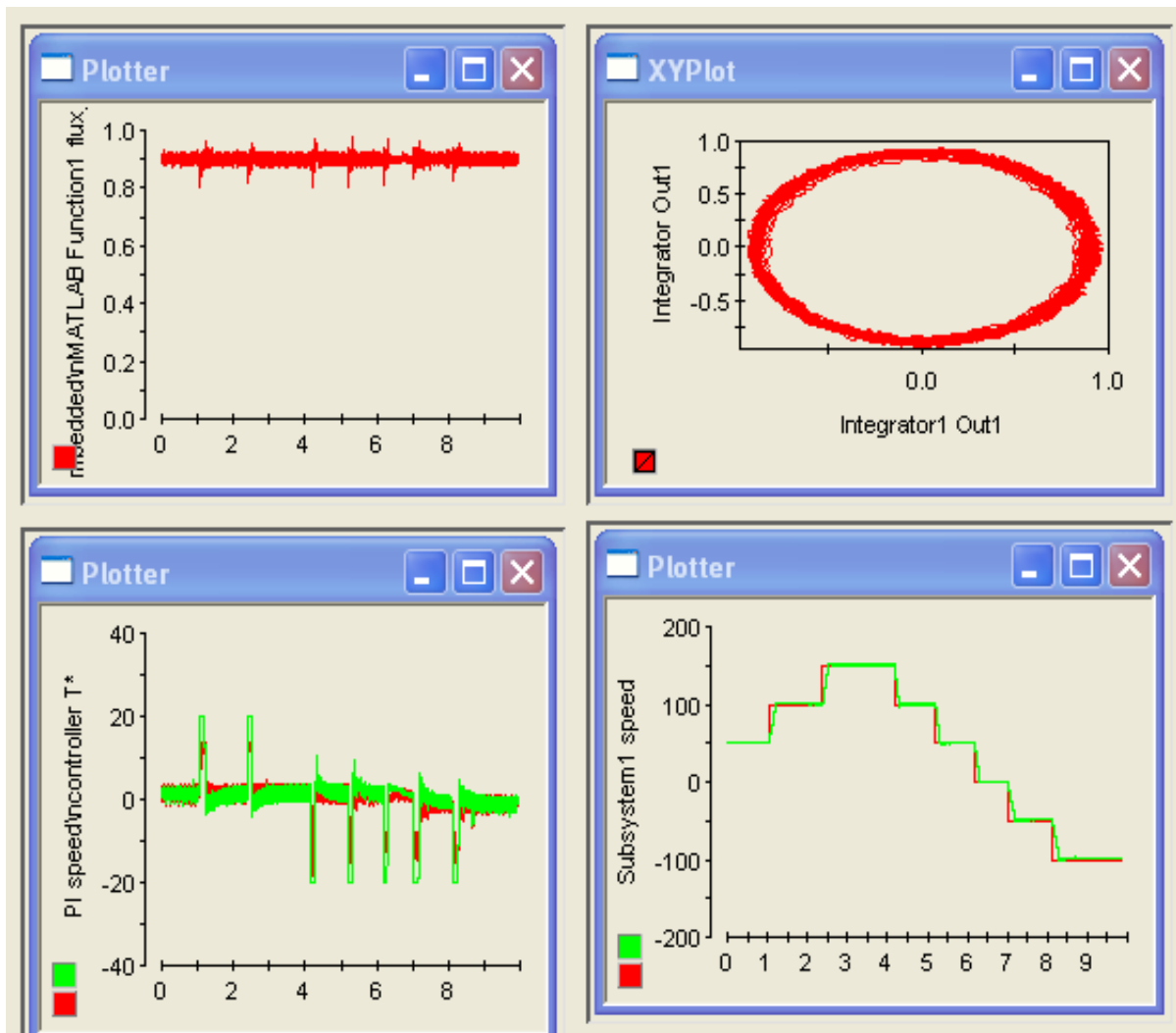
Régulateur du couple :  $k_{pc}=500$ ,  $k_{ic}=100$ .

Régulateur du flux :  $k_{pf}=7500$ ,  $k_{if}=80$ .





**Figure 4-16:** Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence.



**Figure 4-17:** Résultats expérimentaux de la DTC-SVM à 4 vecteurs (paramètres électromagnétiques), (a) amplitude de flux et sa référence, (b) Vecteur flux, (c) couple électromagnétique et couple de référence, (d) vitesse de rotation et sa référence avec inversion du sens de vitesse.

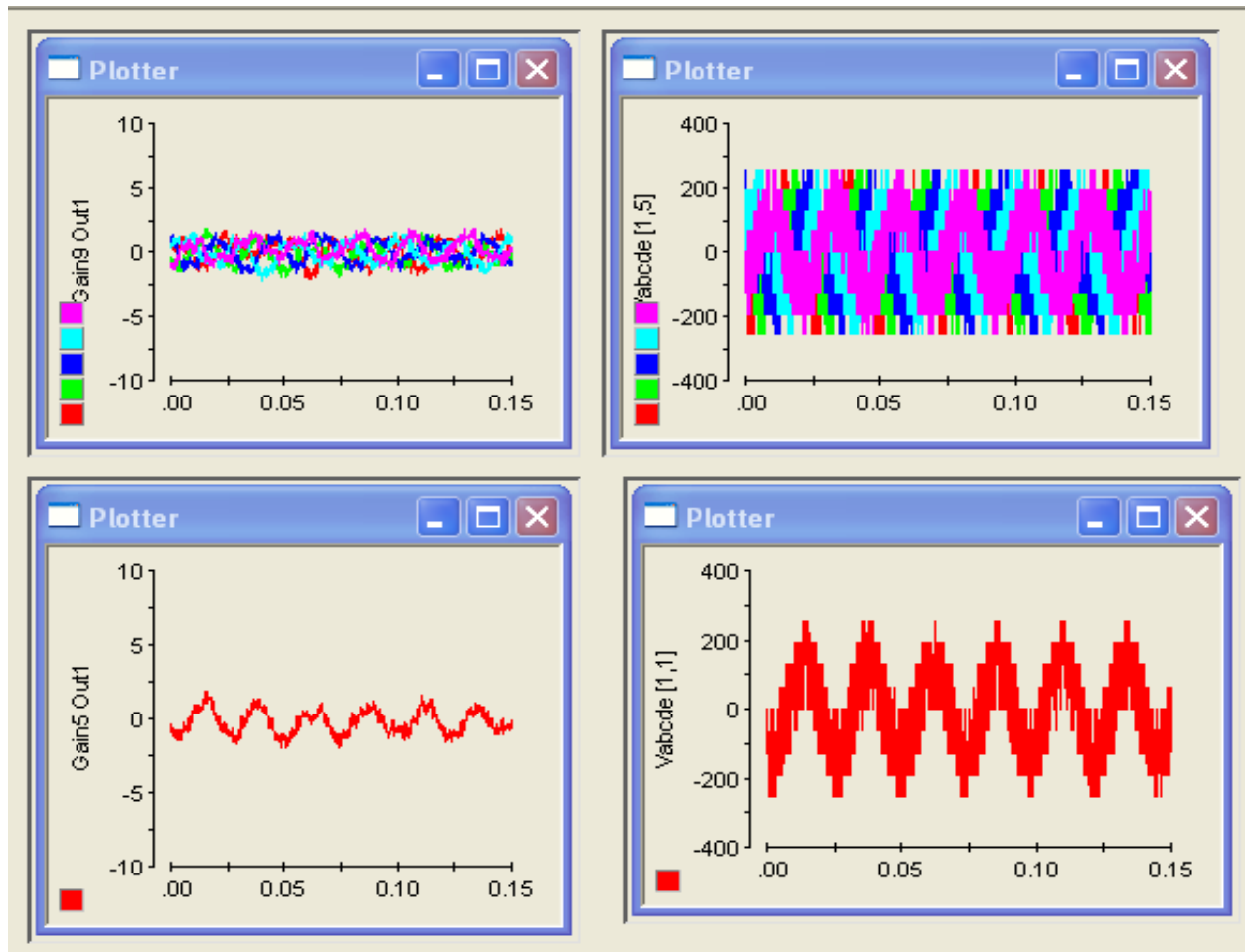
Les Figures 4\_19 et 4\_20 représentent les résultats électromagnétiques de la commande DTC-SVM appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

La vitesse suit sa référence qui est une succession d'échelons. Le temps de réponse est un peu grand à cause du choix des paramètres du régulateur PI de vitesse et de la limitation de sa sortie. Il n'y a pratiquement pas de dépassement.

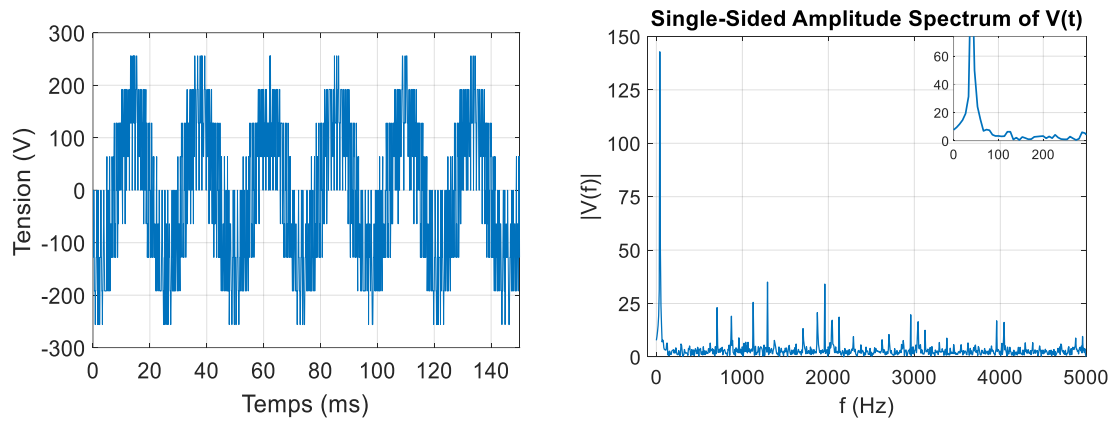
Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent. Il n'y a pas de dépassements dans le cas de haute vitesse et charge. Sa forme lors des variations est régulière. IL y'a des faibles

ondulations dans l'onde du couple. Le couple max lors de changement de vitesse ne dépasse pas 12N.m.

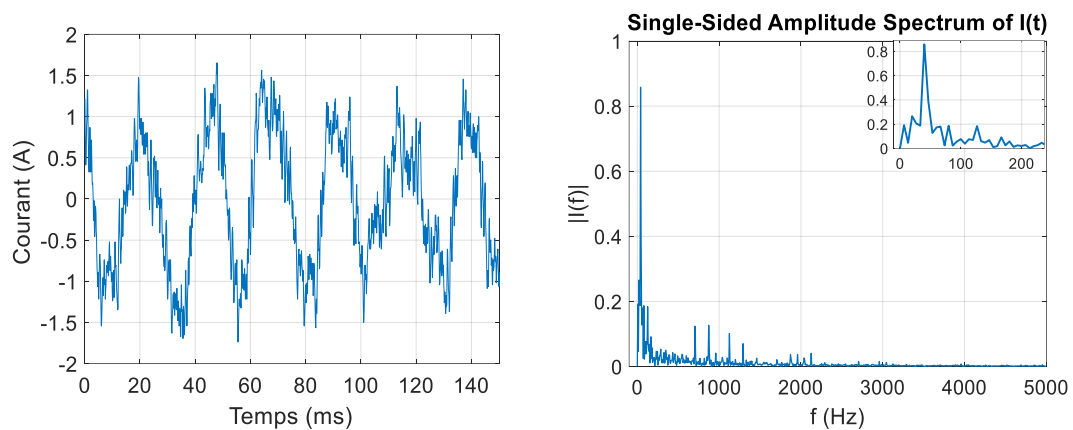
La courbe du flux suit celle du flux de référence. L'ondulation du flux est faible, elle est de l'ordre de 0.02 Wb donc la bande hystérésis est respecté.



**Figure 4-18:** Paramètres électriques de la DTC-SVM à quatre vecteurs actifs visualisé dans Control-desk.



.(a) tension de sortie et son spectre.



(b) courant de sortie et son spectre.

**Figure 4-19:** Paramètres électriques de la DTC-SVM à 4 vecteurs; tension de sortie et son spectre, courant de sortie et son spectre.

La Figures représentent les résultats électriques expérimentaux de la commande DTC-SVM à 4 vecteurs actifs appliquée à une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

La tension et le courant de sortie varient en amplitude et en fréquence avec la variation des références. Le courant est un peu pollué avec des harmoniques de faible fréquence mais moins que la DTC ou la DTC-SVM 2 vecteurs avec diminution de l'harmonique 3. Ces harmoniques sont dus la valeur du temps d'exécution du programme qui n'est pas grand et aux erreurs de

mesure. Son THD est important. Le spectre de la tension de sortie ne comporte pas l'harmonique 3 d'où l'intérêt de l'utilisation de la SVM 4 vecteurs.

En général, les résultats obtenus sont très proches des résultats de simulation ce qui valide le schéma de commande.

#### 4.6 Comparaison entre les commandes implémentées

Le Tableau suivant présente une comparaison entre les résultats expérimentaux obtenus avec les trois commandes (DTC, DTC-SVM à 2 vecteurs, DTC-SVM à 4 vecteurs) pour l'onduleur à deux niveaux.

**Tableau 4-2: Comparaison entre les résultats expérimentales obtenus.**

Critère	DTC	DTC-SVM à 2 vecteurs	DTC-SVM à 4 vecteurs
Suivi de la référence de vitesse	Oui	Oui	Oui
Temps de passage de la vitesse 100 à 200 rd/s	Bien	Moyen	Bien
Suivi de la référence de flux en régime permanent	Oui	Oui	Oui
Suivi de la référence de flux en régime transitoire	Bien sauf le cas de démarrage	Bien sauf le cas de démarrage et l'inversion du sens de rotation	Très bien sauf le cas de démarrage
Erreur de flux	moyenne entre 0.02 et 0.03 Wb	moyenne 0.02 et 0.03 Wb	Très Petit 0.01 et 0.02 Wb
Suivi du couple de charge en régime permanent	Bien	moyen	Très bien
Forme du couple de charge en régime permanent	régulière	régulière	Très régulière
Ondulation du couple	Très bien( entre 0.2 N.m et 0.26 N.m)	Bien( entre 0.2 N.m et 0.25 N.m)	Très bien 0.2 N.m

Courant de sortie	Sinusoïdale avec bruit	Sinusoïdale déformer par des harmoniques faible fréquence	Sinusoïdale avec bruit
Pic du courant lors de l'inversion du sens de rotation	4 A	4 A	4 A

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la validation expérimentale de quelques commandes appliquées à une machine asynchrone pentaphasée avec un onduleur pentaphasé à deux niveaux.

D'une manière générale, les résultats expérimentaux obtenus sont très proches des résultats des simulations.

Les résultats obtenus par simulation pour la commande DTC avec l'onduleur à deux niveaux sont presque similaires aux résultats pratique (il y'a distorsion dans l'onde du courant à cause du temps d'exécution du programme dans la carte dSPACE 1104 qui est un peu grand.

Les commandes basées sur la modulation vectoriel (DCT-SVM à deux vecteurs et à quatre vecteurs) donnent des résultats très proches en terme de régulation de la vitesse. Cependant, l'ondulation du couple est faible et la forme d'onde du courant et tension est mieux dans le cas de la DTC-SVM quatre vecteurs.

La commande de la machine (DTC ou DTC-SVM) a permis de réguler parfaitement la vitesse de rotation pour différent plages de vitesse et différent valeurs de couple de charge, il y'a des difficultés de régulation du couple dans le cas de la marche à vide.

On peut conclure que la DTC-SVM 4 vecteurs présente les meilleures performances électromagnétiques et électriques par rapport aux deux autres méthodes.

# **CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

## CONCLUSION GENERALE

L'objectif du travail effectué est la commande d'une machine asynchrone pentaphasée, plusieurs commandes directes ont été étudiées avec différentes structures d'onduleur. L'étude est menée par une simulation sous Matlab/Simulink et ensuite par une validation expérimentale.

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à l'étude générale et l'état de l'art des différentes commandes appliqué à la machine asynchrone pentaphasée avec les différentes structures d'onduleur. L'étude bibliographique montre que ce thème de recherche est d'actualité et prometteur suscitant l'attention des chercheurs dans le monde.

Dans le deuxième chapitre, on a commencé par la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée, Ensuite, la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone pentaphasée a été proposées et simulées utilisant deux topologies d'onduleur; l'onduleur pentaphasé à deux niveaux et l'onduler de type T-NPC à trois niveaux. Pour les deux types d'onduleur et avec la commande DTC, la vitesse suit parfaitement sa référence même avec la variation du couple résistant. Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent. Le flux suit sa référence même avec la variation de la vitesse et le couple charge. Dans la commande DTC l'ondulation du couple est fixé par la bande du comparateur à hystérésis. L'ondulation du couple varie entre selon le type d'onduleur utilisé. L'onduleur de type T-NPC à trois niveaux présente en général, de meilleures performances par rapport à l'onduleur à deux niveaux. La qualité du courant de sortie et de la tension est meilleure avec la topologie T-NPC. L'utilisation de la structure T-NPC a permet de réduire l'ondulation du couple et du flux. Elle a permis aussi d'améliorer le suivi de la consigne surtout lors de l'inversion de la vitesse. En général, la commande directe du couple donne de bonnes performances dynamiques et électromagnétiques.

Le troisième chapitre a été consacré aux commandes basées sur la SVM appliqué à l'onduleur pentaphasé à deux niveaux (la commande DTC-SVM à deux vecteurs actifs, la DTC-SVM à quatre vecteurs actifs et la commande SVPWM). Avec ces commandes, la vitesse suit parfaitement sa référence même avec la variation du couple résistant. Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent pour les deux commandes. L'ondulation du couple varie entre les commandes. En générale les DTC-SVM (à deux et à quatre vecteurs actifs) ont de meilleures performances par rapport à la DTC-SVPWM. En régime transitoire, la commande DTC-SVM à quatre vecteurs actifs est plus performante par rapport aux autres commandes



(dynamique rapide et pas de grands pics du couple) et elle permet de réduire l'ondulation de flux par rapport aux autres commandes étudiées. La qualité du courant est meilleure avec les commandes DTC-SVM comparées aux commandes directes.

La dernière partie de ce travail a été consacrée à la validation expérimentale de quelques commandes étudiées dans les chapitres 3 et 4. Les programmes de commande en temps réel ont été implémentés sur la carte dSPACE 1104. Les résultats expérimentaux obtenus sont très proches des résultats des simulations. La vitesse suit sa référence même avec la variation du couple résistant. Le couple moyen suit le couple de charge en régime permanent et le flux suit sa référence même avec changement de vitesse et de couple de charge.

Finalement, nous pouvons conclure que la machine asynchrone pentaphasée est une alternative importante pour l'entraînement mécanique vue ses avantages et ses multitudes applications et vue l'immensité des travaux de recherche sur ce type de machine, il est attendu qu'elle remplacera bientôt les machines asynchrones classiques dans plusieurs applications notamment dans les applications éoliennes, la traction ferroviaire ou la propulsion navale, du fait des avantages qu'elle offrira par rapport aux systèmes triphasés.

Comme perspectives à ces travaux nous proposons :

- Implémentation de la commande DTC et DTC SVM avec l'onduleur multi-niveaux et le convertisseur matriciel.
- Implémentation de la commande DTC-Sans capteur de vitesse (DTC-sensorless).
- Implémentation de la commande prédictive du couple.
- Implémentation de la commande DTC sous une carte STM32.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martin, et R. Gregor, « Online Estimation of Rotor Variables in Predictive Current Controllers: A Case Study Using Five-Phase Induction Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 9, p. 5348-5356, sept. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2559420.
- [2] I. Takahashi et T. Noguchi, « A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-22, n° 5, p. 820-827, sept. 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [3] L. Gao, J. E. Fletcher, et L. Zheng, « Low-Speed Control Improvements for a Two-Level Five-Phase Inverter-Fed Induction Machine Using Classic Direct Torque Control », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 7, p. 2744-2754, juill. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2070775.
- [4] N. R. BENNACER et M. BENTAFAT, « Etude, commande et réalisation d'un convertisseur multi-niveaux pentaphasé T-type », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, 2021.
- [5] R. de F. Campos, J. de Oliveira, L. C. de S. Marques, A. Nied, et S. I. Seleme, « SVPWM-DTC Strategy for Single-Phase Induction Motor Control », in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Antalya, mai 2007, p. 1220-1225. doi: 10.1109/IEMDC.2007.383604.
- [6] A. Benachour, « Commande sans capteur basée sur DTC d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel », Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2017.
- [7] M. J. Duran, F. Salas, et M. R. Arahal, « Bifurcation Analysis of Five-Phase Induction Motor Drives With Third Harmonic Injection », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 2006-2014, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918470.
- [8] B. Florent, « Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux », Lorraine, 2017.
- [9] J. Rodriguez *et al.*, « Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications », *Proc. IEEE*, vol. 97, n° 11, p. 1786-1817, nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235.

- [10] K.-B. Lee et J.-S. Lee, *Reliability improvement technology for power converters*. Singapore: Springer, 2018.
- [11] J.-S. Lee, S. Yoo, et K.-B. Lee, « Novel Discontinuous PWM Method of a Three-Level Inverter for Neutral-Point Voltage Ripple Reduction », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 6, p. 3344-3354, juin 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2530038.
- [12] A. Nabae, I. Takahashi, et H. Akagi, « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-17, n° 5, p. 518-523, sept. 1981, doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [13] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, et I. E. Lizama, « A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 7, p. 2219-2230, juill. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2032430.
- [14] P. Mehta et M. Kumar, « Capacitor voltage balancing and THD analysis in ANPC multilevel inverter », in *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*, New Delhi, mars 2018, p. 1-5. doi: 10.1109/ETECHNXT.2018.8385376.
- [15] V. Guennegues, « Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides », Doctorat, Nancy, 2009.
- [16] O. D. Bidias, L. Bitjoka, M. Song, et O. Olurunfemi, « Etude comparative des convertisseurs statiques modélisés par les réseaux de Pétri », *J. Ren. Energies*, p. 355-364, septembre 2018.
- [17] M. Schweizer, T. Friedli, et J. W. Kolar, « Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diodes », in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, févr. 2010, p. 1527-1533. doi: 10.1109/APEC.2010.5433434.
- [18] C. Bheemaiah, M. Utkal Ranjan, et B. Ranjan Kumar, « An Improved DTC Technique for Three-Level NPC VSI Fed Five-Phase Induction Motor Drive to Eliminate Common Mode Voltage ».
- [19] F. G. Stein et Y. R. de Novaes, « Analysis of a snubber for the T-type NPC converter », in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, juin 2015, p. 239-244. doi: 10.1109/ISIE.2015.7281475.
- [20] P. Q. Dzung *et al.*, « New space vector PWM method based on virtual flux vector for T-NPC inverter », in *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Hangzhou, juin 2014, p. 1371-1376. doi: 10.1109/ICIEA.2014.6931382.

- [21] H. Guzman *et al.*, « Comparative Study of Predictive and Resonant Controllers in Fault-Tolerant Five-Phase Induction Motor Drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 1, p. 606-617, janv. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2418732.
- [22] H. Abu-Rub, A. Iqbal, et J. Guzinski, *High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink*. 2021.
- [23] J. A. Riveros, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, M. Jones, et E. Levi, « Predictive Torque Control for five-phase induction motor drives », in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA, nov. 2010, p. 2467-2472. doi: 10.1109/IECON.2010.5675341.
- [24] E. Levi, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 1893-1909, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [25] K. F. Shehata, K. H. Youssef, A. S. Abdel-Khalik, et M. M. Ahmed, « A comparative simulation study between predictive torque and speed controllers for five-phase induction motor », in *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Cairo, déc. 2017, p. 91-96. doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301168.
- [26] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, et X. He, « A Novel Direct Torque Control Scheme for a Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 2, p. 503-513, févr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2047830.
- [27] U. H. Krishna et P. P. Rajeevan, « A Direct Torque Control Scheme for Five-phase Induction Motor Drive with Reduced Current Distortion », in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, JAIPUR, India, déc. 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/IICPE.2018.8709603.
- [28] C. L. Toh, N. R. N. Idris, et A. H. M. Yatim, « Constant and High Switching Frequency Torque Controller for DTC Drives », *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, n° 2, p. 76-80, juin 2005, doi: 10.1109/LPEL.2005.851316.
- [29] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, et L. M. Tolbert, « Direct torque control of induction machines using space vector modulation », in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, MI, USA, 1991, p. 428-436. doi: 10.1109/IAS.1991.178191.
- [30] N. Muley, A. Chabukswar, R. Sarkar, K. V. P. Kumar, et T. V. Kumar, « Reduction of torque and flux ripples in Direct Torque controlled five-phase induction motor drive based on instantaneous voltage control technique », in *2016 IEEE International*

*Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, déc. 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914433.

- [31] M. J. Durán, J. Prieto, et F. Barrero, « Space Vector PWM With Reduced Common-Mode Voltage for Five-Phase Induction Motor Drives Operating in Overmodulation Zone », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 8, p. 4030-4040, août 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2229394.
- [32] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, et G. L. Skibinski, « Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 32, n° 2, p. 250-259, avr. 1996, doi: 10.1109/28.491472.
- [33] J. A. Riveros, M. J. Duran, F. Barrero, et S. Toral, « Direct torque control for five-phase induction motor drives with reduced common-mode voltage », in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada, oct. 2012, p. 3616-3621. doi: 10.1109/IECON.2012.6389317.
- [34] T. Y. N. et A. M. V., « Direct torque control of five-phase induction motor with common-mode voltage and current harmonics reduction », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 11, p. 8644-8654, nov. 2017.
- [35] C. Bheemaiah, M. Utkal Ranjan, et B. Ranjan Kumar, « An Improved DTC Technique for Three-Level NPC VSI Fed Five-Phase Induction Motor Drive to Eliminate Common Mode Voltage ».
- [36] T. Yogesh, A. Mohan V, P. Jay, et N. Pandit, « Performance Improvement of Three-Level Five-Phase Inverter Fed DTC Controlled Five-Phase Induction Motor During Low-Speed Operation ».
- [37] A. M. Almaktoof, A. K. Raji, et M. T. E. Kahn, « Modeling and simulation of three-phase voltage source inverter using a model predictive current control », *Int. Jour. of Innov., Manag. and Techno.*, vol. 5, n° 1, p. 9-13, févr. 2014.
- [38] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, et M. Trincado, « High performance speed control methods for electrical machines: An assessment », in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Vina del Mar, mars 2010, p. 1793-1799. doi: 10.1109/ICIT.2010.5472503.
- [39] K. A. Stroud et D. J. Booth, « *Advanced Engineering Mathematics*, 4th ed., New York ». Palgrave Macmillan, 2003.

- [40] D. Zhou, J. Zhao, et Y. Li, « Model-Predictive Control Scheme of Five-Leg AC–DC–AC Converter-Fed Induction Motor Drive », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 7, p. 4517-4526, juill. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2541618.
- [41] C. Martin, M. R. Arahal, F. Barrero, et M. J. Duran, « Five-Phase Induction Motor Rotor Current Observer for Finite Control Set Model Predictive Control of Stator Current », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 7, p. 4527-4538, juill. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2536578.
- [42] A. Bhowate, M. Aware, S. Sharma, et Y. Tatte, « Predictive Torque Control for Five Phase Induction Motor Drive with Common Mode Voltage Reduction », in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, mai 2018, p. 1730-1735. doi: 10.23919/IPEC.2018.8508015.
- [43] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, et J. Rodriguez, « Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 6, p. 1916-1924, juin 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2014904.
- [44] J. A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M. J. Duran, S. Toral, et M. Jones, « Variable-Speed Five-Phase Induction Motor Drive Based on Predictive Torque Control », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 8, p. 2957-2968, août 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2198034.
- [45] B. S. Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, et D. Boukhetala, « Comparison study between a simple sensorless method and adaptive observer for DTC-SVM five-phase induction motor drive », in *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Athens, mars 2012, p. 743-748. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210027.
- [46] T. Yogesh, A. Mohan V, P. Jay, et N. Pandit, « Performance Improvement of Three-Level Five-Phase Inverter Fed DTC Controlled Five-Phase Induction Motor During Low-Speed Operation ».
- [47] M. Zelechowski, *Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled ( DTC-SVM ) Inverter - Fed Induction Motor Drive: Rozprawa Doktorska*. 2005. [En ligne]. Disponible sur: <https://books.google.dz/books?id=diAxvwEACAAJ>
- [48] U. Mahanta, D. Patnaik, B. P. Panigrahi, et A. K. Panda, « Dynamic modeling and simulation of SVM-DTC of five phase induction motor », in *2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, Shillong, India, juin 2015, p. 1-6. doi: 10.1109/EPETSG.2015.7510062.

# ANNEXES



## ANNEXES

### ANNEXE A

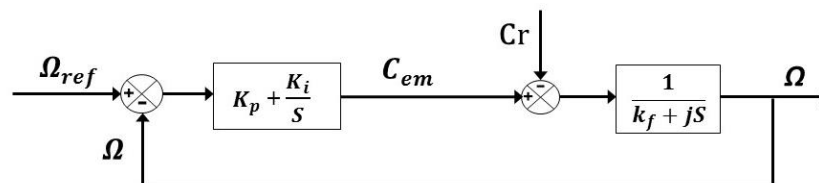
Tableau de paramètres de la machine asynchrone pentaphasé à cage:

Description	Variables	Valeurs
Puissance nominale	$P_{nom}$	3.5 kW
Couple nominale	$T_{nom}$	12.7 N.m.
Vitesse nominale	$\Omega_{nom}$	300 rad/s
Resistance statorique	$R_s$	9.5 $\Omega$
Inductance statorique	$L_s$	1.389 H
Resistance Rotorique	$R_r$	7.3 $\Omega$
Inductance Rotorique	$L_r$	1.331 H
Inductance magnetisante	$L_m$	1.323 H
Nombre de paires de pole	p	1
Moment d'inertie	J	0.0216 kg.m <sup>2</sup>

### ANNEXE B

#### Régulateur PI de la vitesse :

Le schéma de régulation de vitesse avec correcteur PI est présenté dans la figure suivante :



**Figure 1 :** Schéma fonctionnel de la régulation PI de la vitesse.

D'après l'équation mécanique de la machine et la figure 1, la fonction de transfert en boucle fermée peut être écrite

$$\Omega = \frac{1}{JS + K_f} \left( \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - C_r \right)$$

Alors :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{JS^2 + (K_p + K_f)s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{s}{s(JS^2 + (K_p + K_f)s + K_i)} C_r$$

En considérant le couple de charge comme perturbation  $C_r=0$

$$\Omega = \frac{K_p}{J} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + \frac{K_p + K_f}{J}s + \frac{K_i}{J}} \Omega_{ref}$$

Le système est caractérisé par l'équation caractéristique qui s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2$$

Par identification :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{K_i}{J} \\ 2\omega_n \xi = \frac{K_p + K_f}{J} \end{cases}$$

Et donc :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2\omega_n \xi - K_f \end{cases}$$

Le gain est déterminé pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 0.707$  et un temps de réponse du système  $t_{5\%} = 0.1$  s.

## ANNEXE C

Définition :

Taux de distorsion harmonique (THD) est un indicateur de la distorsion d'un signal correspond au rapport entre la réelle valeur efficace de l'harmonique d'un signal (U ou I) et sa valeur efficace à la fréquence du fondamental.

$$\text{Exemple : THD(V)} = \frac{\sqrt{\sum_2^n V_{ieff}^2}}{V_{ieff}}$$