

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : GENIE ELECTRIQUE**  
**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

N° :

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par : KACEMI Nadjib et LADJAL Smail**

**Intitulé**

**Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone**  
**Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Mr BELHAMDI Saad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr BENDAIKHA A. Malik	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr RAHALI Hillal	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
Mr ZEMIT Abderahim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2017/ 2018**

# Dédicace

Je dédie ce mémoire à mes très chers parents  
pour leurs soutient morale et financier pour  
leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont  
endurés  
dans les moments les plus ardues.

Ames frères

Ames sœurs

Et à toute la famille Ladjal.

Amon encadreur Dr. Bendaikha Abdelmalek

Ames chers amis : Nadjib, Toufik, Abd errezak,  
Fateh, Ibrahim, Achraf,  
Bachir et Abdelaziz

Smail

## Dédicaces

*Je tiens à dédier ce modeste travail avant  
tout :*

*A mon très chère père, l'homme qui me donné  
le désir d'apprendre et le savoir vivre.*

*A ma mère, ma fierté et mon bonheur.*

*A mes très chères frères Riad, abdelhalim et Sami  
mes très chères sœurs Zahra et yasmine.*

*A mes nièces et mes neveux.*

*A tous mes amis intimes : « Smail, saleh,  
Marouan, Youness, Khaereddine, Chouqi, Yazid,..... ».*

*Nadjib*

## **REMERCIEMENTS**

*Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et  
la patience pour avoir Terminer ce travail.*

*Nous remercions particulièrement notre Promoteur Dr. Bendaikha abdelmalik*

*Pour nous avoir Suivi et soutenu pour réaliser ce travail.*

*Nous lui Exprimons notre gratitude pour sa disponibilité, ces Précieux conseils  
et pour le soutien qu'il nous est Apportés tout au long de la préparation de ce*

*Mémoire.*

*Nos vifs remerciements vont aux Membres du jury d'avoir accepté*

*d'évaluer ce travail.*

*Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou*

*de loin à l'élaboration de ce travail*

# Liste des figures

## Chapitre I

<b>Figure I- 2</b> : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	5
<b>Figure I- 3</b> : Résultats de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau. ....	16

## Chapitre II

<b>Figure II- 1</b> [1] : Application d'un vecteur de tension statorique qui permet de déterminer le module de flux statorique.....	20
<b>Figure II- 2</b> [1] : Application d'un vecteur de tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	20
<b>Figure II- 3</b> : Contrôle du couple électromagnétique de la machine .....	21
<b>Figure II- 4</b> [1] : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de vitesse de rotation.....	23
<b>Figure II- 5</b> [1] : Evolution du couple électromagnétique pour une variation de rotation .....	23
<b>Figure II- 6</b> [10] : Elaboration des vecteur $V_s$ ( $S_a S_b S_c$ ) à partir de l'onduleur de tension.....	24
<b>Figure II- 7</b> [2] : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=i$ .....	25
<b>Figure II- 8</b> [3] : (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux. ....	27
<b>Figure II- 9</b> [3] : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	28
<b>Figure II- 10</b> [3] : Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.....	28
<b>Figure II- 11</b> [3] : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.....	30
<b>Figure II- 12</b> : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux. ....	34
<b>Figure II- 13</b> [2] : Onduleur de tension de type NPC à trois niveaux. ....	36
<b>Figure II- 14</b> [2] : Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC. ....	37
<b>Figure II- 15</b> [3] : Blocs d'hystérésis.....	38
<b>Figure II- 16</b> : Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux. ....	40
<b>Figure II- 17</b> : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux.....	44
<b>Figure II- 18</b> : Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flotant. ....	46
<b>Figure II- 19</b> : Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux. ....	47
<b>Figure II- 20</b> : Blocs d'hystérésis. ....	48
<b>Figure II- 21</b> : Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux. ....	50
<b>Figure II- 22</b> : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux. ....	54

## Chapitre III

<b>Figure III- 1</b> [13] : Projection du vecteur de la référence (secteur 1).....	57
<b>Figure III- 2</b> [14] : Forme de largeur d'impulsion pour les six secteurs. ....	59
<b>Figure III- 3</b> : Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à deux niveaux. ....	61
<b>Figure III- 4</b> : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux.....	65
<b>Figure III- 5</b> : Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux. ....	67
<b>Figure III- 6</b> [13] : détermination des temps de commutation dans la région $N^{\bullet}1$ . ....	68
<b>Figure III- 7</b> [13] : projection du vecteur de référence (secteur 1 et la région 1).....	68
<b>Figure III- 8</b> : Fonction logique dans les quatre régions du premier secteur. ....	70
<b>Figure III- 9</b> : Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à trois niveaux. ....	72
<b>Figure III- 10</b> : Résultats de simulation du DTC-SVM avec onduleur à trois niveaux. ....	76

<b>Figure III- 11 [13]:</b> Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux. ....	78
<b>Figure III- 12 [13] :</b> Les régions dans le premier secteur. ....	78
<b>Figure III- 13 :</b> Fonction logique dans la région N°1 du premier secteur.....	81
<b>Figure III- 14:</b> Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à cinq niveaux.....	82
<b>Figure III- 15 :</b> Résultats de simulation du DTC-SVM avec onduleur à cinq niveaux. ....	86

# Liste des tableaux

## Chapitre II

<b>Tableau II- 1</b> [1] : Sélection des tensions $V_{scas}$ d'un onduleur à deux niveaux de tension de type NPC. ....	29
<b>Tableau II- 2</b> [2] : Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux .....	37
<b>Tableau II- 3</b> [2] : Sélection des tensions $V_s$ cas d'un onduleur trois niveaux de tension de type NPC. ....	39
<b>Tableau II- 4</b> [10] : Les états d'un bras de l'onduleur. ....	46
<b>Tableau II- 5</b> [11] : Sélection des tensions $V_{scas}$ d'un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC. ....	49

## Chapitre III

<b>Tableau III- 1</b> [13] : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	60
<b>Tableau III- 2</b> [15] : Calcul des temps $T_c$ , $T_b$ et $T_a$ .....	69
<b>Tableau III- 3</b> [15] : Durées de fermeture des interrupteurs supérieurs pour les quatre régions de premier secteur.....	71
<b>Tableau III- 4:</b> calcul de temps $T_a$ , $T_b$ et $T_c$ .....	79
<b>Tableau III- 5</b> : Durée de fermeture des interrupteurs pour la région N°1 de premier secteur. ....	81

## Liste des abréviations

### Paramètre de la machine

$P_n$	: Puissance nominale.
$V_n$	: Tension nominale.
$F$	: Fréquence nominale.
$R_s$	: Résistance d'une phase statorique.
$R_r$	: Résistance d'une phase rotorique.
$L_s$	: L'inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$	: L'inductance propre d'une phase rotorique.
$M$	: L'inductance mutuelle entre phase du stator.
$J$	: Moments d'inertie des parties tournant.
$f$	: Coefficient de frottement.
$P$	: Nombres de paires des pôles.
$C_r$	: Couple résistante.
$V_{dc}$	: Tension d'alimentation de l'onduleur.

### Repères

a,b,c	: Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.
$\alpha, \beta$	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.
$\theta$	: L'angle instantanée du vecteur de référence.

### Grandeurs électriques

$V_{sa,b,c}$	: Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{ra,b,c}$	: Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{s\alpha, \beta}$	: Tension statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$V_{r\alpha, \beta}$	: Tension rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$I_{sa, b,c}$	: Courant statorique phase a, b ou c.
$I_{ra, b,c}$	: Courant rotorique phase a, b ou c.
$I_{s\alpha, \beta}$	: Courant statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$I_{r\alpha, \beta}$	: Courant rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .

### Grandeurs mécaniques

$\Omega_r$	: Vitesse mécanique rotorique.
------------	--------------------------------

### Liste des abréviations

$\omega$	: Vitesse de rotation du référentiel choisi.
$\omega_s$	: Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	: Pulsation électrique rotorique.
$C_{em}$	: Couple électromagnétique.

### Significations des Abréviations Utilisées

$T_{mod}$	: Période de modulation.
$S_{ij}$	: $j^{eme}$ interrupteur $i^{eme}$ bras.
$T_{i,j}$	: Fonction de commutations.
$T_a, T_b, T_c$	: Les temps d'utilisation des vecteurs $V_1, V_2, V_3$ .
$V_{réf}$	: Le de référence.
THD	: La distorsion totale des harmoniques.
MAS	: Machine asynchrone.
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion.
SVM	: Space vector modulation.
NPC	: Neurale point Clamped.
s	: Le numéro de secteur.
R	: le numéro de région.

# Table des matières

---

Introduction général : .....	1
I Chapitre 1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE. ....	3
I.1 INTRODUCTION : .....	3
I-2-MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL .....	3
I.2.1 PRESENTATION DE LA MACHINE : .....	3
I.2.2 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES : .....	4
I.2.3 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE : .....	5
I.2.4 EQUATIONS ELECTRIQUES.....	5
I.2.6 EQUATIONS MAGNETIQUES.....	6
2. PASSAGES DES REPERES TRIPHASES A DIPHASES : [7] .....	8
2.1. TRANSFORMATION DE CONCORDIA ET PARK : .....	8
2.1.1 Transformation de Concordia : .....	8
2.1.2 Transformation de Park : .....	9
2.2. PASSAGES ENTRE LE REPERE TRIPHASE ET LE REPERE DIPHASE .....	10
2.1 Passage du triphasé vers le repère $\alpha$ - $\beta$ .....	10
2.2.1 Utilisation de $k=2/3$ : .....	10
2.2.2 Utilisation de $k=2/3$ .....	11
3. PASSAGE D'UN REPERE DIPHASE VERS UN REPER TRIPHASE.....	12
3.1. Passage des coordonnées $\alpha, \beta$ vers un système triphasé. ....	12
4. PASSAGE DIPHASE DEPHASE : .....	12
4.1 Passage $\alpha$ - $\beta$ vers le repère d-q. ....	12
4.2 Passage d-p vers le repère $\alpha$ - $\beta$ . ....	12
5. CHOIX DU REPERE DE REFERENCE : [4] .....	12
5.1. Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$ : .....	13
5.2. Le système d'axes $\{d,q\}$ : .....	13
5.3. Le système d'axes $\{XY\}$ : .....	14
6. REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL : .....	14
7. Résultats de simulation : .....	16
7.1 Interprétation des résultats de la simulation : .....	16
7.2. Conclusion : .....	17
II Chapitre : 02 La commande par DTC classique. ....	19
II-1-Introduction : .....	19
II-1-Principe de la commande directe du couple : .....	19

## Table de matières

II-3-Contrôle du vecteur flux statorique :.....	20
II-4-Contrôle du couple électromagnétique de la machine [1] :.....	21
II-5-Sélection du vecteur de tension : .....	23
II-6-Estimation du flux statorique :.....	25
II-7-Estimation du couple électromagnétique : .....	26
II-8-Elaboration de vecteur de commande :.....	26
II-8-1-Elaboration du contrôleur de flux :.....	26
II-8-2-Elaboration de contrôleur de couple :.....	27
II-8-2-a-Contrôleur de couple à deux niveaux:.....	27
II-8-2-b-Contrôleur de couple à trois niveaux: .....	28
II-8-3-Table de vérité et structure du DTC.....	29
II-8-3-a-Elaboration de la table de vérité : .....	29
II-9-Structure générale du contrôle direct de couple :.....	30
II-10-Le choix de la largeur des bandes d'hystérésis [3] : .....	31
II-11-Résultats de simulation :.....	31
II-10-Interprétation des résultats :.....	35
II-11-Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC [2] :.....	36
II-12-Structure générale du contrôle direct de couple :.....	40
II-13-Résultats de simulation :.....	41
.....	41
.....	41
.....	41
II-14-Interprétation des résultats :.....	44
II-15-Onduleur de tension de cinq niveaux [10]:.....	45
II-16-Résultats de simulation :.....	51
II-16-Interprétation des résultats :.....	54
II-17-Conclusion :.....	55
III Chapitre : 03 Commande par DTC-SVM.....	56
Introduction :.....	56
Principe de la MLI vectorielle [10] :.....	56
Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle : .....	56
Etape 1 : détermination de tension de référence :.....	57
Etape 2 : détermination des secteurs :.....	57
Etape 3 : calcul des temps d'application d'états de l'onduleur [13]:.....	57
Etape 4 : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur [14] : .....	58
1. Résultats de simulation :.....	62
2. Interprétation des résultats : .....	65
3. Amélioration de la DTC-SVM par l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux :.....	66

*Table de matières*

---

Calcul des temps de commutation pour chaque [13] : .....	67
4. Résultats de simulation : .....	73
5. Interprétation des résultats : .....	76
6. Amélioration de la DTC-SVM par l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux : .....	77
7. Résultats de simulation : .....	83
8. Interprétation des résultats : .....	86
9. Conclusion : .....	87
Conclusion générale : .....	88
II. Annexe : .....	90
IV Références .....	90



*Introduction  
générale  
aux leçons*



**Introduction général :**

La robustesse, le faible cout, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Les progrès de l'électronique de puissance avec l'apparition des composants de puissance rapides et le développement de technologie de commande numérique a rendu possible l'utilisation de structures de commandes complexe et très évoluées [1].

Ce moteur doit répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès directe et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées [2].

Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques. De nombreuses stratégies ont été développées, on note les deux types suivants :

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courants alternatifs d'avoir un contrôle dé couplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique... [2].

La commande dite directe du couple (DTC), est Initialement développé pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI et DEPENBROCK. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développé, en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante [3]. Cette dernière a été développée pour minimiser le maximum possible des harmoniques dans le couple et la déformation du flux statorique d'une part, et l'amélioration de THD du courant de l'autre part.

## *Introduction générale*

---

Cette mémoire est subdivisée en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil. Dans ce chapitre on a présenté le modèle mathématique du moteur basé sur les hypothèses simplificatrice ainsi ces résultats de simulation.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude du contrôle direct du couple (DTC) qui ne nécessite pas l'utilisation du convertisseur MLI, ce qui représente en soi, un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, en utilisant pour la régulation de la vitesse, un régulateur PI classique. L'aspect de robustesse est aussi étudié.

Dans le troisième chapitre, nous nous proposons de concevoir une méthode modifiée de contrôle direct du couple pour MAS. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Nous utiliserons un algorithme pour lequel le couple et le flux sont régulés chacun par un régulateur PI, puis un algorithme qui sert à l'estimation du flux du rotor et le contrôle de l'angle de charge par un régulateur PI, où la table de vérité et les hystérésis sont éliminées pour les deux cas.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives à en visager.



*Chapitre I*

*Modélisation De La  
Machine Asynchrone*

*Machine Asynchrone*

## **I Chapitre 1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.**

### **I.1 INTRODUCTION :**

L'établissement et l'étude des modèles mathématiques des machines électriques ouvrent de grandes perspectives de recherche des convertisseurs électromagnétiques. La possibilité de remplacer un dispositif réel par son modèle mathématique comprend beaucoup d'avantages dans le domaine de la recherche des machines électriques. Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées-sorties sous la forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état. Il existe des méthodes générales qui conduisent à des équations dont le développement nécessite souvent des calculs importants, mais qui rendent compte correctement du comportement des machines tournantes dans la majorité des cas.

Ces méthodes s'appliquent à toutes les machines électriques : à courant continu ou à courant alternatif, qui réalisent un transfert d'énergie par l'intermédiaire de circuits couplés ; elles mettent en relief l'analogie qui existe entre les divers types de machines, et permettent de traiter au moyen d'un même système d'équations, aussi bien les régimes transitoires, que les régimes permanents.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation se formes d'état est élaborée à partir des lois physique qui régissent son fonctionnement on alimentant notre machine en tension.

### **I-2-MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL**

#### **I.2.1 PRESENTATION DE LA MACHINE :**

Les moteurs asynchrones représentent plus de 80 % du parc moteur électrique. On distingue deux types de machines asynchrones selon que les enroulements rotoriques sont bobinés ou à cage d'écureuil. Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient. Le moteur asynchrone est très couramment utilisé dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il est caractérisé par un fonctionnement stable, Une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale [4].

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine, Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobines trois enroulements formant les enroulements statorique.au centre de ce cylindre, On trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit .Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple .Cette inclinaison facilite également le démarrage est rend le fonctionnement plus silencieux.la cage est traversé par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté [5].

### **I.2.2 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :**

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

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Les régimes homopolaires est nul puisque le neutre n'est pas relié.

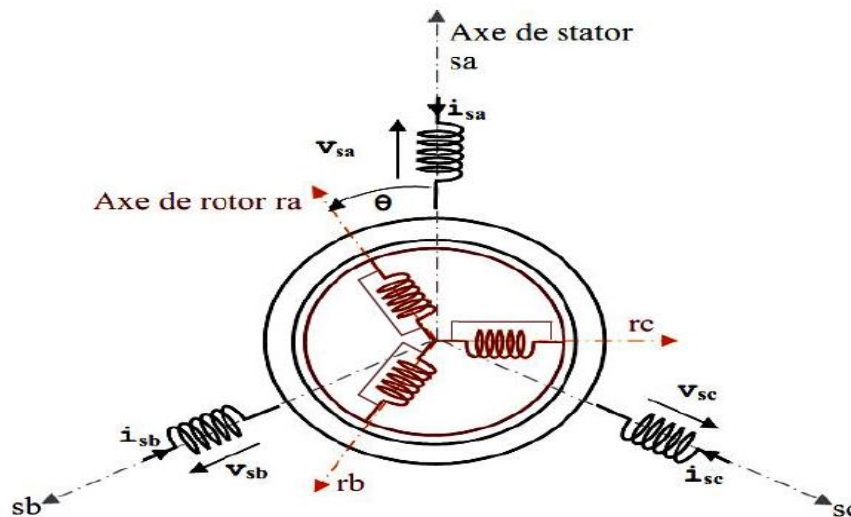
Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et de rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.2.3 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure.I.1. Elle munie de six enroulement. Le stator de la machine est formé de trois enroulement fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont

en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. [5]



**Figure I- 1 :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

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

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

### I.2.4 EQUATIONS ELECTRIQUES

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

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

Et

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

## I.2.6 EQUATIONS MAGNITIQUES

L'entrefer étant constant. Le stator et le rotor étant triphasés et de construction symétrique. Les inductances propres et mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égales.

Dans ces conditions les expressions des flux résultants s'écrivent :

Pour le stator

$$\begin{cases} \psi_{sa} = L_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{sr} \cos(\theta) i_{ra} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rb} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{rc} \\ \psi_{sb} = M_s i_{sa} + L_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{ra} + M_{sr} \cos(\theta) i_{rb} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc} \\ \psi_{sc} = M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + L_s i_{sc} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{ra} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{rb} + M_{sr} \cos(\theta) i_{rc} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} \psi_{ra} = M_{sr} \cos(\theta) i_{sa} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{sb} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{sc} + L_r i_{ra} + M_r i_{rb} + M_r i_{rc} \\ \psi_{rb} = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{sa} + M_{sr} \cos(\theta) i_{sb} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{sc} + M_r i_{ra} + L_r i_{rb} + M_r i_{rc} \\ \psi_{rc} = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) i_{sa} + M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_{sb} + M_{sr} \cos(\theta) i_{sc} + M_r i_{ra} + M_r i_{rb} + L_r i_{rc} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec  $\theta$  : l'écart angulaire entre les phases d'indice a du stator et du rotor.

En tenant compte des expressions des flux. Les équations des tensions au stator et au rotor peuvent être écrites sous forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + p\{[L_s][i_s]\} + p\{[M_{sr}][i_r]\} \\ [V_r] = p[M_{rs}][i_s] + [R_r][i_r] + p\{[L_r][i_r]\} \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Et

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Et

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} = [M_{rs}]^t \quad (\text{I.9})$$

**P** : l'opérateur de Laplace.

La résolution du système d'équations (I.1) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]^t$  varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle  $\theta$ ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équation différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**.

## 2. PASSAGES DES REPERES TRIPHASES A DIPHASES : [7]

### 2.1. TRANSFORMATION DE CONCORDIA ET PARK :

#### 2.1.1 Transformation de Concordia :

Pour un système composé de trois grandeurs triphasées dans le repère triphasé a,b,c ( $x_a, x_b, x_c$ ), il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  ( $x_\alpha, x_\beta$ ) et une grandeur homopolaire  $x_h$ .

Nous noterons :

$$\text{Pour le repère triphasé le vecteur } X_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Pour le repère diphasé le vecteur } X_{h\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_h \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Une des plus classique est la transformée de **Concordia**, définie par une matrice  $C_{33}$ , le passage des composantes triphasé  $X_{abc}$  à la composante homopolaire et aux coordonnées dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  est donné par la relation matricielle suivante :

$$X_{\alpha\beta h} = K \cdot C_{33} \cdot X_{abc} \quad (\text{I.12})$$

$$\text{Avec : } C_{33} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire  $k$  de normalisation.

Les valeurs usuelles prise par  $k$  sont :

$k = \frac{2}{3}$  : Si l'on désire conserver la norme de  $X$  qui pour un moteur seront les courants, les tensions et les flux.

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : Si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance.

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées  $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$  la matrice  $C_{33}$  se décompose en deux sous matrices  $C_{13}$  et  $C_{23}$ .

$$\text{Avec : } C_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Pour une machine dont le point neutre n'est pas relié les composantes homopolaires sont nulles et les relations (I.12) et (I.13) deviennent :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k. C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k. \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

### 2.1.2 Transformation de Park :

Le repère de Park correspond à un repère diphasé, pour une machine asynchrone est lié généralement au champ tournant et pour une machine synchrone, il est solidaire du rotor.

Ce repère tournant est noté d-q, ainsi le passage d'un repère fixe à un repère tournant est donné par la matrice de rotation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Avec } R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Réciproquement pour le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R^t(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Avec : } R^t(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Si nous cherchons maintenant le passage entre les composantes triphasées et le repère diphasé d-q, nous aurons à partir des relations (I.15), (I.16) et (I.17).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta). k. C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta). k. \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

En développant cette relation nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Maintenant que ces transformées sont définies nous allons expliciter les différent passages entre les coordonnées triphasé et diphasées.

## 2.2. PASSAGES ENTRE LE REPERE TRIPHASE ET LE REPERE DIPHASE

### 2.1 Passage du triphasé vers le repère $\alpha$ - $\beta$

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé  $\alpha$ - $\beta$  est donnée par la relation (I.16) :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Les coefficients  $k$  est arbitraire. Usuellement 2 valeurs sont prises  $k = \frac{2}{3}$  et  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Pour illustrer les conséquences pour ces deux valeurs, nous allons dans le cas d'une alimentation sinusoïdale expliciter le calcul.

$$\text{Considérons un système triphasé tel que : } X_{abc} = \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$X$  représentant ici la valeur crête d'une tension, d'un courant, d'un flux...

En utilisant la relation (I.23) il vient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = k \cdot \frac{3}{2} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

#### 2.2.1 Utilisation de $k=2/3$ :

Il est clair au vu de la relation (I.24) que les amplitudes des grandeurs électriques

telles les courants les tensions sont conservées.  $\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$ .

Les amplitudes des tensions et courants sont conservées avec cette valeur de  $k = \frac{2}{3}$ .

Soit :  $\mathbf{I}$  et  $\mathbf{V}$  les valeurs crêtes des tensions et des courants triphasées. Dans le repère diphasé nous allons :

$$\begin{cases} V_\alpha = V \cdot \cos(\theta) \\ V_\beta = V \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_\alpha = I \cdot \cos(\theta) \\ I_\beta = I \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Les modules respectif seront :  $V_s = V$  et  $I_s = I$ , sachant que  $V = \sqrt{2}V_{\text{eff}}$  et  $I = \sqrt{2}I_{\text{eff}}$

nous aurons pour les valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{\text{eff}} = \frac{I_s}{\sqrt{2}}$$

Si nous exprimons maintenant la puissance :  $P = 3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi)$ .

La puissance vaudra :  $P = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cos(\varphi)$ .

Avec  $k = \frac{2}{3}$  les amplitudes des tensions et des courants sont conservée mais ce coefficient n'est pas conservatif pour la puissance.

### 2.2.2 Utilisation de $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Dans ce cas la relation (2.2) donne :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Les amplitudes des grandeurs électriques sont multipliés par  $\sqrt{\frac{3}{2}}$ .

Comme précédemment, en régime triphasé sinusoïdale nous aurons :

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \cos(\theta) \\ V_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ Et } \begin{cases} I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot \cos(\theta) \\ I_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ soit ici } V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} V \text{ et } I_s = \sqrt{\frac{3}{2}} I$$

Nous aurons donc pour les valeurs efficaces des courants et des tensions :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_s}{\sqrt{3}} \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$$

Si nous exprimons la puissance  $P = 3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi)$  nous aurons :

$$P = V_s \cdot I_s \cos(\varphi).$$

Avec  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  les amplitudes des tensions et des courants sont multipliées par un facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  par contre ce coefficient est conservatif pour la puissance.

### 3. PASSAGE D'UN REPERE DIPHASE VERS UN REPER TRIPHASE.

Ici nous allons nous intéresser au passage inverse de celui que nous venons de voir, cette transformation s'appuie sur les transformées de **Concordia** et de **Park** vue précédemment.

#### 3.1. Passage des coordonnées $\alpha, \beta$ vers un système triphasé.

A partir (1.5) en inversant la matrice  $C_{23}$  nous aurons :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot c_{23}^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot c_{23}^t \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot c_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Sachant que les matrices de transformation de **Concordia** et de **Park** sont orthogonales. Leur inverses sont égale à leur transposées.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Si nous prenons  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , nous pouvons vérifier qu'avec le vecteur

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$

calculé précédemment on trouve évidemment le vecteur initial

$$X \cdot \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

### 4. PASSAGE DIPHASE DEPHASE :

#### 4.1 Passage $\alpha$ - $\beta$ vers le repère d-q.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

#### 4.2 Passage d-p vers le repère $\alpha$ - $\beta$ .

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

### 5. CHOIX DU REPERE DE REFERENCE : [4]

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

### 5.1. Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$ :

Ce système d'axes est immobile par rapport au stator ( $\omega_s = 0$ ).

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ U_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \psi_{r\beta} \omega_r \\ U_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\alpha} \omega_r \end{cases} \quad (I.30)$$

Les tensions dans ce système varient en fonction du temps comme des grandeurs sinusoïdales.

Le courant  $i_{s\alpha}$  dans ce système est un courant réel d'une phase statorique.

C'est un avantage pour ces systèmes réels. Ce système d'axes puisqu'il ne nécessite pas une transformation vers le système réel. Ce système peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator. L'utilisation de ce système est possible pour les machines à courant alternatif et les transformateurs.

### 5.2. Le système d'axes $\{d,q\}$ :

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$ , ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ ). Il faut passer au système d'axes  $\{d,q\}$  en prenant  $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$  et en remplaçant les indices U et V par d,q :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_r \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} - \psi_{sd} \omega_r \\ U_{sd} = U_{ms} \cos[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \\ U_{sq} = U_{ms} \sin[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ U_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \\ U_{rd} = U_{mr} \cos(\omega_{or}t + \theta_{or}) \\ U_{rq} = U_{mr} \sin(\omega_{or}t + \theta_{or}) \end{cases} \quad (I.31)$$

Le système d'axes  $d,q$  est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor. Pour la machine asynchrone la fréquence du rotor  $f_{or}$  et la vitesse angulaire du champ rotorique

$\omega_{or} = 2\pi f_{or}$  sont nulles. Par conséquent, les tensions et les courants du rotor sont des paramètres continus.

### 5.3. Le système d'axes {XY} :

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

Ce système d'axe est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique.

Les équations de la machine électrique généralisée sur les axes X, Y sont :

$$\begin{aligned}
 U_{sx} &= i_{sx}R_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \psi_{sy}\omega_{os} \\
 U_{sy} &= i_{sy}R_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \psi_{sx}\omega_{os} \\
 U_{rx} &= i_{rx}R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \psi_{ry}(\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \\
 U_{ry} &= i_{ry}R_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + \psi_{rx}(\omega_{\text{coor}} - \omega_r)
 \end{aligned} \tag{I-32}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 U_{sx} &= U_{ms} \cos \theta_{os} \\
 U_{sy} &= U_{ms} \sin \theta_{os} \\
 U_{rx} &= U_{mr} \cos[\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os}] t + \theta_{or}] \\
 U_{ry} &= U_{mr} \sin[\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os}] t + \theta_{or}]
 \end{aligned}$$

L'utilisation du système d'axes X, Y est recommandées pour étudier les machines asynchrones à commande fréquentielle car les tensions du stator sont des tensions continues et ne dépendent pas de fréquence du réseau.

Système d'axes de coordonnées pour l'étude des phénomènes transitoires dans les machines électriques dépend des conditions du problème posé.

## 6. REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL :

La modélisation de ce types de moteur est traitée dans la majorité des cas dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ ) lié au stator ( $\omega_{\text{coor}} = 0$ ). Le système d'équations est de la forme :

$$\left\{ \begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\
 U_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\
 0 &= U_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \omega_r \\
 0 &= U_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \psi_{r\alpha} \omega_r
 \end{aligned} \right. \tag{I.33}$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{aligned}
 \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\
 \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\
 \psi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\
 \psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}
 \end{aligned} \right. \tag{I.34}$$

En introduisant les expressions des flux (I.34) dans le système (I.33) celui-ci devient :

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta}) \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (I.35)$$

Le système d'équations (I.35) peut être exprimé sous la forme :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [U] \quad (I.36)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [U] = [U_{s\alpha} U_{s\beta} 0 0]^t.$$

A partir de l'expression (I.36) on peut écrire

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[U] \quad (I.37)$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état

$\frac{dX}{dt} = AX + BU$ , avec :  $A = [L]^{-1}[R]$ ;  $B = [L]^{-1}$  et  $[R] = [R_1] + \omega_r [R_2]$ , où

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} [R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}$$

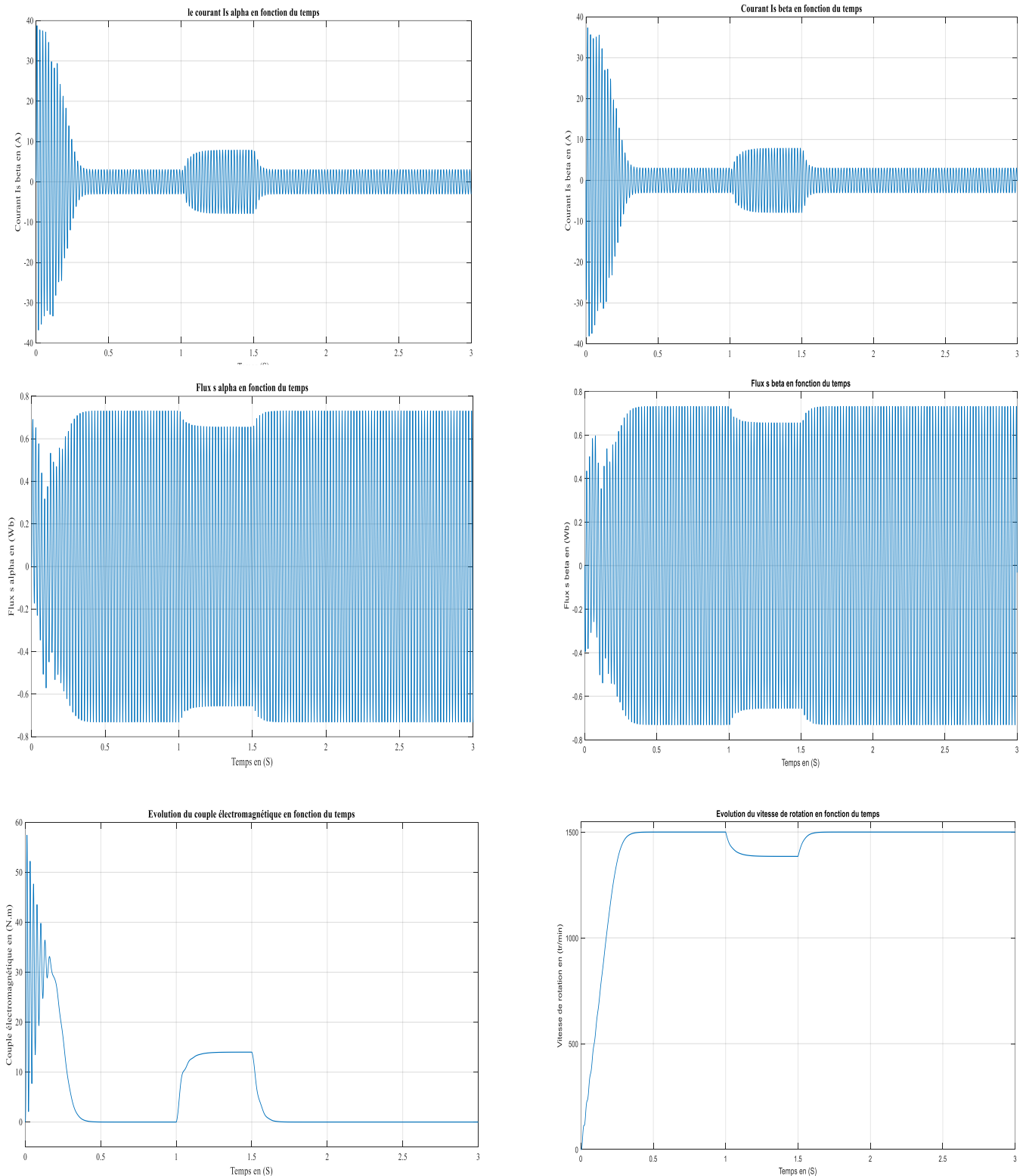
Afin d'étudier les phénomènes transitoires avec une vitesse rotorique variable (démarrage, freinage, variation de charge), il faut compléter le modèle par les équations du mouvement :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.38)$$

Et celui du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p M (i_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - i_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (I.39)$$

### 7. Résultats de simulation :



**Figure I- 2:** Résultats de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau.

#### 7.1 Interprétation des résultats de la simulation :

La figure (I-2) représente les résultats obtenus par la simulation numérique de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 230/400V, 50 HZ l'examine des courbe permet de constater.

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives importantes, mais qui dépassent dans un temps relativement lent (environ 0.5 s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Après le régime transitoire les flux statoriques ( $\Psi_{s\alpha}$ ,  $\Psi_{s\beta}$ ) prennent les formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (0.76 Wb).

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes au premier instantes de démarrage des battements importants puis se stabilise à zéro, une perturbation du couple (de  $t = 1s$  à  $t = 1.5s$  ;  $C_r = 20Nm$ ) est appliquée à l'arbre de moteur, la valeur du couple électromagnétique augmente avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très forte. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de moteur. On remarque également que le flux statorique subit une chute significative causée par le glissement avec l'annulation du couple résistant le couple électromagnétique s'annule également pendant un temps relativement lent.

## 7.2. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a passé sur les différentes étapes de la modélisation de la machine asynchrone à partir de la transformation triphasé-biphasé (transformation de Park) jusqu'à l'établissement du modèle final de la machine à induction et on a visualisé son comportement en point final.

Les résultats de simulation obtenus apparaissent satisfaisants, répondant à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur le réseau standard d'une machine asynchrone.

Dans le prochain chapitre, on se consacre pour présenter la commande directe du couple (DTC) pour améliorer les performances de la MAS, minimiser le temps de réponse et le dépassement en régime transitoire et la correction de vitesse de rotation en régime permanent d'une part. Et réduire les harmoniques dans le couple par l'utilisation des différents onduleurs multiniveaux (2, 3 et 5 niveaux).



*Chapitre II*

*Commande  
par DTC classique*

*Commande  
par DTC classique*

## II Chapitre : 02 La commande par DTC classique.

### II-1-Introduction :

Le contrôle direct du couple (DTC ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque (and Flux) control» est basée sur l'orientation du flux statorique, cette méthode de commande est apparue dans la deuxième moitié des années 80 (exactement en 1984), et elle est introduit par : *I. TAKAHASHI* et *M. DEPENBROCK*. La réalisation opérationnelle de contrôle direct de couple 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. [8]

Les méthodes de commande directe du couple «DTC» consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculés du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de cosigne [1].

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct de couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus avec les différents onduleurs multiniveaux (2,3 et 5 niveaux).

### II-1-Principe de la commande directe du couple :

Le principe est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par les régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs. [9]

Cette méthode de commande a pour avantages [3] :

- ✓ De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- ✓ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

- ✓ La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients :

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

### II-3-Contrôle du vecteur flux statorique :

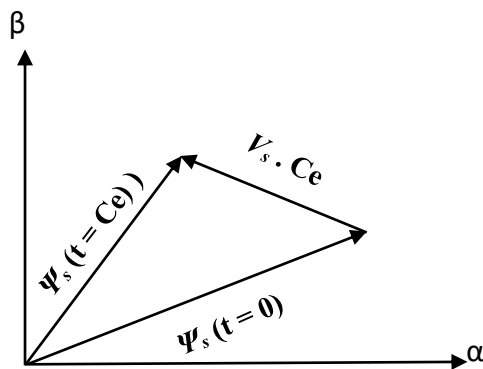
La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans le repère fixe ( $\alpha$ - $\beta$ ).

$$\frac{d\psi_s}{dt} = V_s - R_s I_s \quad (\text{II-01})$$

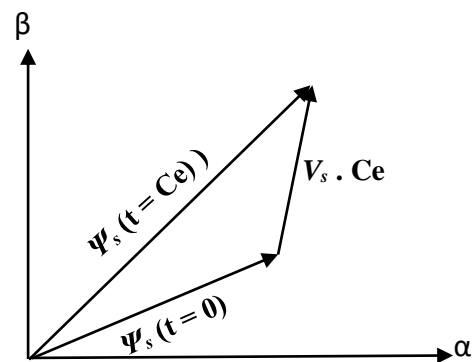
Sur l'intervalle  $[0, T_e]$ , si pour simplifier on considère le terme  $R_s I_s$  comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), (II-2) :

$$\psi_s(T_e) = \psi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta \psi_s \quad (\text{II-02})$$

On constate alors que l'extrémité des vecteurs flux statorique se déplace de long d'un droit d'axe colinéaire à celui du vecteur de tension imposé par l'onduleur de tension à la machine [1].



**Figure II- 1 [1] :** Application d'un vecteur de tension statorique qui permet de déterminer le module de flux statorique



**Figure II- 2 [1] :** Application d'un vecteur de tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le secteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur de flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur référence constant. Cette conclusion est illustrée par la figure (II.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintenir le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.

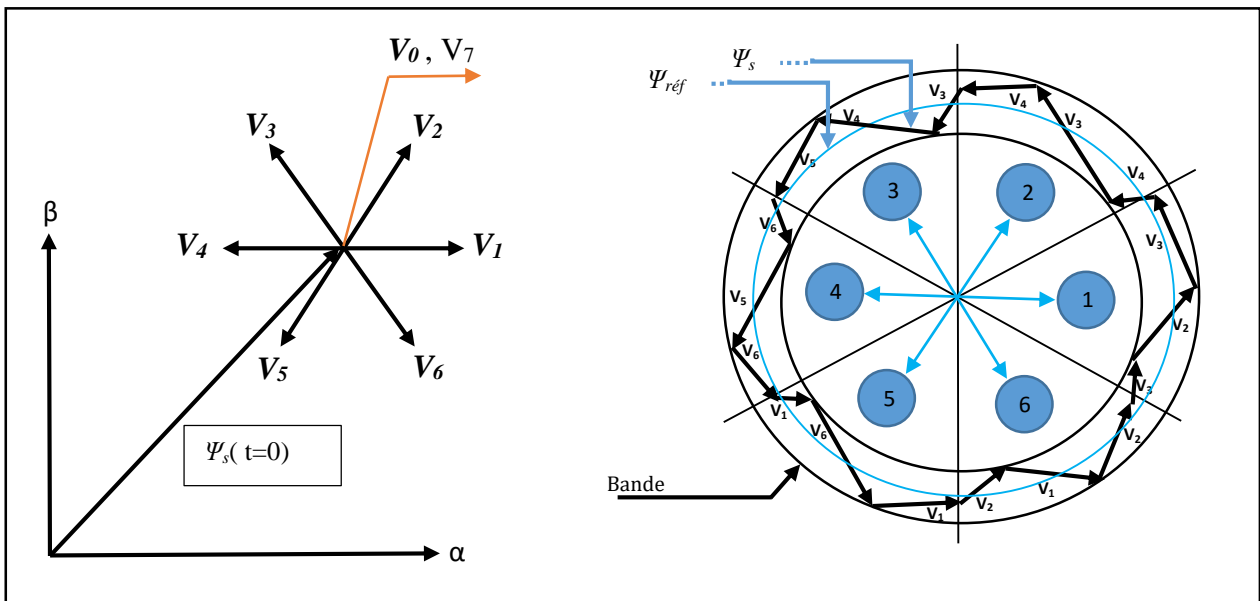


Figure II- 3: Contrôle du couple électromagnétique de la machine

### II-4-Contrôle du couple électromagnétique de la machine [1] :

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

$$C_{em} = K \cdot \Im_m[\Psi_s \cdot \Psi_r] \tag{II-03}$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$k = P \cdot \frac{M_{sr}}{\delta L_s L_r} \tag{II-04}$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \Psi_s = [\Psi_s \cdot \theta_s] = \Psi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \Psi_r = [\Psi_r \cdot \theta_r] = \Psi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \tag{II-05}$$

Ou  $\Psi_{s0}$  et  $\Psi_{r0}$  sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant  $t=0$ .

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence  $\Psi_{sréf}$ , on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \Psi_{sréf} \cdot \Psi_{r0} \cdot \sin(\gamma_0) \quad (\text{II-06})$$

$$\text{Avec : } \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II-07})$$

Lors de l'application d'un vecteur de tension "active" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\Psi_s = \Psi_{sréf} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (\text{II-08})$$

$$\text{Ou : } \Delta\theta_s = (\omega_s + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (\text{II-09})$$

Et  $t$  désigne l'instant qui suit l'instant d'application du vecteur de tension non nul.

De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\Psi_r = (\Psi_{r0} + \Delta\Psi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (\text{II-10})$$

$$\text{Avec : } \Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (\text{II-11})$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique. On peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active,  $\Delta\Psi_r$  et  $\Delta\theta_r$  sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s0}) \cdot (t - t_0) \quad (\text{II-12})$$

Le contrôle du couple dépend directement du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

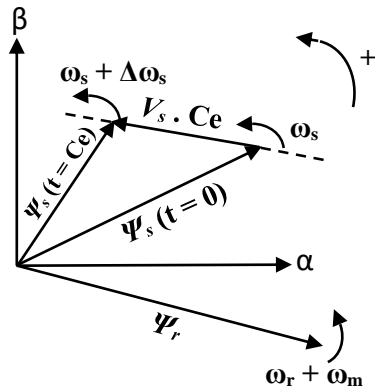


Figure II- 5 [1] : Evolution du couple électromagnétique pour une variation de rotation

$$\Delta \omega_r > 0 \Rightarrow C_e \uparrow \downarrow$$

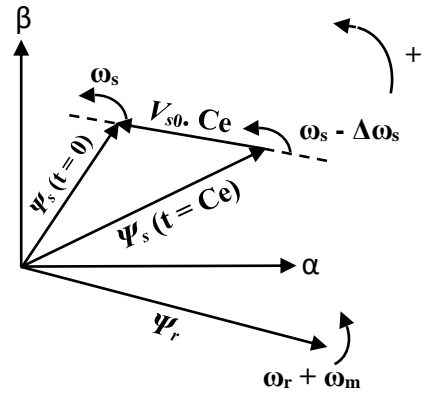


Figure II- 4 [1] : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de vitesse de rotation

$$\Delta \omega_r < 0 \Rightarrow C_e \downarrow$$

### II-5-Sélection du vecteur de tension :

Le vecteur de tension  $V_s$  est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande

- $S_j = 1$  : interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $S_j = 0$  : interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Ainsi, le vecteur de tension  $V_s$  peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \frac{2}{3} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{II-12}$$

Les combinaisons des trois grandeurs  $(S_a S_b S_c) = (1 1 1)$  ou  $(0 0 0)$ , comme le montre la figure (II-6) [2].

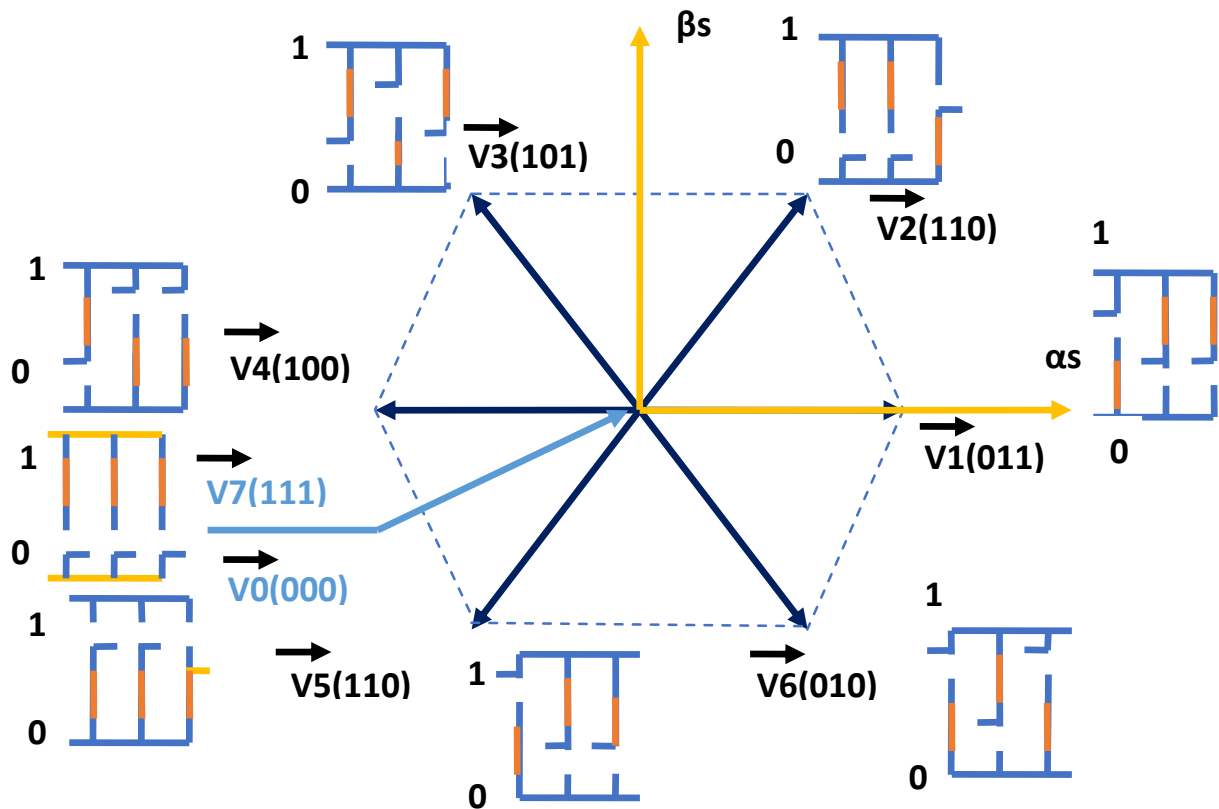


Figure II- 6 [10] : Elaboration des vecteur  $V_s$  ( $S_a S_b S_c$ ) à partir de l'onduleur de tension.

Une sélection appropriée du vecteur de tension  $V_s$  par ( $S_a S_b S_c$ ) permet de déplacer le vecteur de flux  $\Psi_s$  de manière à maintenir son amplitude constant.

Le choix de vecteur  $V_s$  dépend alors :

- De la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\Psi_s$ .
- Le sens de rotation de  $\Psi_s$ .
- L'évolution souhaitée pour le couple.
- De la position de  $\Psi_s$  dans le référentiel du stator.

Ainsi nous pouvons délimiter l'espèce d'évolution de  $\Psi_s$  dans le référentiel du stator en le décomposant en six zones  $Z_i$   $i = [1, 6]$  déterminées à partir des composants du flux dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ )

Lorsque le vecteur de flux  $\Psi_s$  se trouve dans une zone numérotée  $Z_i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension, il s'agit des vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$  ; sur toute la zone  $Z_i$  parcourue par le vecteur de flux statorique, le rôle du secteur de tension  $V_s$  sélectionnée reste le même.

Donc :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\Psi_s$  croit et  $C_e$  croit.
  - Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\Psi_s$  croit et  $C_e$  décroît.
  - Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\Psi_s$  décroît et  $C_e$  croit.
  - Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\Psi_s$  décroît et  $C_e$  décroît.
- Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans une zone de position  $Z_i$  les deux vecteurs de tension  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position de flux  $\Psi_s$  dans le secteur  $i$ .
  - Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\Psi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux  $\Psi_s$  reste inchangée.

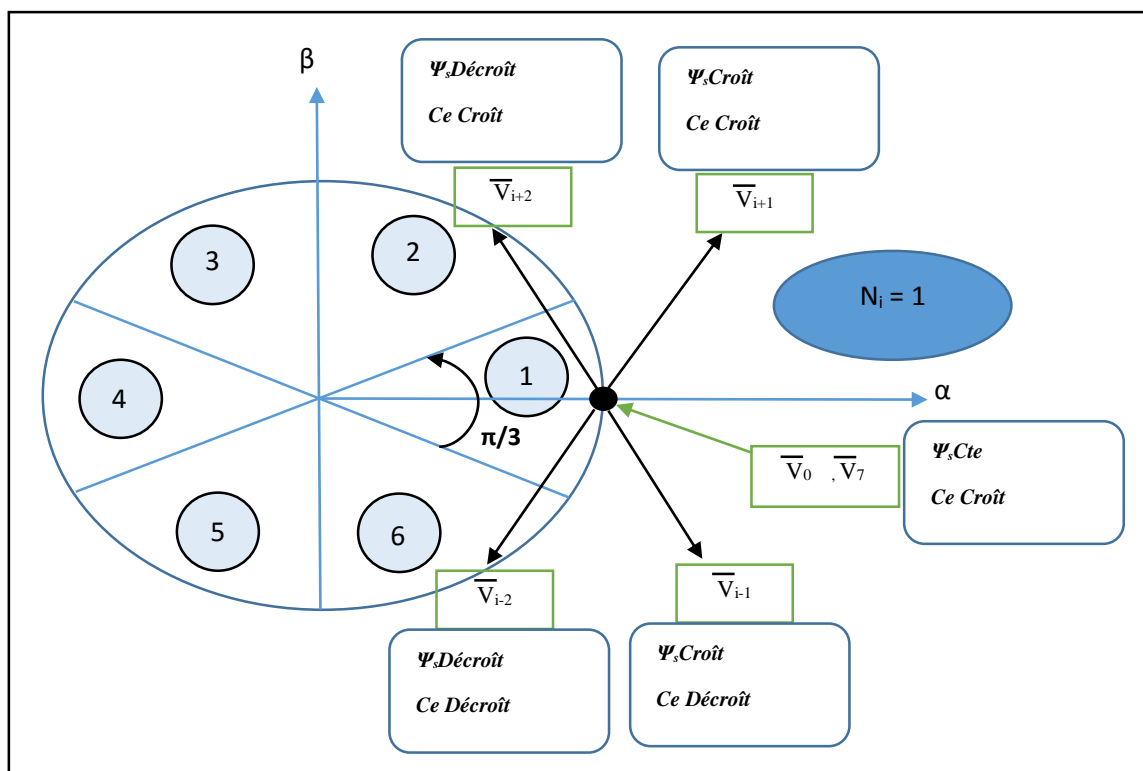


Figure II- 7 [2] : Sélection du vecteur de tension selon la zone  $N=i$

### II-6-Estimation du flux statorique :

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude statorique. Ainsi, à partir de l'expression (I.30), on établira la décomposition du vecteur flux  $\Psi_s$ , suivant les axes  $(\alpha-\beta)$ , soit [2] :

$$\Psi_s = \Psi_{\alpha s} + j\Psi_{\beta s} \quad (II-13)$$

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha s} = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s I_s) dt \\ \Psi_{\beta s} = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s I_s) dt \end{cases} \quad (II-14)$$

On obtient les tensions composées  $V_{\alpha s}$  et  $V_{\beta s}$ , de  $V_s$ , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande  $(S_a S_b S_c)$ , et en utilisant la transformation de **CLARCK**, on obtient :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{2}{3} \left( V_a - \frac{1}{2} (V_b + V_c) \right) \\ V_{\beta s} = \frac{\sqrt{3}}{3} (V_b - V_c) \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Les courants  $I_{\alpha s}$  et  $I_{\beta s}$  sont également obtenus par transformation de **CLARCK**, à partir des courants  $I_{as}$ ,  $I_{bs}$  et  $I_{cs}$  mesurés, soit :

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \frac{2}{3} \left( I_a - \frac{1}{2} (I_b + I_c) \right) \\ I_{\beta s} = \frac{\sqrt{3}}{3} (I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2} \quad (\text{II-17})$$

Le secteur  $Z_i$  dans lequel se trouve le vecteur  $\Psi_s$  est déterminé à partir des composants  $\Psi_{\alpha s}$  et  $\Psi_{\beta s}$ .

L'angle  $\theta_s$  détermine la position du vecteur  $\Psi_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Psi_{\beta s}}{\Psi_{\alpha s}} \quad (\text{II-18})$$

## II-7-Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_e = P. (\Psi_{\alpha s} \cdot I_{\beta s} + \Psi_{\beta s} \cdot I_{\alpha s}) \quad (\text{II-19})$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux  $\Psi_{\alpha s}$  et  $\Psi_{\beta s}$ , et les courants  $I_{\alpha s}$  et  $I_{\beta s}$  [7].

## II-8-Elaboration de vecteur de commande :

### II-8-1-Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur de flux dans une couronne circulaire, comme le montre le figure (II-8). la sortie du correcteur, représentée par une variable (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1), ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir [3].

$$|\Psi_{s \text{ ref}} - \Psi_s| \leq \Delta \Psi_s \quad (\text{II-20})$$

Avec :

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

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

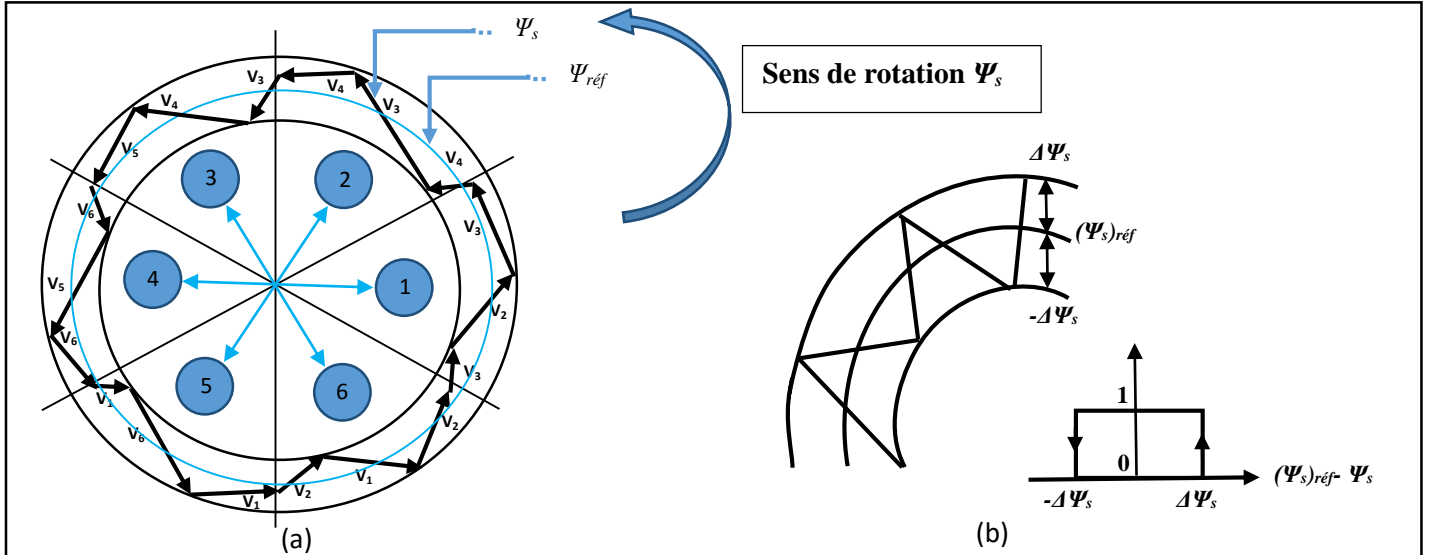


Figure II- 8 [3] : (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux.

(b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### II-8-2-Elaboration de contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans des limites accessibles définies comme suit :

$$|C_{e\text{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e \tag{II-22}$$

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

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

Cependant le couple peut être positif ou négatif selon la rotation de la machine, cela il faut un correcteur à deux ou à trois niveaux [3].

#### II-8-2-a-Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteur de tensions  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  et les vecteur nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer

le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs de tensions nuls [3].

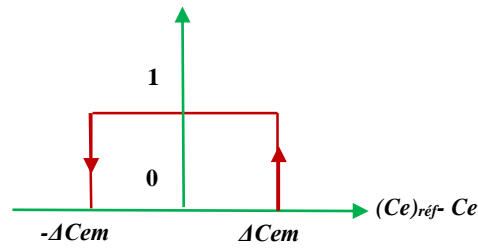


Figure II- 9 [3] : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### II-8-2-b-Contrôleur de couple à trois niveaux:

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation, soit par un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note Ccpl figure (II-9) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ) pour un consigne positive, et ( $C_{cpl}=-1$ ) pour une consigne négative, ou doit être diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet, pour diminuer la valeur de couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique [3].

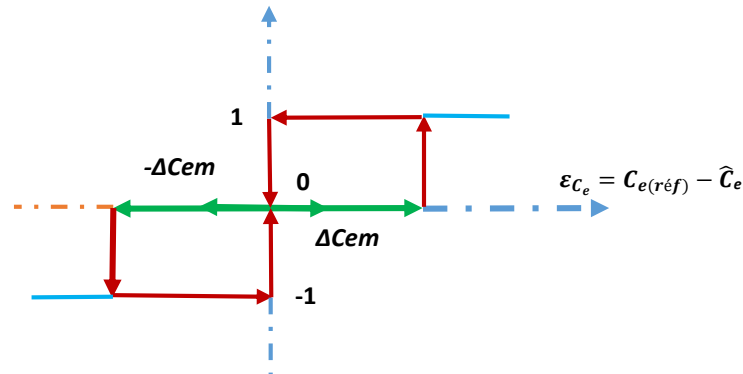


Figure II- 10 [3] : Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

### II-8-3-Table de vérité et structure du DTC

#### II-8-3-a-Elaboration de la table de vérité :

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs Cflx et Ccpl et des zones N de position de  $\Psi_s$  ; comme le montre l'équation (II-18)

L'espace de l'évolution de  $\Psi_s$  dans le référentiel considéré se décompose en 6 zones N (1,...6)

Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que [2] :

$$-\frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \tag{II-21}$$

On trouve bien avec la table de vérité (tableau 1), la formulation de sélection des vecteurs de tensions  $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$  correspondant a une zone  $N=i$  et ceci pour un comparateur à hystérésis à trois niveau

**Tableau II- 1 [1] :** Sélection des tensions  $V_s$  cas d'un onduleur à deux niveaux de tension de type NPC.

N		1	2	3	4	5	6	comparateur	
Cflx=1	Ccpl= 1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2	3
	Ccpl= 0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	niveaux	niveaux
	Ccpl= -1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$		
Cflx=0	Ccpl= 1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2	3
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	niveaux	niveaux
	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$		

En sélection l'un des deux vecteurs nuls  $V_0$  ou  $V_7$  la rotation du flux  $\Psi_s$  est arrêté et entraîne une décroissance du couple  $C_{em}$ . On choisit alternativement  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

### II-9-Structure générale du contrôle direct de couple :

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure (II-11)

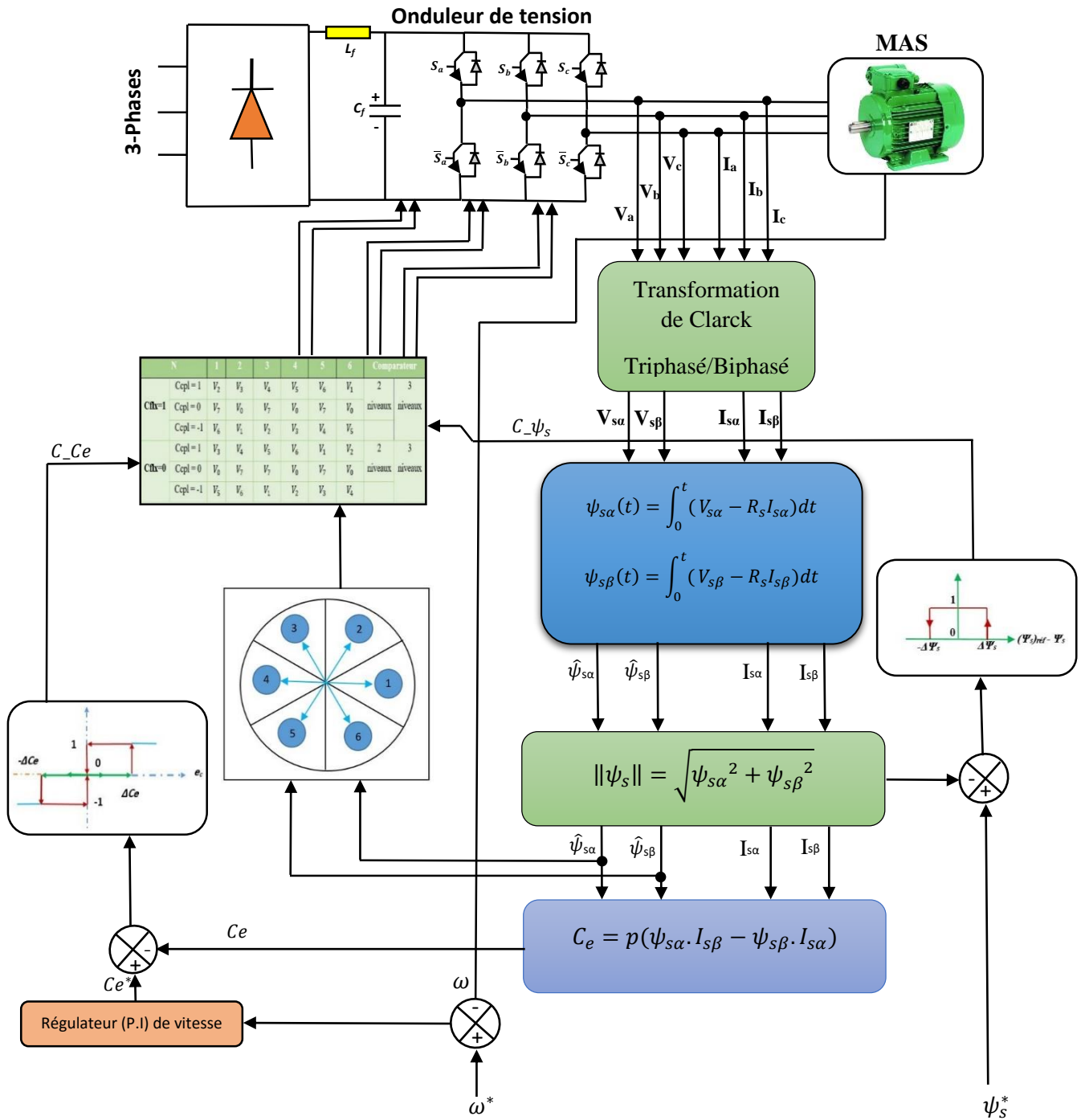


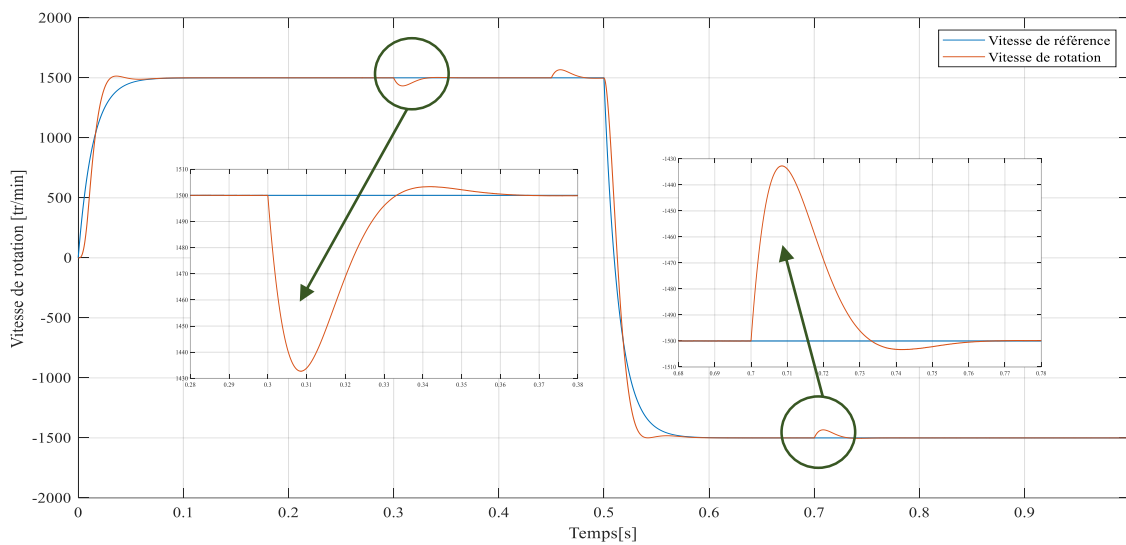
Figure II- 11 [3] : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

### II-10-Le choix de la largeur des bandes d’hystérésis [3] :

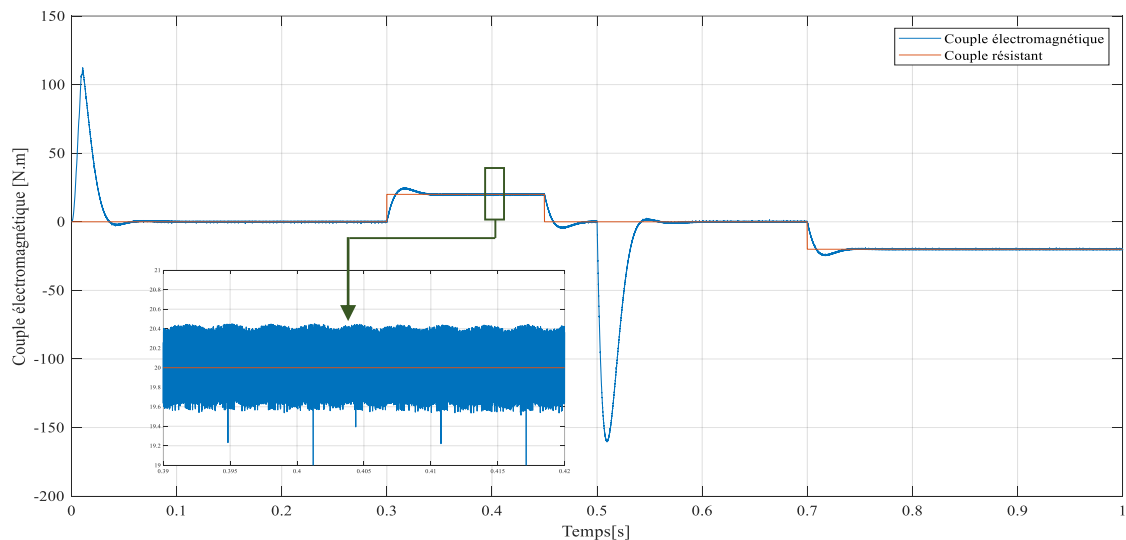
Le choix judicieux de la largeur des bandes d’hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l’essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler ; d’autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l’écart sur les grandeurs (flux ou couple), dépasse la bande permise.

### II-11-Résultats de simulation :

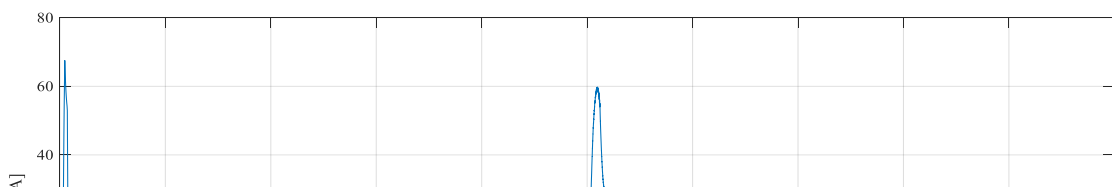
La figure (II-12) présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone de 2.2KW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.



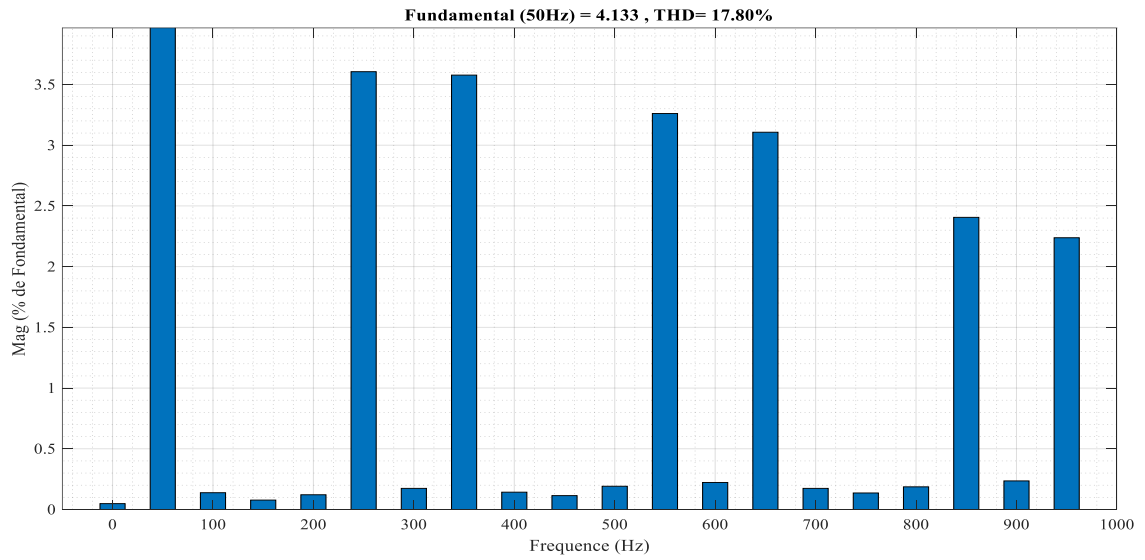
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



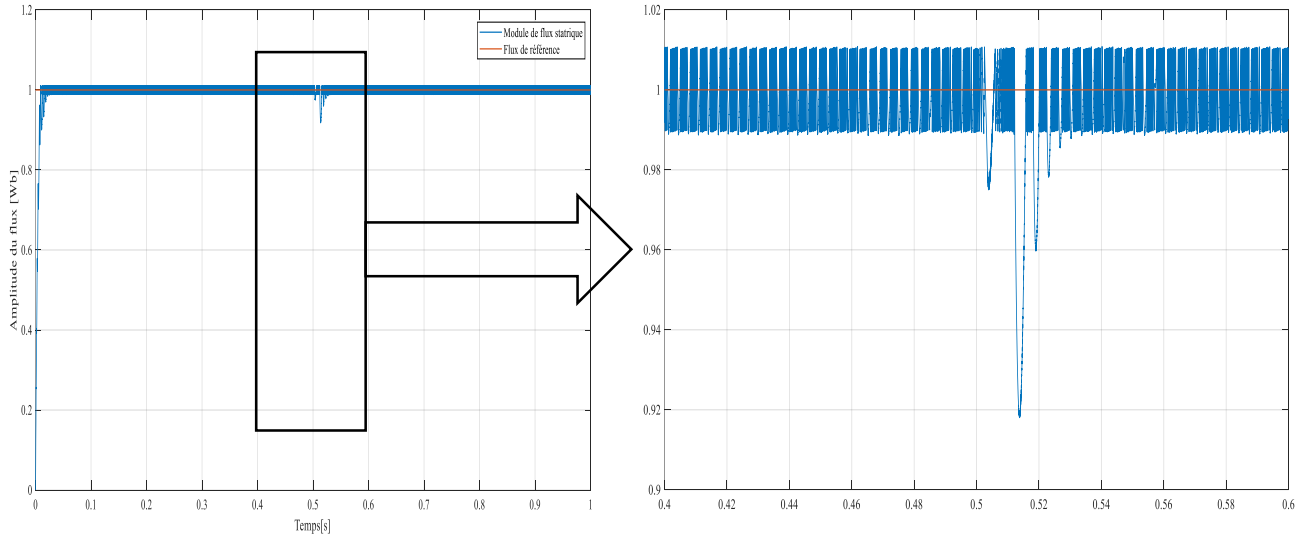
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



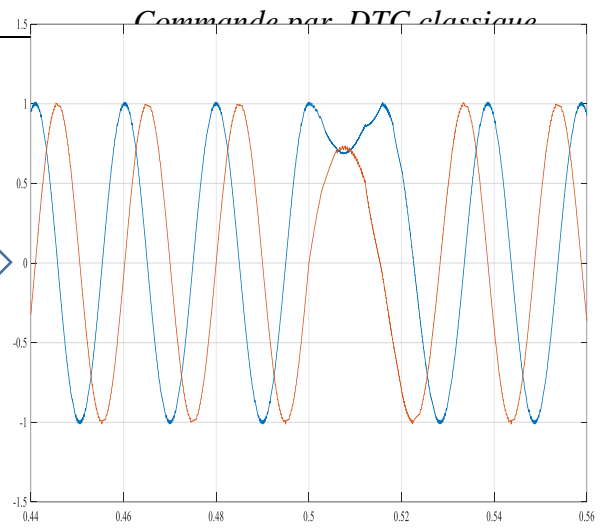
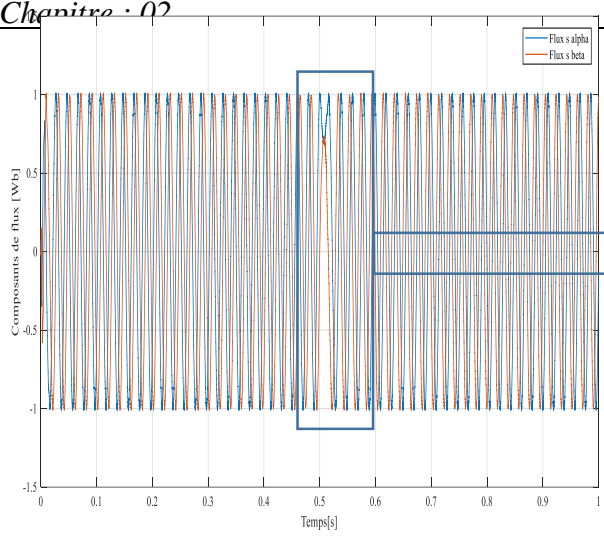
(c) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



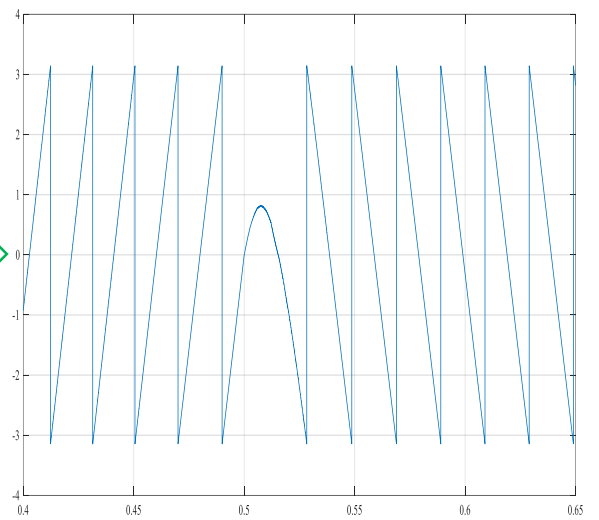
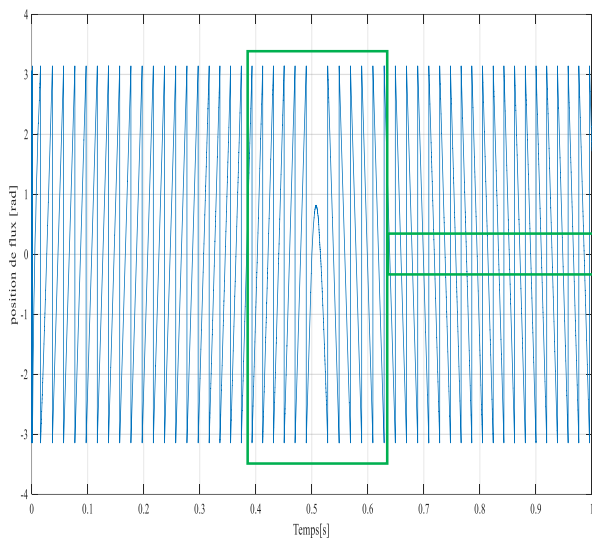
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



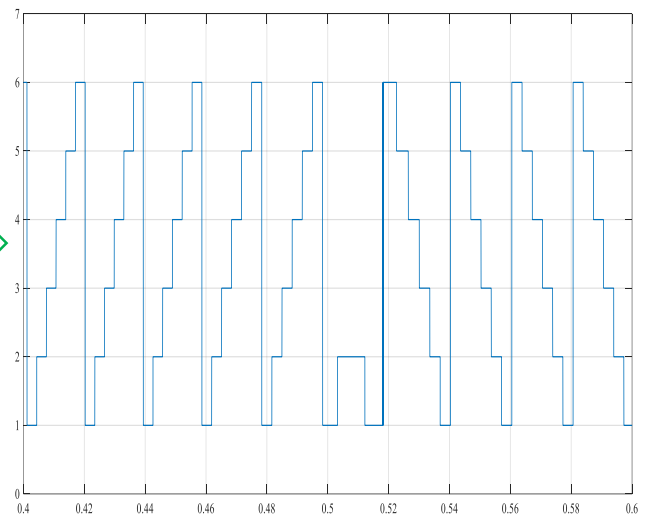
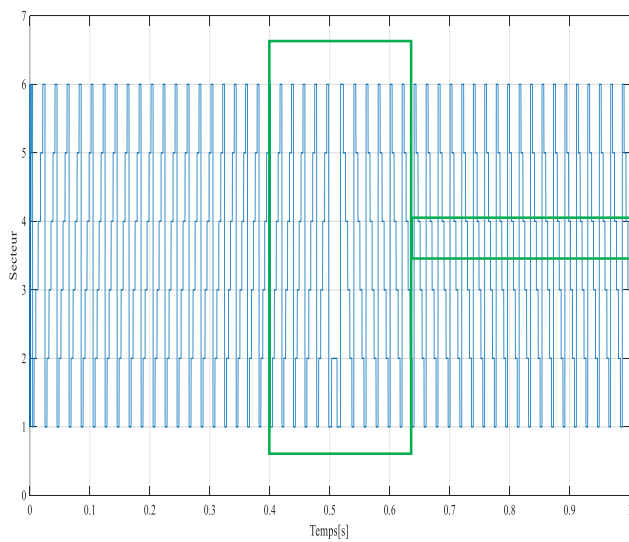
(e) : Evolution de module de flux en fonction du temps.



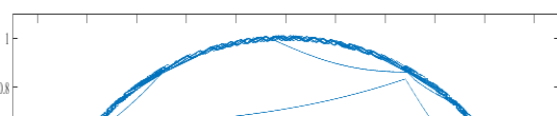
(f) : Variation des composantes du flux statorique en fonction du temps.

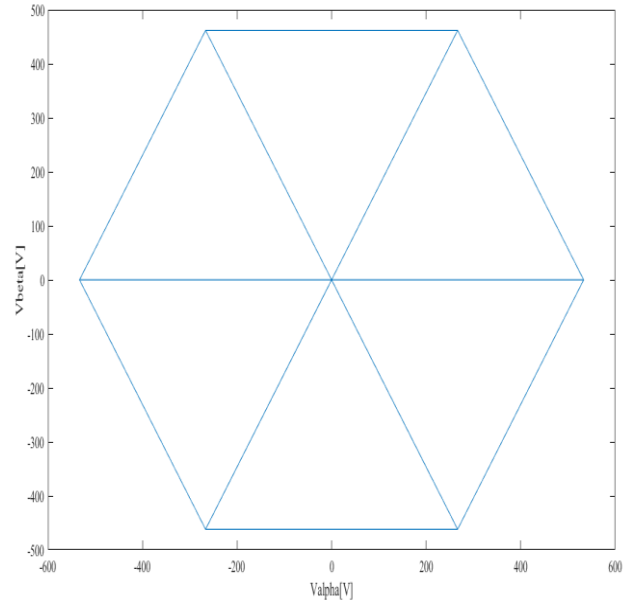


(g) : Variation du positon du flux statorique en fonction du temps.



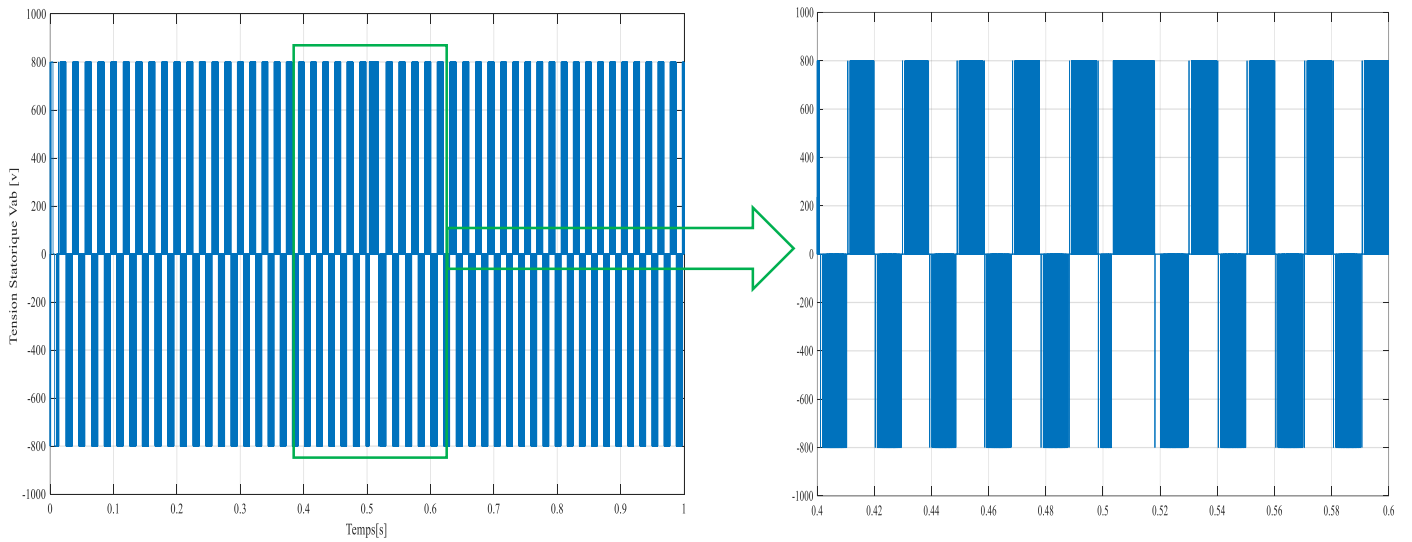
(h) : évolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.





(j) : Trajectoire du vecteur de tension

(i): Trajectoire du vecteur de flux statorique



(k) : Tension composé Vab

**Figure II- 12:** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux.

## II-10-Interprétation des résultats :

La figure (II-12) représente les résultats de simulation de DTC classique appliquée avec un onduleur de tension à deux niveaux d'où on peut constater les remarques suivantes :

- ❖ la figure (II.12.a) montre la progression de la vitesse. sans charge, nous constatons la vitesse après (0.07s) se stabilise à sa valeur de référence .Avec l'application du couple résistant positif (20N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0Nm), la vitesse diminue ou augmente, mais toujours elle essaye de suivre sa consigne à cause de régulateur de vitesse.
- ❖ La figure (II.12.b), permet de constater l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.07s), suivi d'une application d'un couple de charge nominal de (20N.m) à 0.3 (sec) , puis à vide (0.45 s) , à l'instant 0.5 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-160Nm) et retourne vers sa valeur de consigne en fin, on a appliqué un couple de charge (20N.m) à 0.7 (sec).
- ❖ La figure (II.12.c) montre le signale du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 70A, et puits il se stabilise à la valeur 6A. Après l'application du couple résistant positif (20Nm) ou (-20Nm) le courant se stabilise environ à 8A.  
Après l'inversement du sens de rotation le courant atteint environ (60A).
- ❖ La figure (II.12.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC à onduleur à deux niveaux, ainsi leur valeur de THD (17.8%) on peut la considérer comme raisonnable pour l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux.
- ❖ La figure (II.12.e) montre la réponse du module de flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1 Wb) dans une bande fixe (0.01wb).

Le n'est pas affecté par la variation de la charge, la seul affectation est à l'instant de l'inversement de la vitesse.

- ❖ La figure (II.12.i) montre que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ❖ La figure (II.12.j) illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à deux niveaux.

Le régulateur PI présente une robustesse vis-à-vis la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui entrainer des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple, la vitesse et le flux suivent parfaitement ses valeurs de consigne.

Nous remarquons la présence des fluctuations sur l'allure du couple électromagnétique à cause des harmoniques.

**II-11-Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC [2] :**

Le schéma général d'un onduleur à 3 niveaux de tension de structure dite neutre «clamp» (NPC) est donné par la figure (II-13)

Par combinaison des quatre interrupteurs (considérons parfaits) d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes :

$$\begin{aligned}
 (0,0,1,1) &\rightarrow -\frac{U_c}{2} \\
 (0,1,1,0) &\rightarrow 0 \\
 (1,1,0,0) &\rightarrow \frac{U_c}{2}
 \end{aligned}
 \tag{II-22}$$

On définit alors trois grandeur booléennes de commande  $S_i$  ( $i=a,b,c$ ), telles que :

$$\begin{aligned}
 S_i = -1 &\rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,0,1,1) \\
 S_i = 0 &\rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,1,1,0) \\
 S_i = 1 &\rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1,1,0,0)
 \end{aligned}
 \tag{II-23}$$

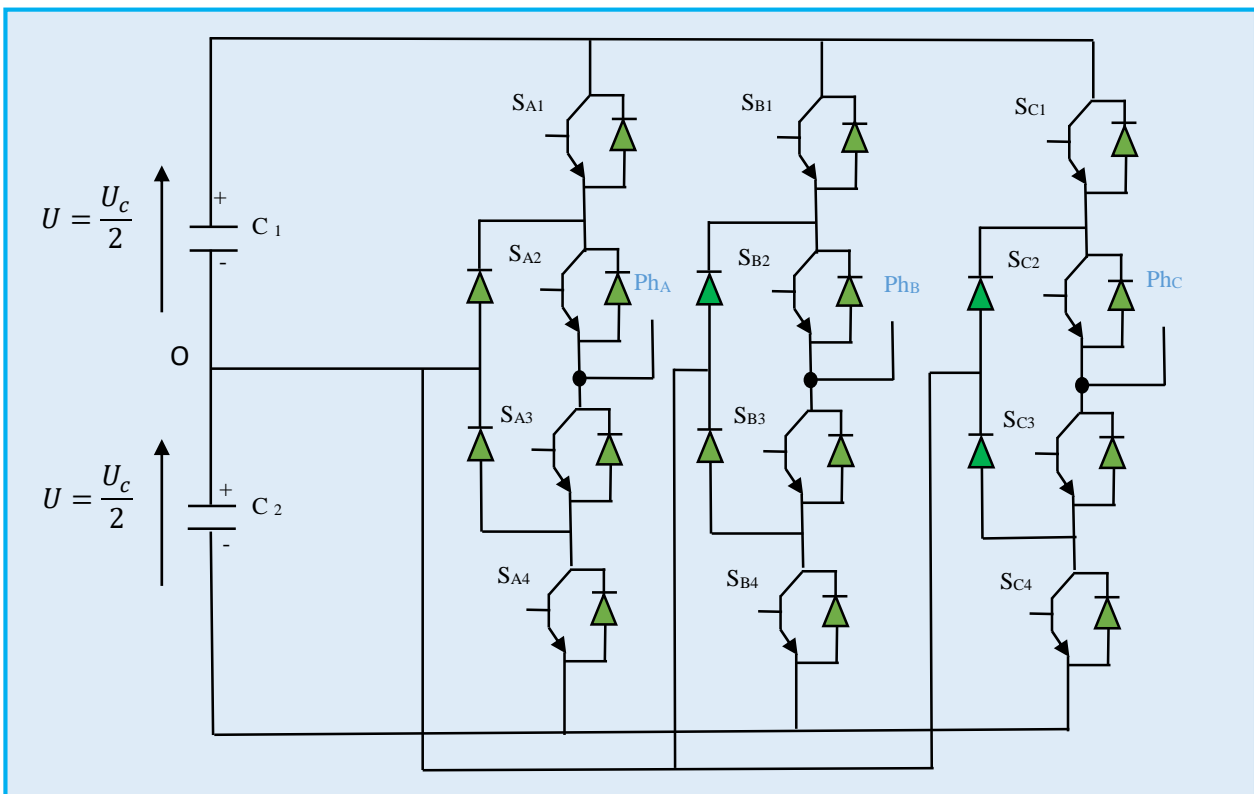


Figure II- 13 [2] : Onduleur de tension de type NPC à trois niveaux.

De ce fait, et contrairement à l'onduleur à deux niveaux qui ne peut fournir que huit vecteurs de tension dont deux nuls, l'onduleur à trois niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls figure (II-14)

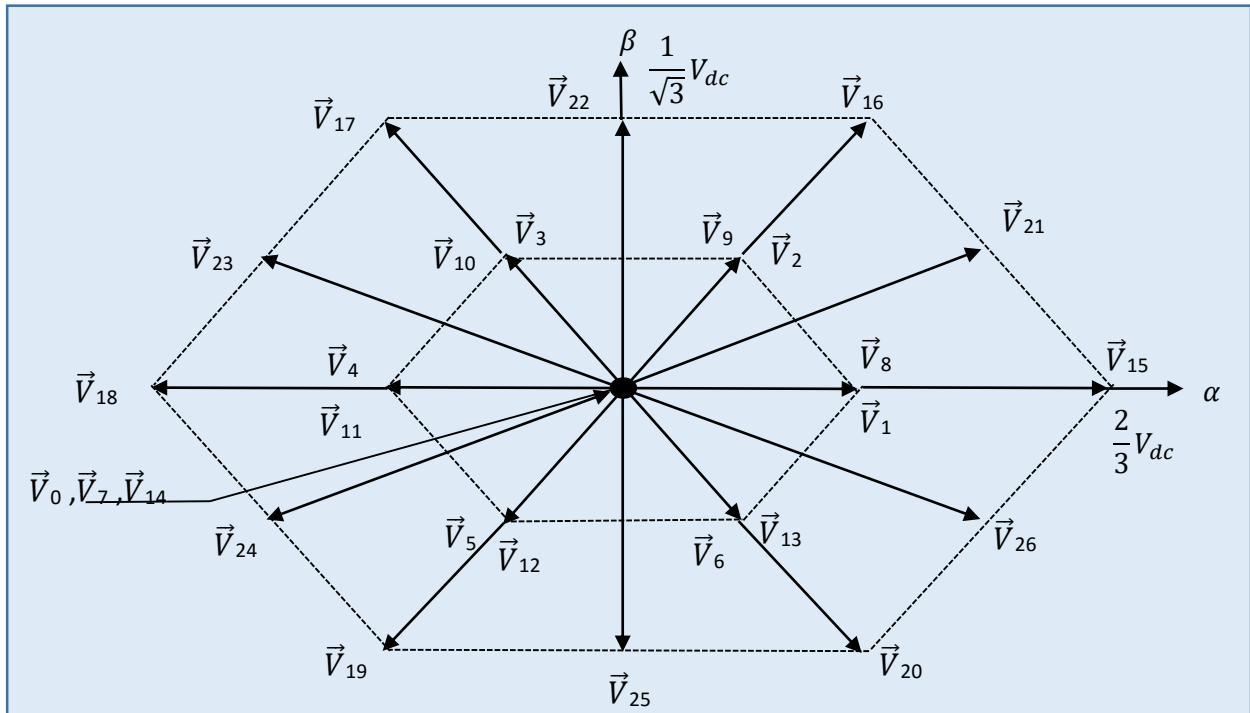


Figure II- 14 [2] : Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur  $V_s$  correspondant aux 19 valeurs différentes du vecteur de tension  $V_s$ , peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le tableau 2.

Tableau II- 2 [2] : Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux

"tension nulle"	$V_0$		$V_7$		$V_{14}$	
	(0,0,0)		(1,1,1)		(-1,-1,-1)	
"demi tension"	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)
"plein tension"	$V_8$	$V_9$	$V_{10}$	$V_{11}$	$V_{12}$	$V_{13}$
	(0,-1,-1)	(0,0,-1)	(-1,0,-1)	(-1,0,0)	(-1,-1,0)	(0,-1,0)
"tension intermédiaire"	$V_{15}$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{18}$	$V_{19}$	$V_{20}$
	(1,-1,-1)	(1,1,-1)	(-1,1,-1)	(-1,1,1)	(-1,-1,1)	(1,-1,1)
"tension intermédiaire"	$V_{21}$	$V_{22}$	$V_{23}$	$V_{24}$	$V_{25}$	$V_{26}$
	(1,0,-1)	(0,1,-1)	(-1,1,0)	(-1,0,1)	(0,-1,1)	(1,-1,0)

L'espace d'évolution de  $\Psi_s$  dans le référentiel considéré se décompose en 12 zones  $N$  ( $1, \dots, 12$ ) ce choix est détecté par souci d'un contrôle plus rigoureux et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \quad (II-24)$$

L'erreur  $\epsilon_{\psi}$  entre le flux de référence et sa valeur estimée, sert pour entrer a un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II-15-a) de même, l'erreur  $\epsilon_{cem}$  entre la référence du couple et sa valeur estimée, sert pour entrer un comparateur à hystérésis à deux bande supérieures et deux bandes inférieures figure (II-15-b). la sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe Cflx ou Ccpl indique directement si l'amplitude du flux ou de couple doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées  $\Delta C_{em1}$ ,  $\Delta C_{em2}$ ,  $\Delta \Psi_s$

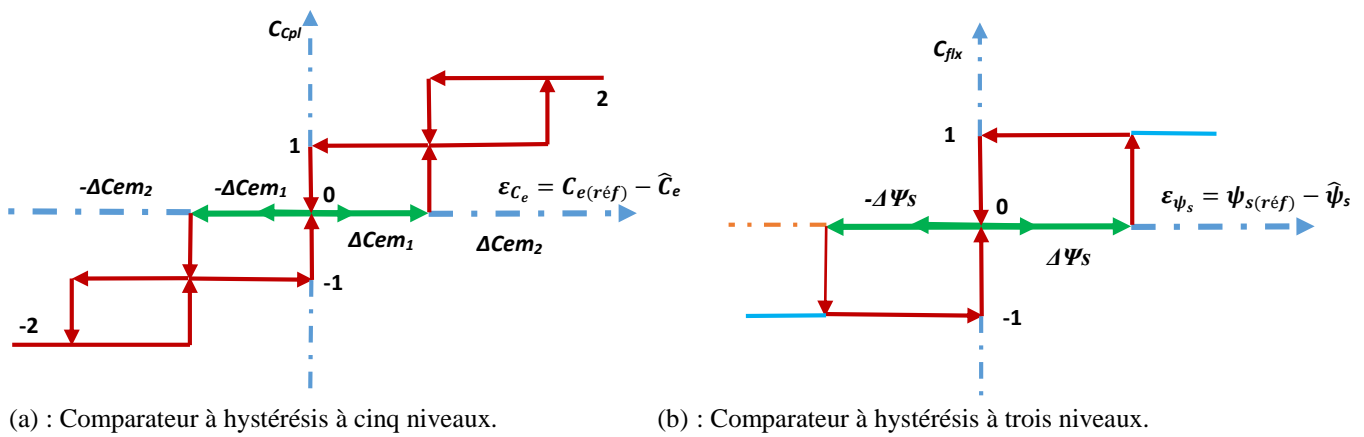


Figure II- 15 [3] : Blocs d'hystérésis

- (-2) grandeur fortement diminuer
- (-1) grandeur diminué
- (0) maintenir
- (+1) grandeur augmenté
- (+2) grandeur fortement augmenter

De là, une nouvelle table (tableau 3) est déduite donnant une relation directe entre  $N, C_{flux}$  et  $C_{cpl}$  et les ordres de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) de l'onduleur à trois niveaux de tension et les paramètres de sortie.

Cette table est valable dans deux sens de rotation de la machine

**Tableau II- 3** [2] : Sélection des tensions  $V_s$  cas d'un onduleur trois niveaux de tension de type NPC.

Secteur													
$C_{flx}$	$C_{cpl}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
+1	+2	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$
	+1	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$
	0	Vecteur nul											
	-1	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$
	-2	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$
-1	+2	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$
	+1	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$
	0	Vecteur nul											
	-1	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$
	-2	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$
0	+2	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$
	+1	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$
	0	Vecteur nul											
	-1	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_{25}$
	-2	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$

### II-12-Structure générale du contrôle direct de couple :

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure (II-11)

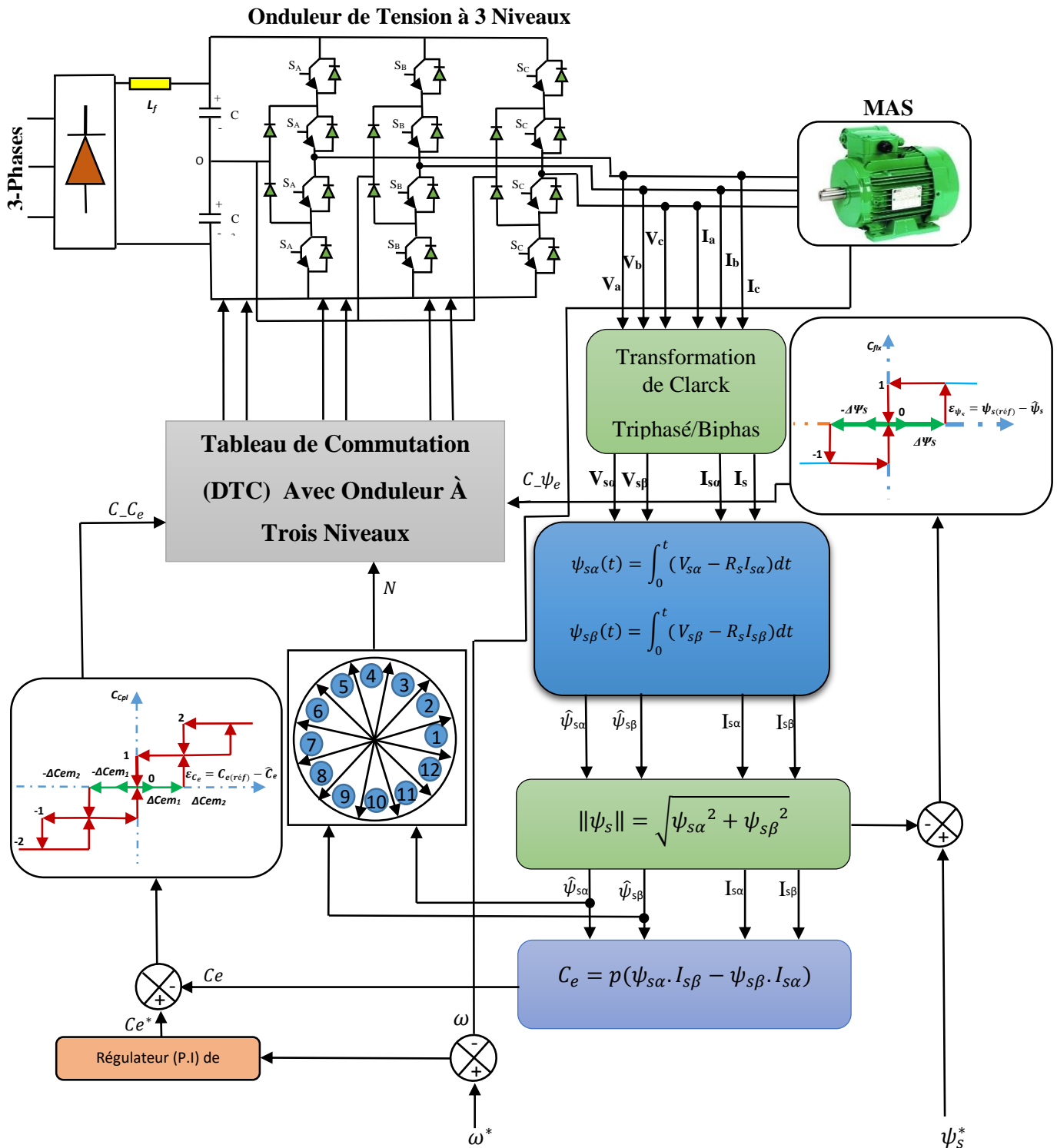
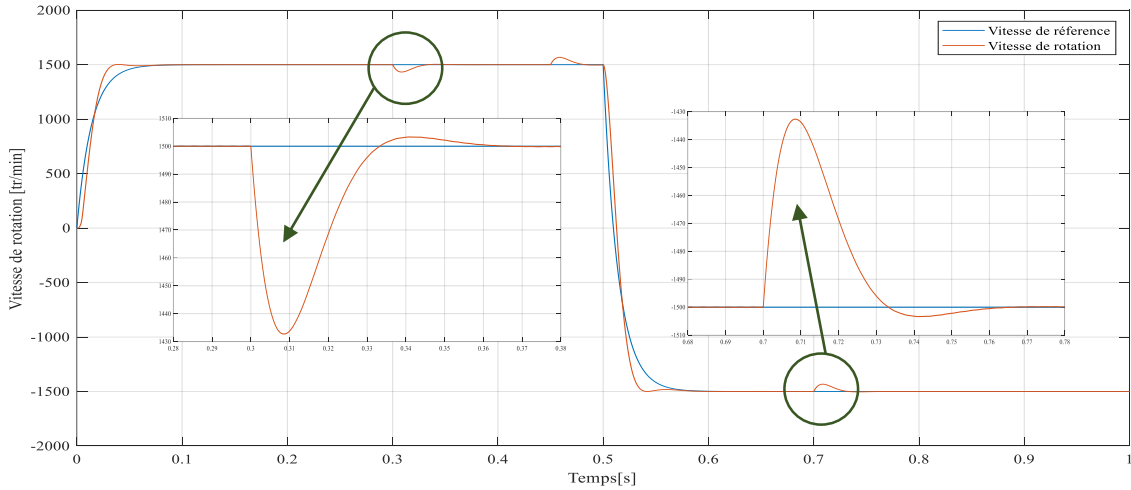
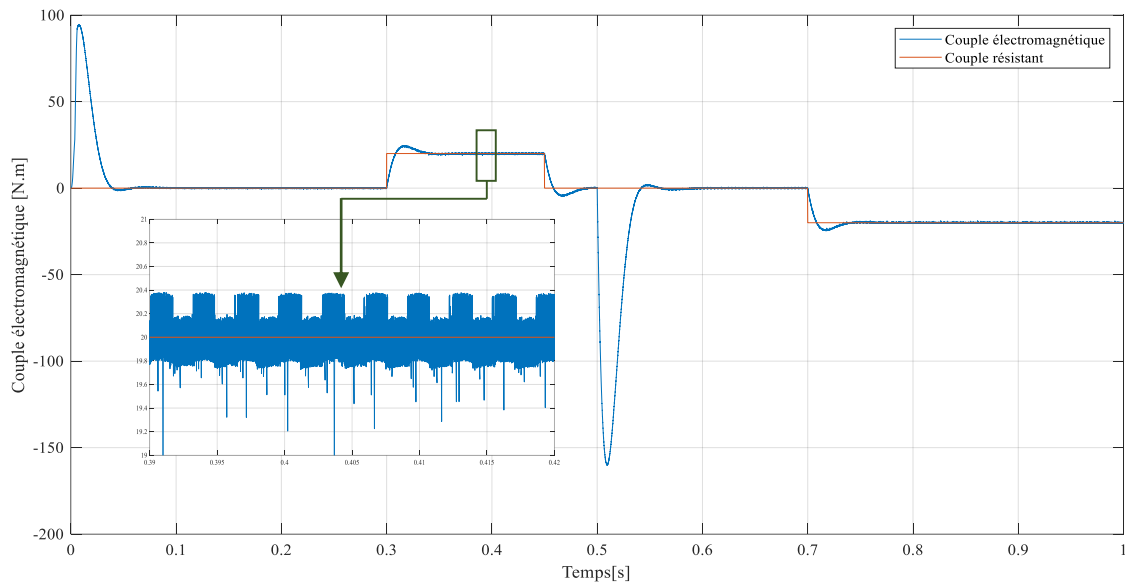


Figure II- 16 : Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux.

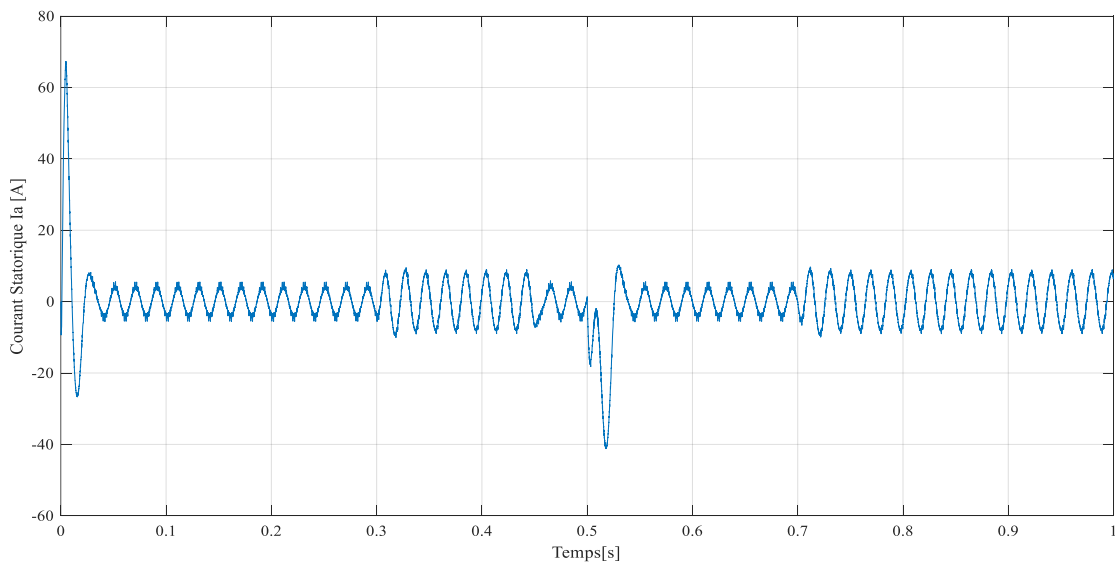
II-13-Résultats de simulation :



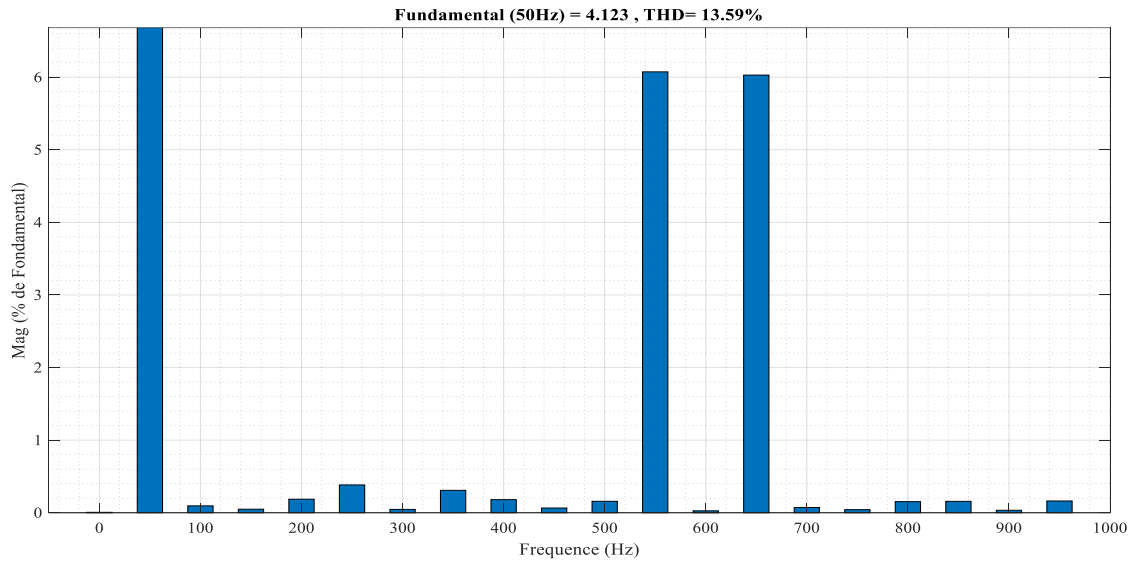
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



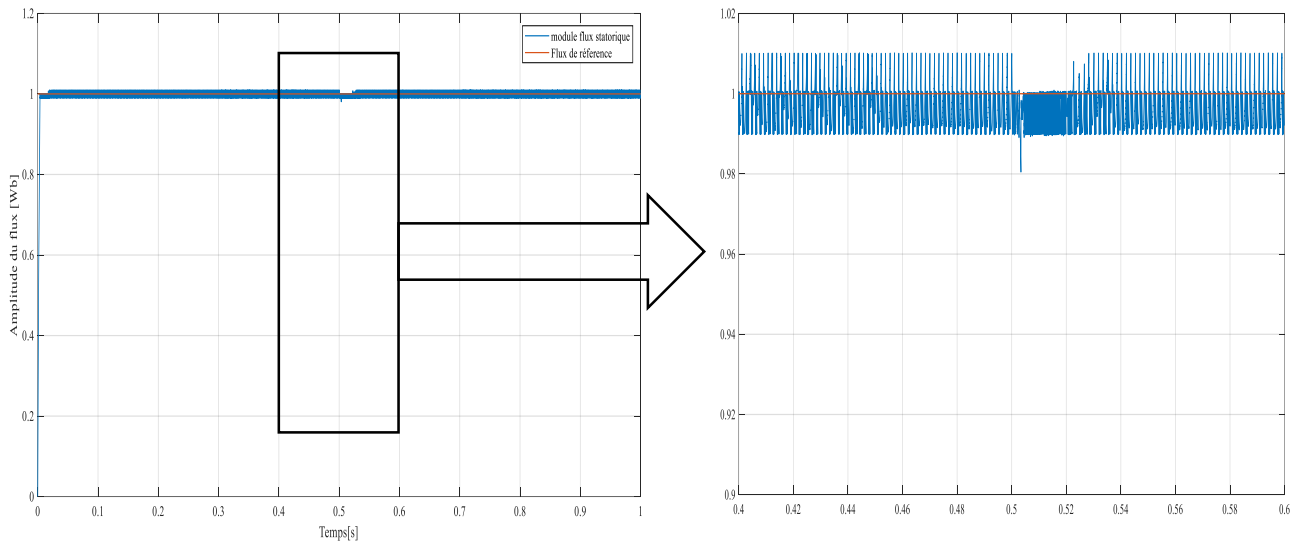
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



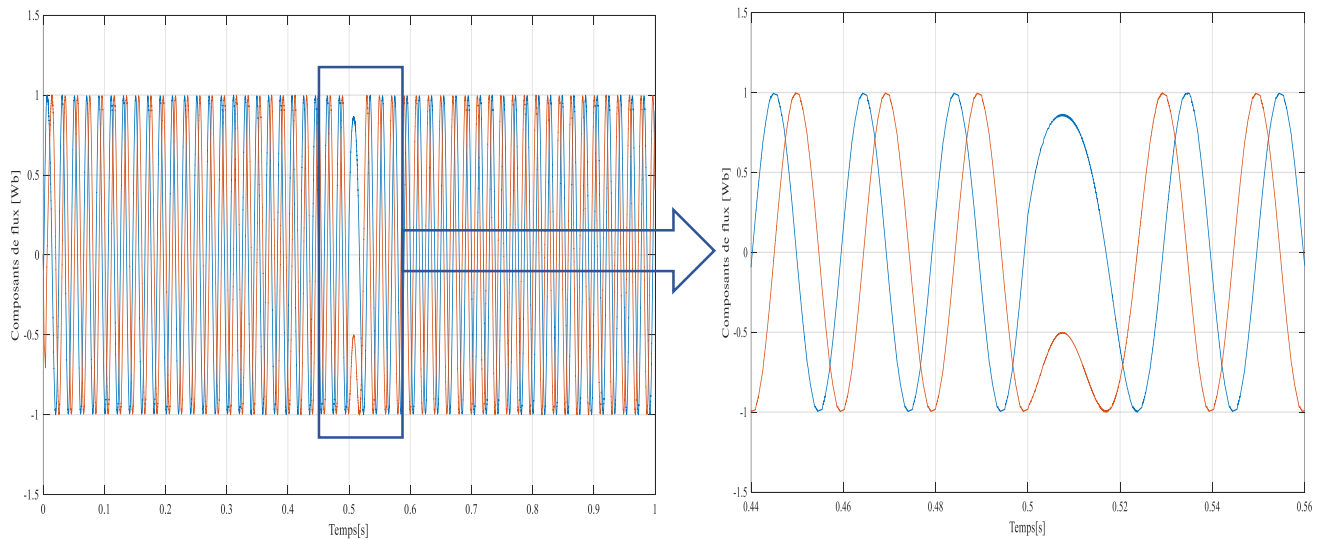
(d) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



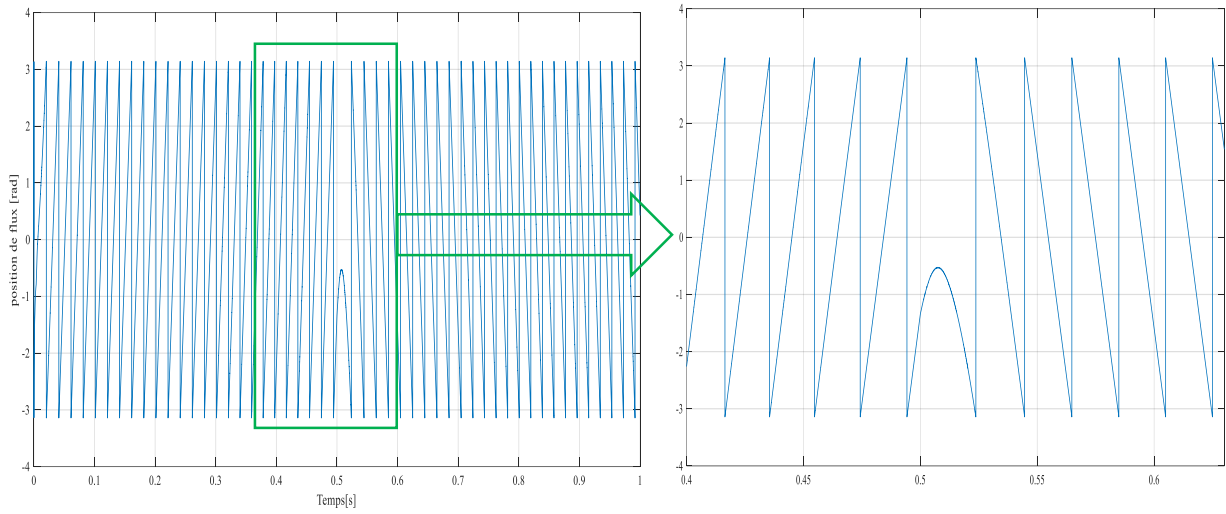
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



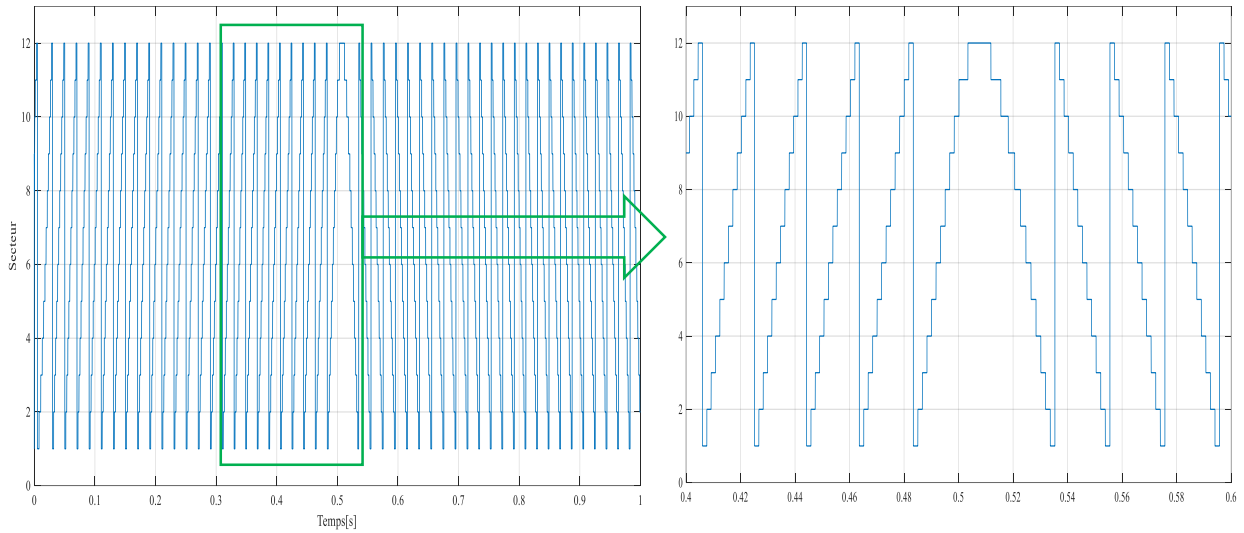
(e) : l'évolution du module de flux statorique



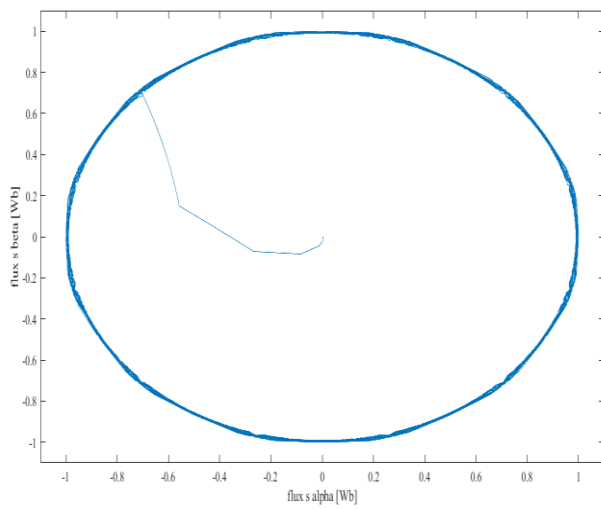
(f) : Variation des composants du flux statorique en fonction du temps.



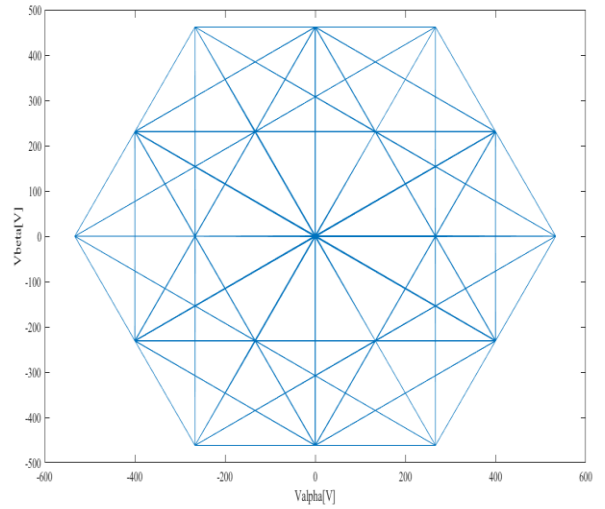
(g) : Variation du position du flux statorique en fonction du temps.



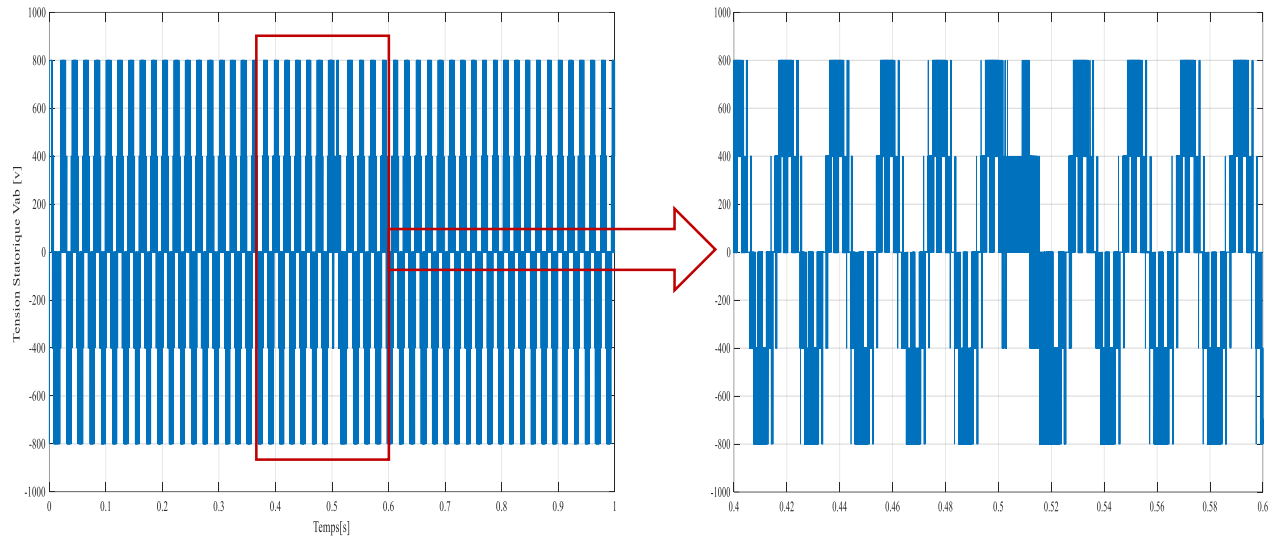
(h) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.



(i) : Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(j) : Trajectoire du vecteur de tension.

(k) : Tension composé  $V_{ab}$ **Figure II- 17 :** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux.

## II-14-Interprétation des résultats :

La figure (II-17) représente les résultats de simulation de DTC classique appliquée avec un onduleur de tension à trois niveaux, on constater les remarques suivantes :

- ❖ la figure (II.17.a) illustre la réponse de la vitesse. A vide, nous remarquons après (0.07s) que la vitesse se stabilise à sa valeur de référence .Avec l'application du couple résistant positif (20N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0N.m), la vitesse diminue ou augmente, mais toujours elle essaye de suivre sa consigne à cause de régulateur de vitesse.
- ❖ La figure (II.17.b), permet de constater l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.07s), suivi d'une application d'un couple de charge nominal de (20N.m) à 0.3 (sec) , puis à vide (0.45 s) , à l'instant 0.5 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-160Nm) et retourne vers sa valeur de consigne en fin on a appliqué un couple de charge (-20N.m) à 0.7 (sec).
- ❖ La figure (II.17.c) montre le signale du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 70A, et puits il se stabilise à la valeur 6A. Après l'application du couple résistant positif (20Nm) ou (-20Nm) le courant se stabilise environ à 8A.  
Après l'inversement du sens de rotation le courant atteint environ (60A).
- ❖ La figure (II.17.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC à onduleur à trois niveaux, ainsi leur valeur de THD (13.59%) on peut la considérer comme amélioré par rapport de celle de l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux.

- ❖ La figure (II.17.e) illustre la réponse du module de flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1 Wb) dans une bande fixe (0.01Wb), cette figure montre une amélioration de la forme du flux, ou on constate la diminution des fluctuations. Le flux est toujours n'est pas affecté par la variation de la charge, la seule affectation est à l'instant de l'inversement de la vitesse.
- ❖ La figure (II.17.i) présente, que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ❖ La figure (II.17.j) illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux.

### II-15-Onduleur de tension de cinq niveaux [10]:

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flotants est composé de trois bras symétrique constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'un diode monté en anti-parallèle. Le nombre de diodes flotantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras.

Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras :

$$\left(\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2}\right).$$

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée dans le tableau 5.

Tableau II- 4 [10] : Les états d'un bras de l'onduleur.

Etat	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$S_{3x}$	$S_{4x}$	$S_{5x}$	$S_{6x}$	$S_{7x}$	$S_{8x}$	$V_{ux}$
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

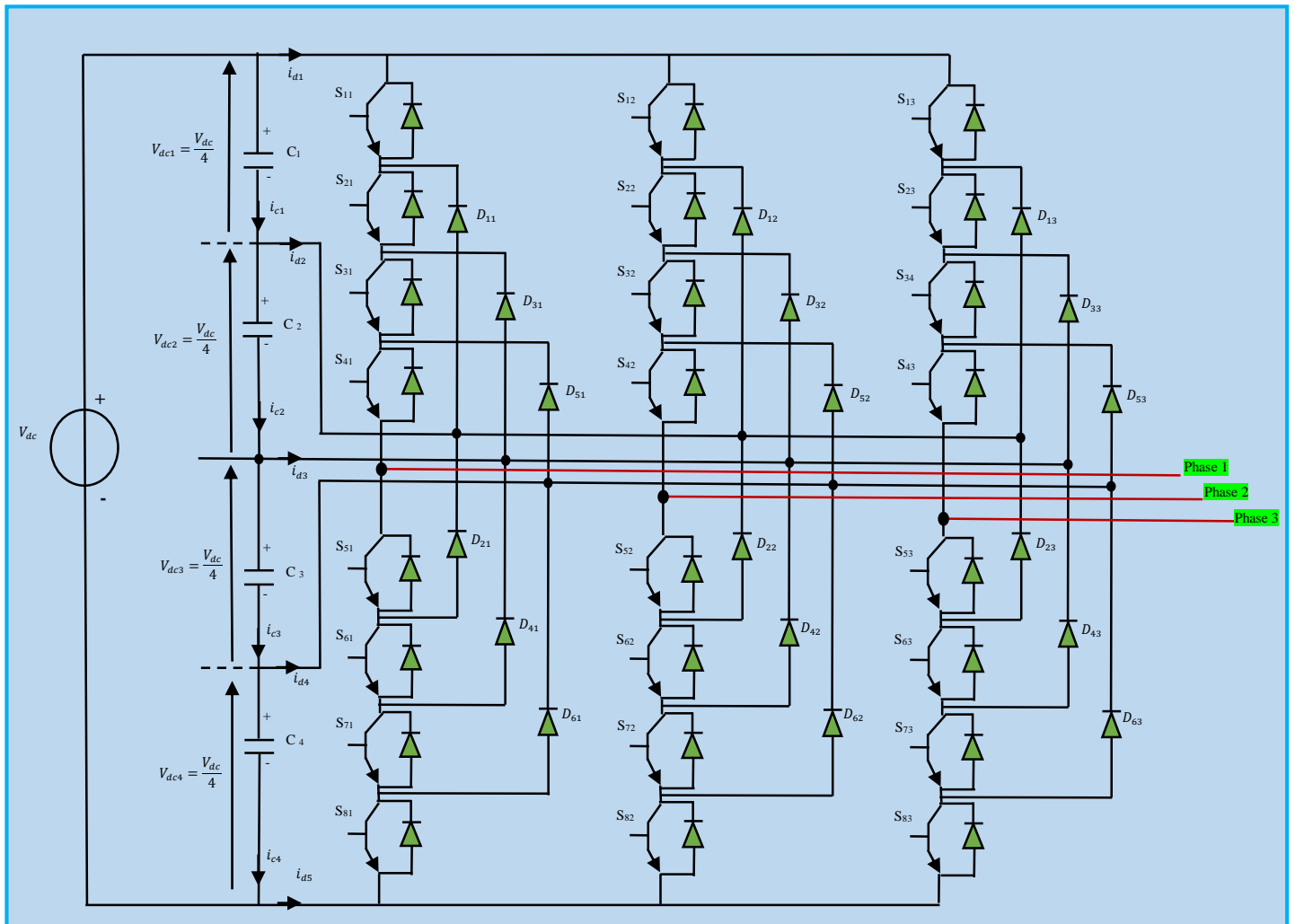


Figure II- 18 : Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flottant.

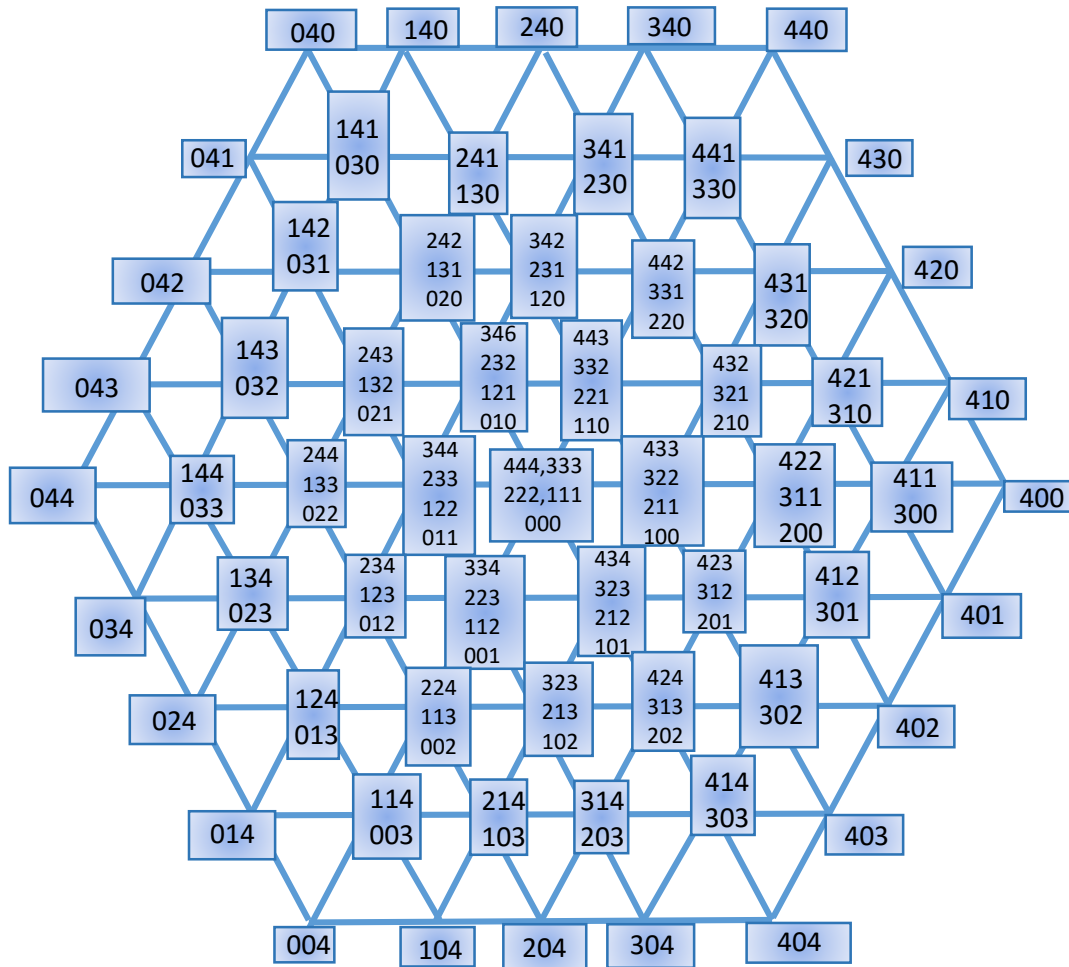
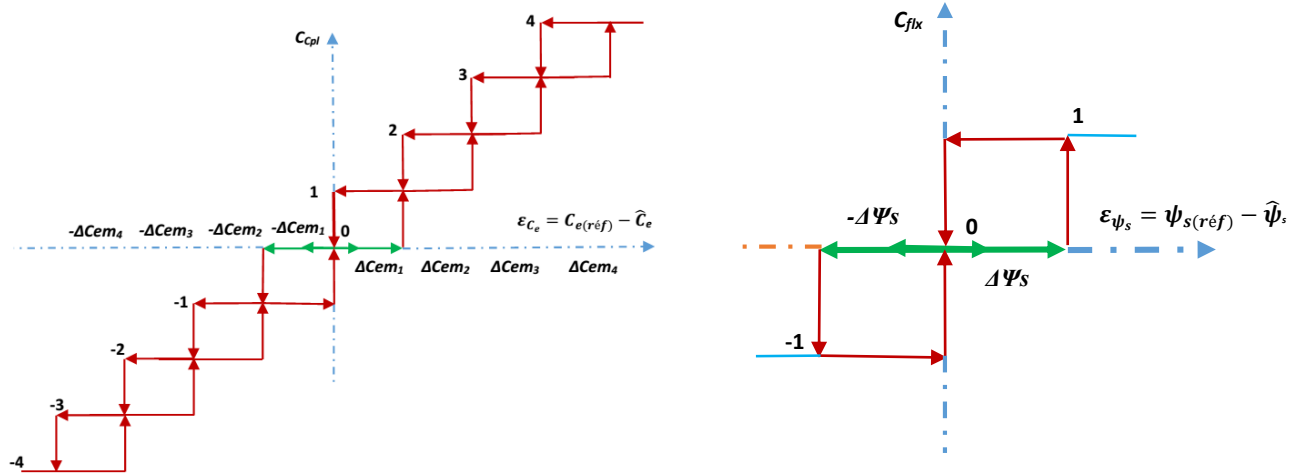


Figure II- 19 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

L'espace d'évolution de  $\Psi_s$  dans le référentiel considéré se décompose en 12 zones  $N (1, \dots, 12)$  ce choix est détecté par souci d'un contrôle plus rigoureux et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \tag{II-24}$$

L'erreur  $\mathcal{E}_\psi$  entre le flux de référence et sa valeur estimée, sert pour entrer à un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II-20-a) de même, l'erreur  $\mathcal{E}_{cem}$  entre la référence du couple et sa valeur estimée, sert pour entrer un comparateur à hystérésis à trois bandes supérieures et trois bandes inférieures figure (II-20-b). la sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe Cflx ou Ccpl indique directement si l'amplitude du flux ou de couple doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées  $\Delta C_{em1}, \Delta C_{em2}, \Delta \Psi_s$



(a) : Régulateur à hystérésis a 9 niveaux.

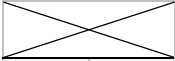
(b) : Régulateur à hystérésis a 3 niveaux.

**Figure II- 20** : Blocs d'hystérésis.

- (-4) grandeur très fortement diminué
- (-3) grandeur fortement diminué
- (-2) grandeur moyenne diminué
- (-1) grandeur faible diminué
- (0) maintenir
- (+1) grandeur faible augmenté
- (+2) grandeur moyenne augmenté
- (+3) grandeur fortement augmenté
- (+4) grandeur très fortement augmenté

De là, une nouvelle table (tableau 6) est déduite donnant une relation directe entre  $N, C_{flx}$  et  $C_{cpl}$  et les ordres de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) de l'onduleur à cinq niveaux de tension et les paramètres de sortie. Cette table est valable dans deux sens de rotation de la machine.

Tableau II- 5 [11] : Sélection des tensions  $V_{3, cas}$  d'un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC.

		Secteur											
$C_{flx}$	$C_{cpl}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<b>+1</b>	+4	107	101	109	102	111	103	113	104	115	105	117	100
	+3	76	64	78	65	80	66	82	67	84	68	86	63
	+2	118	27	119	28	120	29	121	30	122	31	123	26
	+1	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1
	0	Vecteur nul											
	-1	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6
	-2	123	26	118	27	119	28	120	29	121	30	122	31
	-3	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81	67	83
	-4	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112	104	114
<b>-1</b>	+4	102	110	103	112	104	114	105	116	100	106	101	108
	+3	65	79	66	81	67	83	68	85	63	75	64	77
	+2	28	120	29	121	30	122	31	123	26	118	27	119
	+1	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2	45
	0	Vecteur nul											
	-1	5	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47
	-2	30	122	31	123	26	118	27	119	28	120	29	121
	-3	67	83	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81
	-4	104	114	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112
<b>0</b>	+4	109	102	111	103	113	104	115	105	117	100	107	101
	+3	78	65	80	66	82	67	84	68	86	63	76	64
	+2	119	28	120	29	121	30	122	31	123	26	118	27
	+1	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2
	0	Vecteur nul											
	-1	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5
	-2	122	31	123	26	118	27	119	28	120	29	121	30
	-3	67	83	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81
	-4	104	114	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112

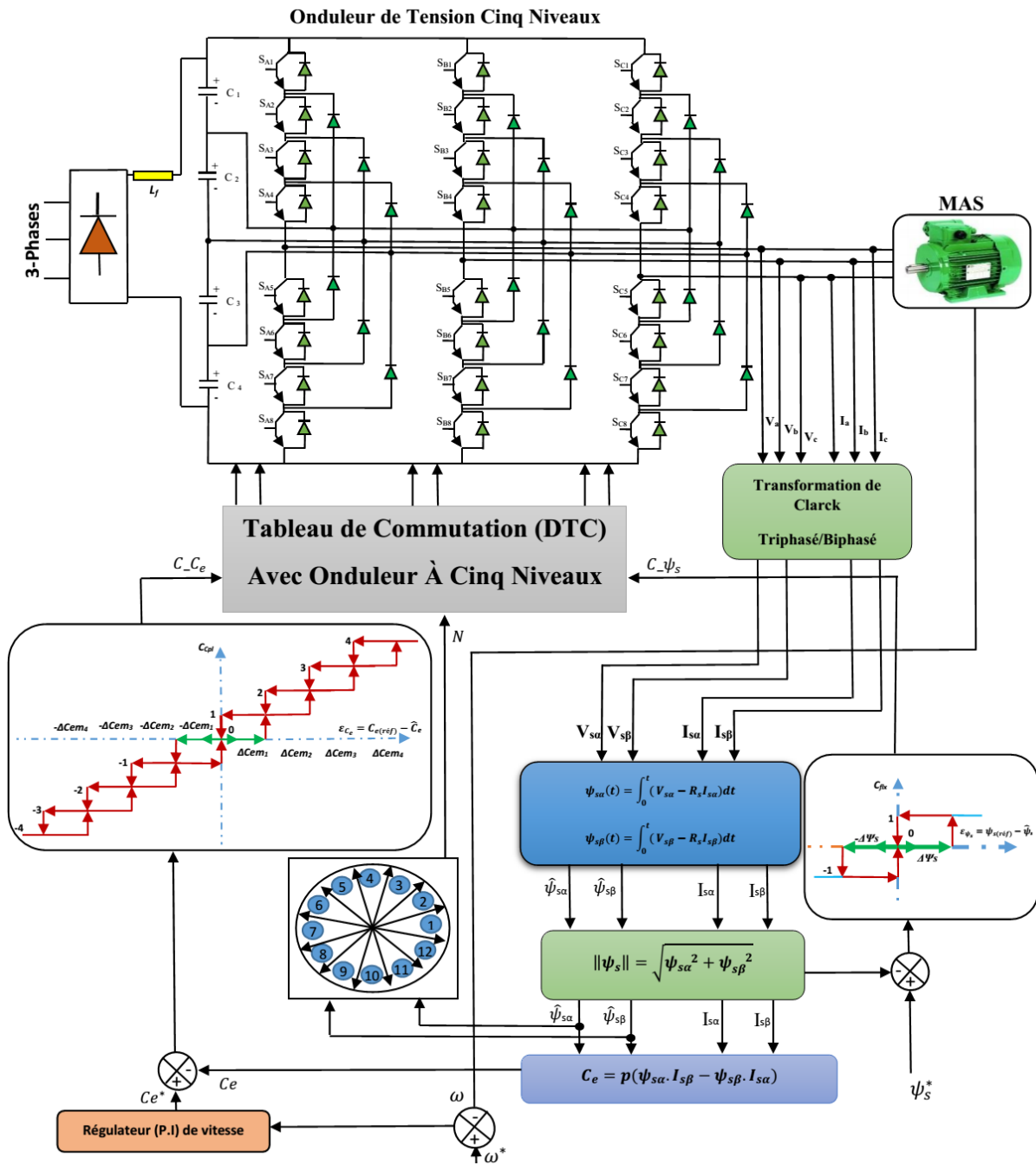
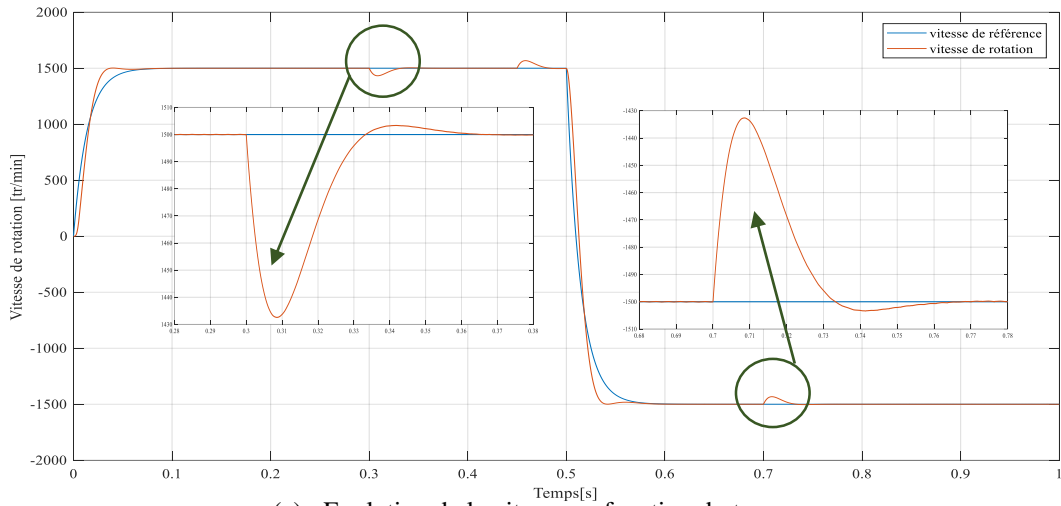
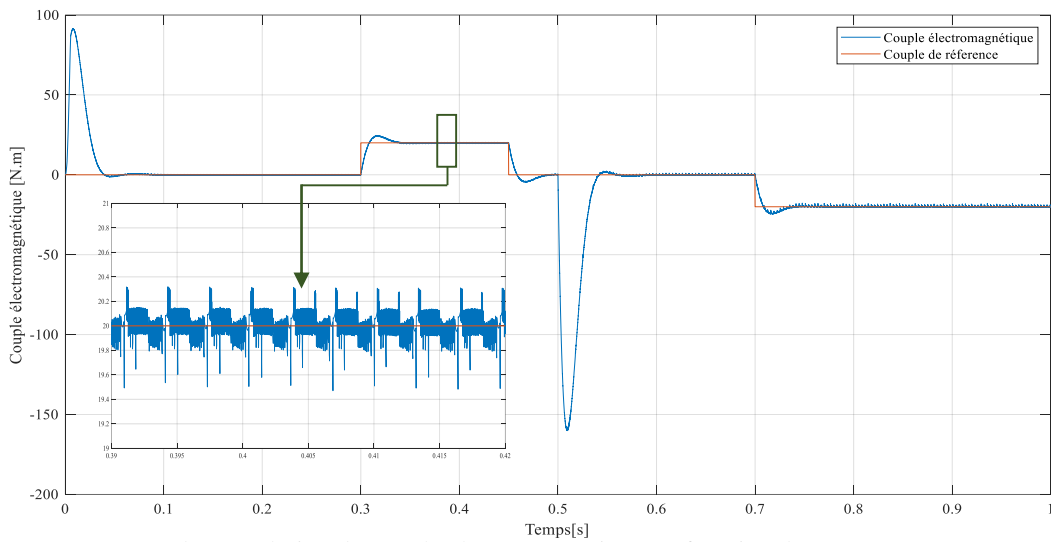


Figure II- 21 : Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux.

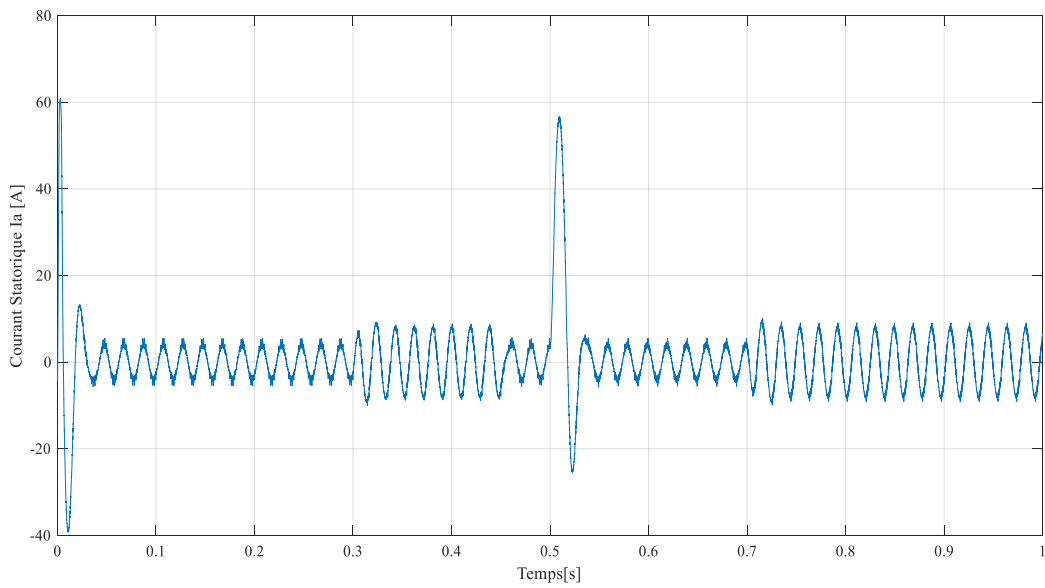
**II-16-Résultats de simulation :**



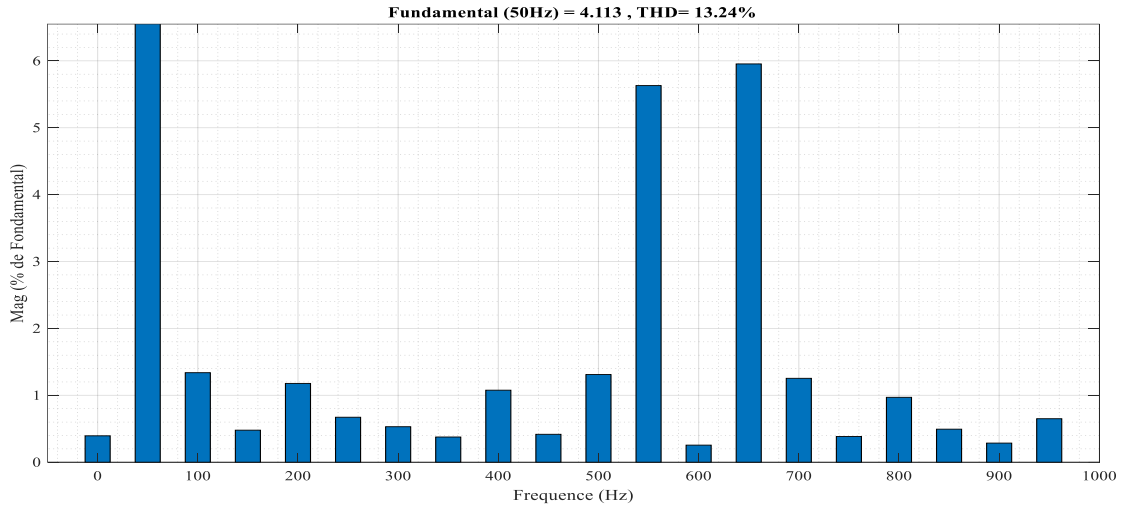
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



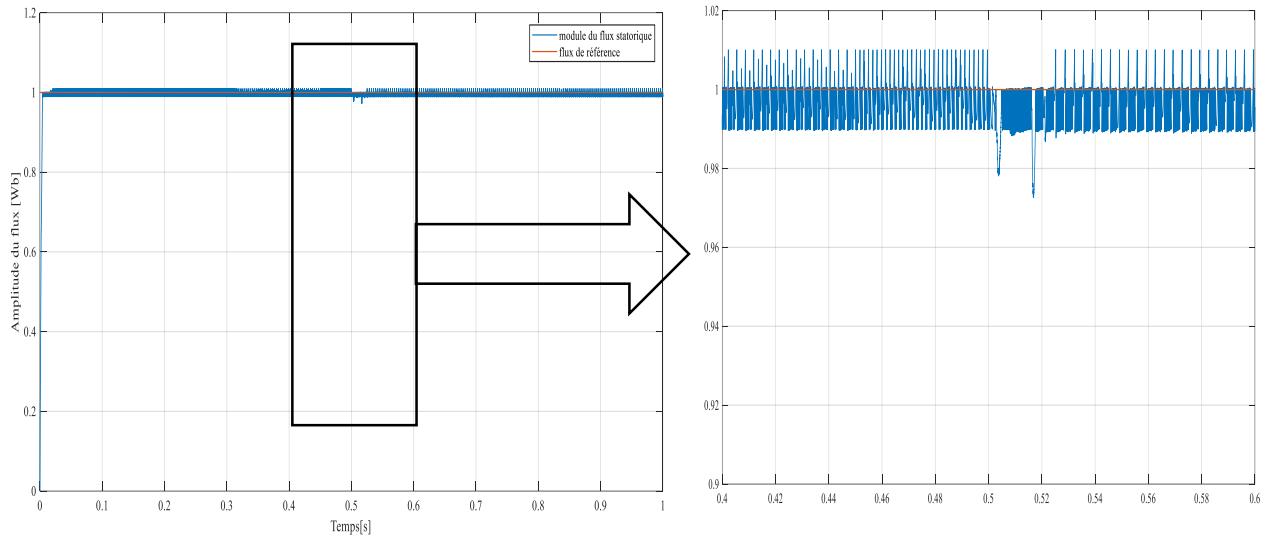
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



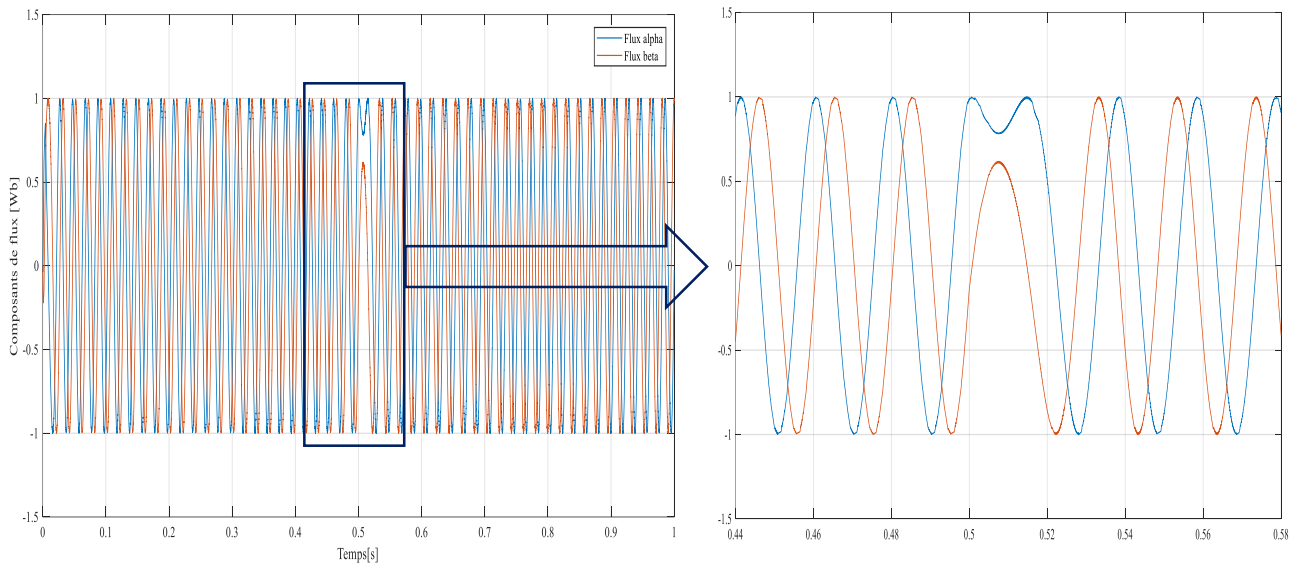
(c) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



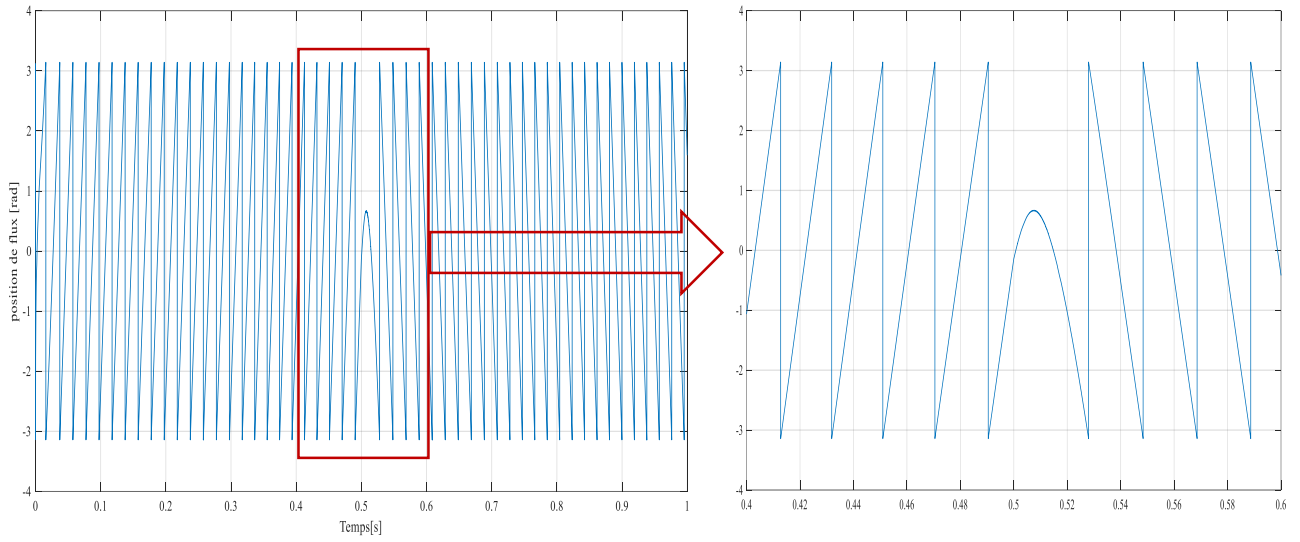
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



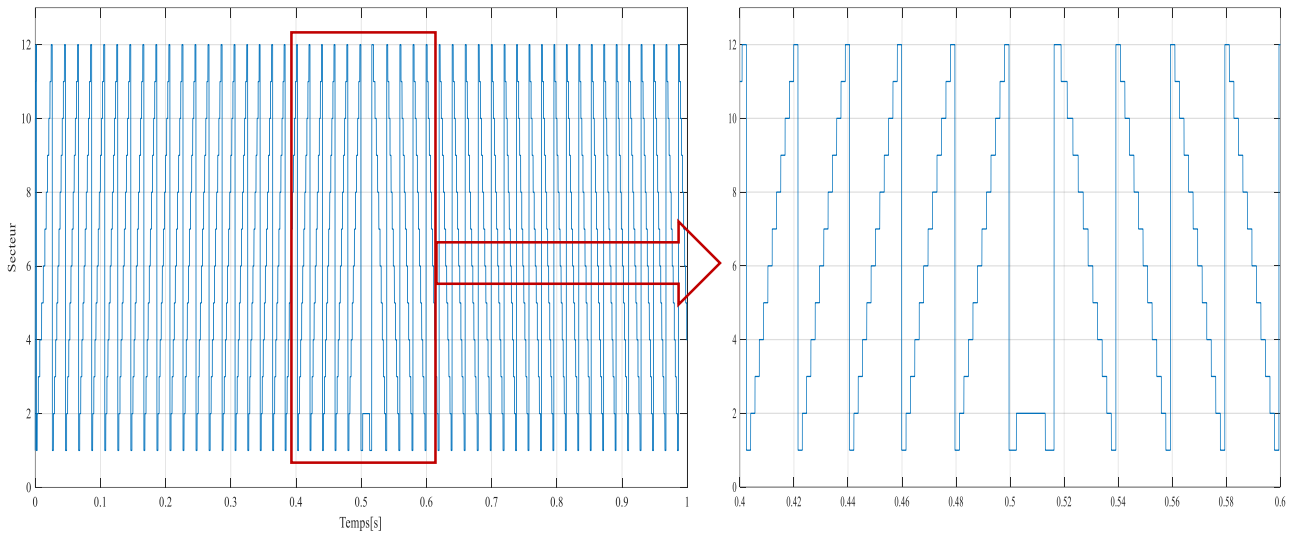
(e) : Evolution du module de flux statorique.



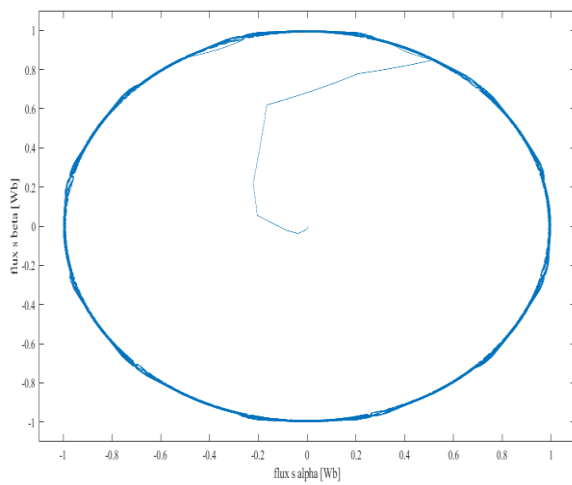
(f) : Variation des composantes du flux statorique en fonction du temps.



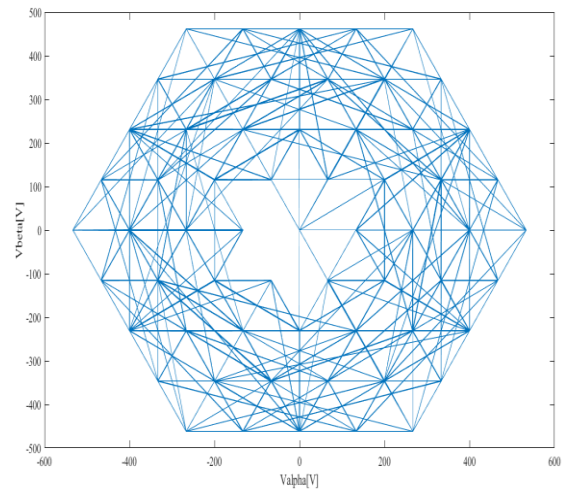
(g) : Variation du positon du flux statorique en fonction du temps.



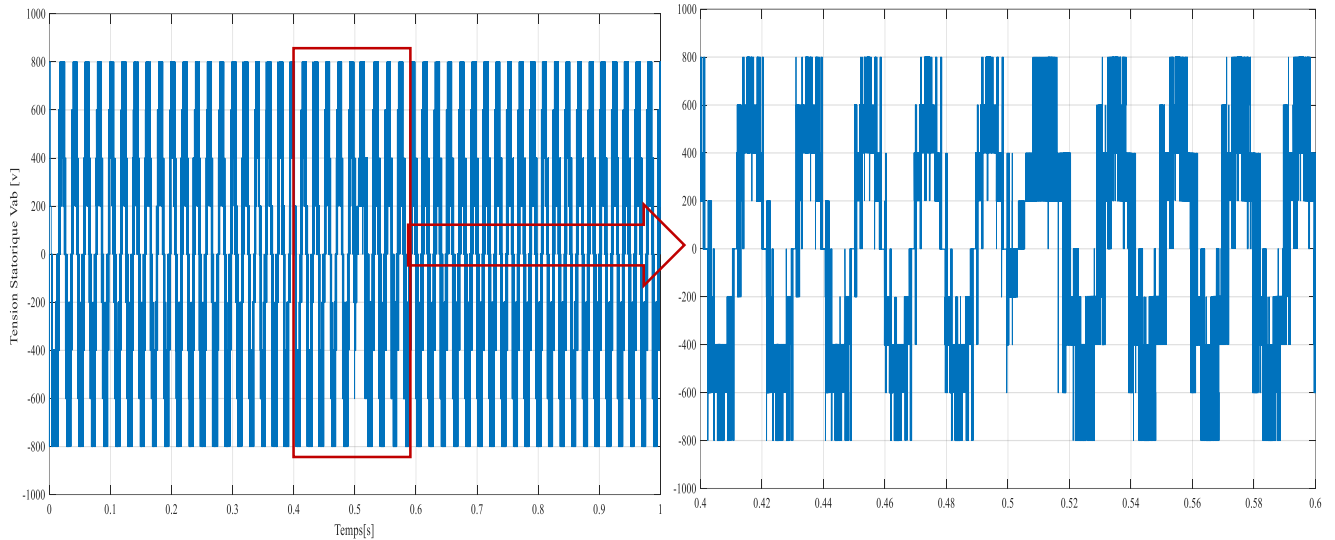
(h) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.



(i) : Trajectoire du vecteur de vecteur du flux statorique.



(j) : Trajectoire du vecteur de tension.

(k) : Tension composé  $V_{ab}$ **Figure II- 22:** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux.**II-16-Interprétation des résultats :**

La figure (II-22) représente les résultats de simulation de la DTC classique appliquée un onduleur de cinq niveaux de type NPC, on remarque que tous les courbes gardent toujours leurs formes avec une bref amélioration, d'où on constate les remarques suivantes :

- ❖ La figure (II.22.a) montre l'évolution de la vitesse. sans charge, nous remarquons que la vitesse se stabilise à sa valeur référence après (0.07s) .Avec l'application du couple résistant positif (20N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0Nm), la vitesse diminue ou augmente, mais toujours retourne vers sa référence a cause de régulateur de vitesse.
- ❖ La figure (II.22.b), permet de voir l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps de repense d'environ de (0.07s), suivi d'une application d'un couple de charge nominal de (20N.m) à 0.3 (sec) , puis à vide (0.45 s) , à l'instant 0.5 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-160Nm) et retourne vers sa valeur de consigne en fin, on a appliqué un couple de charge (-20N.m) à 0.7 (sec).
- ❖ La figure (II.22.c) illustre le graphe du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 70A, et puis il se stabilise à la valeur 6A. Après l'application du couple résistant positif (20Nm) ou (-20Nm) le courant se stabilise environ à 8A. Après l'inversement du sens de rotation le courant atteint environ (60A).
- ❖ La figure (II.12.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC à onduleur à cinq niveaux, ainsi leur valeur de THD (13.24%) d'où on peut remarquer l'amélioration qui résulte à l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux.
- ❖ La figure (II.12.e) illustre le module du flux statorique qui varie au voisinage

de la valeur de référence (1 Wb) dans une bande fixe (0.01Wb). Le n'est pas affecté par la variation de la charge, la seule affectation est à l'instant de l'inversement de la vitesse.

- ❖ La figure (II.12.i) montre que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ❖ La figure (II.12.j) illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux.
- ❖ A travers cette simulation, nous constatons que le couple, la vitesse et le flux suivent parfaitement ses valeurs de consigne.

### II-17-Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les principes de base de la commande DTC et on a vu d'une manière détaillée le principe de contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique.

Après simulation nous concluons que l'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux donne des meilleurs résultats que celles des onduleurs à deux et trois niveaux.

Pour minimiser les harmoniques dans les courants et les tensions ainsi démunie les fluctuations du flux et du couple, on a essayé d'appliquer la **DTC-SVM** avec les onduleurs de tension à deux, à trois et à cinq niveaux.

Dans le but d'améliorer le THD des harmoniques et faire une étude comparative entre la DTC classique et la DTC-SVM, nous allons présenter dans le chapitre suivant la commande DTC-SVM on utilisant aussi les onduleurs deux, trois et cinq niveaux.



# *Chapitre III*

*Commande  
par DTC-SVM*

### III Chapitre : 03 Commande par DTC-SVM

#### Introduction :

Le contrôle direct de couple a été présenté pour obtenir un contrôle découplé du flux et du couple électromagnétique découplé du flux et du couple électromagnétique. Par rapport au contrôle vectoriel (**FOC**) il y a plus des avantages comme une efficacité élevée avec un schéma simple. Réponse rapide et moins des paramètres dépendent, le contrôle de flux statorique et de couple basée sur le contrôleur à hystérésis et une table de commutation, Ce dernier choisit le vecteur de tension d'entrée pour l'onduleur qui alimente le moteur. Cependant, les principaux problèmes de cette méthode sont les grandes ondulations et la fréquence de commutations variable de contrôle de la machine [12]

Dans l'objectif de minimiser les harmoniques dans le couple électromagnétique nous proposons des algorithmes de commandes qui utilise un étage supplémentaire de modulation MLI vectoriel qui va fixer la fréquence de fonctionnement de l'onduleur et les régulateurs hystérésis sont remplacés par les régulateurs PI.

Dans ce chapitre nous présentons une méthode évoluée de la commande directe du couple. Cette méthode diffère de la commande classique par l'utilisation de la modulation à MLI vectorielle, cette méthode que nous appelé DTC à fréquence de commutation constante, permet de réduire les oscillations du couple et de flux [10].

#### Principe de la MLI vectorielle [10] :

le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur  $V_s$  de tension statorique désirée sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur, les valeurs de ces projection assurant le calcul des tems de commutation désirée correspondant à deux états non nuls de commutation de l'onduleur, si nous nous notons  $T_i$  et  $T_{i+1}$  . Ces deux temps, leur somme doit être inférieur à la période  $T_m$  de commutation de l'onduleur.

Pour maintenir la fréquence de commutation constant, un état nul de l'onduleur est appliqué durant la durée complémentaire à  $T_m$

#### Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :

Par conséquent, la MLI vectorielle (SVM) peut être mis en application par les étapes suivantes [10] :

- ✓ **Etape 1** : détermination de la tension de références.

- ✓ **Etape 2** : détermination du secteur.
- ✓ **Etape 3** : calcul des temps d'application des états de l'onduleur.
- ✓ **Etape 4** : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.

### Etape 1 : détermination de tension de référence :

Les sorties du régulateurs PI sont des tensions dans le repère biphasée (d-q), on applique la transformation entre ce dernier et le repère ( $\alpha$ - $\beta$ )

$$\begin{cases} V_\alpha = V_d \cdot \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \\ V_\beta = V_d \cdot \sin(\theta) + V_q \cos(\theta) \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

$$\text{D'où : } V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (\text{III-2})$$

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est évalué sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. On utilisant les huit vecteurs disponibles [13].

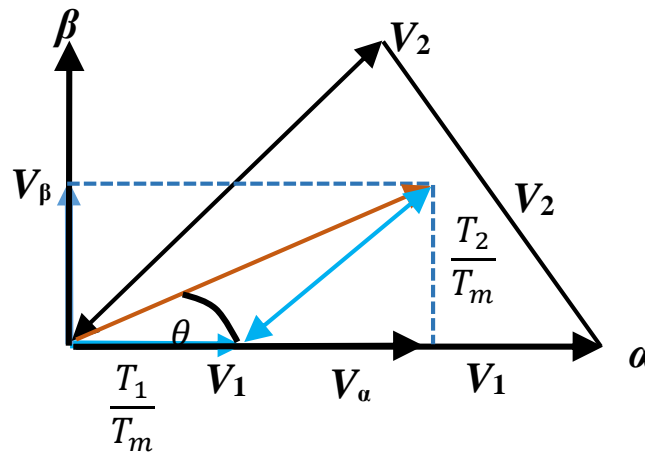
### Etape 2 : détermination des secteurs :

A partir des coordonnées  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  et de la position angulaire  $\theta$  on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région (r) se situe le vecteur  $V_{ref}$  dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ )

$$-\frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{III-3}).$$

### Etape 3 : calcul des temps d'application d'états de l'onduleur [13]:

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  figure (III-I)



**Figure III- 1** [13] : Projection du vecteur de la référence (secteur 1).

On a :

$$\bullet \int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_3 \cdot dt$$

$$\rightarrow T_m \cdot \vec{V}_{ref} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 + (T_3 \text{ ou } \vec{V}_8) \tag{III-4}$$

$$\bullet T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix} \tag{III-5}$$

Ou ( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ ), on aura :

$$\bullet T_1 = T_m \cdot \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} \cdot V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \tag{III-6}$$

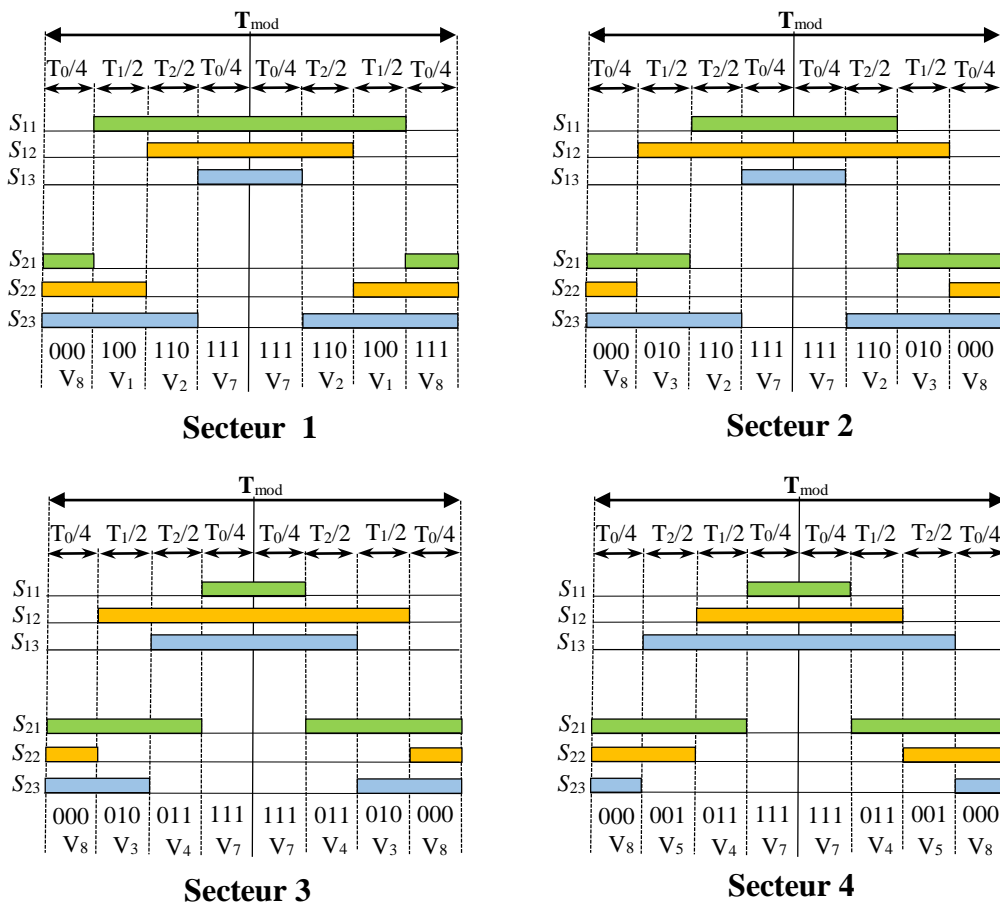
$$\bullet T_2 = T_m \cdot \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} \cdot V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \tag{III-7}$$

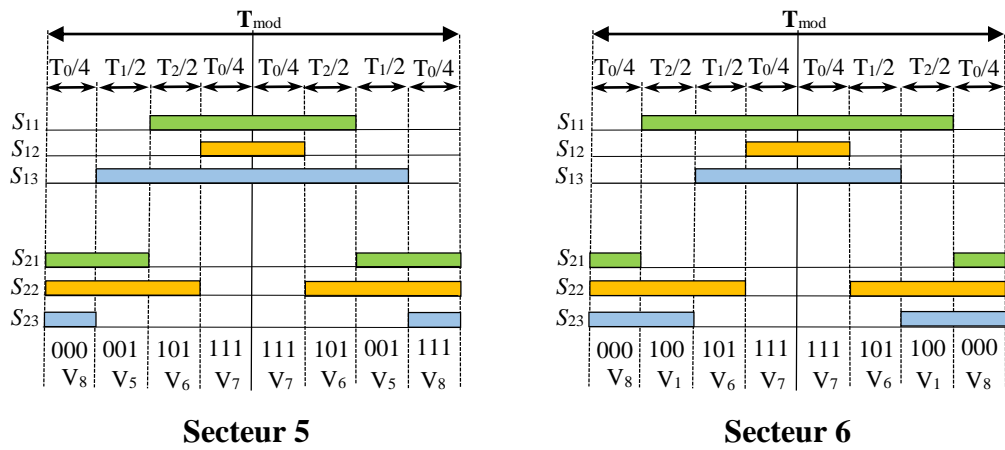
Pour le reste de la période on applique le vecteur nul pendant  $T_3$  :

$$T_3 = T_0 = T_m - T_1 - T_2 \tag{III-8}$$

**Etape 4 : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur [14] :**

Le calcul des rapports cyclique de commutation se comme montre la figure (III-2) :





**Figure III- 2** [14] : *Forme de largeur d’impulsion pour les six secteurs.*

A partir de la figure (III-2), on déduit les durée de fermeture des six interrupteurs durant la période d’échantillonnage  $T_m$ , dans chacun des six secteurs.

Ces durées sont résumées dans les tableaux III-1.

**Tableau III- 1 [13] : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.**

Secteur	Interrupteur du haut $S_{11}, S_{12}, S_{13}$	Interrupteur de bas $S_{11}, S_{12}, S_{13}$
1	$S_{11} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{12} = T_2 + T_0/2$ $S_{13} = T_0/2$	$S_{21} = T_0/2$ $S_{22} = T_1 + T_0/2$ $S_{23} = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_{11} = T_2 + T_0/2$ $S_{12} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{13} = T_0/2$	$S_{21} = T_1 + T_0/2$ $S_{22} = T_0/2$ $S_{23} = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_{11} = T_0/2$ $S_{12} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{13} = T_2 + T_0/2$	$S_{21} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{22} = T_0/2$ $S_{23} = T_1 + T_0/2$
4	$S_{11} = T_0/2$ $S_{12} = T_1 + T_0/2$ $S_{13} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_{21} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{22} = T_1 + T_0/2$ $S_{23} = T_0/2$
5	$S_{11} = T_2 + T_0/2$ $S_{12} = T_0/2$ $S_{13} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_{21} = T_2 + T_0/2$ $S_{22} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{23} = T_0/2$
6	$S_{11} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{12} = T_0/2$ $S_{13} = T_2 + T_0/2$	$S_{21} = T_0/2$ $S_{12} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{13} = T_1 + T_0/2$

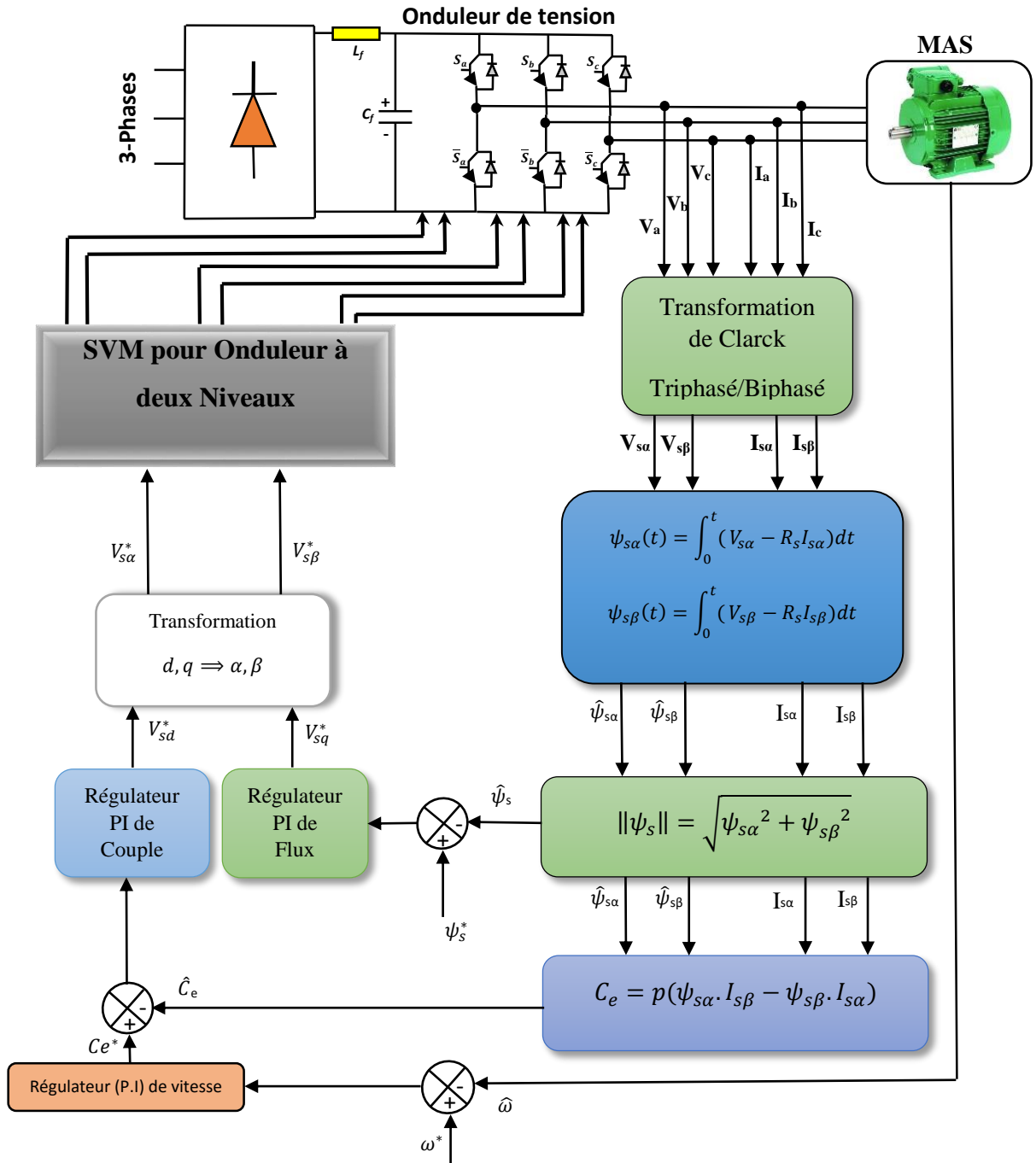
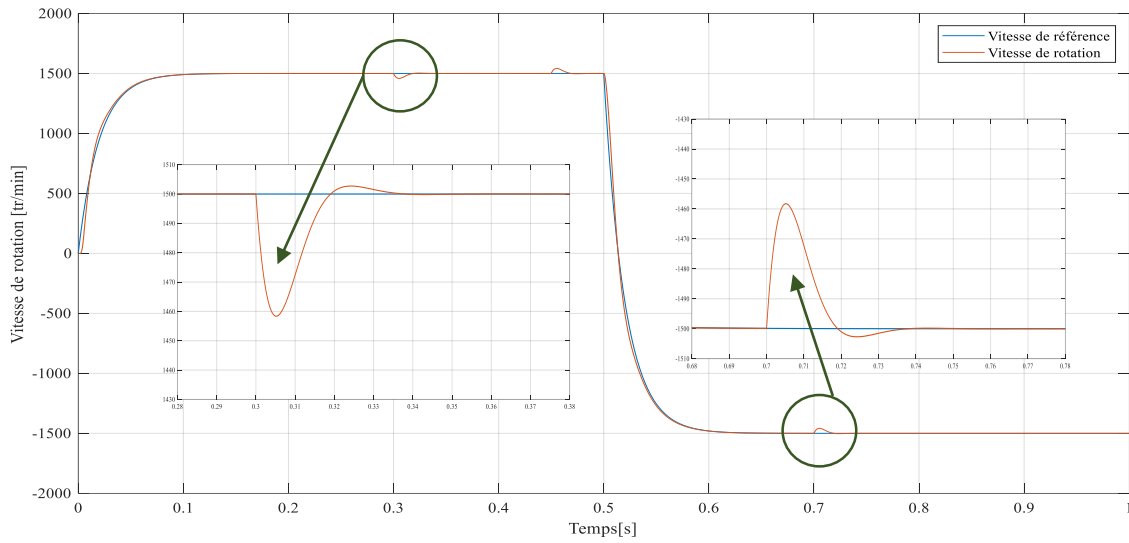


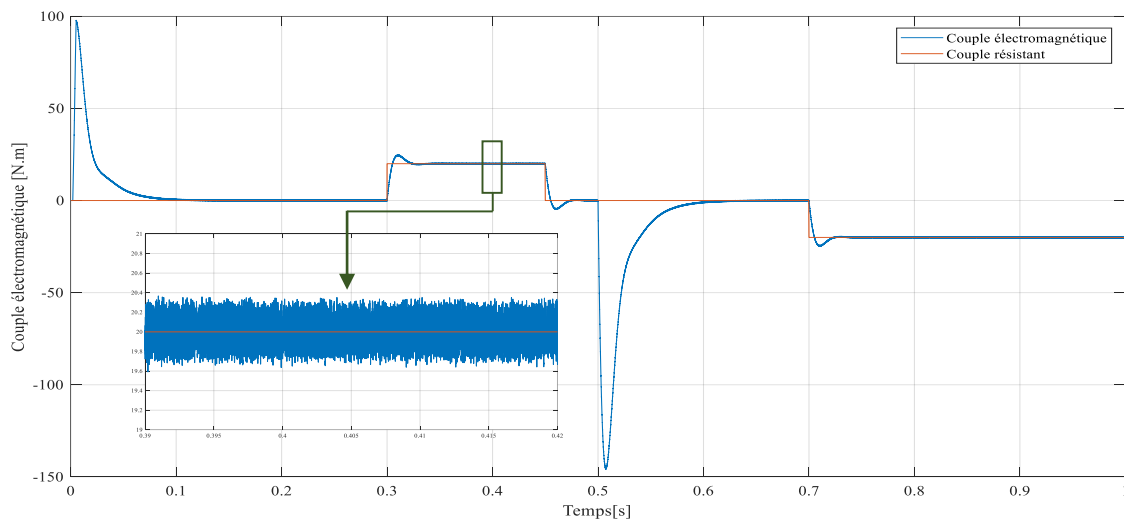
Figure III- 3: Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à deux niveaux.

### 1. Résultats de simulation :

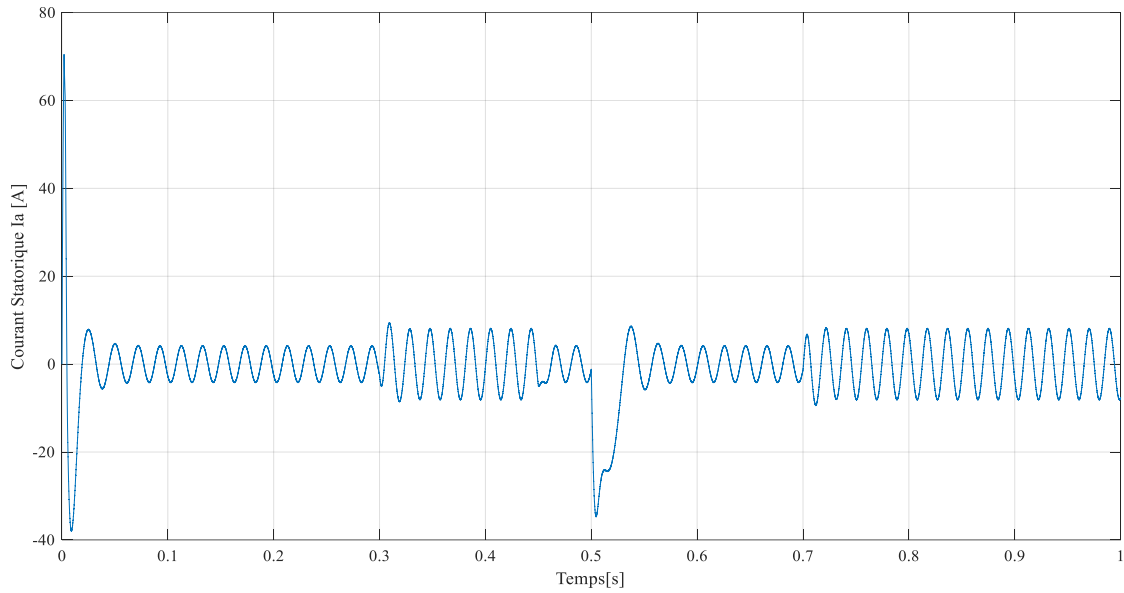
Les résultats obtenus par les tests de simulation pour valider l'algorithme développé pour commander l'onduleur à deux niveaux sont illustrés ci-dessous :



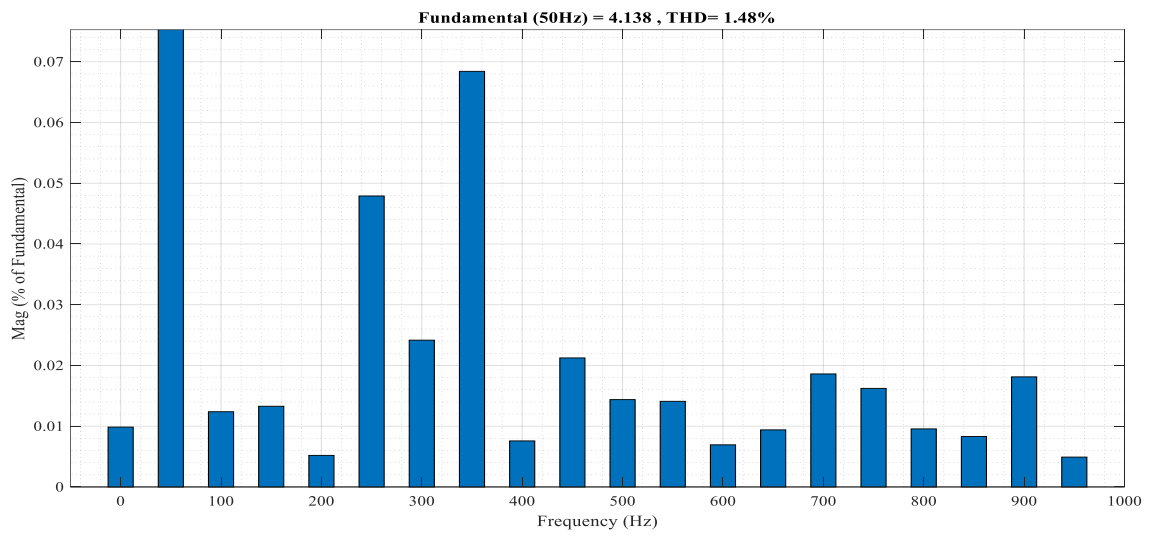
(a) : L'évolution de la vitesse en fonction du temps



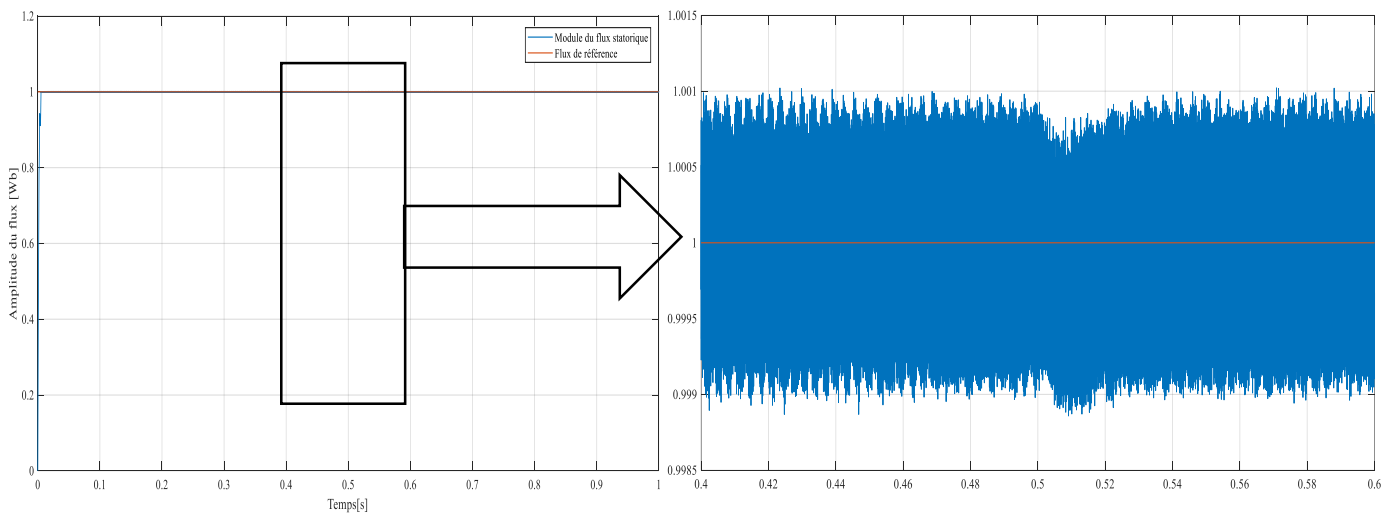
(b) : L'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps



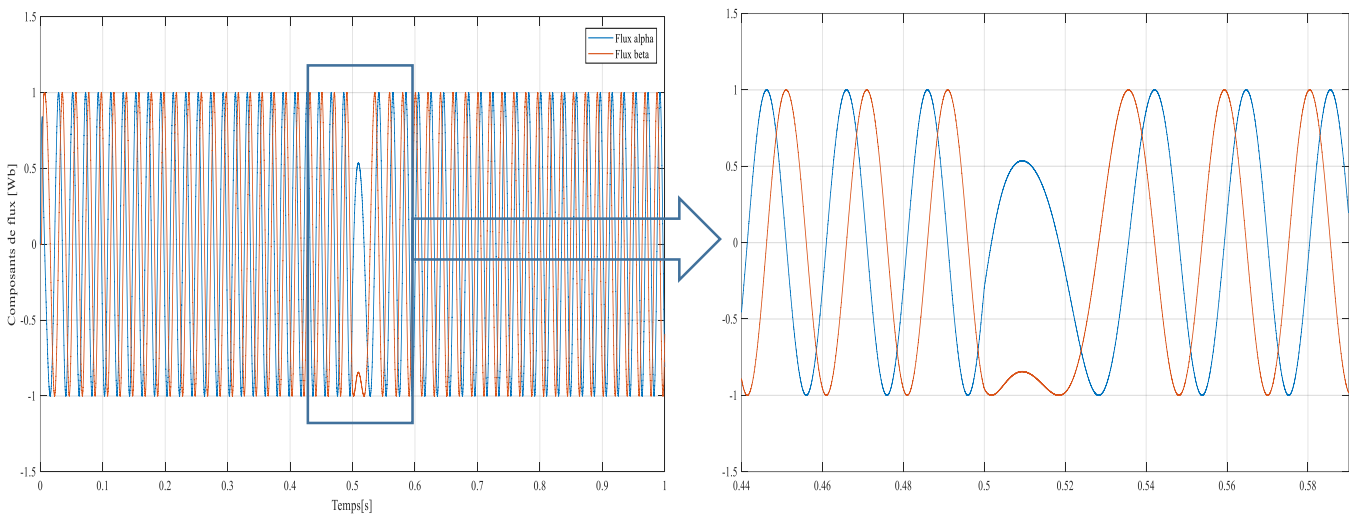
(c) :L'évolution du courant statorique en fonction du temps



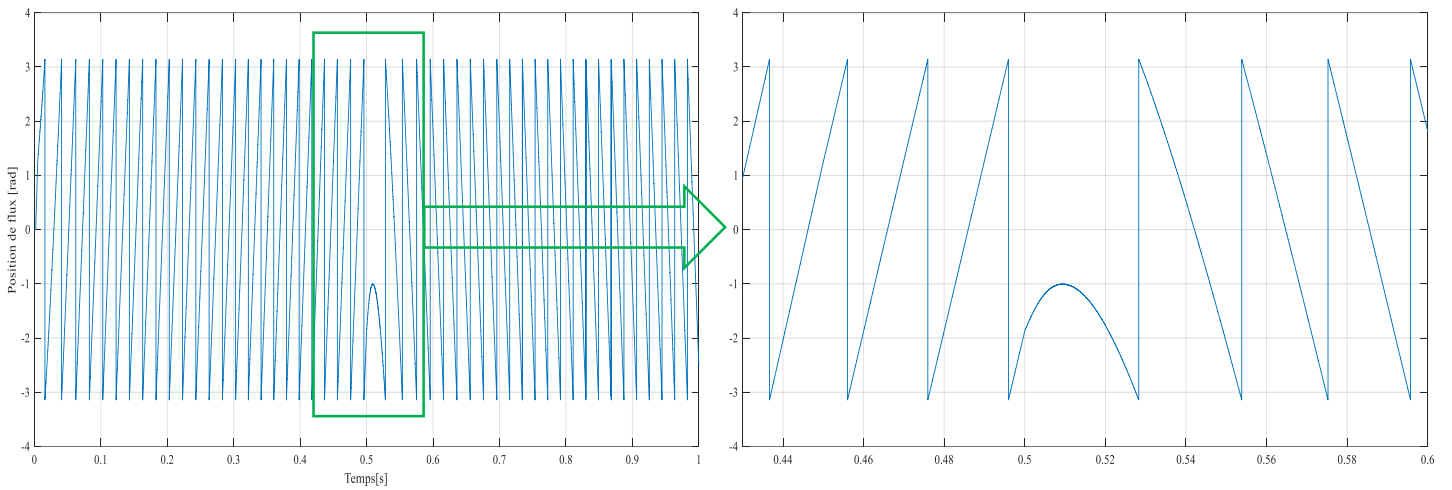
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



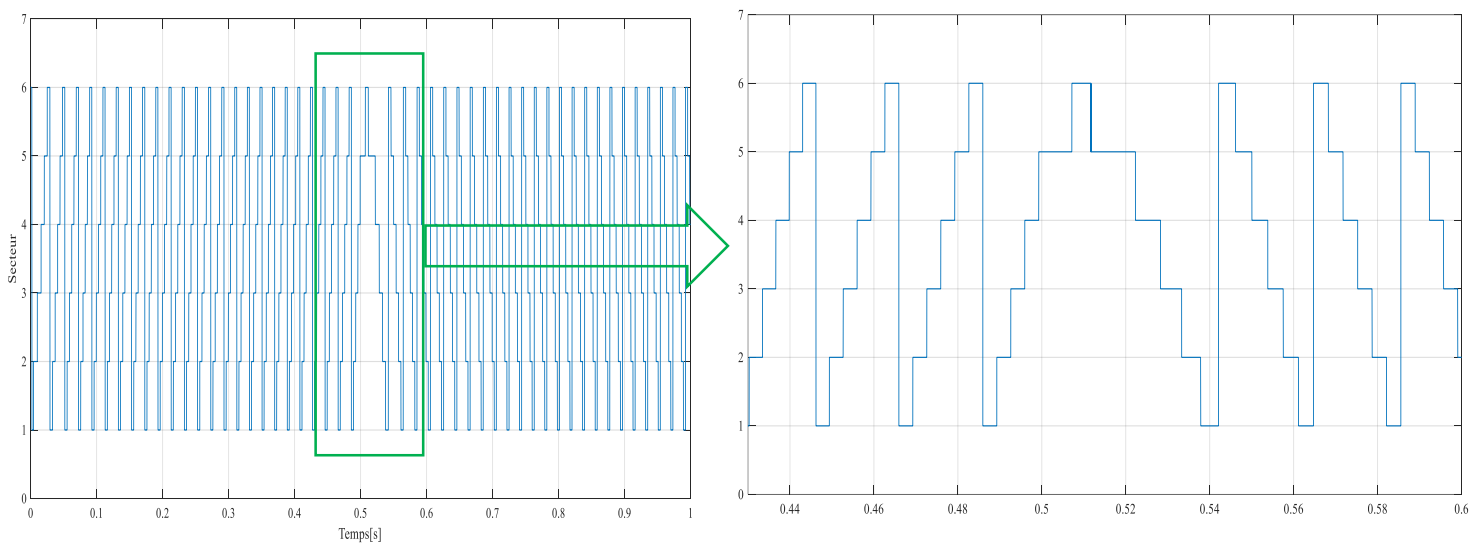
(e) :L'évolution de module de flux en fonction du temps



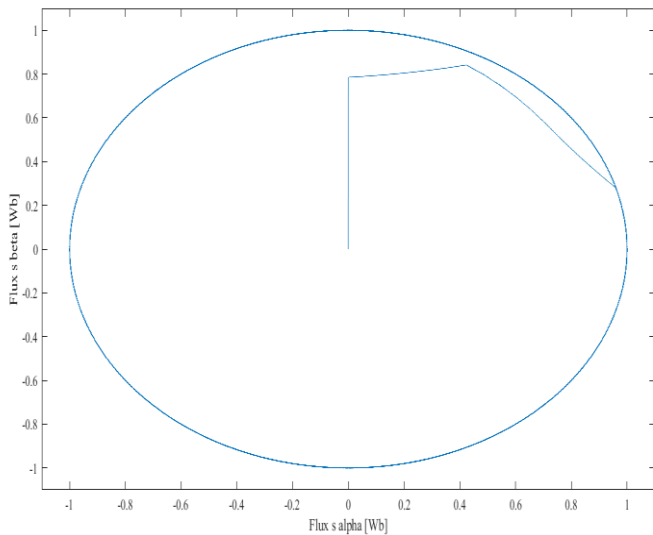
(f) : Variation des composantes du flux statorique en fonction du temps.



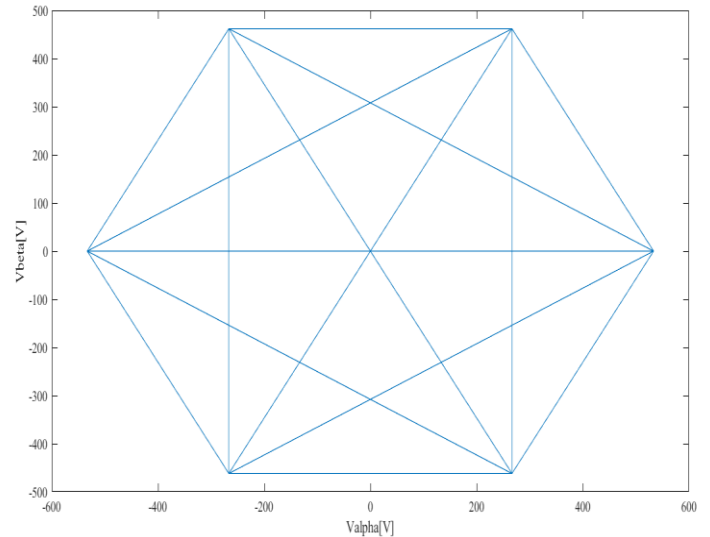
(g) : Variation du position du flux statorique en fonction du temps.



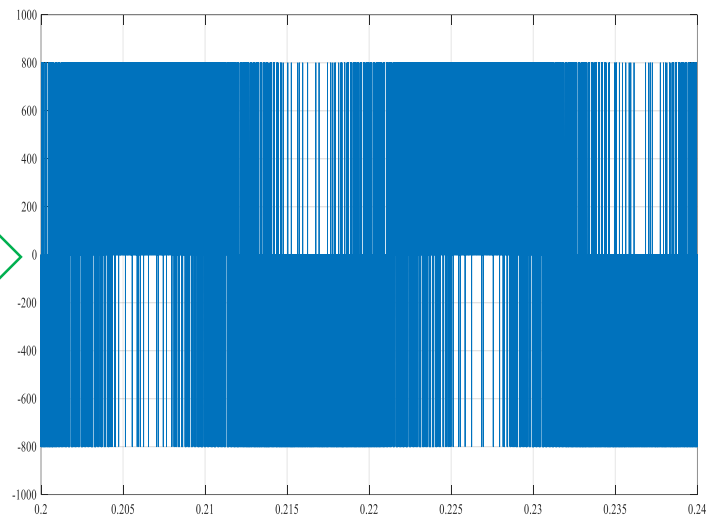
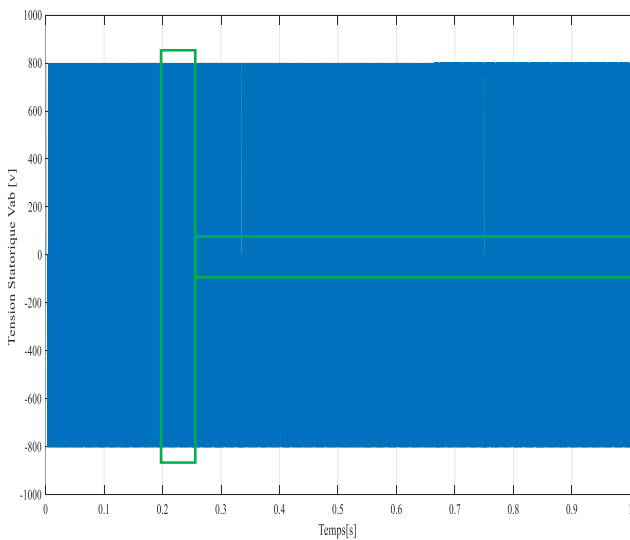
(h) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.



(i): Flux statorique beta en fonction du flux statorique alpha



(j) : Tension statorique beta en fonction de tension statorique alpha



(k) : Tension composé  $V_{ab}$

**Figure III- 4 : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux.**

## 2. Interprétation des résultats :

La figure (III-4) représente les résultats de simulation de DTC-SVM appliquée avec un onduleur de tension à deux niveaux d'où on peut constater les remarques suivantes :

- ❖ La figure (III-4.a) montre la progression de la vitesse sans charge, nous constatons la vitesse après (0.1 s) se stabilise à sa valeur de référence .Avec l'application du couple résistant positif (20N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0 N.m), la vitesse diminue ou augmente, mais toujours elle essaye de suivre sa consigne à cause de régulation de vitesse.
- ❖ La figure (III-4.b), permet de constater l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ

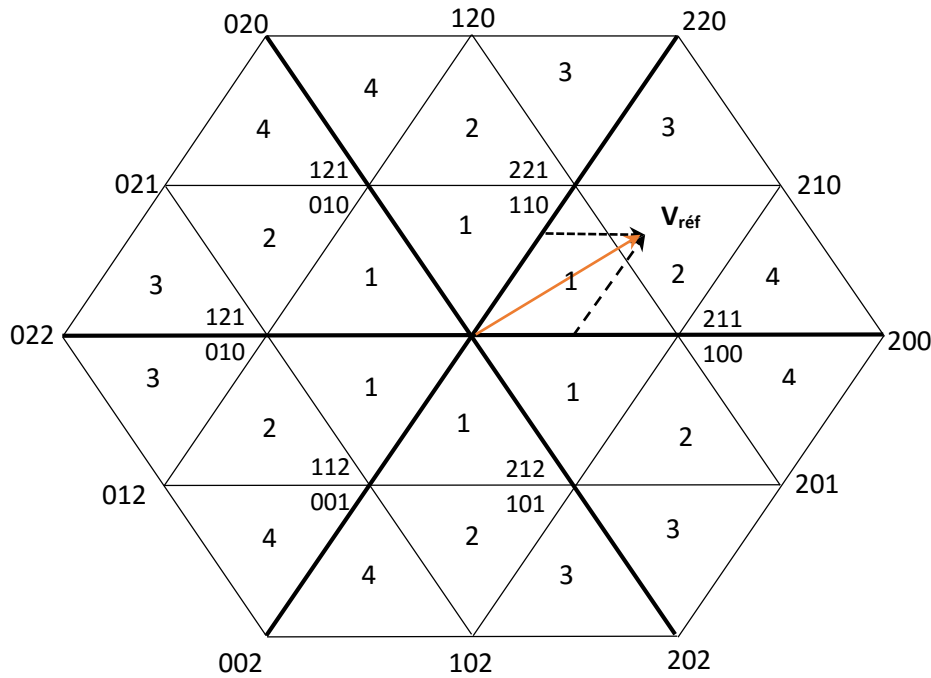
de (0.1 s), suivi d'une application d'un couple de charge nominal de (20N.m) à 0.3 (sec), puis à vide (0.45 s), à l'instant 0.5 (sec) on a inversé le sens de rotation où le couple atteint environ (-149Nm) et retourne vers sa valeur de consigne en fin, on a appliqué un couple de charge (-20N.m) à 0.7 (sec).

- ❖ La figure (III-4.c), montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 70A, et puis il se stabilise à la valeur 6A. Après l'application du couple résistant positif (20N.m) ou (-20N.m) le courant se stabilise environ à 8A. Après l'inversement du sens de rotation le courant atteint environ (-48A).
- ❖ La figure (III-4.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC-SVM à onduleur à deux niveaux, ainsi leur valeur de THD (1.48%) et la on peut remarquer une grande amélioration par rapport à la commande DTC classique.
- ❖ La figure (III-4.e) montre la réponse du module de flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1 Wb) dans une bande fixe (0.001Wb). Le n'est pas affecté par la variation de la charge, la seule affectation est à l'instant de l'inversement de vitesse.
- ❖ La figure (III-4.i), montre que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ❖ La figure (III-4.j), illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à deux niveaux.

### 3. Amélioration de la DTC-SVM par l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux :

Le vecteur de référence peut prendre dix-huit positions dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur figure (III-5). ils sont rangés sur deux hexagones douze positions sur l'hexagone externe (correspondant aux états **200, 210, 220, 120, 020, 120, 022, 012, 002, 102, 202 et 201**), six positions sur l'hexagone interne (correspondant aux états **(211-100), (121-010), (122-011), (112-001), et (212-101)**), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondant aux états **222, 111 et 000**. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états sont appelés états redondants ou vecteur redondants qui nous donne la même tension aux bornes d'un bras [13].

Les positions discrètes du vecteur de position de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaire, les sommets de ses secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe. Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires, on a ainsi **24** régions dans la totalité du diagramme vectoriel [13]



**Figure III- 5 :** Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

A partir des coordonnées  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  et de la position angulaire  $\theta$  on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région (r) se situe le vecteur  $V_{ref}$  dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) comme le montre dans l'équation (III-3).

Pour la détermination de la région on utilise les équations cartésiennes des droites ( $V_\beta$  en fonction de  $V_\alpha$ ) entourant la région.

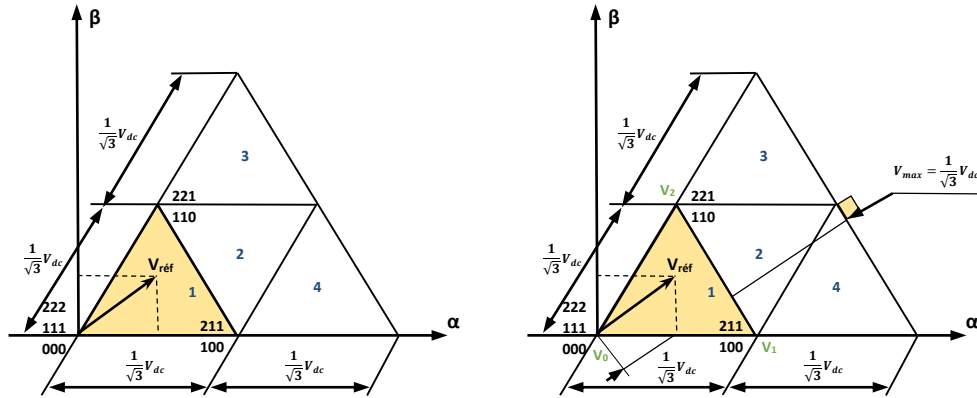
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } V_\beta \geq \frac{1}{2\sqrt{3}} ; r = 4. \\ \text{sinon si } V_\beta \leq \frac{-3}{\sqrt{3}} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc} ; r = 1. \\ \text{sinon si } V_\beta \geq \frac{3}{\sqrt{3}} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc} ; r = 2. \\ \text{sinon } r = 3. \end{array} \right.$$

### Calcul des temps de commutation pour chaque [13] :

La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans toutes les secteurs et se distingue d'une région à une autre dans le même secteur, de ce fait, on va présenter la méthode de calcul de la première région du premier secteur.

• **Région N°1 :**

Lors du passage du vecteur de référence  $V_{ref}$  à travers la région N°1, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suivant (221, 211, 111, 110, 100, 100) pour la première demi-période de modulation ( $\frac{T_m}{2}$ ) et les appliqués pour la deuxième demi-période de cette façon (221, 211, 111, 110, 110, 100).



**Figure III- 6** [13] : *détermination des temps de commutation dans la région N°1.*

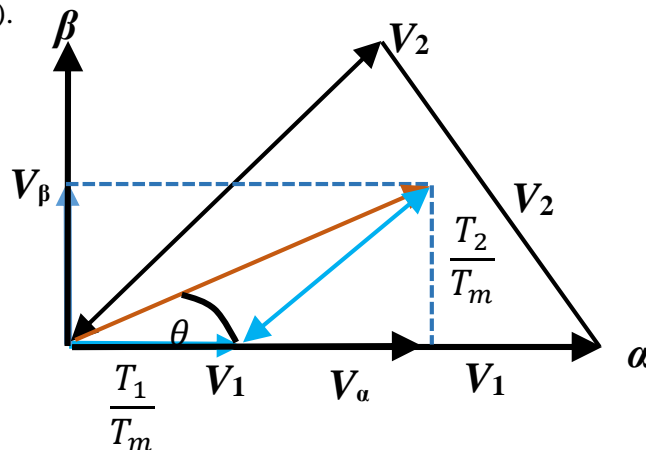
- Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit :

$$T_m = T_a + T_b + T_c \tag{III-9}$$

$$V_{ref} = \frac{T_a}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_b}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_c}{T_m} \cdot V_0 \tag{III-10}$$

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$

figure(III.6).



**Figure III- 7** [13] : *projection du vecteur de référence (secteur 1 et la région 1).*

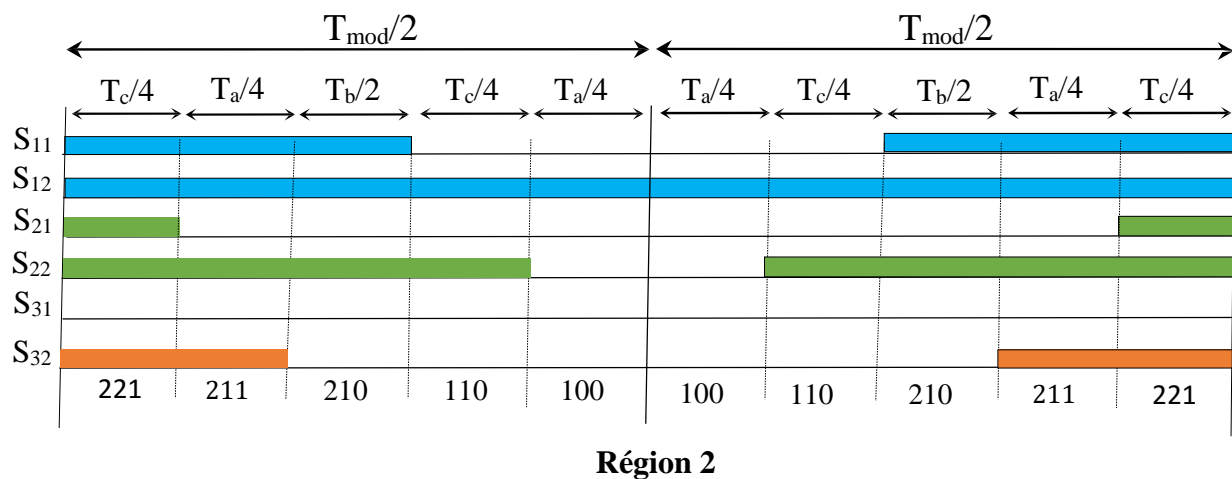
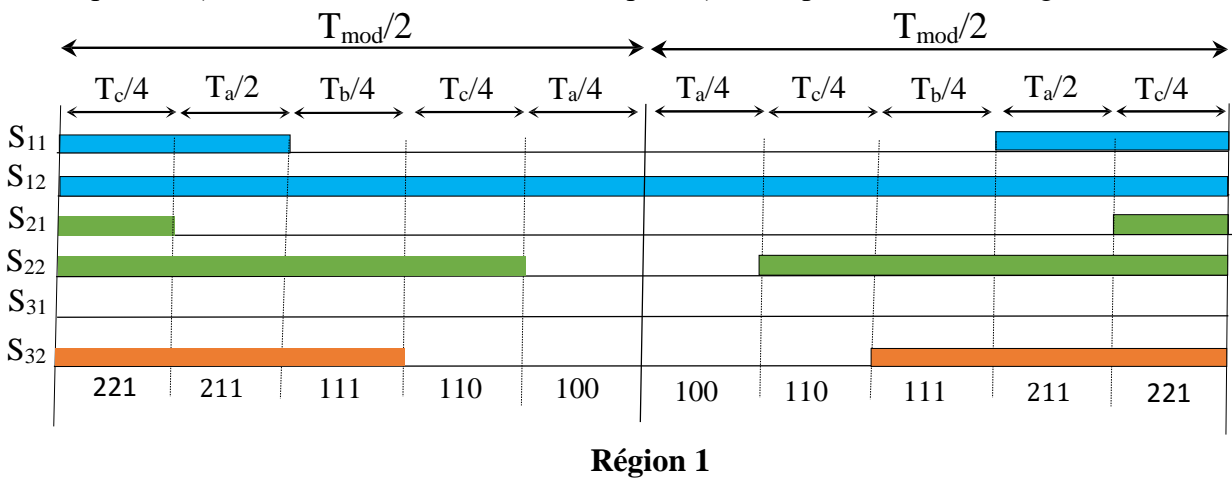
$$\begin{cases} V_{ref} \cdot T_{mod} \cdot \cos(\theta) = \frac{V_{dc}}{6} \cdot T_a + \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}} \cdot T_b + 0 \cdot T_c \\ V_{ref} \cdot T_{mod} \cdot \sin(\theta) = 0 \cdot T_a + \frac{V_{dc}}{12} \cdot T_b + 0 \cdot T_c \\ T_{mod} = T_a + T_b + T_c \end{cases} \tag{III-11}$$

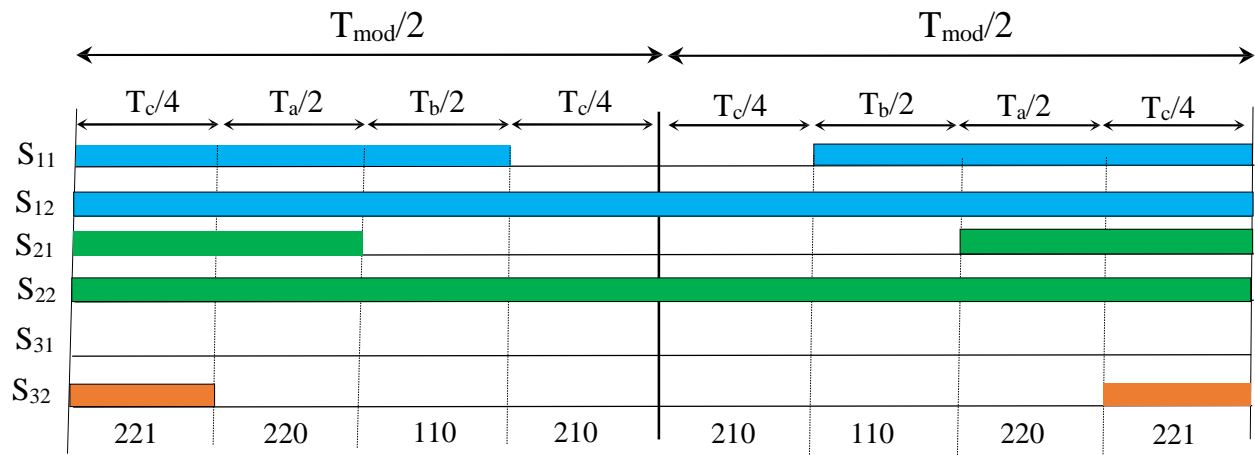
On résolve ce système d'équation on trouve  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$  et on utilise la même procédure les temps de commutation des régions N°2 et N°3 et N°4. Les temps  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$  sont donnés par le tableau (III-2). Avec  $k = \frac{3.v_{ref}}{\sqrt{3}.v_{dc}}$ .

**Tableau III- 2** [15] : Calcul des temps  $T_c$ ,  $T_b$  et  $T_a$ .

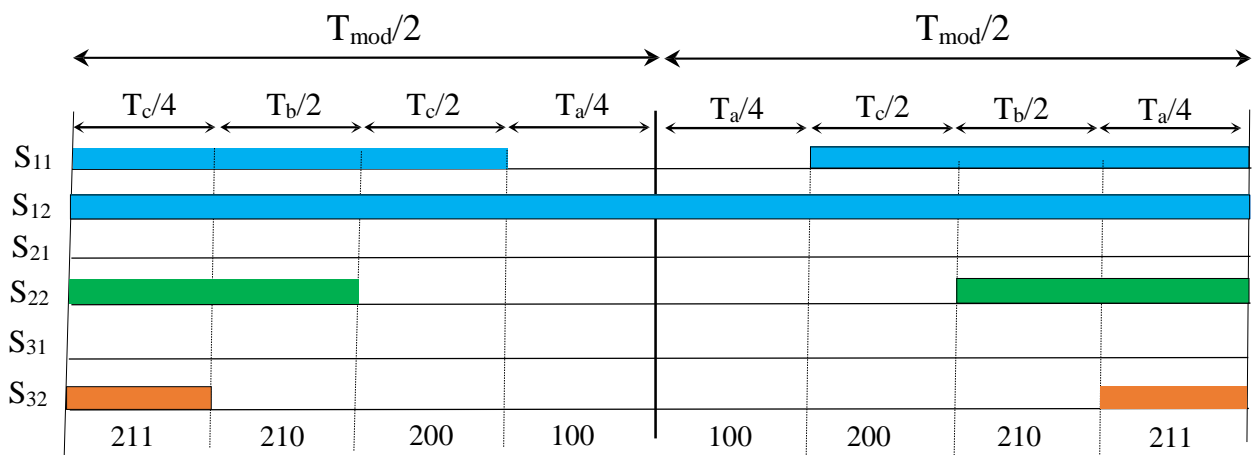
Les temps Région	$T_a$	$T_b$	$T_c$
1	$2k\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$	$T_s - 2k\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)$	$2k\sin(\theta)$
2	$T_s - 2k\sin(\theta)$	$2k\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)$	$T_s - 2k\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$
3	$2k\sin(\theta) - T_s$	$2k\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$	$2T_s - 2k\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)$
4	$2T_s - 2k\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)$	$2k\sin(\theta)$	$2k\sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - T_s$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur et ensuite on détermine les largeurs d'impulsion (durées des fermetures des interrupteurs) correspondant selon la figure (III-8).





Région 3



Région 4

Figure III- 8 : Fonction logique dans les quatre régions du premier secteur.

A partir de la figure (III-8), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période de modulation  $T_{mod}$ , dans chacun des six secteurs. Les durées de fermeture des interrupteurs pour une région, sont différentes d'un secteur à un autre.

Les interrupteurs des demi-bas inférieurs sont complémentaires avec ceux des demi-bas supérieurs. Comme exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bas supérieurs pour les quatre régions du premier secteur, sont résumées dans le tableau (III-3).

**Tableau III- 3 [15] :** Durées de fermeture des interrupteurs supérieurs pour les quatre régions de premier secteur.

Région Temps	1	2	3	4
$S_{11}$	$\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$	$\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2} + T_b$	$T_{mod} - \frac{T_c}{2}$	$T_{mod} + \frac{T_a}{2}$
$S_{12}$	$T_{mod}$	$T_{mod}$	$T_{mod}$	$T_{mod}$
$S_{21}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_c}{2} + T_a$	0
$S_{22}$	$T_{mod} - \frac{T_a}{2}$	$T_{mod} - \frac{T_a}{2}$	$T_{mod}$	$\frac{T_a}{2} + T_b$
$S_{31}$	0	0	0	0
$S_{32}$	$T_{mod} - \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$	$\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_a}{2}$

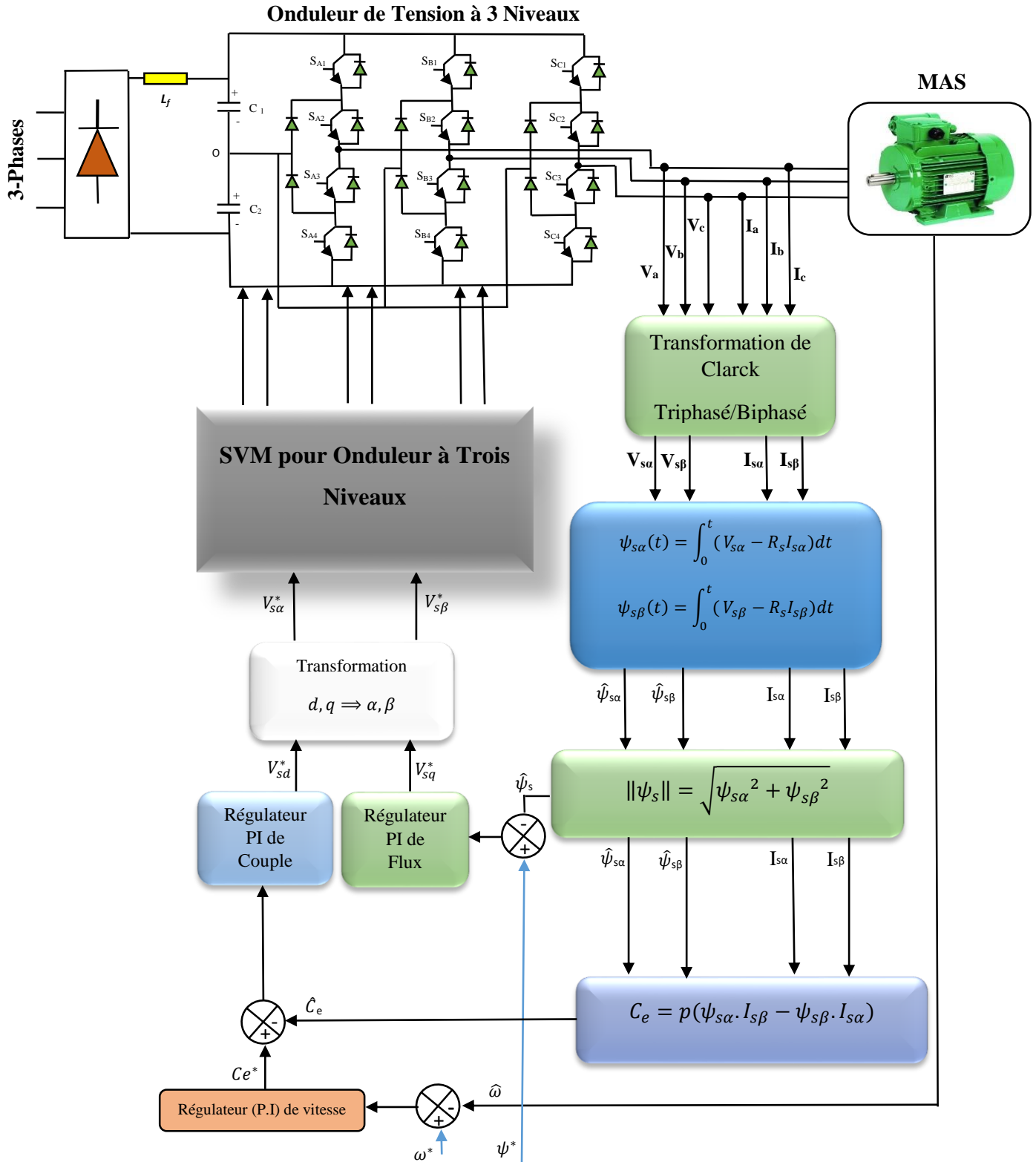
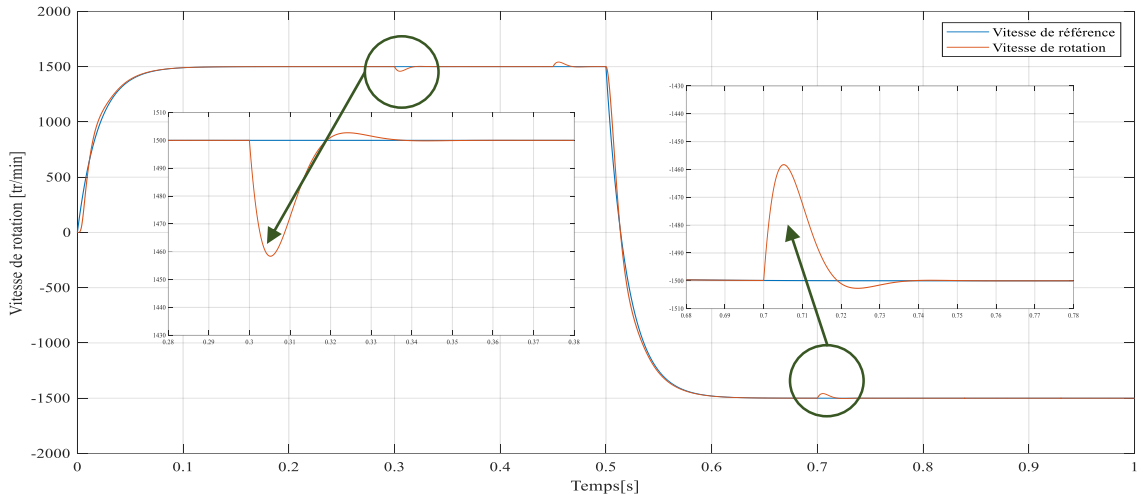
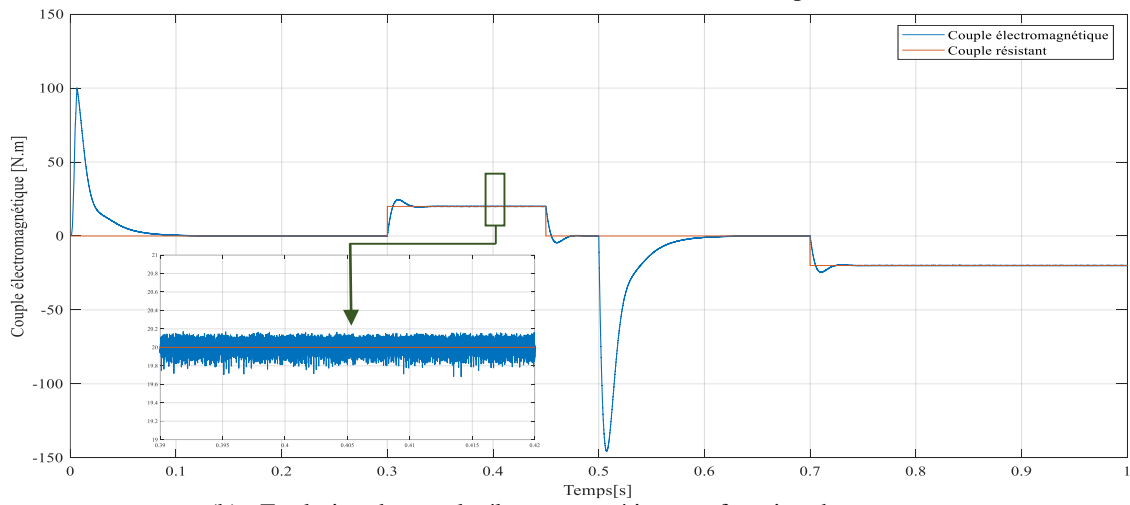


Figure III- 9 : Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à trois niveaux.

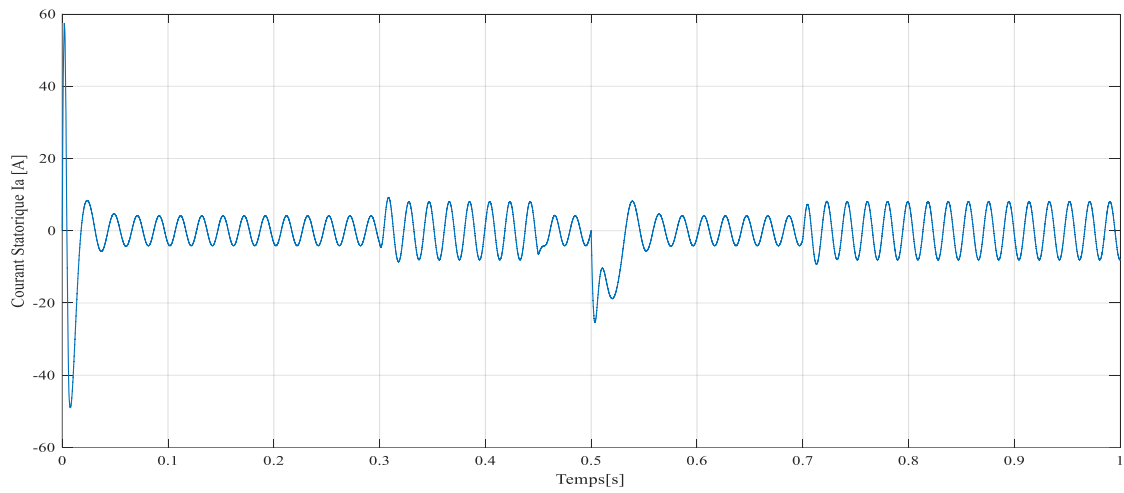
**4. Résultats de simulation :**



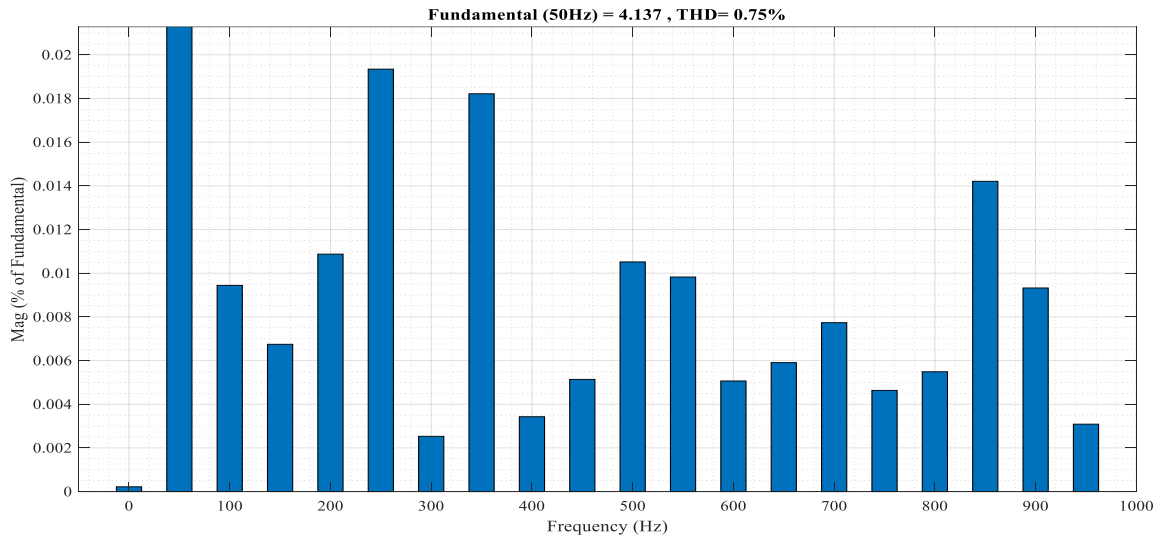
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



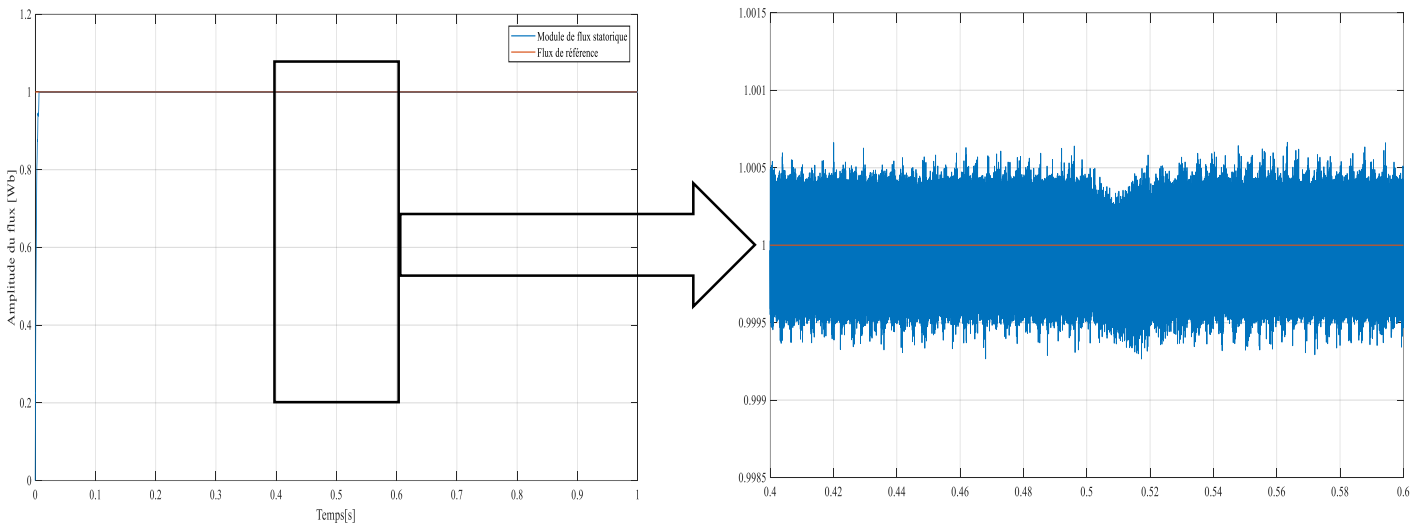
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps



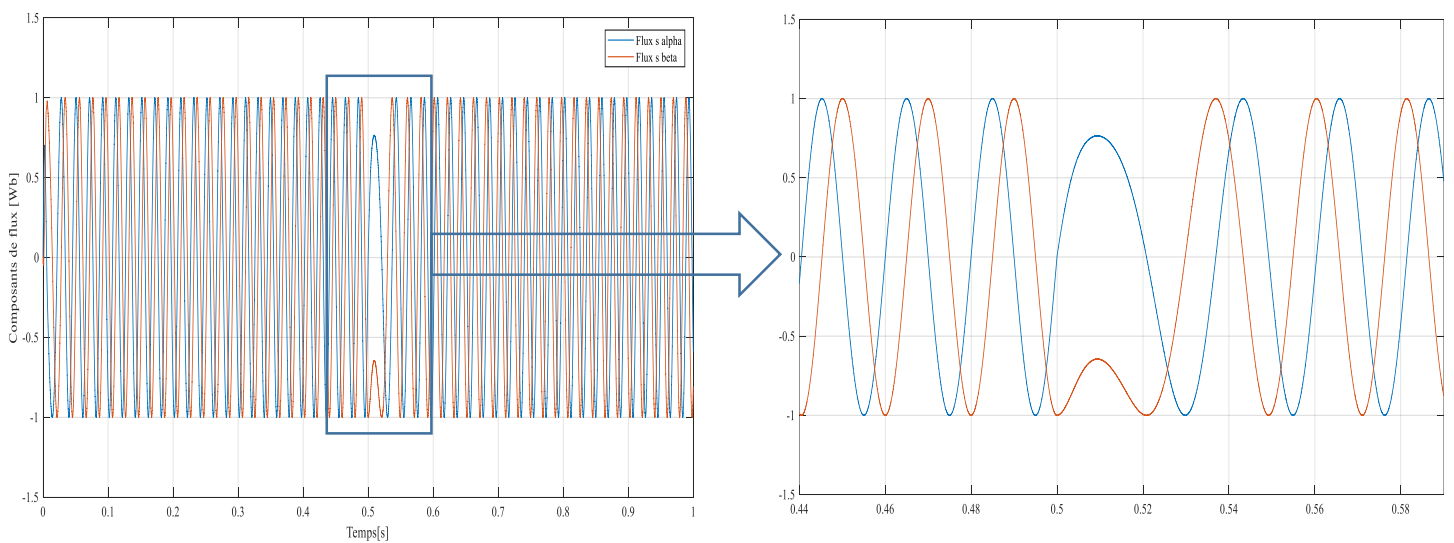
(c) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



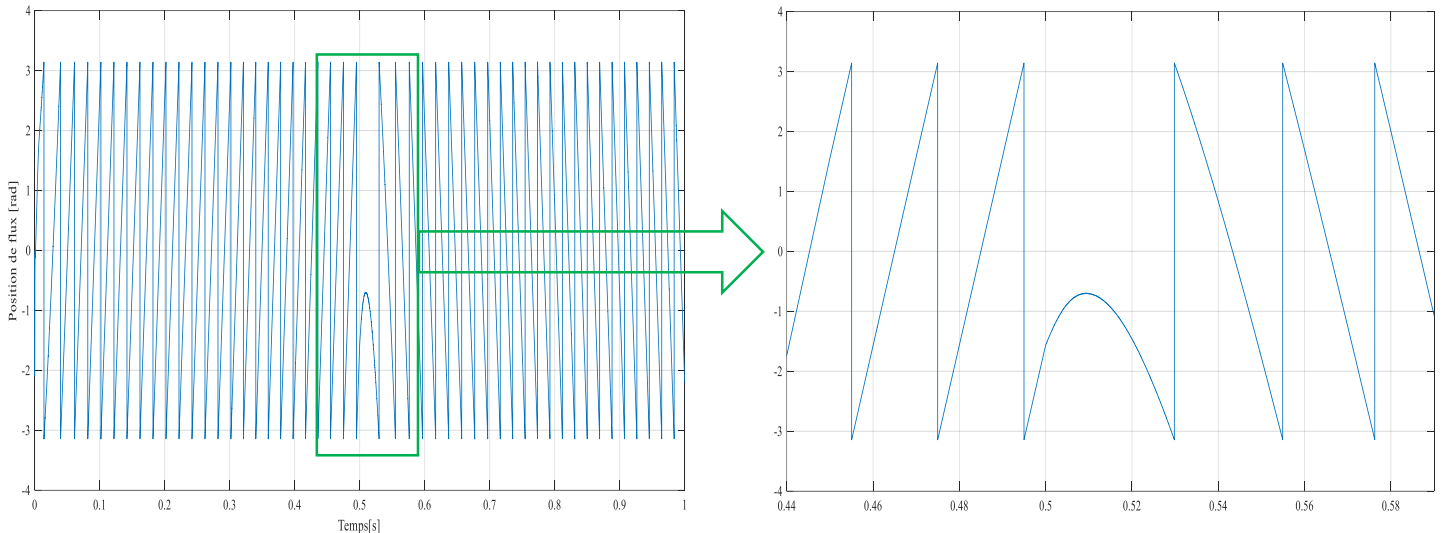
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



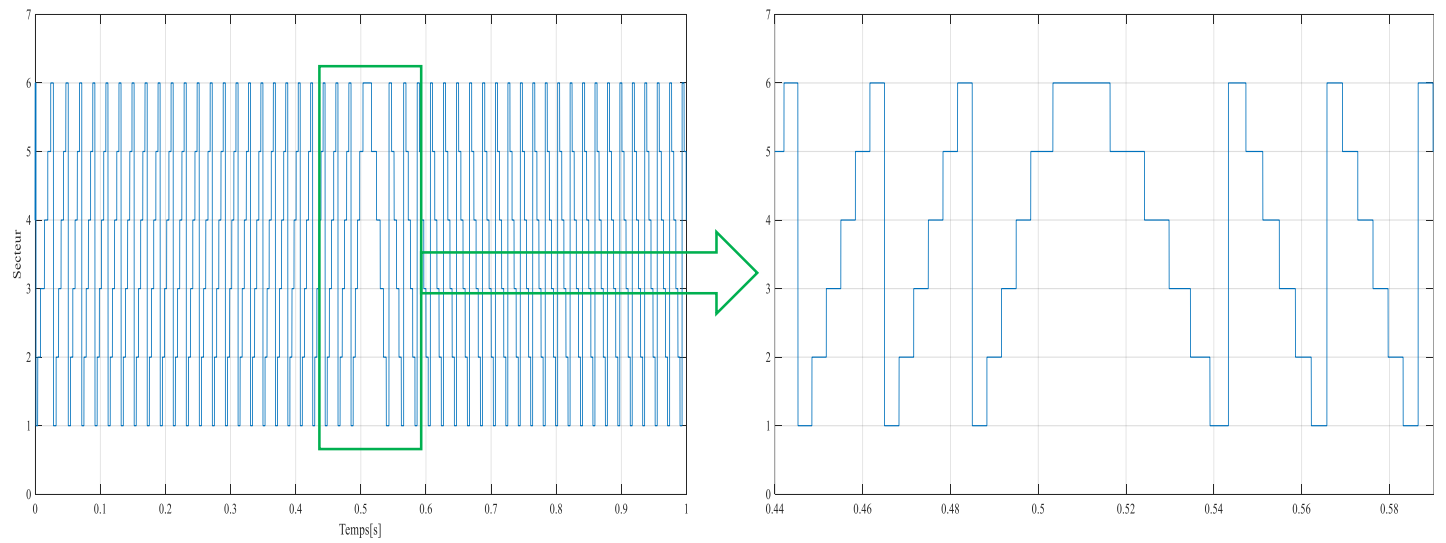
(e) : Evolution de module de flux en fonction du temps.



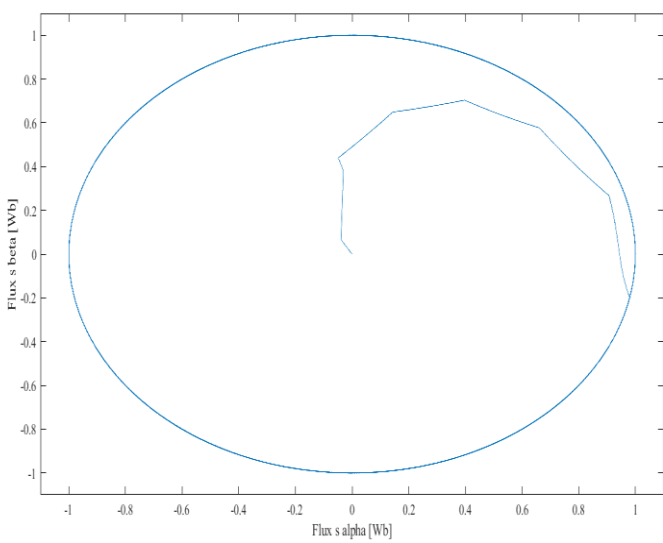
(f) : Variation des composantes du flux statorique en fonction du temps.



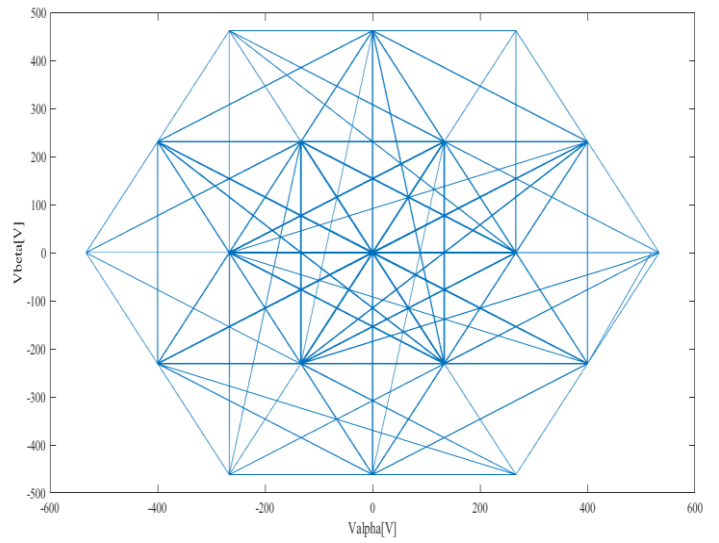
(g) : Variation du position du flux statorique en fonction du temps.



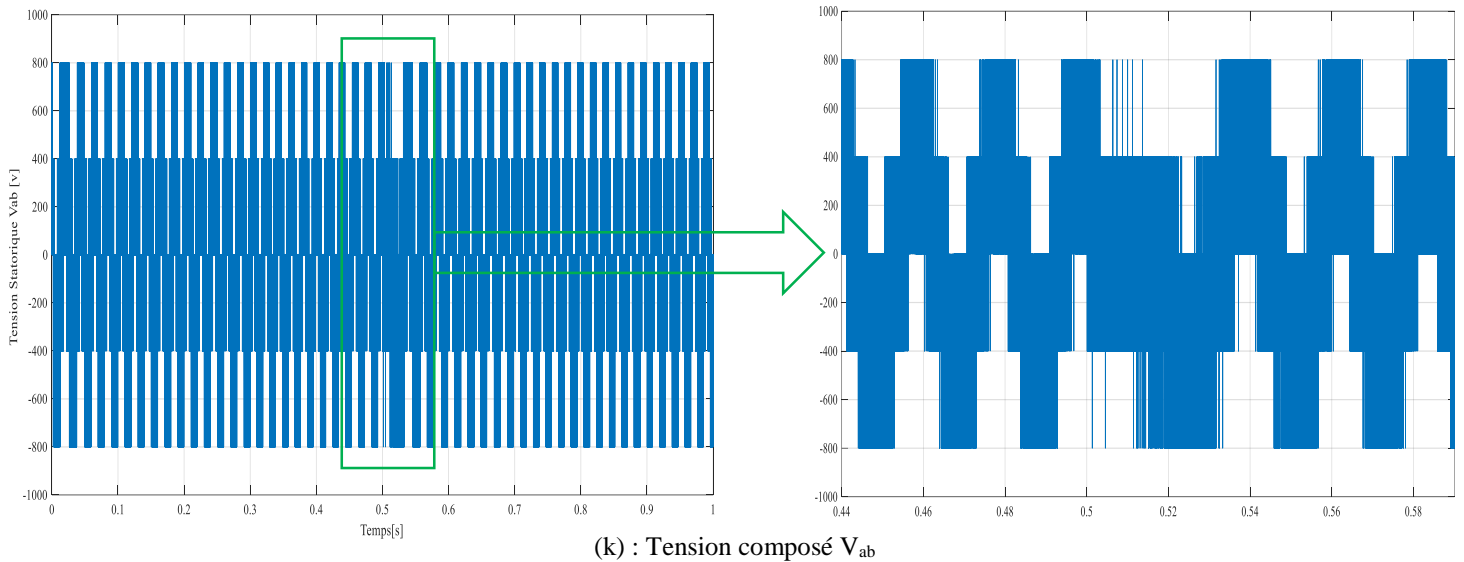
(h) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.



(i) : Flux statorique beta en fonction du flux statorique alpha



(j) : Tension statorique beta en fonction de tension statorique alpha



**Figure III- 10** : Résultats de simulation du DTC-SVM avec onduleur à trois niveaux.

## 5. Interprétation des résultats :

La figure (III-9) représente les résultats de simulation de la DTC-SVM appliquée avec un onduleur de trois niveaux, d'où on peut constater les remarques suivant :

- ❖ La figure (III-9.a) illustre la réponse de la vitesse. A vide, nous remarquons après (0.1s) que la vitesse se stabilise à sa valeur de référence. Avec l'application du couple résistant positif (20 N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0N.m), la vitesse diminue ou augmente, mais toujours elle essaye de suivre sa consigne à cause de régulateur de vitesse.
- ❖ La figure (III-9.b) permet de constater l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.1s) , suivi d'une application d'un couple de charge nominal de (20N.m) à 0.3(sec), puis à vide (0.145s), à l'instant 05(sec) on a inverser le sens de rotation ou le couple atteint environ (-149N.m) et retourne vers sa valeur de consigne en fin on a appliqué un couple de charge (-20N.m) à 0.7 (sec).
- ❖ La figure (III-9.c) montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 59A, et puis se stabilise à la valeur de 6A. après l'application du couple résistant positif (20N.m) ou (-20N.m) le courant se stabilise environ à 8A. après l'inversement de sens de rotation le courant atteint environ 25A.
- ❖ La figure (III-9.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC-SVM à onduleur à trois niveaux, ainsi leur valeur de THD (0.75%) on peut considérer comme amélioré par comparaison de celle obtenu de l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux.
- ❖ La figure (III-9.e) illustre la réponse du module de flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1Wb) dans une bande fixe (0.0005Wb), cette figure montre une amélioration de la forme du flux, ou on constate la diminution des fluctuations. Le flux

est toujours n'est pas affecté par la variation de la charge, mais cette fois il n'est pas affecté par le changement important de consigne de vitesse (changement de sens de rotation).

❖ La figure (III-9.i) présente, que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit un trajectoire quasi-circulaire.

❖ La figure (III-9.j) illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux.

## 6. Amélioration de la DTC-SVM par l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux :

A partir des tensions de sorties des régulateurs PI ( $V_d$  et  $V_q$ ) on a fait la transformation biphasé-biphasé (équation III-1) pour obtenir les tensions ( $V_\alpha$  et  $V_\beta$ ) puis on détermine le vecteur de référence suivant l'équation III-2, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ), ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure (III-10). De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions de vecteur  $V_s$  sont créées respectivement par un, deux, trois, quatre états redondants. La position de centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle est créée par cinq états redondants.

Chaque secteur est composé de 16 régions triangulaires (figure III-11). On a aussi 96 régions dans le diagramme vectoriel complet.

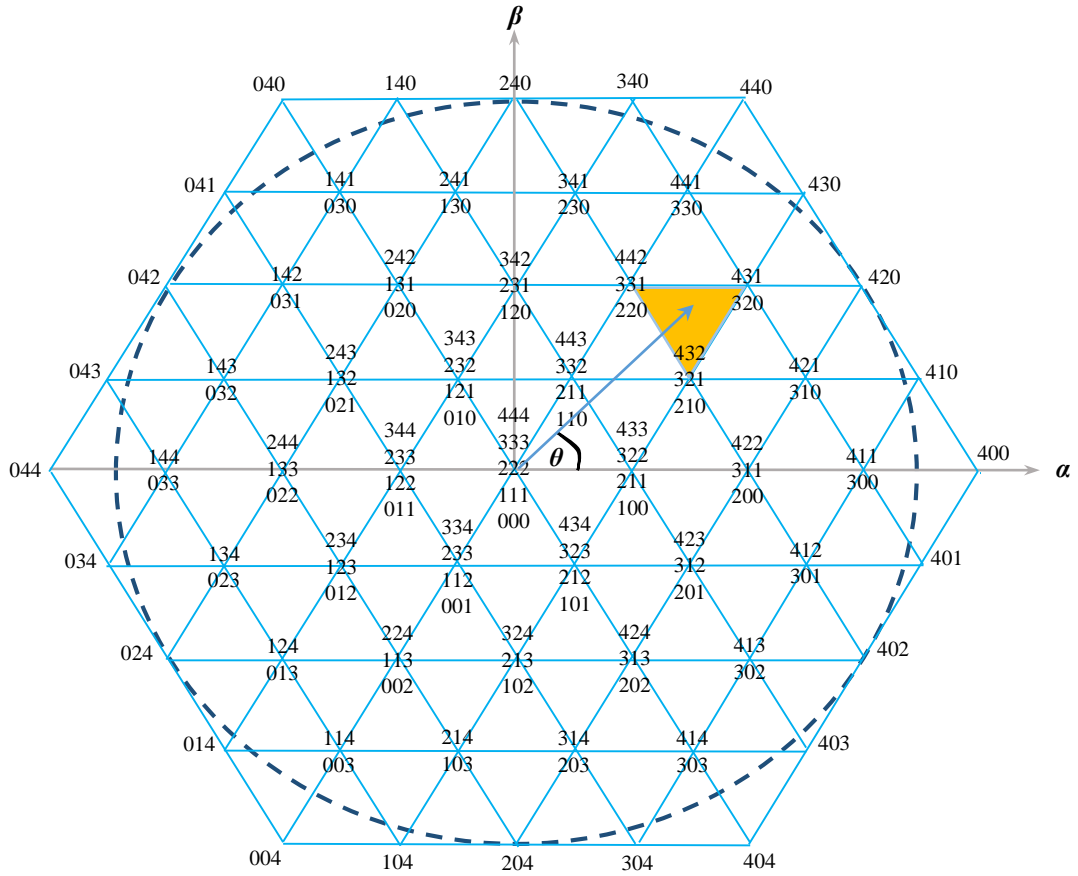


Figure III- 11 [13]: Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

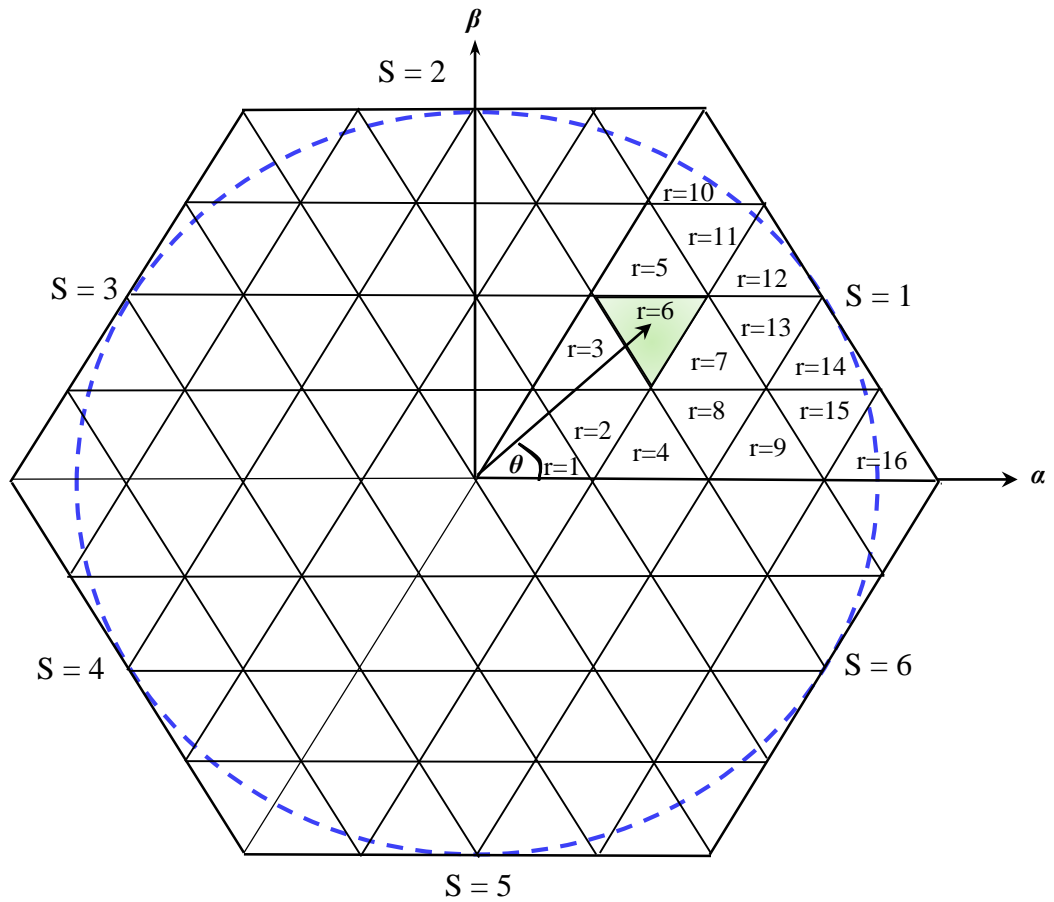


Figure III- 12 [13] : Les régions dans le premier secteur.

Le vecteur  $V_s$  est un vecteur tournant dans le diagramme vectoriel, le secteur  $S$  contenant ce vecteur se déduit à partir de sa position angulaire suivant l'équation (III-3).

A l'intérieur de chaque secteur, la région  $r$  contenant le vecteur  $V_s$  se déduit en utilisant les composants  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ . Chaque région est par les équations de ses trois côtés.

De la même manier de l'onduleur à trois niveaux on calcule les temps d'application d'état de l'onduleur  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$  pour les différents régions. Les expressions analytiques de ces temps sont résumées dans le tableau III-4. D'où  $w = \frac{V_{ref}}{V_{dc}}$ .

**Tableau III- 4:** calcul de temps  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$ .

Régions	Les temps $T_a$ , $T_b$ , $T_c$
1	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_b = T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_c = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$
2	$T_a = T_{mod} - 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$ $T_b = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - T_{mod}$ $T_c = T_{mod} + wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$
3	$T_c = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - T_{mod}$ $T_b = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_a = 2T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$
4	$T_a = 2T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_b = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$ $T_c = -T_{mod} - wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$
5	$T_a = 3T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_b = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - 2T_{mod}$ $T_c = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta))$
6	$T_a = T_{mod} + wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_b = 2T_{mod} - 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$ $T_c = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 2T_{mod}$
7	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - T_{mod}$ $T_b = 3T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_c = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - T_{mod}$
8	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 2T_{mod}$ $T_b = wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 2T_{mod}$

	$T_c = -4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) + T_{mod}$
9	$T_a = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$ $T_b = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 2T_{mod}$ $T_c = 3T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$
10	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_b = 4T_{mod} - wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta))$ $T_c = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - 3T_{mod}$
11	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 3T_{mod}$ $T_b = wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + T_{mod}$ $T_c = -4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) + 3T_{mod}$
12	$T_a = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - 2T_{mod}$ $T_b = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - T_{mod}$ $T_c = -wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 4T_{mod}$
13	$T_a = 2T_{mod} - 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$ $T_b = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 3T_{mod}$ $T_c = wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 2T_{mod}$
14	$T_a = -wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 4T_{mod}$ $T_b = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) - T_{mod}$ $T_c = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 2T_{mod}$
15	$T_a = wT_{mod}(-6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 3T_{mod}$ $T_b = -4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta) + T_{mod}$ $T_c = wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 3T_{mod}$
16	$T_a = wT_{mod}(6\cos(\theta) - 2\sqrt{3}\sin(\theta)) - 3T_{mod}$ $T_b = -wT_{mod}(6\cos(\theta) + 2\sqrt{3}\sin(\theta)) + 4T_{mod}$ $T_c = 4\sqrt{3}wT_{mod}\sin(\theta)$

en effectuant le même calcul pour chaque secteur et à partir de la figure (III-10), on déduit les largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs) des six interrupteurs durant la période de modulation  $T_{mod}$ , dans chacun des six secteurs.

Les durées de fermeture des interrupteurs pour une région sont différentes d'un secteur à l'autre. Les interrupteurs des demi-bas inférieurs sont complémentaires avec ceux des demi-bras supérieurs.

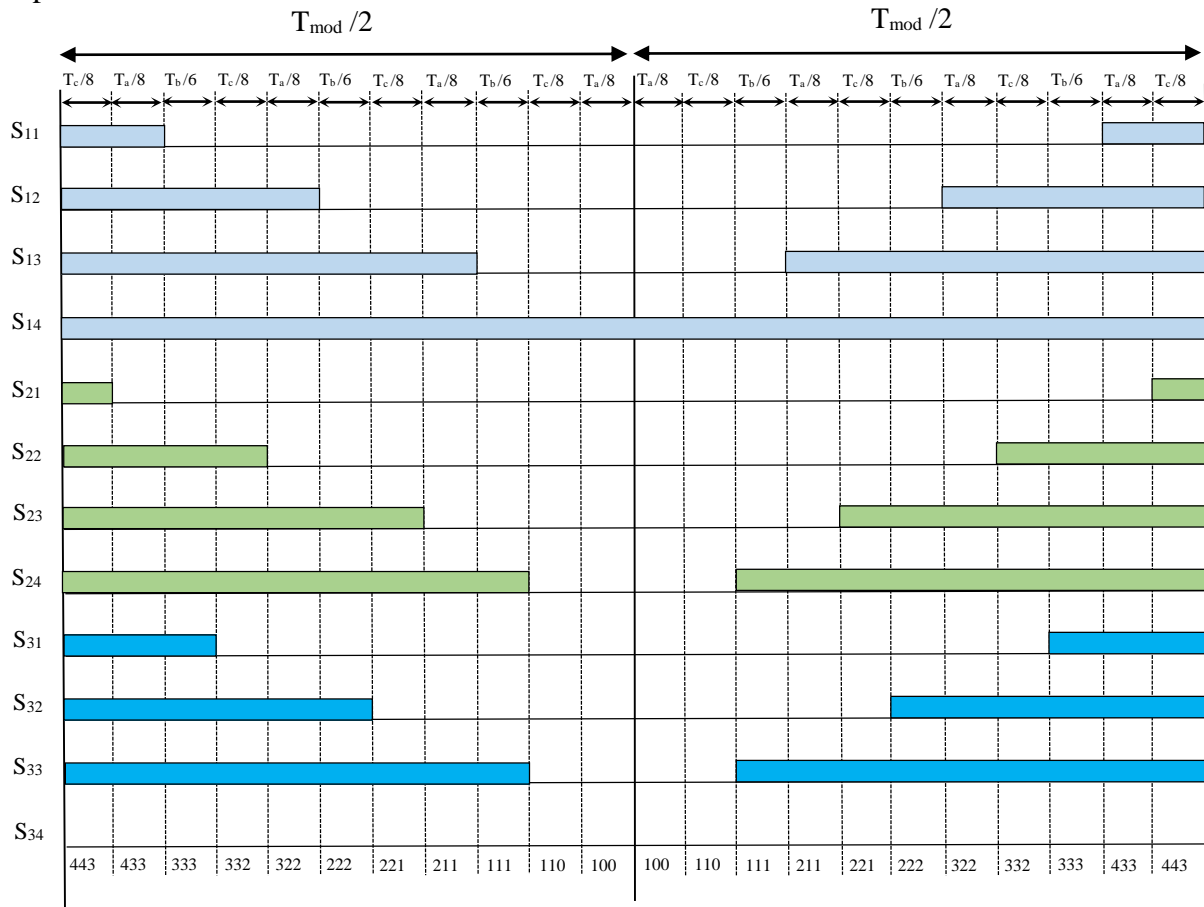


Figure III- 13 : Fonction logique dans la région N°1 du premier secteur.

A titre d'exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs pour la région N°1 du premier secteur, sont résumées dans le tableau III-5.

Tableau III- 5 : Durée de fermeture des interrupteurs pour la région N°1 de premier secteur.

Région	Demi-bras sup N°1	Demi-bras sup N°2	Demi-bras sup N°3
1	$S_{11} = T_a/4 + T_c/4$ $S_{12} = T_a/2 + T_b/3 + T_c/2$ $S_{13} = 3T_a/4 + 2T_b/3 + 3T_c/4$ $S_{14} = T_{mod}$	$S_{21} = T_a/4$ $S_{22} = T_a/4 + T_b/3 + T_c/2$ $S_{23} = T_a/2 + 2T_b/3 + 3T_c/4$ $S_{24} = 3T_a/4 + T_b + T_c$	$S_{31} = 0$ $S_{32} = T_a/4 + T_b/3 + T_c/2$ $S_{33} = T_a/4 + T_b/3 + T_c/4$ $S_{34} = 3T_a/4 + T_b + 3T_c/4$

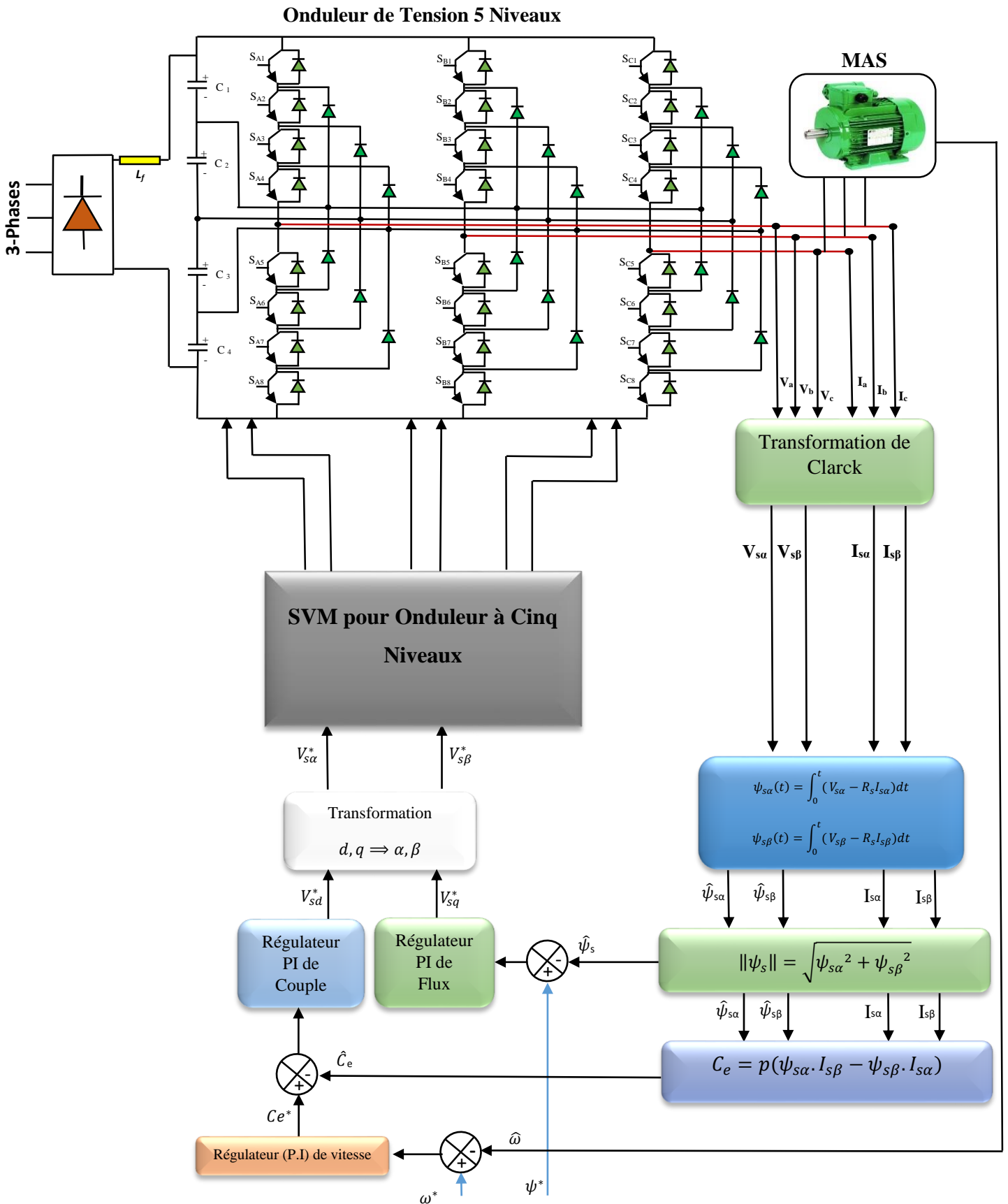
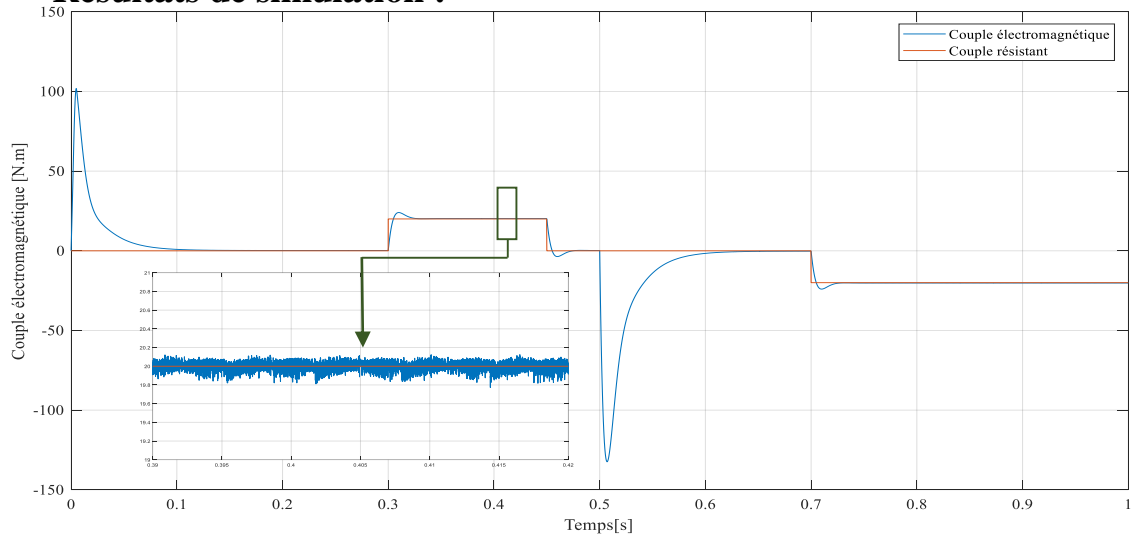
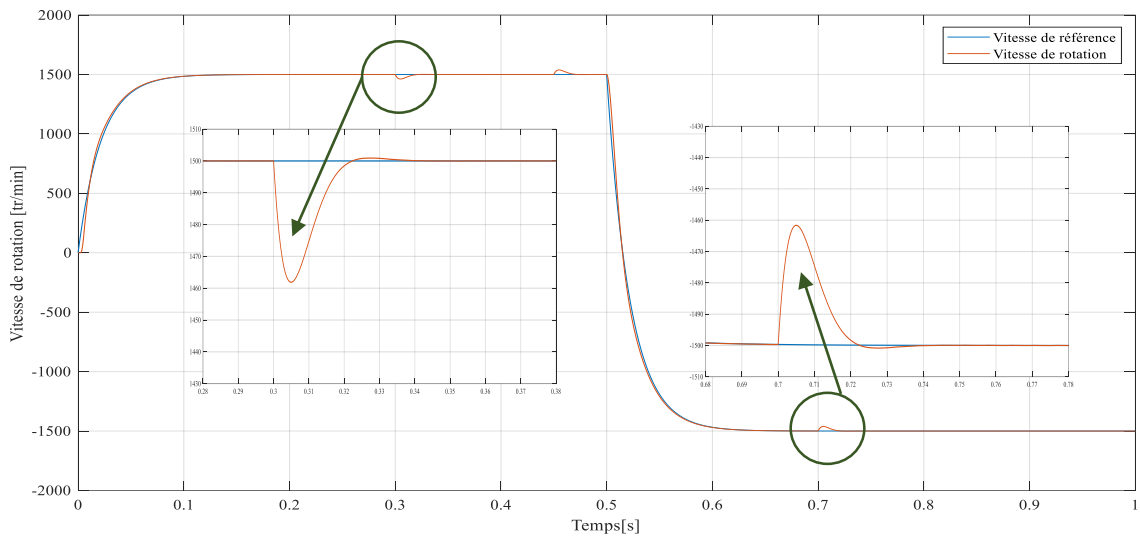


Figure III- 14: Structure globale de la commande DTC-SVM avec onduleur à cinq niveaux.

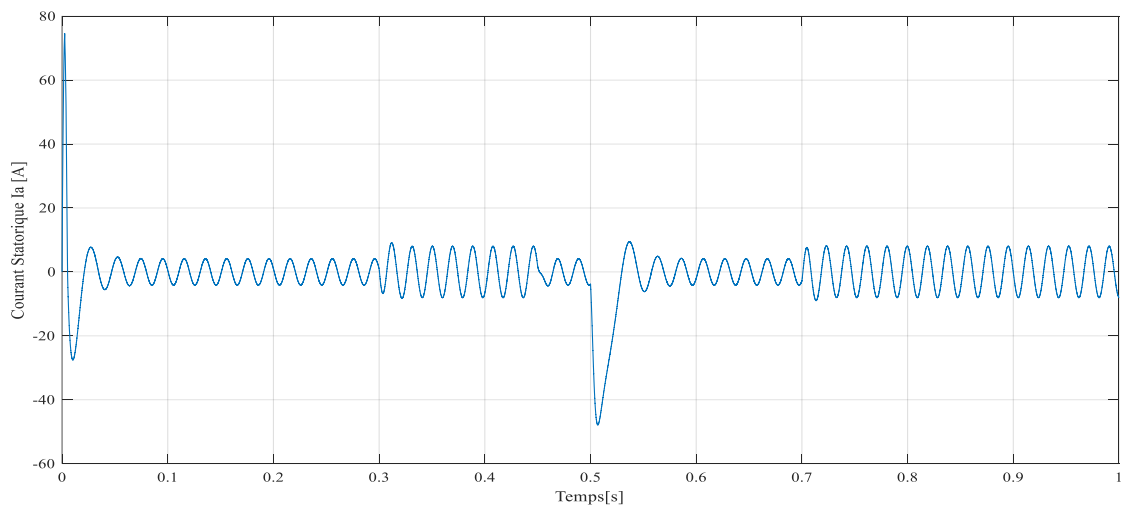
7. Résultats de simulation :



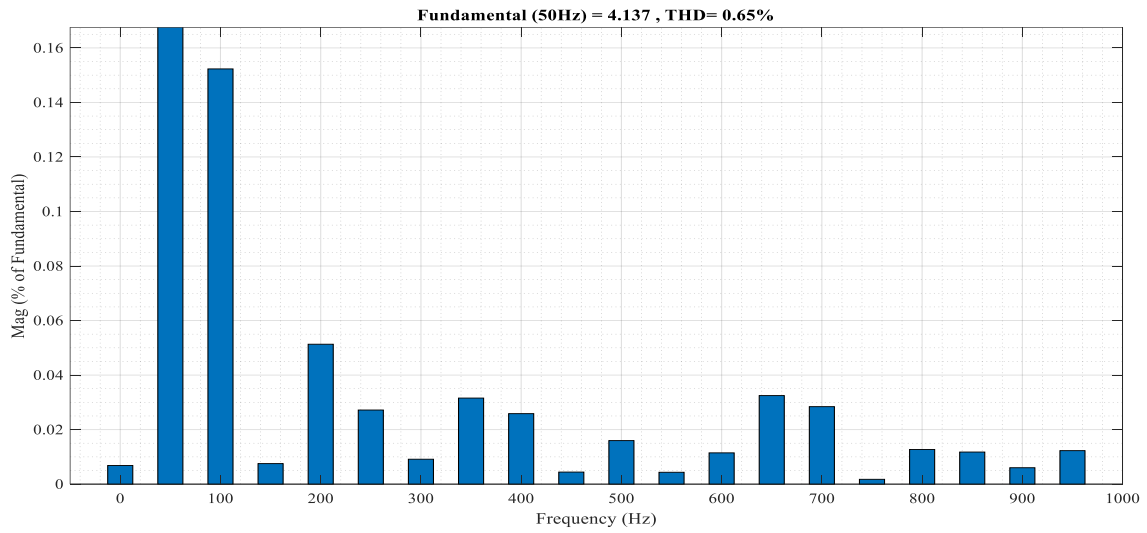
(a) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



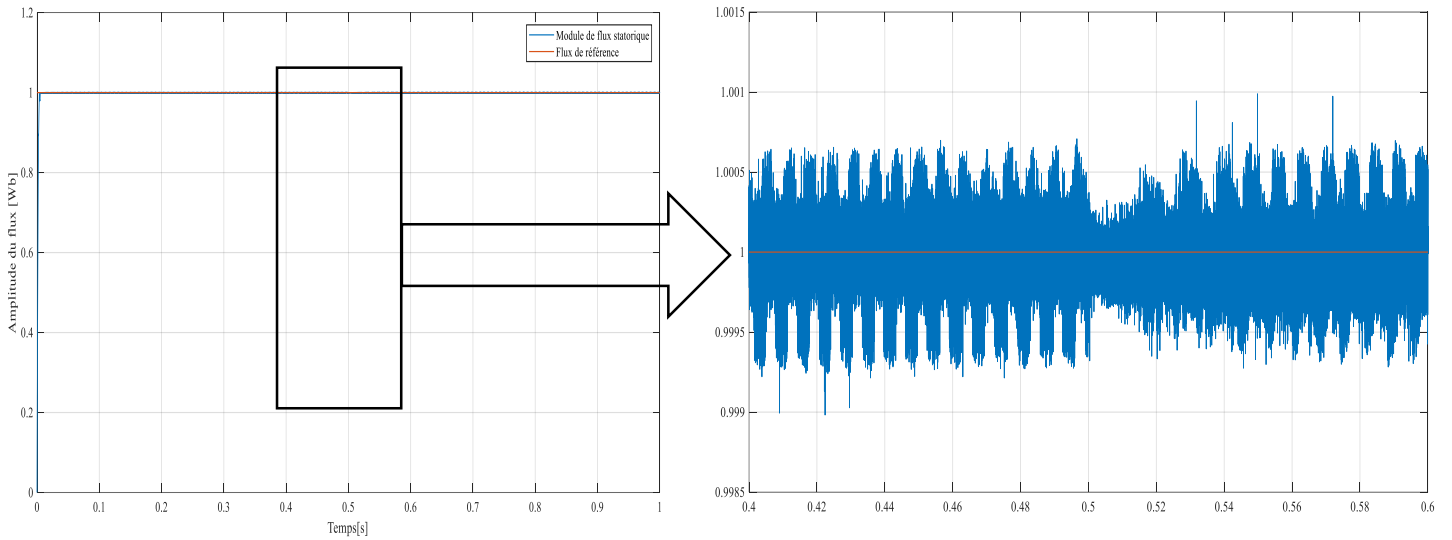
(b) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



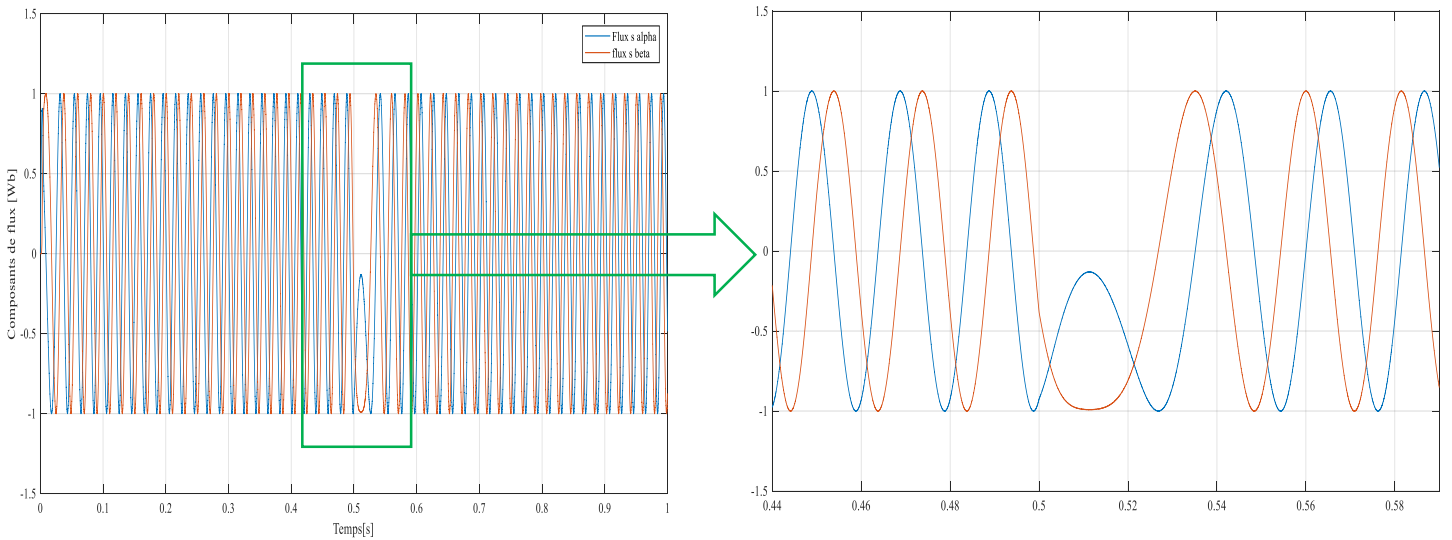
(b) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



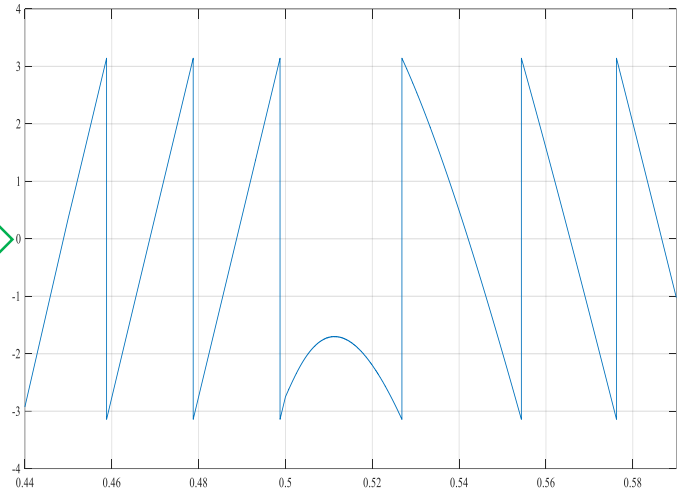
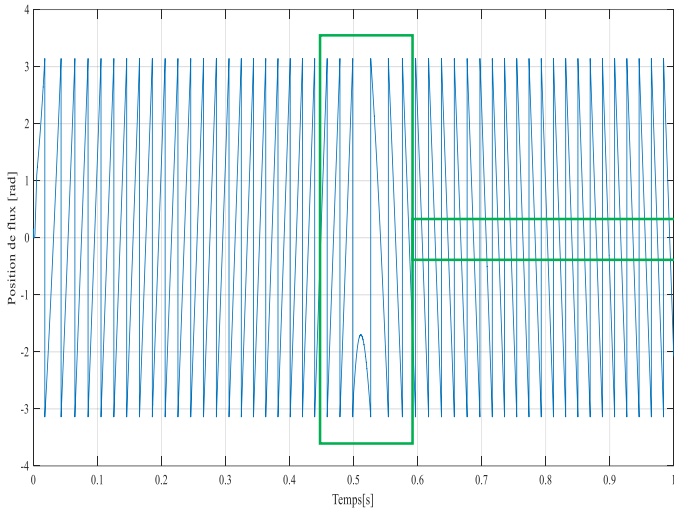
(d) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



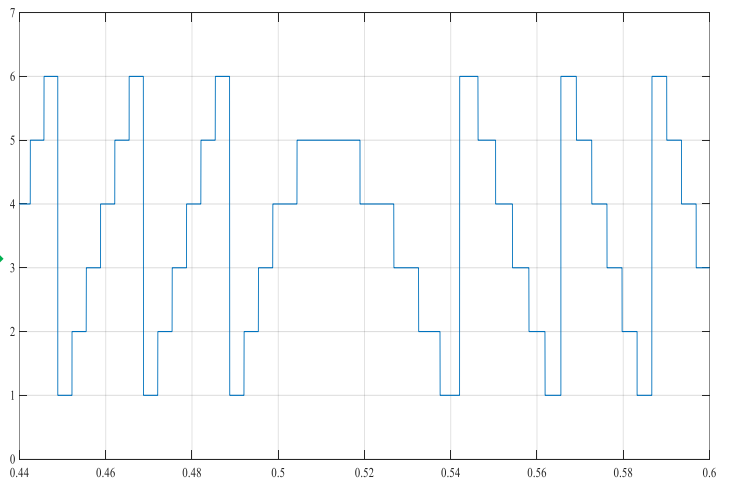
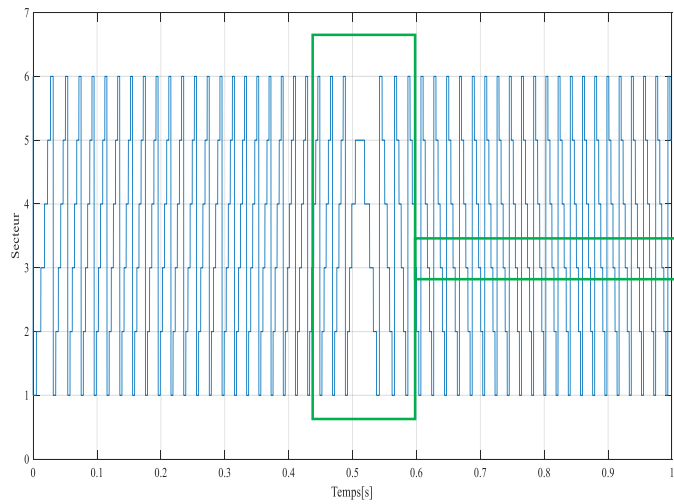
(e) : Evolution de module de flux en fonction du temps.



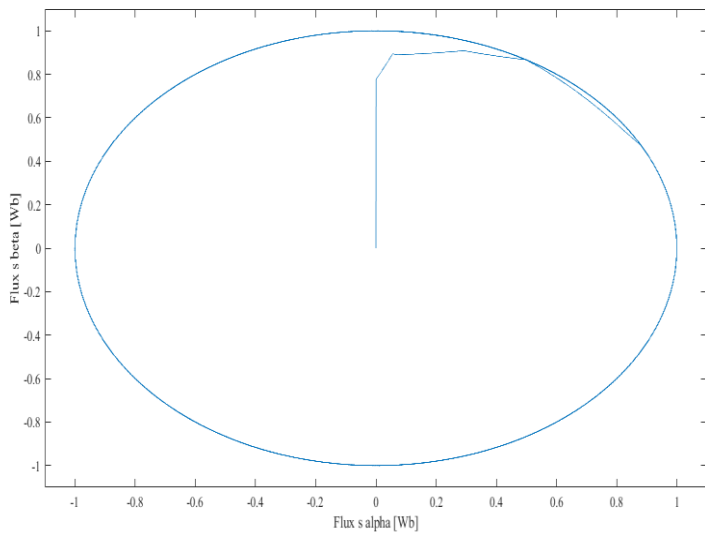
(a) : Variation des composantes du flux statorique en fonction du temps.



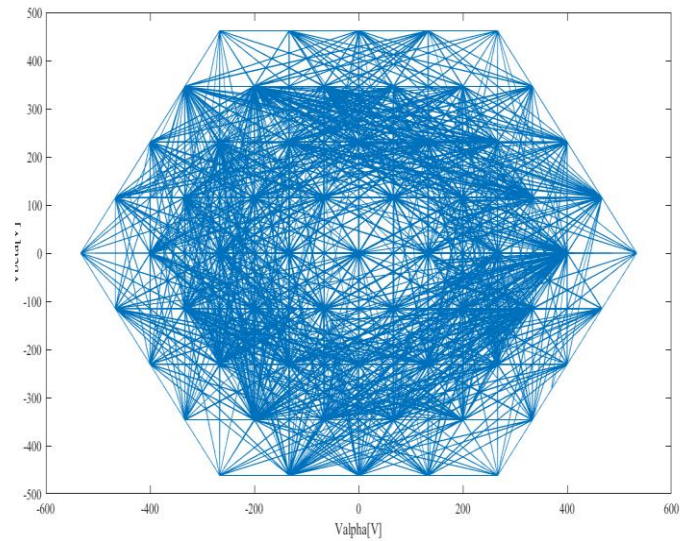
(b) : Variation du positon du flux statorique en fonction du temps.



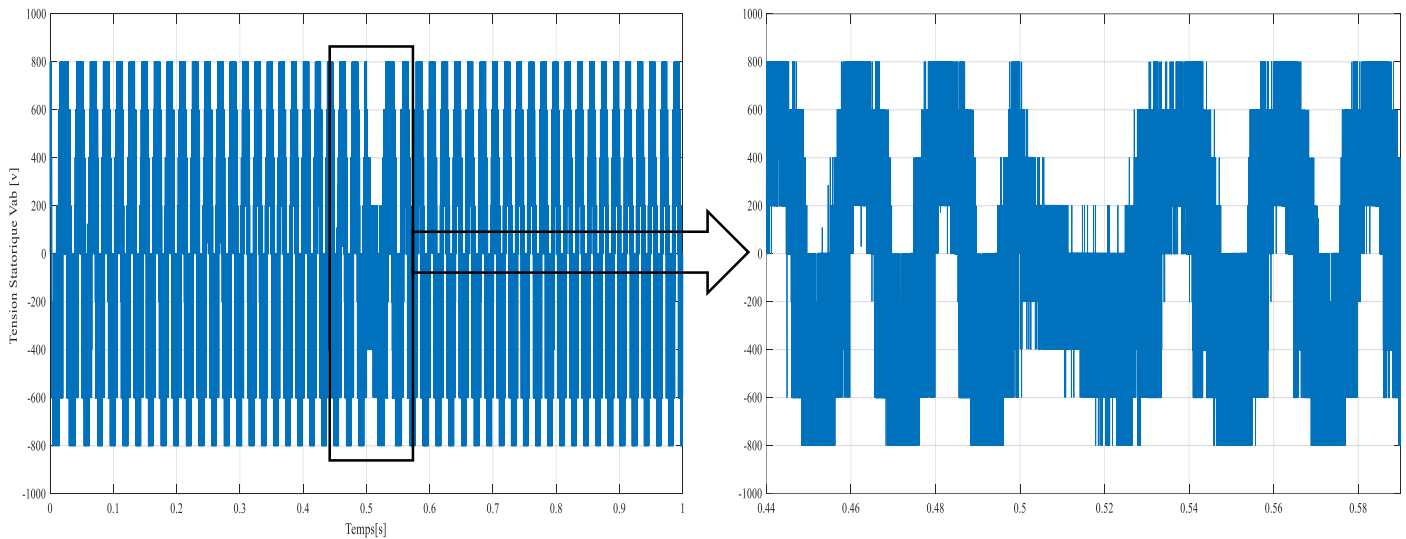
(c) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps.



(i):Flux statorique beta en fonction du flux statorique alpha



(j) : Tension statorique beta en fonction de tension statorique alpha

(k) : Tension composé  $V_{ab}$ .**Figure III- 15 :** Résultats de simulation du DTC-SVM avec onduleur à cinq niveaux.

## 8. Interprétation des résultats :

La figure (III-14) représente les résultats de simulation de la DTC-SVM appliquée un onduleur de cinq niveaux de type NPC, on remarque que tous les courbes gardent toujours leurs formes avec une bref amélioration, d'où on constate les remarques suivants :

- ❖ La figure (III-14.a) montre l'évolution de la vitesse sans charge, nous remarquons que la vitesse se stabilise à sa valeur de référence après (0.1s). avec l'application du couple résistant positif (20N.m) à 0.3 (sec) ou élimination de la charge (0N.m), la vitesse diminue mais toujours retourne vers sa valeur de référence à cause de régulateur de vitesse.
- ❖ La figure (III-14.b) permet d'avoir l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps de réponse d'environ de (0.1s), suivi par l'application d'un couple de charge de charge nominale de (20N.m) à 0.3 (sec), puis à vide (0.45 s), à l'instant 0.5 (sec) on a inversé le sens de rotation ou le couple atteint environ (-140N.m) et retourne vers la valeur de consigne en fin, on a appliqué un couple de charge (-20N.m) à 0.7 (sec).
- ❖ La figure (III-14.c) illustre le graphe du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 74A, et puis il se stabilise à la valeur de 6A. après l'application du couple résistant positif (20N.m) ou (-20N.m) le courant se stabilise environ à 8A. après l'inversement de sens de rotation le courant atteint environ (48A).

- ❖ La figure (III-14.d) présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC-SVM à onduleur à cinq niveaux, ainsi leur valeur de THD (0.65%) d'où on peut remarquer l'amélioration qui résulte à l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux.
- ❖ La figure (III-14.e) illustre le module du flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1Wb) dans une bande fixe (0.0005Wb) le n'est pas affecté par la variation de la charge, ni par le changement important de la consigne de vitesse.
- ❖ La figure (III-14.i) montre que les deux composants de flux statoriques  $\psi_{\alpha}$  et  $\psi_{\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur de flux statorique suit la référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- ❖ La figure (III-14.j) illustre la trajectoire du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux.
- ❖ A travers cette simulation, nous constatons que le couple, la vitesse et le flux suivent parfaitement ses valeurs des références.

Nous remarquons la présence des fluctuations sur l'allure du couple électromagnétique à cause des harmoniques

## 9. Conclusion :

Nous avons étudié dans ce chapitre une structure du contrôle direct de couple de la machine asynchrone avec des différentes améliorations en introduisant des régulateurs PI et un bloc MLI dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique.

Ce type de commande on l'appelle DTC-SVM ainsi on a utilisé les différents onduleurs multiniveaux (2, 3 et 5 niveaux) pour améliorer le courant statorique et minimiser le maximum possible les fluctuations dans le couple et la déformation du flux statorique.

Dans le but d'améliorer le THD des harmoniques et faire une étude comparative entre la DTC classique et la DTC-SVM, on a développé dans ce chapitre trois algorithmes basés sur la commande DTC-SVM on utilisant des onduleurs à deux, à trois et à cinq niveaux.

Après simulation nous constatons qu'il y'a une réduction du taux d'harmoniques des courants (en augmentant les niveaux d'onduleurs) de (1.48%) pour l'onduleur à deux niveaux , (0.75%) l'onduleur à trois niveaux et (0.65%) l'onduleur à cinq niveaux ce qui va influencer positivement sur le couple et la vitesse ( moins de fluctuation).



*Conclusion  
générale*



## **Conclusion générale :**

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

Dans le but de faire une étude comparative entre la DTC classique et la DTC-SVM, on a développé 6 algorithmes de commande appliqués sur des onduleurs à 2, 3 et 5 niveaux, les trois premiers sont basés sur la commande DTC classique, quant aux trois derniers, ils sont basés sur la commande DTC-SVM.

Après modélisation et simulation des modèles cités précédemment, le critère de base sur lequel on doit se référer pour une éventuelle comparaison est le taux de distorsion d'harmoniques total ( THD%).

Les résultats obtenus sont :

- Pour la DTC classique, les valeurs de THD% sont : 17.80%, 13.59% et 13.54% respectivement pour les onduleurs 2, 3 et 5 niveaux
- Pour la DTC-SVM, les valeurs de THD% sont: 1.48%, 0.75% et 0.65% respectivement obtenu pour les onduleurs 2, 3 et 5 niveaux.

La comparaison des valeurs de THD du courant après l'utilisation des deux types de commande, montre que la DTC-SVM est plus performante que la DTC classique.

Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre des niveaux d'onduleur commandé s'accompagne par:

- Réduction du taux d'harmoniques des courants et amélioration par une diminution considérable des ondulations dans : le couple, le flux et les tensions statoriques entre l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à cinq niveaux, d'une part, entre la DTC classique et DTC-SVM d'autre part, ce qui va influencer positivement sur le couple, le flux et la vitesse (moins de fluctuation).
- Amélioration de la forme du courant et la tension.

Pour une approche économique, il est clair que le coût de la réalisation de la commande DTC-SVM est plus cher que la DTC classique, vu le nombre excessif de composants électroniques utilisés ainsi que la complexité des algorithmes utilisés dans la première technique.

Concernant les futurs travaux, il est recommandé d'étudier et réaliser des tests expérimentaux sur les onduleurs multiniveaux de tension commandés par la SVM et DTC-SVM,

## *Conclusion général*

---

en implantant ces algorithmes dans un DSP ou un arduino, afin de valider les résultats de simulation.

**II. Annexe :  
les paramètres de la machine :**

$P_n$  : 2.2 Kw.

$V_n$  : 400V.

$F$  : 50 Hz

$R_s$  : 3.32  $\Omega$ .

$R_r$  : 3.32  $\Omega$ .

$L_s$  : 0.00439 H.

$L_r$  : 0.00439 H.

$M$  : 0.2373 H.

$J$  : 0.01 (Kg.m<sup>2</sup>).

$f$  : 0 (N.m.s).

$P$  : 2.

$C_r$  : 14 (N.m).

## IV Références

- [1] A. CHEBABHI, APPLICATION DES TECHNIQUE DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIEL POUR LE CONTROL DIRECT DU COUPLE D'UN MAS, ingénieur d'état UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA, 2008/2009.
- [2] A.MEROUFEL, CONTROLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE : COMMANDE SCALAIRE, COMMANDE VECTORIELLE, COMMANDE DIRECT DU COUPLE, SIDI BEL-ABBES: UNIVERSITE DE DJILLALI LAIBES, 2008/2009.
- [3] D. LAKHDAR, CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE A INDUCTION, BATNA: thèse de doctorat UNIVERSITE DE BATNA 2, 03/12/2016.
- [4] R. ABDSEMED, (Modélisation et simulation des machines électriques, livre élipse, 2011.
- [5] D. LAKHDAR, commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone, BISKRA: mémoire master UNIVERSITE MOHAMED KHIDER, 2012.
- [6] H. CHAIKHY, CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT ET A L'IMPLANTATION DES STRATEGIES DE COMMANDES, CASABLANCA: thèse de doctorat UNIVERSITE HASSAN II, 20/04/2013.
- [7] J. RETIF, COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINE ASYNCHRONES ET SYNCHRONES, LYON: INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES, 2008.
- [8] M. e. A. ZEGAI, ETUDE REALISATION DE LA COMMANDE DIRECT DE COUPLE DTC SUR UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE, ORAN: ECOLE NATIONALE SUPERIEUR DE L'ENSEIGNEMENT TECHNOLOGIQUE, 2011/2012.
- [9] A. CHIKHY, CONCEPTION D'UNE COMMANDE FLOUE DIRECT DU COUPLE (FDTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE BASEE SUR LA SVM, BATNA: thèse de doctorat UNIVERSITE DE BATNA 2, 02/02/2013.
- [10] O.Bilal.Mohamed, CONTROLE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULER A TROIS NIVEAUX COMMANDE PAR MLI VECTORIEL, M'SILA: UNIVERSITE DE M'SILA, 2016/2017.
- [11] O. sekhar, FIVE LEVEL SVM INVERTER FOR INDUCTION MOTOR WITH DIREDT TORQUE CONTROLLER, DEPARTEMENT VIGAN'S LARA INSTITUTE OF TECHNOLOGIE AND SIENCE.
- [12] A. AMMAR, IMPLEMENTATION OF ROBUST SVM-DTC FOR INDUCTION MOTOR DRIVE USING SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL, BISKRA: thèse de doctorat UNIVERSITE MOHAMED KHIDER BISKRA.
- [13] B. Abdelmalik, COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX, ANNABA: thèse de doctorat UNIVERSITE BADJI MOKHTAR, 17/1/2018.
- [14] L. Djaafer, MLI VECTORIEL ET COMMANDE NON LIN2AIRE DU BUS CONTINU DES ONDULEUR MULTINIVEAUX, thèse de doctorat ECOLE NATIONAL SUPERIEUR POLYTECHNIQUE, 18/04/2009.
- [15] H. Hu, «DESIGN AND IMPLUMENTATION OF THREE-LEVEL SPACE VECTOR PWM IP CORE FOR FPGAs, IEEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONICS,» *article* , 2007.

## Résumé

Le contrôle directe du couple est une technique utilisée pour obtenir un contrôle à haute performance du couple, nous avons présenté dans ce travail une amélioration de la commande DTC par l'application de la DTC\_SVM.

Dans le but de faire une étude comparative entre la DTC et la DTC\_SVM avec régulateurs PI en utilisant un onduleur à deux, à trois et à cinq niveaux, on a réalisé 6 algorithmes de commande.

Suivant les résultats obtenus, la DTC\_SVM fournit une solution en évitant les inconvénients de la DTC classique, des bonnes performances, ainsi que les deux stratégies sont évaluées en termes d'ondulations de couple et de flux.

**Mots clés :** machine asynchrone, DTC\_ classique, MLI\_ vectorielle, DTC\_SVM, onduleur

## ملخص

التحكم المباشر في العزم الدوراني هو عبارة عن تقنية تستعمل من أجل الحصول على أداء ممتاز للعزم لهذا قمنا بعرض هذا العمل المتمثل في تحسين التحكم المباشر للعزم من خلال تقنية (طويلة الشعاع الفضائي). والهدف من هذه الدراسة هي المقارنة بين التحكم في العزم بالطريقة التقليدية وطريقة طويلة الشعاع الفضائي باستعمال المصحح PI وأيضاً باستعمال المموج من المستوى الثاني، الثالث والخامس؛ حيث قمنا بإعداد ستة خوارزميات كما هو موضح في النتائج. التحكم في العزم عن طريق طويلة الشعاع الفضائي تعطي حلولاً للتخلص من مساوئ التحكم بالطريقة التقليدية وأيضاً تعطي أداء جيد علماً أن هاتين الاستراتيجيتين تستخدمان لتحسين العاملين الأساسيين للماكينة (عزم الدوران والحقل المغناطيسي).

**كلمات مفتاحية:** الماكينة الغير متزامنة، DTC ، MLIDTC\_SV ، المموج