

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

FACULTE DE TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CE-03



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : ELECTROTECHNIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique
Par: AISSOU Aissa

SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUES

Intitulé

Commande DTC D'un Moteur Asynchrone à cage
Alimenté Par Un Onduleur à Sept Niveaux

Soutenu devant le jury composé de:

| | | |
|------------------------|-------------------------------------|------------|
| Dr. LAAMARI Yahia | Université Mohamed Boudiaf - M'sila | Président |
| Dr. BENDAIKHA A. Malik | Université Mohamed Boudiaf - M'sila | Rapporteur |
| Dr. ABDOU Abdelhak | Université Mohamed Boudiaf - M'sila | Examineur |

Année universitaire : 2019/ 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

RESUME

Le contrôle direct du couple est une technique utilisée pour obtenir un contrôle à haute performance du couple et de flux.

Dans le but de faire une étude comparative entre la commande DTC d'un MAS alimenté par un onduleur à deux, à trois, à cinq et à sept niveaux, avec un régulateur de vitesse PI, on a développé quatre algorithmes de commande.

Suivant les résultats obtenus, La commande DTC par un onduleur à sept niveaux fournit des bonnes performances, ainsi que la DTC est évaluée en termes d'ondulation de couple et de flux et de THD du courant.

Mots clés : machine asynchrone, DTC, onduleur, THD.

ABSTRACT

Direct torque control is a technique used to achieve high performance electrical motors. In order to make a study between the DTC control of an asynchronous motor (ASM) fed by a two, three, five and seven level inverter, with PI regulators speed. Based on the results obtained, the drive by a seven-level inverter provided good performance, and the DTC was evaluated in terms of torque, flux ripple and the THD current.

Key words: asynchronous machine, DTC, inverter, THD.

ملخص

التحكم المباشر في العزم الدوراني هو عبارة عن تقنية تستعمل من أجل الحصول على أداء ممتاز للعزم والتدفق.

من أجل الدراسة والقيام بمقارنة مختلف طرق التحكم في العزم والتدفق في الماكينة الكهربائية الغير المتزامنة باستعمال المموج من المستوى الثاني, الثالث, الخامس و السابع مزود بمنظم السرعة PI, قمنا بإنجاز أربعة برامج تحكم من أجل تلك الغاية.

من خلال النتائج المتحصل عليها, التحكم باستعمال المموج من المستوى السابع تعطي أداء جيد علما أننا اعتمدنا في التقييم على عاملي التحكم الأساسيين للماكينة (عزم الدوران والتدفق المغناطيسي) وكذلك قيمة THD في التيار الكهربائي.

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

Remerciements

*Je remercie en premier lieu mon Dieu de me
donner La santé et la patience pour avoir
Terminer ce travail.*

*Je remercie tous les personnes qui m'ont
encouragé et m'ont aidé à réaliser ce travail.*

*Mais vifs remerciements vont aux Membres du
jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*



Dédicaces

*Je dédie Ce mémoire à mes très chers
parents pour toutes ces années de sacrifices
et D'encouragement*

A mes frères

A mes sœurs

A mon encadreur

Dr. BENDAIKHA A. Malik

*A tous mes Amis ET mes collègues surtout
Lahouar, Khebat ET Belaid*

AISSOU AISSA



SOMMAIRE

| | |
|--|------|
| Liste des abréviations et des symboles | IV |
| Liste des figures | VI |
| Liste des tableaux | VIII |

| | |
|-----------------------------|---|
| INTRODUCTION GENERALE | 2 |
|-----------------------------|---|

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|---|----|
| I.1 Introduction | 5 |
| I.2. Modélisation de la machine asynchrone a cage d'écureuil | 5 |
| I.2.1. Hypothèses simplificatrices | 5 |
| I.2.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone | 6 |
| I.2.3. Equations électrique | 6 |
| I.2.4. Equations magnétiques..... | 7 |
| I.3 Transformation de Park | 8 |
| I.4 Passages entre le repère triphasé et le repère diphasé..... | 9 |
| I.4.4 Passage du triphasé vers le repère α - β | 9 |
| I.5 Passage d'un repère diphasé vers un repère triphasé..... | 10 |
| I.5.1 Passage des coordonnées α , β vers un système triphasé | 10 |
| I.6 Choix du repère de référence..... | 11 |
| I.6.1 Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$ | 11 |
| I.6.2 Le système d'axes $\{d, q\}$ | 11 |
| I.6.3 Le système d'axes $\{XY\}$ | 12 |
| I.7 Représentation d'état de la machine asynchrone a cage d'écureuil..... | 12 |
| I.8 Résultats de simulation | 14 |

| | |
|---|----|
| I.9 Interprétation des résultats de la simulation | 16 |
| I.10 Conclusion | 16 |

CHAPITRE II

COMMANDE DTC D'UN MAS PAR UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

| | |
|--|----|
| II-1-Introduction | 18 |
| II-2-Principe de la commande directe du couple..... | 18 |
| II.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple..... | 20 |
| II-4-Contrôle du flux et du couple | 20 |
| II-4-1-Contrôle du flux | 20 |
| II-4-2-Contrôle du couple | 20 |
| II-5-Sélection de la vectrice tension | 22 |
| II-6-Estimeurs | 23 |
| II-6-1-Estimeur du flux statorique | 23 |
| II-6-2-Estimation du couple électromagnétique | 24 |
| II-7-Elaboration de vecteur de commande..... | 24 |
| II-7-1-Elaboration du contrôleur de flux | 24 |
| II-7-2-Elaboration de contrôleur de couple | 25 |
| II-7-2-a-Contrôleur de couple à deux niveaux | 25 |
| II-7-2-b-Contrôleur de couple à trois niveaux..... | 25 |
| II.8. Elaboration des tables de commande..... | 26 |
| II-9-Structure générale du contrôle direct de couple..... | 28 |
| II-10-Interprétation des résultats | 31 |
| II-11-Conclusion | 31 |

CHAPITRE III

COMMANDE DTC D'UN MAS PAR DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

| | |
|-------------------------|----|
| III-1-Introduction..... | 33 |
|-------------------------|----|

| | |
|--|-----------|
| III-2-Stratégie de commande directe du couple (DTC)..... | 33 |
| III-3-Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC | 34 |
| III-4-Structure générale du contrôle direct de couple | 38 |
| III-5-Résultats de simulation..... | 38 |
| III-6-Interprétation des résultats..... | 40 |
| III-7-Onduleur de tension de cinq niveaux..... | 41 |
| III-8-Résultats de simulation..... | 46 |
| III-9-Interprétation des résultats..... | 47 |
| III-10-Onduleur de tension de sept niveaux | 48 |
| III-11-Résultats de simulation..... | 52 |
| III-12-Interprétation des résultats..... | 53 |
| III-13-Conclusion | 54 |
| | |
| Conclusion générale | 56 |
| Bibliographies..... | 58 |
| Annexes..... | 62 |

Liste des abréviations et des symboles

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 aux référentiels fixes par rapport au champ tournant. |
| α, β : | Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator. |
| θ : | L'angle instantané du vecteur de référence. |

Grandeurs électriques et mécaniques

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

| | |
|-----------------------|--|
| Ω_r : | Vitesse mécanique rotorique. |
| ω : | Vitesse de rotation du référentiel choisi. |
| ω_s : | Pulsation électrique statorique. |
| ω_r : | Pulsation électrique rotorique. |
| C_e : | Couple électromagnétique. |
| φ_r : | Flux rotorique. |
| φ_s : | Flux statorique. |
| $\varphi_{s\alpha}$: | Flux statorique sur l'axe α . |
| $\varphi_{s\beta}$: | Flux statorique sur l'axe β . |
| φ_{sd} : | Flux statorique direct. |
| φ_{sq} : | Flux statorique transversale. |

Significations des Abréviations Utilisées

| | |
|------------------------------|---|
| MAS : | Machine asynchrone. |
| MLI : | Modulation de largeur d'impulsion. |
| DTC : | Direct Torque Control |
| DTFC : | Direct Torque (and Flux) Control |
| FOC : | Field Oriente Control |
| NPC : | Neurale point Clampe. |
| F_{1j} : | Fonction de commutation. |
| S_{ij} : | I^{eme} Interrupteur de J^{eme} bras. |
| Vref : | Le vecteur de référence. |
| Vmax : | Amplitude maximale du vecteur Vref. |

Liste des figures

Chapitre I

| | |
|--|----|
| Figure I-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée..... | 6 |
| Figure I-2 Résultats de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau. | 15 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure II-1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.... | 19 |
| Figure II-2sélection de vecteur tension V Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux..... | 21 |
| Figure II-3 Evolution du vecteur flux Statorique dans plan (α, β) | 21 |
| Figure II-4 Sélection de la vectrice tension selon la zone $N = i$ | 22 |
| Figure II-5 Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs | 24 |
| Figure II-6 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux. | 25 |
| Figure II-7 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux. | 25 |
| Figure II-8 Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux | 28 |
| Figure II-9 Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux..... | 30 |

Chapitre III

| | |
|---|----|
| Figure III-1Schéma de Principe de La commande DTC..... | 34 |
| Figure III-2 Onduleur de tension de type NPC à trois niveaux | 35 |
| Figure III-3 Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC..... | 35 |

| | |
|--|-----------|
| Figure III-4 Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux..... | 37 |
| Figure III-5 Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux..... | 38 |
| Figure III-6 Résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux..... | 40 |
| Figure III-7 Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flottant. | 42 |
| Figure III-8 Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux. | 43 |
| Figure III-9 Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux..... | 45 |
| Figure III-10 Résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux. | 47 |
| Figure III-11 Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante | 49 |
| Figure III-12 Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux..... | 50 |
| Figure III-13 Résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux..... | 53 |

Liste des tableaux

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Tableau.II. 1 Table de commutation généralisée..... | 26 |
| Tableau.II. 2 Table de commande du flux..... | 26 |
| Tableau.II. 3 Table de commande du couple..... | 26 |
| Tableau.II. 4 Sélection des tensions cas d'un onduleur à deux niveaux de tension de type NPC | 27 |

Chapitre III

| | |
|--|----|
| Tableau.III. 1 Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux. | 36 |
| Tableau.III. 2 Sélection des tensions cas d'un onduleur trois niveaux de tension de type NPC..... | 36 |
| Tableau.III. 3 Les états d'un bras de l'onduleur..... | 41 |
| Tableau.III. 4 Sélection des tensions pour un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC | 43 |
| Tableau.III. 5 Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux (x =1,2 ou 3) | 49 |
| Tableau.III. 6 Sélection des tensions pour un onduleur sept niveaux de tension de type NPC | 50 |
| Tableau.III. 7 Taux de distorsion harmonique pour chaque commande | 54 |



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers des charges des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. [1]

La commande directe du couple (**DTC**) Direct torque control, est initialement développée pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI et DEPENDROCK. 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.

La DTC 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** (Total Harmonic Distortion) du courant de l'autre part. [2]

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir : [3]

- Réduction du temps de réponse du couple.
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotorique.
- Contrôle des ondulations du flux et du couple.

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse.

Dans le but de faire une étude comparative entre la commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux trois cinq et sept niveaux. Notre travail est subdivisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre présente l'étude et la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil.
- Le deuxième chapitre présente la commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux niveaux.
- Le troisième chapitre présente la commande DTC d'un MAS par des onduleurs Multi-Niveaux.

Nous terminerons de ce mémoire par une conclusion générale.



CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction :

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. [4]

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [5]. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse [6].

I.2. Modélisation de la machine asynchrone a cage d'écureuil :

I.2.1. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques ;
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- L'entrefer est constant ;
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants ;
- L'effet de l'encochage est négligeable ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.2.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone :

- La machine asynchrone est représentée schématiquement par la **Figure. I.1**. Elle munie ;
- de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés ;
- de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle [7].

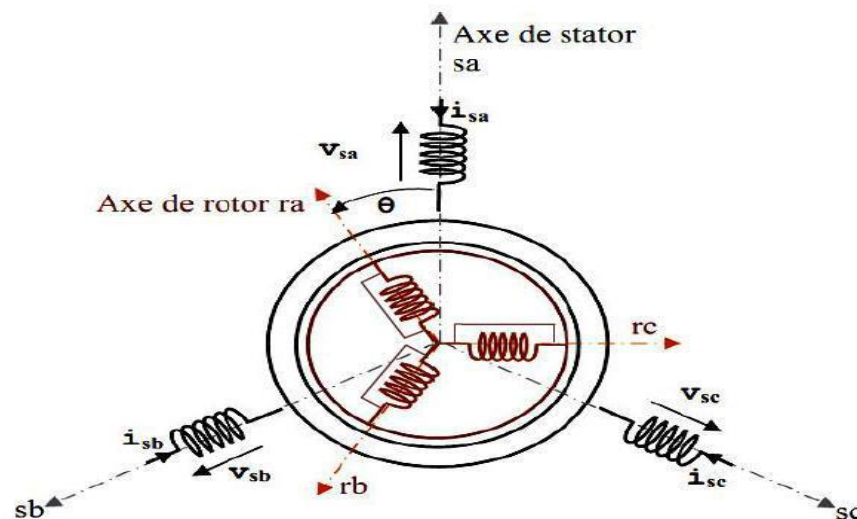


Figure I- 1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations [8].

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

I.2.3. Equations électrique :

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.2.4. Equations magnétiques :

Pour stator :

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

Pour rotor :

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

Avec θ : 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 :

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

Avec :

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

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

Et

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

Et

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

I.3 Transformation de Park : [9]

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 :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}; \quad (\text{I.10})$$

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

Réciproquement pour le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R^t(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}; \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Avec : } R^t(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (\text{I.12})$$

$$\text{Et on a par Concordia : } \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Si nous cherchons maintenant le passage entre les composantes triphasées et le repère diphasé d-q, nous aurons à partir des relations (I.10), (I.11) et (I.13).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

En développant cette relation nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Maintenant expliciter les différents passages entre les coordonnées triphasées et diphasées.

I.4 Passages entre le repère triphasé et le repère diphasé :

I.4.4 Passage du triphasé vers le repère α - β :

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé α - β est donnée par la relation (I.16) :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

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.18) il vient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = k \cdot \frac{3}{2} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}. \quad (\text{I.19})$$

I.5 Passage d'un repère diphasé vers un repère triphasé :

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.

I.5.1 Passage des coordonnées α, β vers un système triphasé :

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

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

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

Sachant que les matrices de transformation de **Concordia** et de **Park** sont orthogonales.

Leur inverses sont égale à leur transposées.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}; \quad (\text{I.20})$$

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

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

I.6 Choix du repère de référence : [10]

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 $\{U, V\}$.

I.6.1 Le système d'axes $\{\alpha, \beta\}$:

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

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ U_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \omega_r \\ U_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \psi_{ra} \omega_r \end{array} \right. ; \quad (\text{I.21})$$

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.

I.6.2 Le système d'axes $\{d, q\}$:

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_r \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} - \psi_{sd} \omega_r \\ U_{sd} = U_{ms} \cos[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \\ U_{sq} = U_{ms} \sin[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \end{array} \right. \quad (\text{I.22})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ U_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \\ U_{rd} = U_{mr} \cos(\omega_{or}t + \theta_{or}) \\ U_{rq} = U_{mr} \sin(\omega_{or}t + \theta_{or}) \end{array} \right. \quad (\text{I.23})$$

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.

1.6.3 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 $\omega_{coor} = \omega_{os}$).

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 :

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx}R_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \psi_{sy}\omega_{os} \\ U_{sy} = i_{sy}R_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} - \psi_{sx}\omega_{os} \\ U_{sd} = i_{rx}R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \psi_{ry}(\omega_{coos} - \omega_r) \\ U_{sq} = i_{ry}R_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} - \psi_{rx}(\omega_{coos} - \omega_r) \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

Avec:

$$\begin{cases} U_{sx} = U_{ms} \cos \theta_{os} \\ U_{sy} = U_{ms} \sin \theta_{os} \\ U_{rx} = U_{mr} \cos[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os})t + \theta_{or}] \\ U_{ry} = U_{mr} \sin[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os})t + \theta_{or}] \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

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.

1.7 Représentation d'état de la machine asynchrone a cage d'écureuil :

$$\begin{cases} U_{sa} = R_s i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = U_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta}\omega_r \\ 0 = U_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{ra}\omega_r \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \psi_{sa} = L_s i_{sa} + M i_{ra} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \psi_{ra} = L_r i_{ra} + M \omega_{sa} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M \omega_{s\beta} \end{cases} ; \quad (\text{I.27})$$

En introduisant les expressions des flux (I.27) dans le système (I.26) celui-ci devient :

$$\begin{cases} U_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + M \frac{di_{ra}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ra} + L_r \frac{di_{ra}}{dt} + M \frac{di_{sa}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta}) \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_r (L_r i_{ra} + M \cdot i_{sa}) \end{cases} ; \quad (\text{I.28})$$

Le système d'équations (I.28) peut être exprimé sous la forme :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [U] ; \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} ; [L] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et}$$

$$[U] = [U_{sa} \ U_{s\beta} \ 0 \ 0]^t$$

A partir de l'expression (I.29) on peut écrire

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[U] \quad (\text{I.30})$$

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

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

ou

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

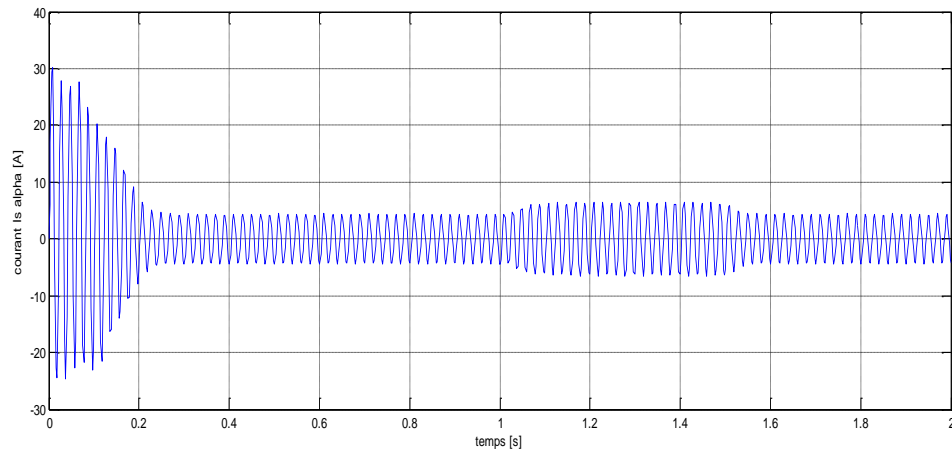
Afin d'étudier les phénomènes transitoires avec une vitesse rotorique variable (démarrage, freinage, variation de charge), il faut compléter le modèle par les équations du mouvement :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{I.31})$$

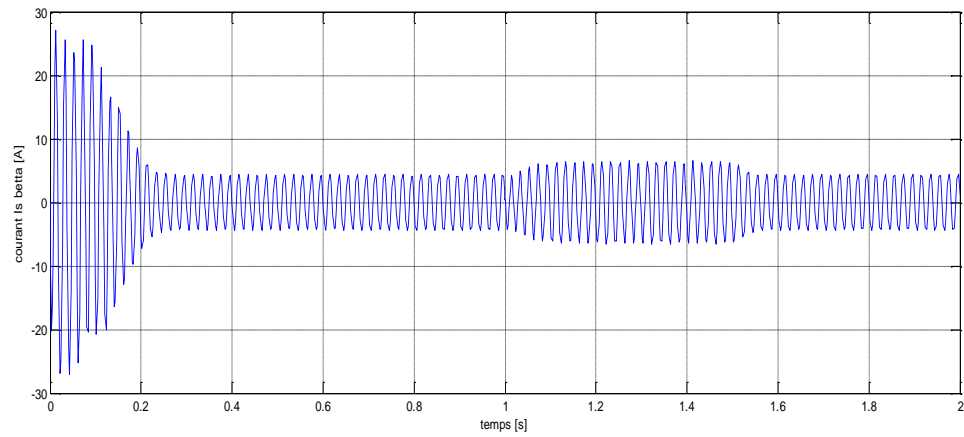
Et celui du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p M (i_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - i_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I.32})$$

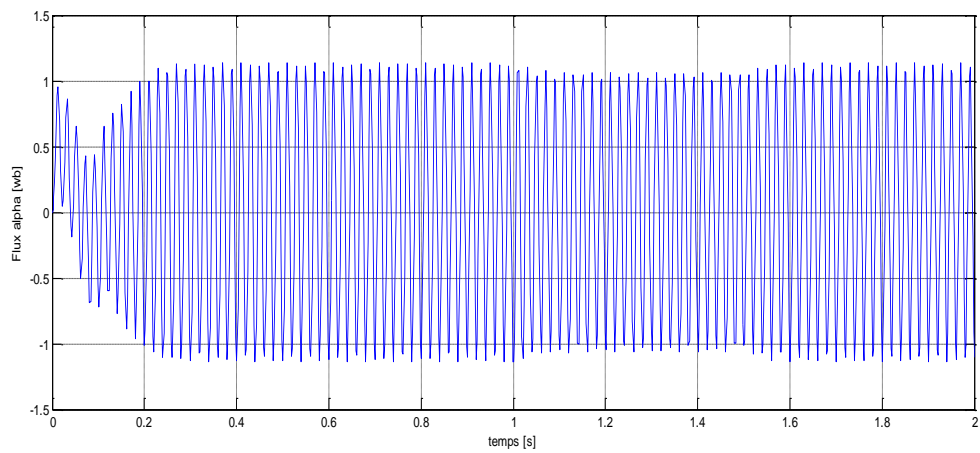
I.8 Résultats de simulation :



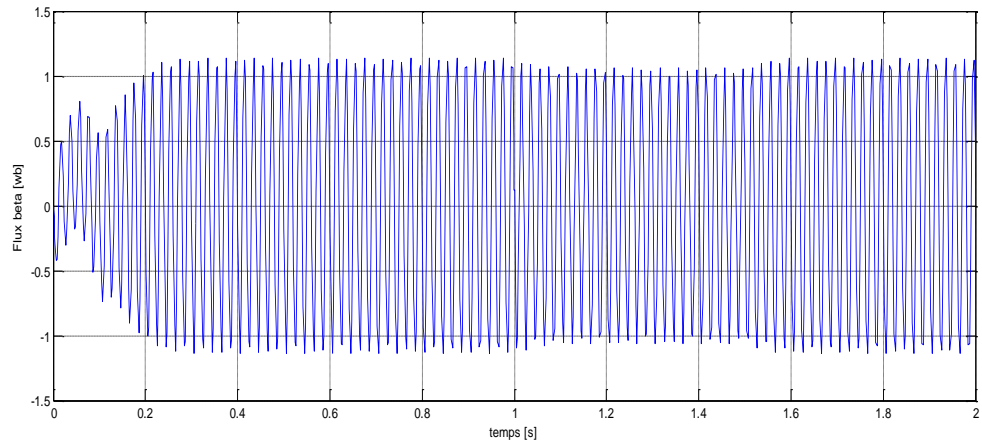
(a) courant I_s alpha en fonction de temps



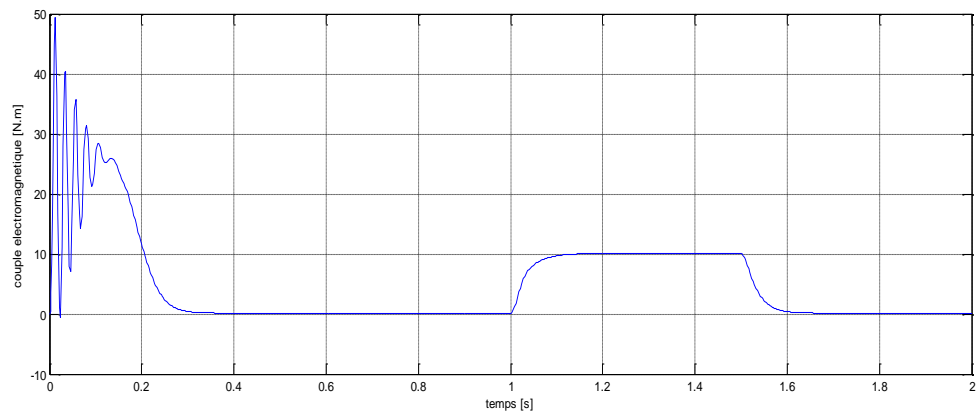
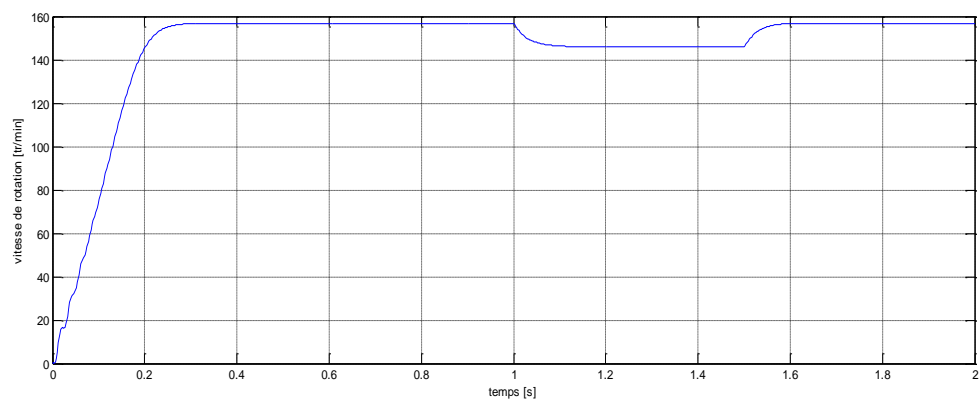
(b) courant I_s beta en fonction de temps



(c) Flux alpha en fonction de temps



(d) Flux bita en fonction de temps

(e) Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps : $C_r=20\text{Nm}$, $t=1\text{s}$.

(f) Évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps

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

I.9 Interprétation des résultats de la simulation:

La **figure (I-2)** représente les résultats obtenus par la simulation numérique de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.

- Les **figures (I-2-a) et (I-2-b)** montre les courants statoriques, ils présentent des oscillations successives importantes, mais qui disparaissent dans un temps relativement lent (environs 0.4 s).
- Les **figures (I-2-c) et (I-2-d)** montre les flux statoriques ($\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$), Les valeurs maximales des flux sont (1.1 Wb).
- La **figure (I-2-e)** montre le couple électromagnétique, il présente au premier instants de démarrage des battements importants puis se stabilisé à zéro, une perturbation du couple (de t = 1s à t = 1.5s).
- La **figure (I-2-f)** montre la vitesse de rotation, il augmente successivement jusqu'à la valeur de vitesse nominale, une décroissance de la vitesse (de t = 1s à t = 1.5s) et retour a la valeur nominale.

I.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone, cette modélisation est basée sur la théorie de **Park**, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de **Park** de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Le prochain chapitre, sera consacré pour présenter la commande directe du couple (**DTC**).



CHAPITRE II

COMMANDE DTC D'UN MAS PAR UN ONDULEUR À DEUX NIVEAUX

II-1-Introduction :

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « **DTC** ») est introduite en 1985 par **TAKAHASHI**.

En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. [11]

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 calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états 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 la largeur d'impulsion. [12]

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherches et travaux pendant longtemps, afin de profiter et exploiter leurs meilleures performances. Des commandes différentes ont été développées, pour commander le **MAS**. On s'intéresse spécialement à la commande directe du couple (**DTC**), qui est le noyau de ce présent mémoire. Des résultats de simulations du **MAS** commandé par **DTC** et alimenté tantôt par un onduleur de tension à deux niveaux, seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur **PI**. [13]

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple.

II-2-Principe de la commande directe du couple :

Les méthodes de commande directe du couple **DTC** consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir de l'utilisation des valeurs mesure pour le calcul du flux et du couple. [14]

La commande **DTC** a été appliquée à la commande de machine asynchrone, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes. Dans la commande **DTC** classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine asynchrone :

le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. [11]

La commande directe du couple "DTC" d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés. [15]

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (Fig. II.1).

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi. [16]

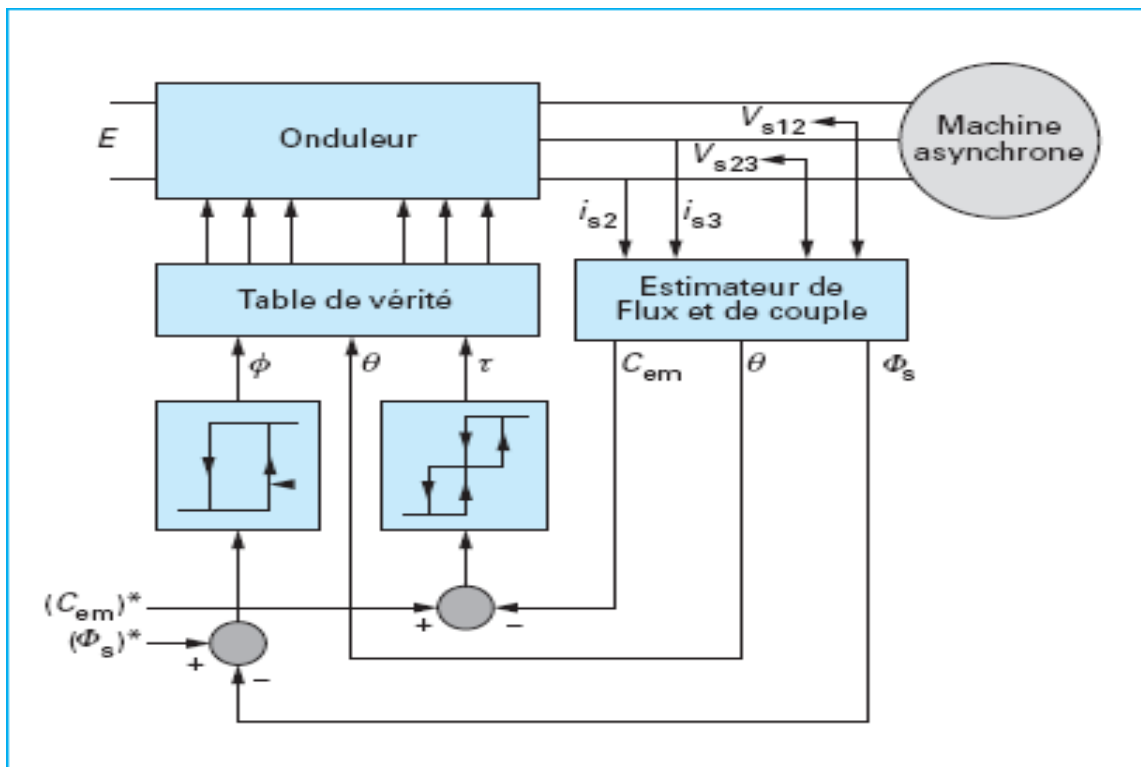


Fig. II. 1 [16] Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

II.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple :

- La **DTC** est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs a hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes hystérésis. [11]

II-4-Contrôle du flux et du couple:

II-4-1-Contrôle du flux :

Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [17]:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.1) devient :

$$\overline{\varphi}_s(k+1) \approx \overline{\varphi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \overline{\varphi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Où :

- $\overline{\varphi}_s(k)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actual.
- $\overline{\varphi}_s(k+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(k+1) - \overline{\varphi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique.
- T_e : période d'échantillonnage.

L'équation (II.2) implique que l'extrémité du vecteur flux $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée \mathbf{V}_s comme il est illustré sur la fig. (II.2). [12]

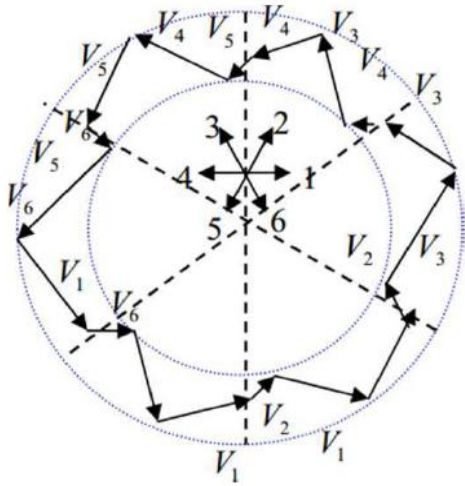


Fig. II.2 [12] sélection de vecteur tension V
Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

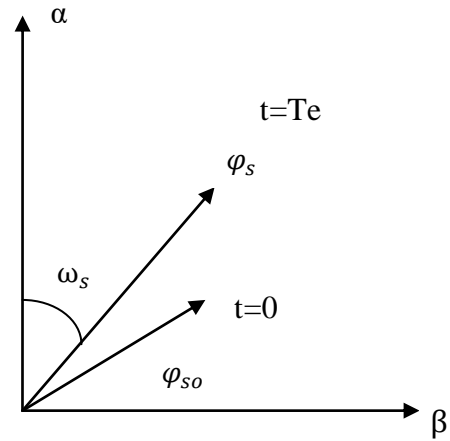


Fig. II.3 [12] Evolution du vecteur flux
Statorique dans plan (α, β) .

II-4-2-Contrôle du couple :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique. [18]

$$C_e = k(\overline{\varphi_s} \wedge \overline{\varphi_r}) = k|\overline{\varphi_s}||\overline{\varphi_r}|\sin(\theta) \quad (\text{II.3})$$

Tel que :

$$k = \frac{3pM_{sr}}{2\delta L_s L_r}$$

Avec :

$\overline{\varphi_s}$: Le vecteur de flux statoriques.

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

θ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\varphi_s}$, et le couple électromagnétique de façon découplée. [19]

II-5-Sélection du vecteur tension :

Le choix de la vectrice tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\varphi}_s$ de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\overline{\varphi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. [11]

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors $\overline{\varphi}_s$ croît et C_e croît.
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors $\overline{\varphi}_s$ croît et C_e décroît.
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors $\overline{\varphi}_s$ décroît et C_e croît.
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors $\overline{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionnée la rotation de $\overline{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée.

Le rôle de la vectrice tension sélectionnée est décrit sur la fig. (II.4). [13]

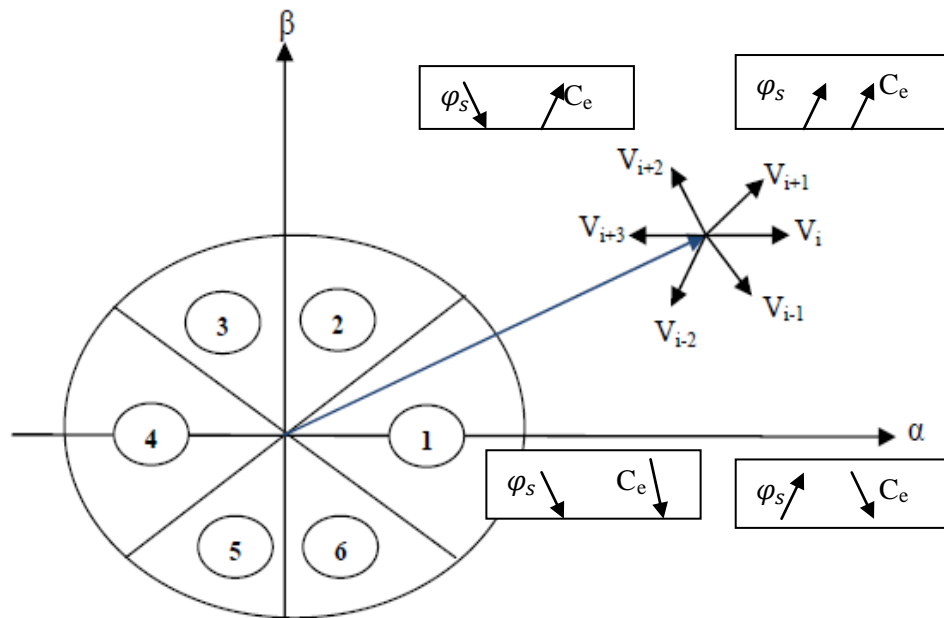


Fig. II.4 [13]: Sélection de la vectrice tension selon la zone $N = i$.

II-6-Estimateurs :

II-6-1-Estimateur du flux statorique:

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine. [17]

A partir de l'équation :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II.4})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s :

$$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.5})$$

$$\varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.6})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes ($S_a S_b S_c$) et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de **Concordia**:

$$\begin{cases} \overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b + S_c) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} en appliquant la transformée de **Concordia** :

$$\begin{cases} \overline{I_s} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.9})$$

La zone N_i dans laquelle se trouve se trouve le vecteur $\overline{\varphi_s}$ est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur:

$$\angle \overline{\varphi_s} = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}} \quad (\text{II.10})$$

II-6-2-Estimation du couple électromagnétique:

Le couple peut- être estimé à partir de la relation suivante:

$$C_e = \frac{3}{2}P(\hat{\varphi}_{s\alpha}I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (\text{II.11})$$

II-7-Elaboration de vecteur de commande :

II-7-1-Elaboration du contrôleur de flux :

Le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La figure II.5 montre une couronne circulaire de l'extrémité de φ_s . La sortie du correcteur, représentée par une variable (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté (Cflx=1), ou diminuer (Cflx=0) de façon à maintenir. [2]

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (\text{II.12})$$

Avec :

φ_{sref} : Le flux de référence.

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

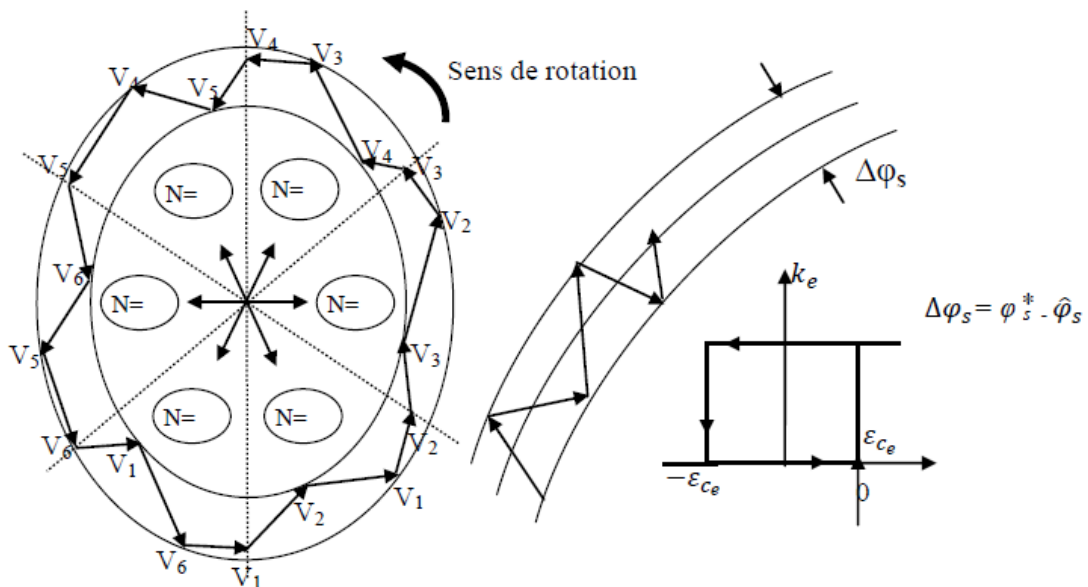


Fig. II.5 [14]: Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs

Correspondants.

II-7-2-Elaboration de contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|C_{e\text{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{II.13})$$

Avec :

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

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

II-7-2-a-Contrôleur de couple à deux niveaux:

Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation.

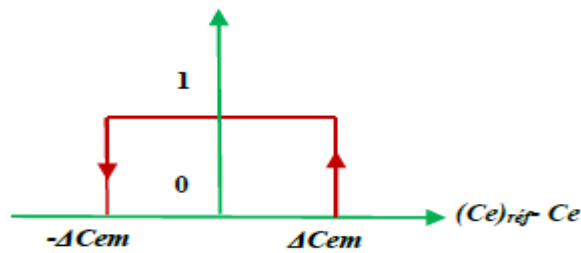


Fig. II.6 [2] : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II-7-2-b-Contrôleur de couple à trois niveaux:

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

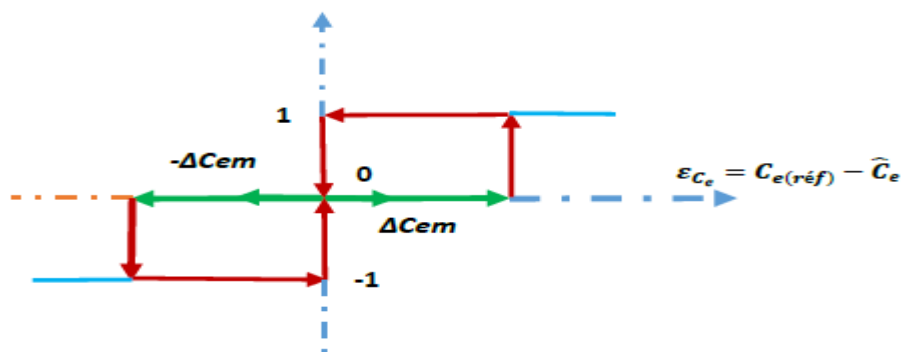


Fig. II.7 [2]: Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

II.8. Elaboration des tables de commande :

En considérant le vecteur flux φ_s dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs V_i, V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude.

Inversement la décroissance de $\overline{\varphi_s}$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \cdot I_s$. [12]

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

Tableau. II.1 [15]: Table de commutation généralisée

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

Tableau. II.2 [15]: Table de commande du flux

| | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| $\varphi_s \uparrow$ | V6,V1,V2 | V1,V2,V3 | V2,V3,V4 | V3,V4,V5 | V4,V5,V6 | V5,V6,V1 |
| $\varphi_s \downarrow$ | V3,V4,V5 | V4,V5,V6 | V5,V6,V1 | V6,V1,V2 | V1,V2,V3 | V2,V3,V4 |

Tableau. II.3 [15]: Table de commande du couple

| | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $C_{em} \uparrow$ | V2, V3 | V3, V4 | V4, V5 | V5, V6 | V6, V1 | V1, V2 |
| $C_{em} \downarrow$ | V5, V6 | V6, V1 | V1, V2 | V2, V3 | V3, V4 | V4, V5 |

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 φ_s ; comme le montre l'équation suivant :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.14})$$

L'espèce de l'évolution de φ_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 [20] :

$$-\frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{II.15})$$

Tableau. II.4 [2] : 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 niveaux | 3 niveaux |
| | Ccpl=0 | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | | |
| | Ccpl=-1 | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | | |
| Cflx=0 | Ccpl=1 | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | 2 niveaux | 3 niveaux |
| | Ccpl=0 | V ₀ | V ₇ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | | |
| | Ccpl=-1 | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | | |

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

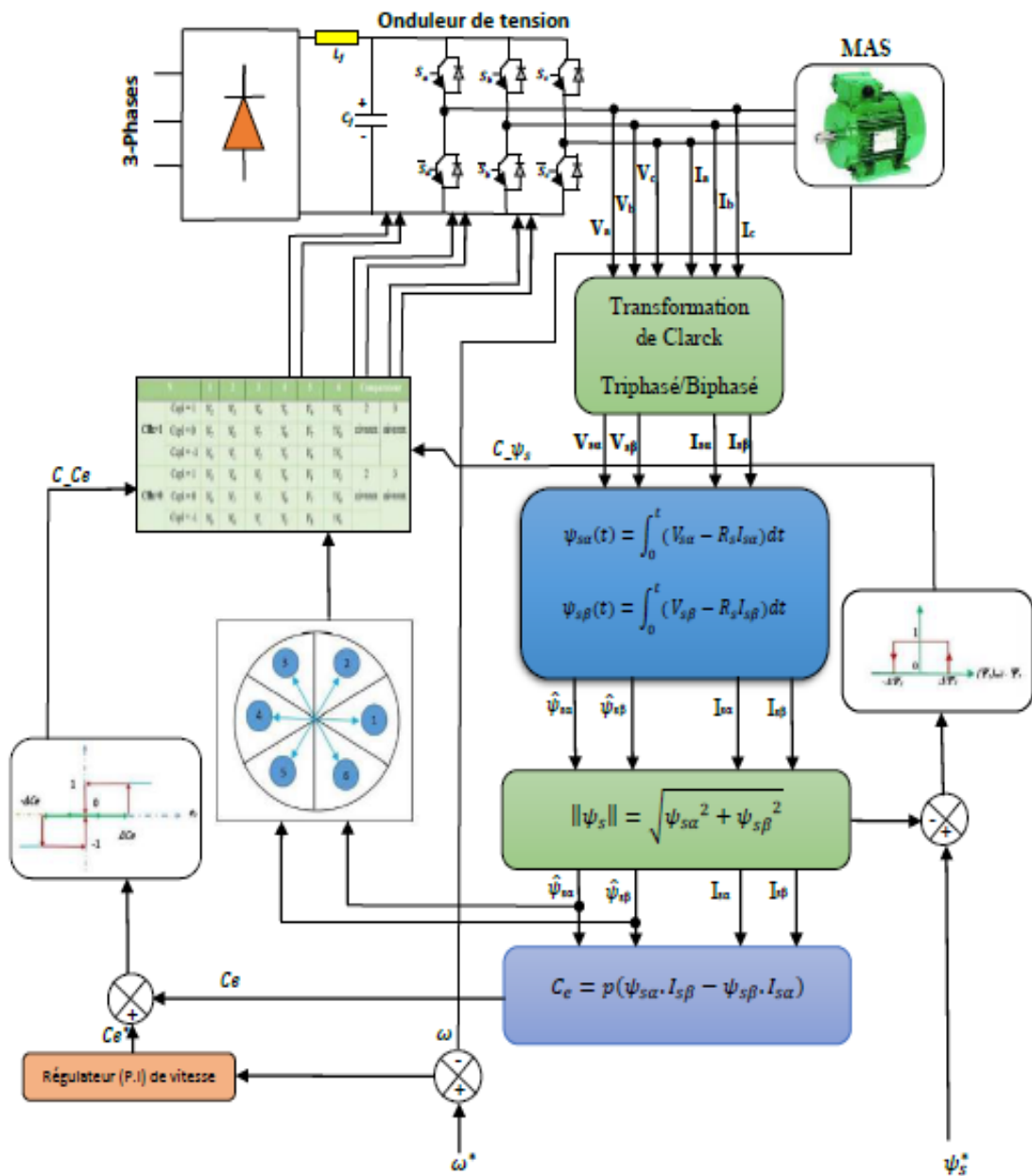
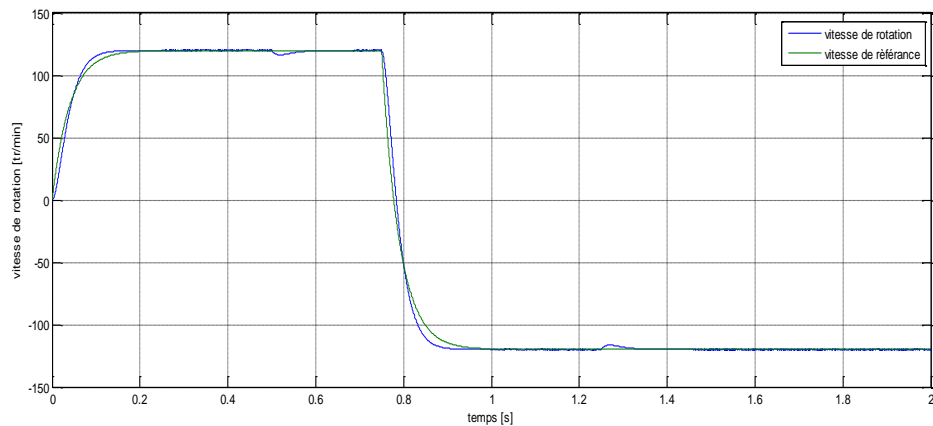
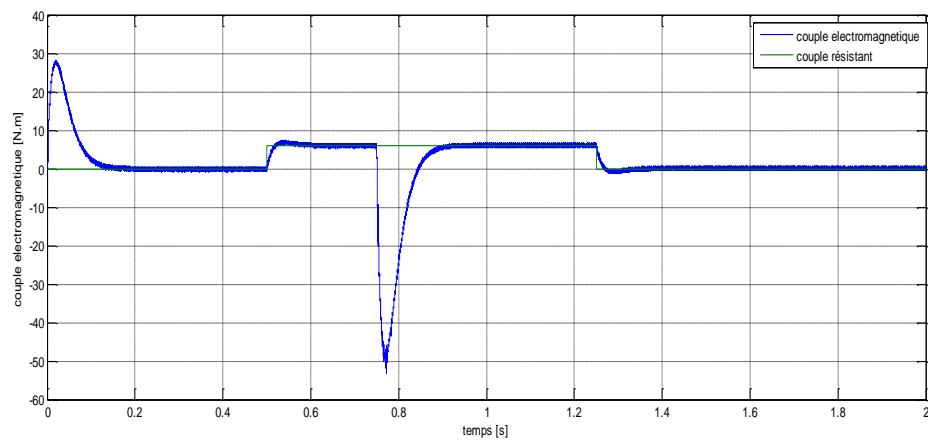


Fig. II.8 [2] : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux

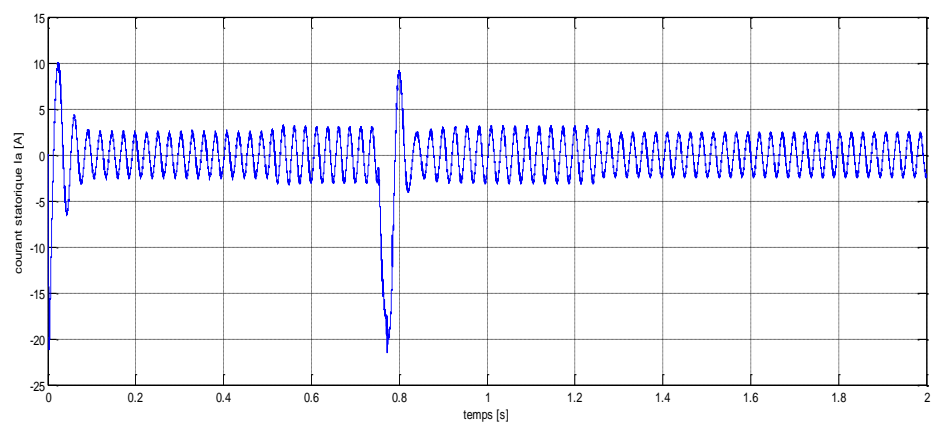
II.10. Simulation et résultats :



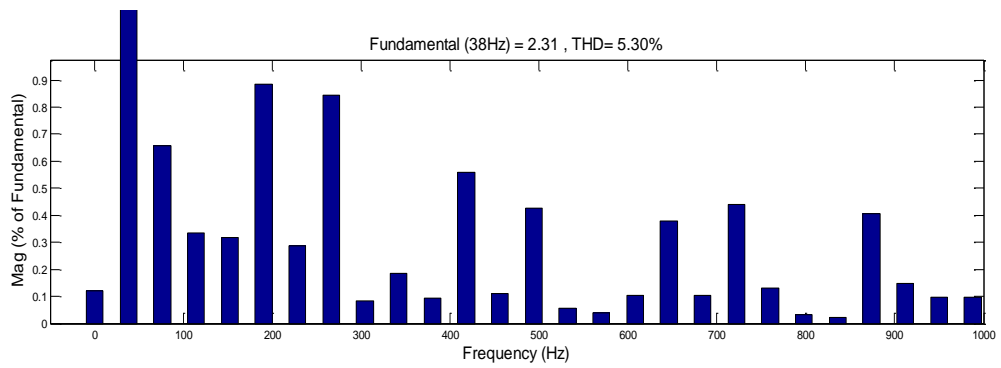
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.



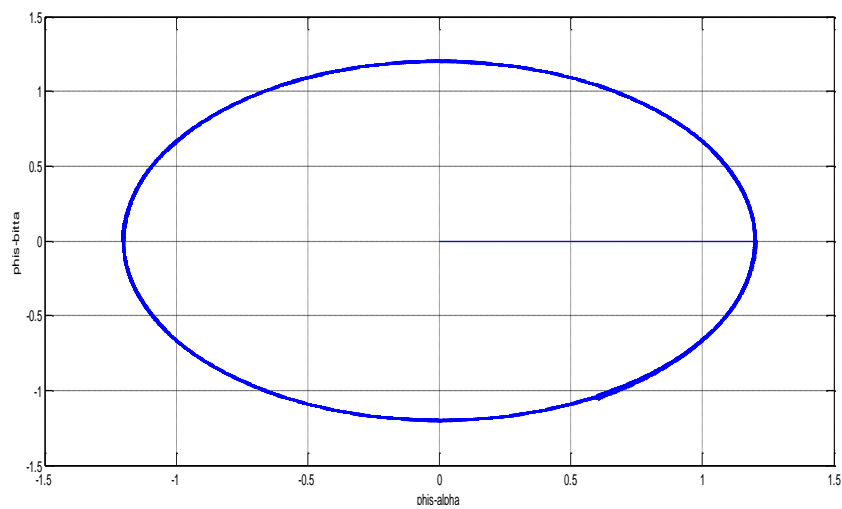
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



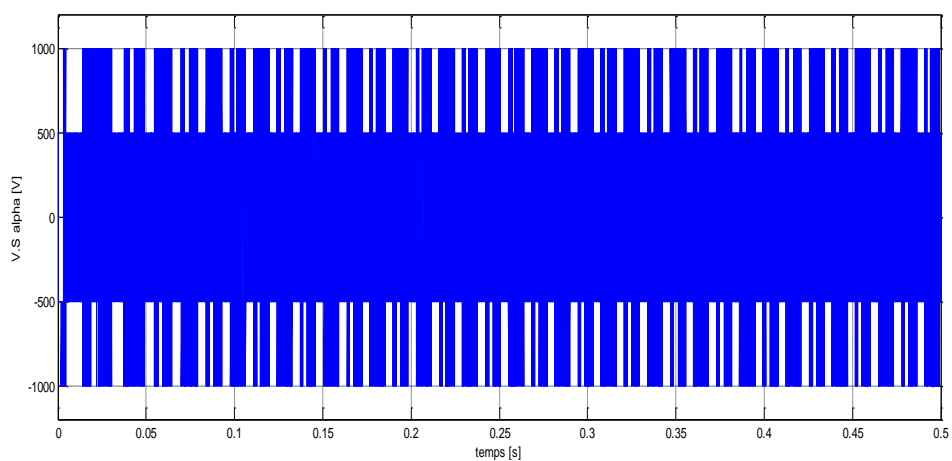
(c) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



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



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique

(f) : Tension V_{SA} **Fig. II. 9:** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux

II-10-Interprétation des résultats :

La figure (II.9) représente les résultats de simulation de DTC classique appliquée avec un onduleur de tension à deux niveaux :

- La figure (II.9.a) montre la vitesse, nous constatons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après, elle essaye de garder la valeur de référence.
- La figure (II.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 (0.07s), à l'instant 0.8 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (II.9.c) montre le signal du courant statorique, au démarrage, Il atteint environ 10A, et puis il se stabilise à la valeur 4A.
- La figure (II.9.d) présente l'analyse spectrale du courant, ainsi leur valeur de THD (5.30%).
- La figure (II.9.e) montre que les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

II-11-Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone. La stratégie de commande directe du couple énoncée par **Takahashi** est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit. Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotorique et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Le prochain chapitre est consacré pour présenter la commande directe du couple (DTC) en utilisant les onduleurs multi-niveaux (3,5 et 7 niveaux) 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.



CHAPITRE III

COMMANDE DTC D'UN MAS PAR DES ONDULEURS MULTI- NIVEAUX

III-1-Introduction :

A fréquence variable, les onduleurs de tension les plus utilisés sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et/ou vitesses très élevées. Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs types d'onduleurs en séries ou en parallèles d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système. Pour remédier à ces inconvénients, un nouveau convertisseur continu-alternatif est utilisé, c'est l'onduleur multiniveaux. Une nouvelle structure de contrôle à plusieurs niveaux pour moteur à induction basée sur la stratégie de contrôle de couple direct utilisant un onduleur à source de tension bloquée multipoint à sept niveaux est présente. L'ondulation est très faible et la dynamique est élevée de l'autre côté. [21]

Dans le but de faire une étude comparative, ce chapitre sera consacré pour développer trois algorithmes de commande DTC sous Matlab, en utilisant des onduleurs multi-niveaux (onduleur à trois niveaux, cinq niveaux et à sept niveaux).

III-2-Stratégie de commande directe du couple (DTC) :

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant: [18], [22]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$).
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple grâce à la relation suivante: $C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha})$.
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

Le synoptique de commande de cette stratégie est présente sur la figure suivante:

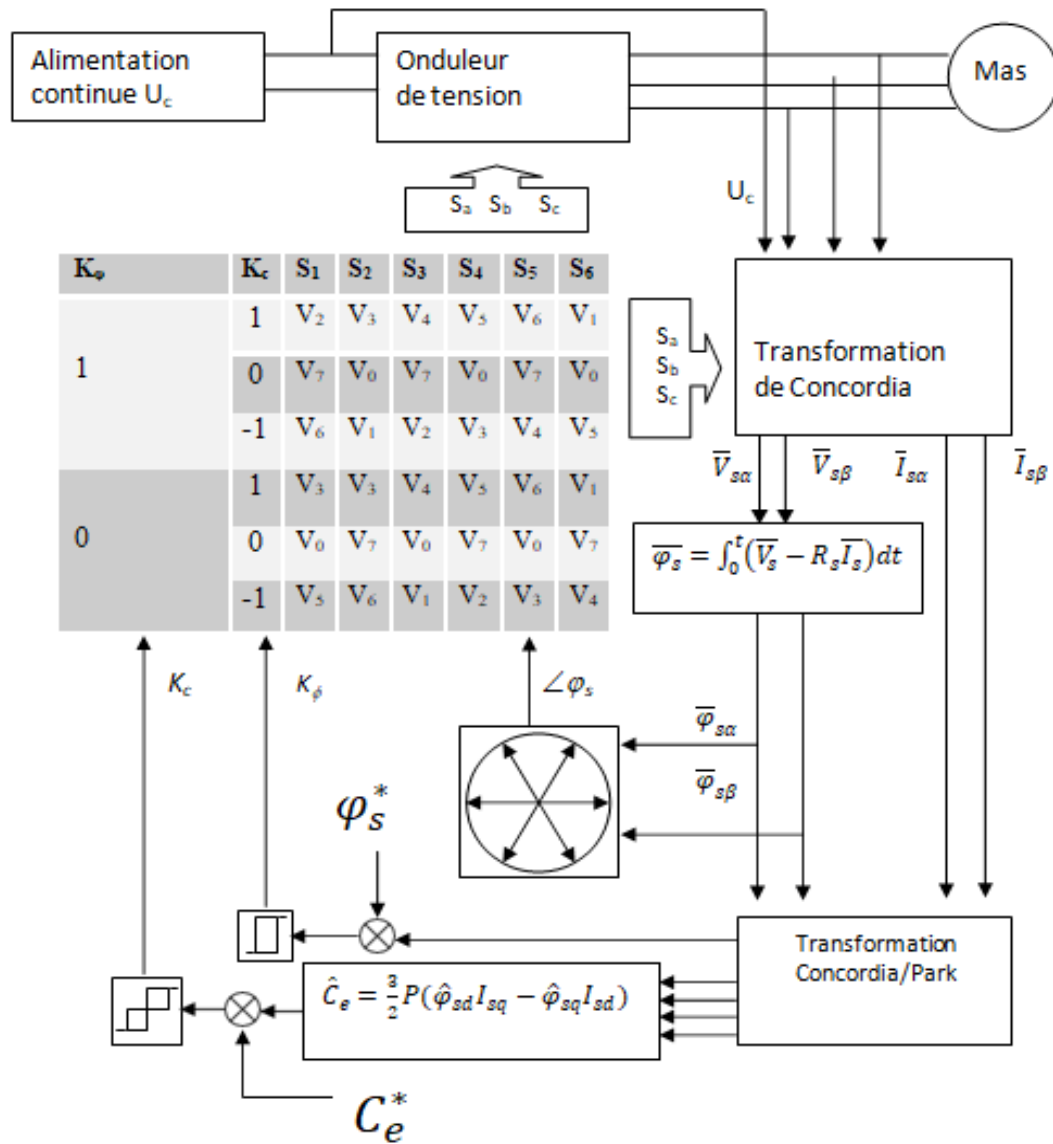


Figure III- 1 [17]: Schéma de Principe de La commande DTC

III-3-Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC:

Le schéma général d'un onduleur à 3 niveaux de tension de structure dite neutre «clamp» (NPC) est donné par la figure (III-3) [20]

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

$$\begin{cases} (0,0,1,1) \rightarrow -\frac{U_c}{2} \\ (0,1,1,1) \rightarrow 0 \\ (1,1,0,0) \rightarrow \frac{U_c}{2} \end{cases} \quad \text{(II-1)}$$

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

$$S_i = -1 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0, 0, 1, 1)$$

$$S_i = 0 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0, 1, 1, 0) \tag{II-2}$$

$$S_i = 1 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1, 1, 0, 0)$$

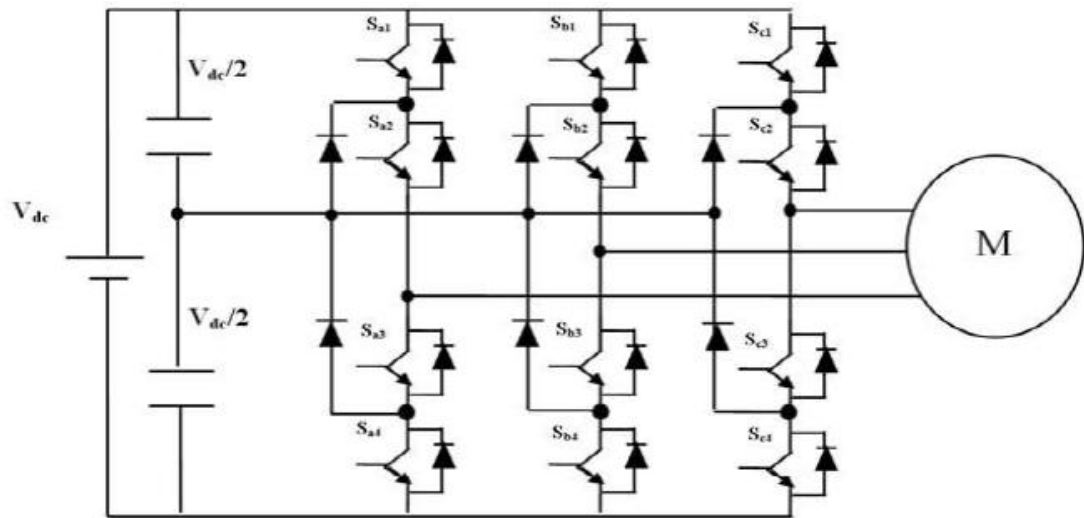


Figure III-2 [23] : Onduleur de tension de type NPC à trois niveaux.

L'onduleur à trois niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls **figure (III-3)**

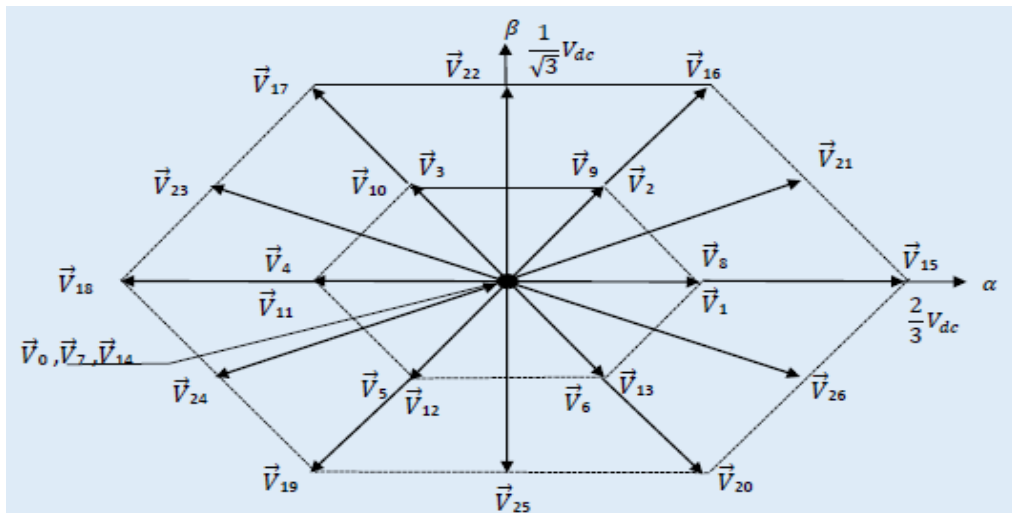


Figure III-3 [20] : Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.

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

Tableau III-1 [20] : Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux.

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

L'espace d'évolution de φ_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 :

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \quad \text{(III-3)}$$

De là, une nouvelle table (tableau 3) est déduite donnant une relation directe entre N , C_{flx} et C_{cpt} et les ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) de l'onduleur à trois niveaux de tension et les paramètres de sortie. [2]

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

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

| Secteur | | | | | | | | | | | | | |
|-----------|-----------|-------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| C_{flx} | C_{cpt} | 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 |

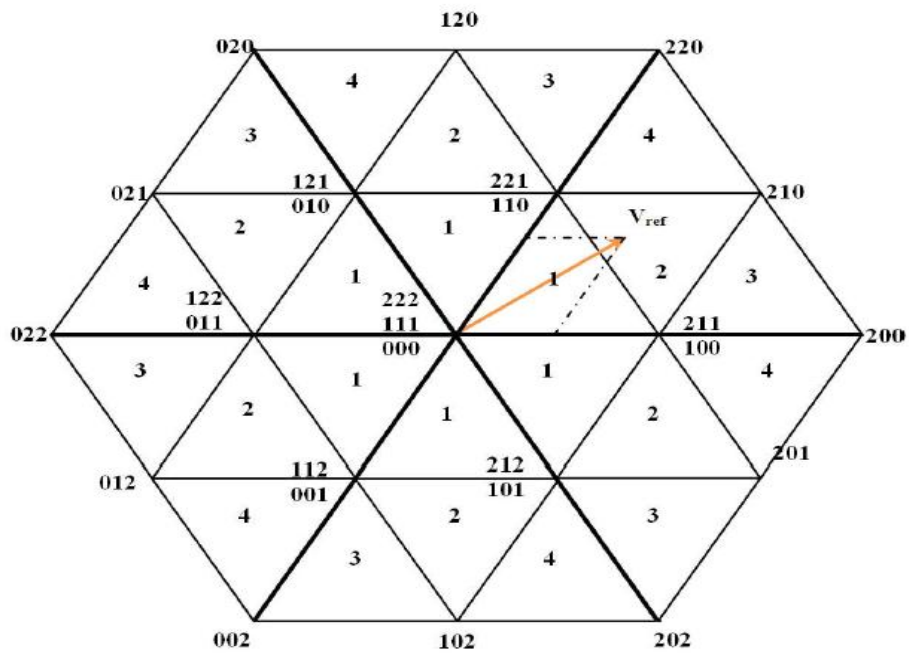


Fig. III-4 [23] Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux

III-4-Structure générale du contrôle direct de couple :

La structure complète de la commande, est représentée sur la **figure (III-5)**

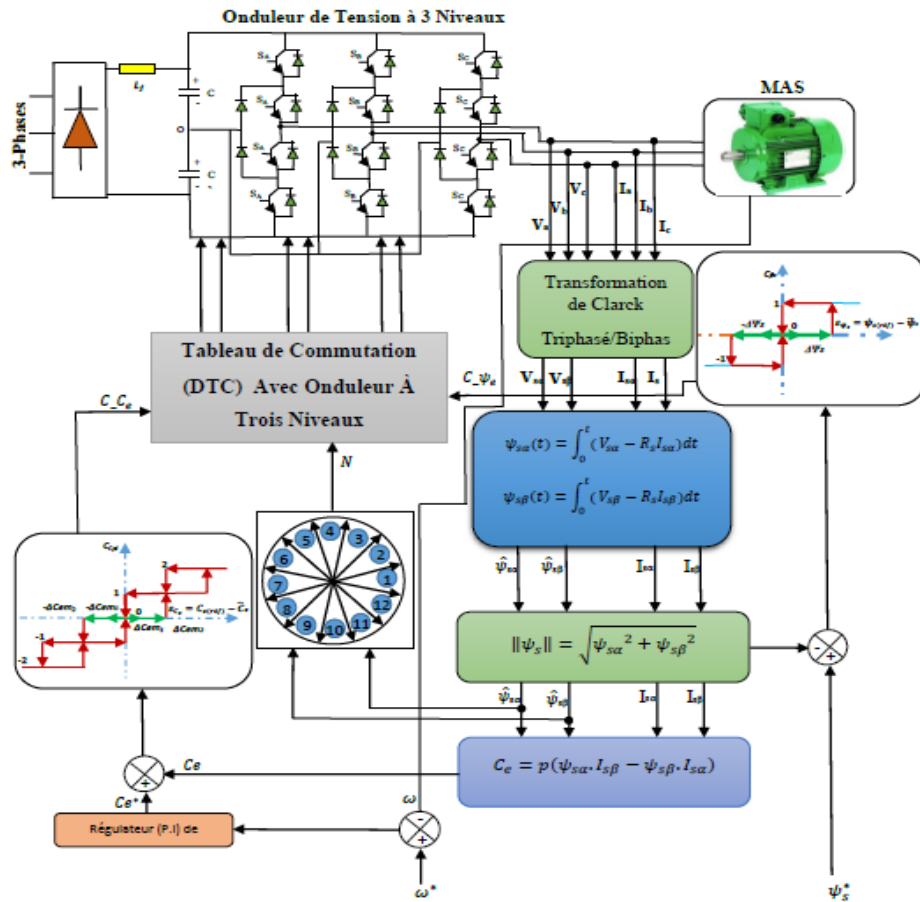
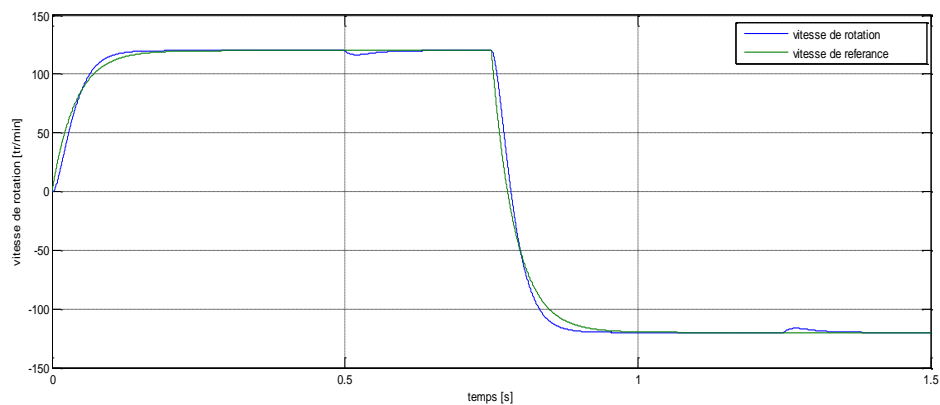
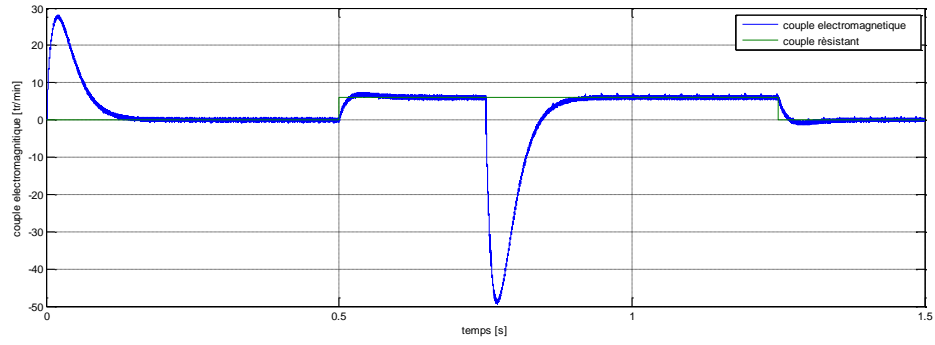


Figure -III-5 [2]: Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux.

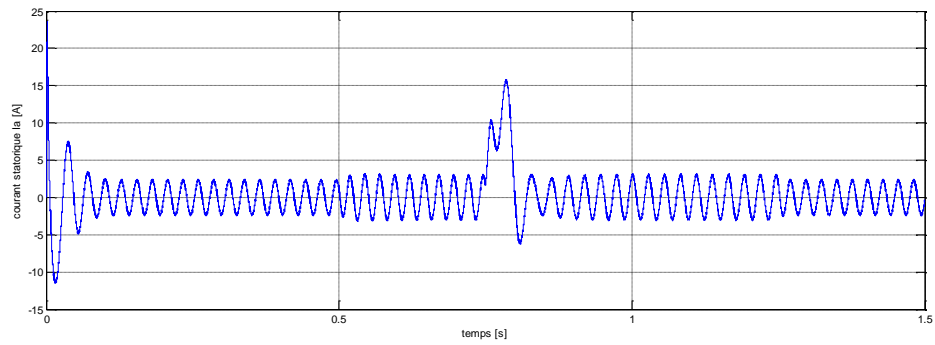
III-5-Résultats de simulation :



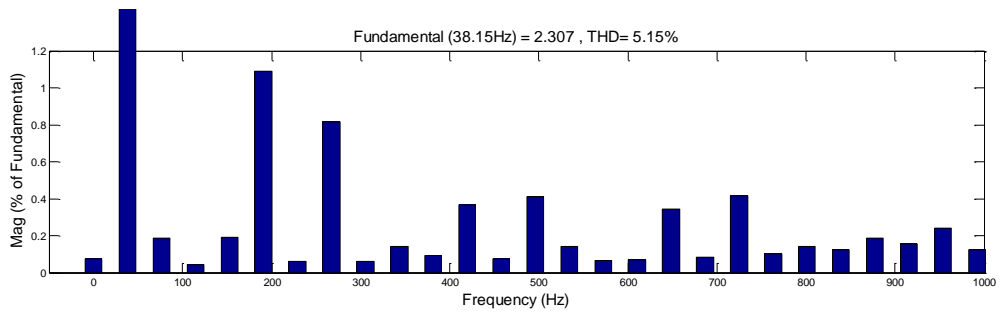
(a): Evolution de la vitesse en fonction du temps.



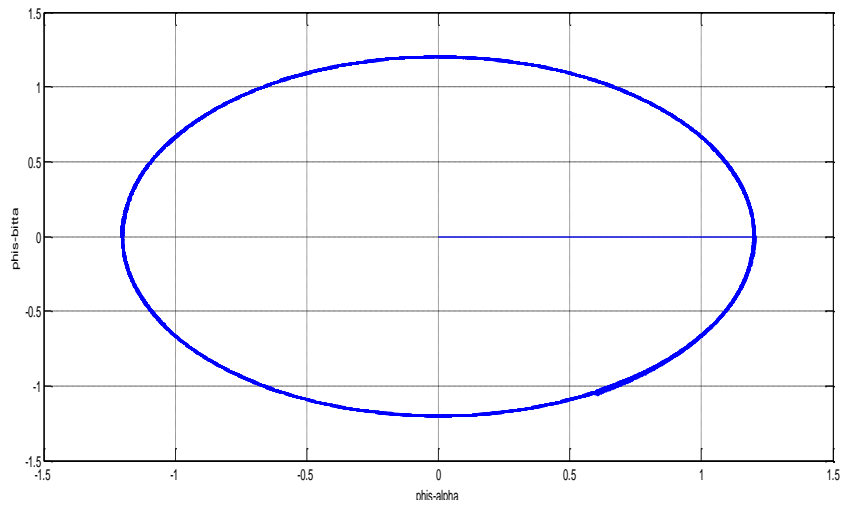
(b): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



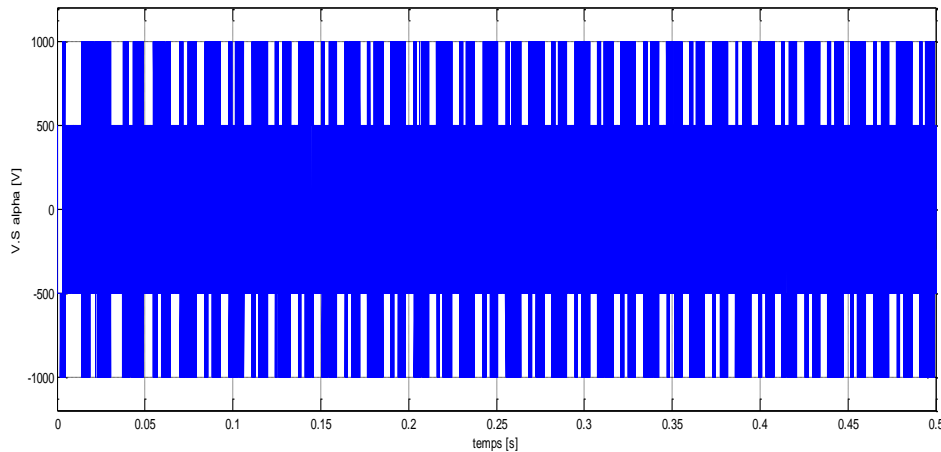
(c): Evolution du courant statorique en fonction du temps.



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



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique

(f): Tension V_{SA} **Figure -III-6:** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux.

III-6-Interprétation des résultats :

La figure **III-6** illustre les résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux de type NPC :

- La figure **(III.6.a)** montre la vitesse, nous constatons la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après Elle essayer de garder la valeur de référence.
- La figure **(III.6.b)** permet de constater l'évolution du couple électromagnétique, Le démarrage à vide nous a permis d'avoir un temps d'établissement d'environ (0.07s), à l'instant 0.8 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure **(III.6.c)** montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 25A, et puis il se stabilise à la valeur 4A.
- La figure **(III.6.d)** présente l'analyse spectrale du courant, ainsi leur valeur de THD (5.15%), on constate que cette valeur est meilleure que de celle de l'onduleur à deux niveaux.
- La figure **(III.6.e)** montre que les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

III-7-Onduleur de tension de cinq niveaux:

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottants est composé de trois bras symétrique constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermée simultanément, afin d'éviter le court circuit de la source continu à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'une diode montée en anti parallèle. Le nombre de diodes flottantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. [24]

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 résumé dans le **tableau 5**.

Tableau III-3 [24] : 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 | $-\frac{V_{dc}}{2}$ |

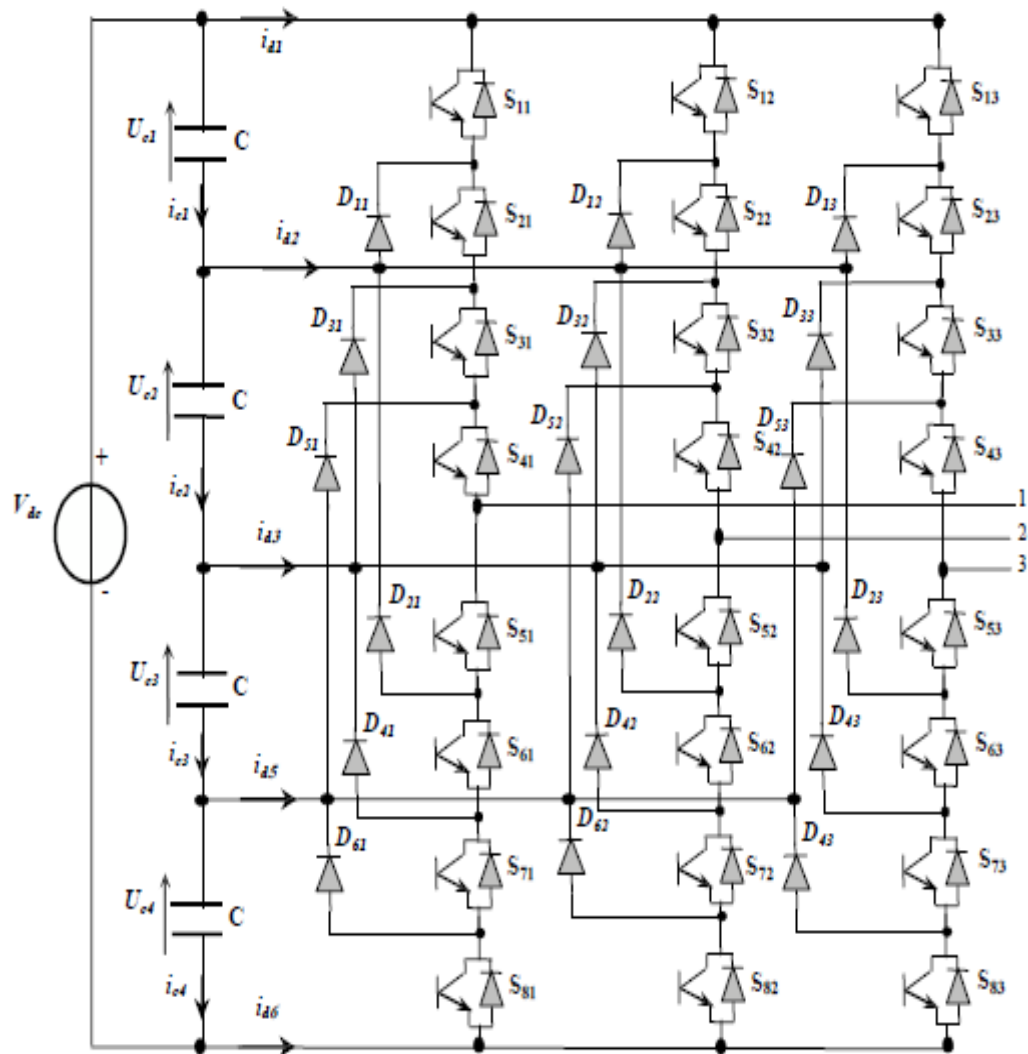


Figure -III-7 [23]: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flottant.

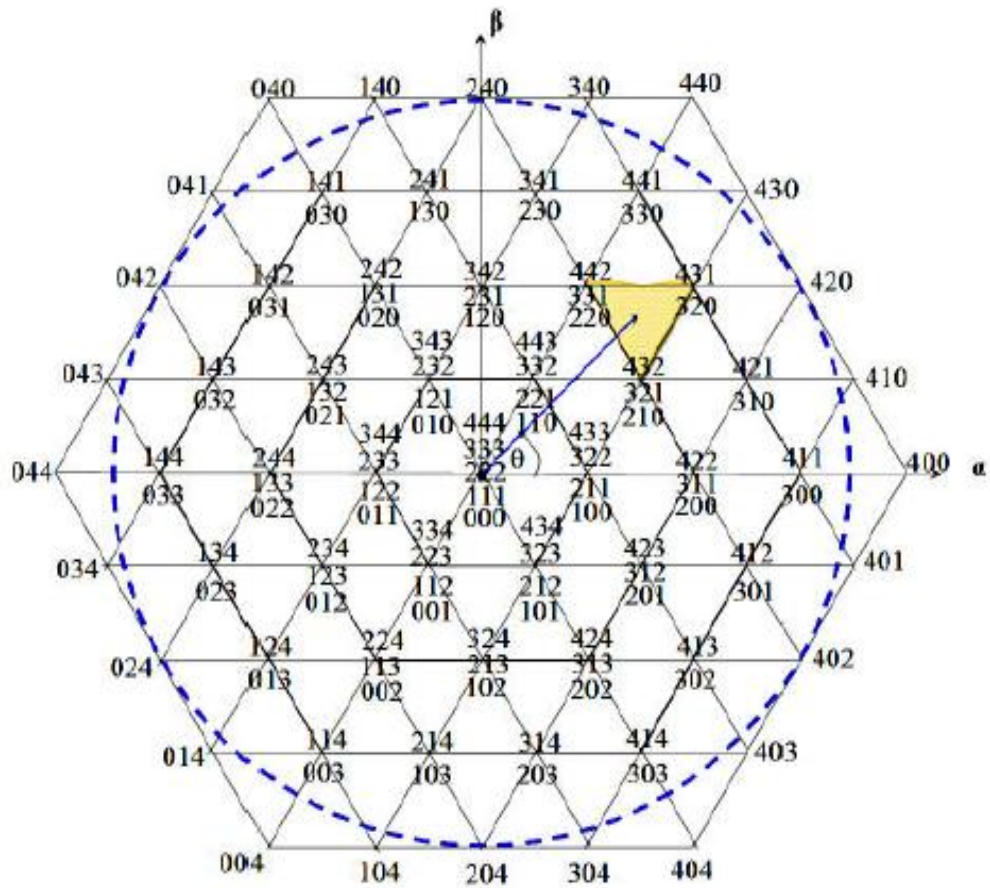


Figure -III-8 [23]: Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

L'espace d'évolution de φ_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 : [2]

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \tag{III-3}$$

Tableau III-4 [25] : Sélection des tensions V_s pour un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC.

| | | Secteur | | | | | | | | | | | |
|-----------|-----------|-------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| C_{fix} | C_{cpt} | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| +1 | +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 |
| -1 | +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 |
| | 0 | +4 | 109 | 102 | 111 | 103 | 113 | 104 | 115 | 105 | 117 | 100 | 107 |
| +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 | |

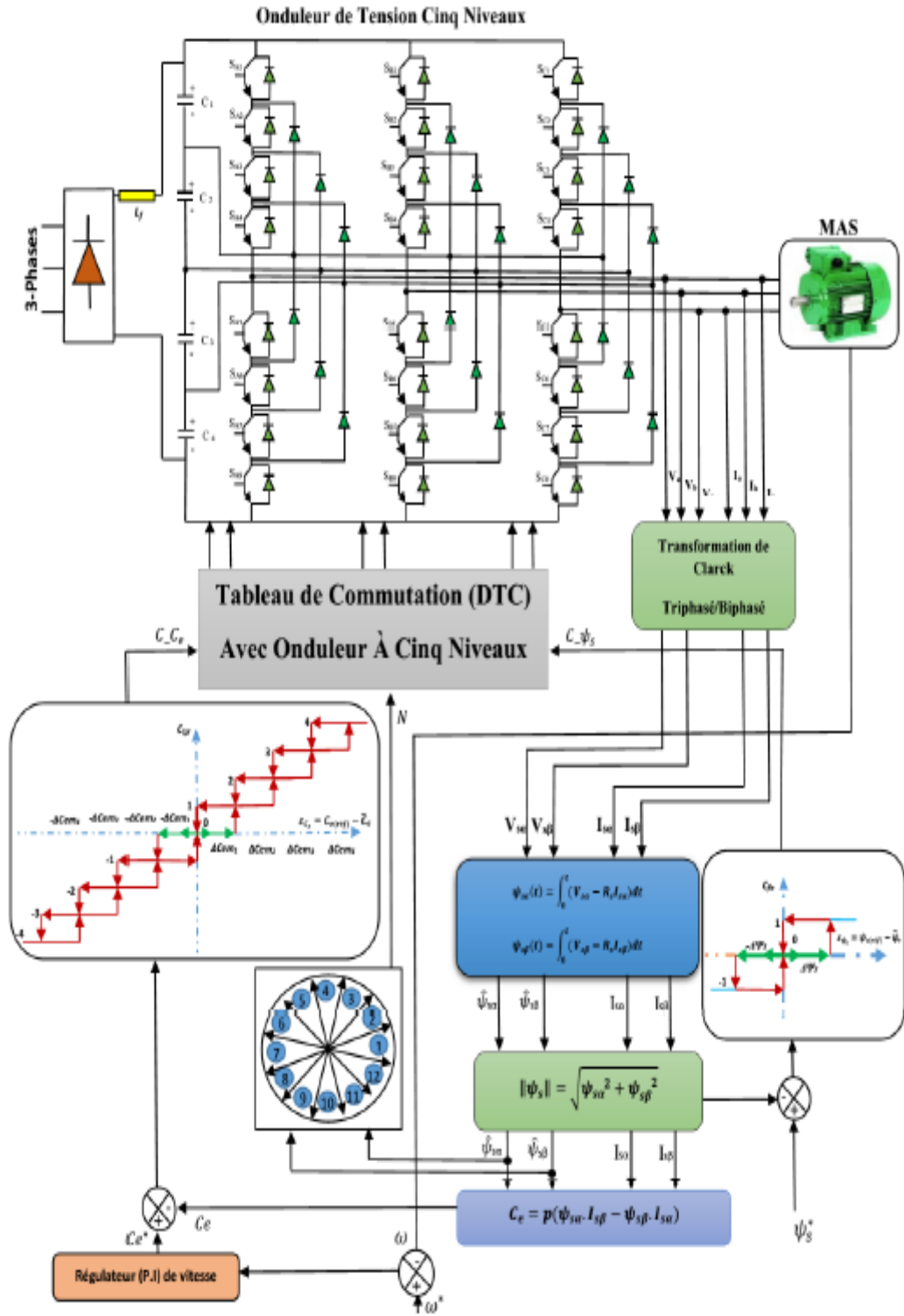
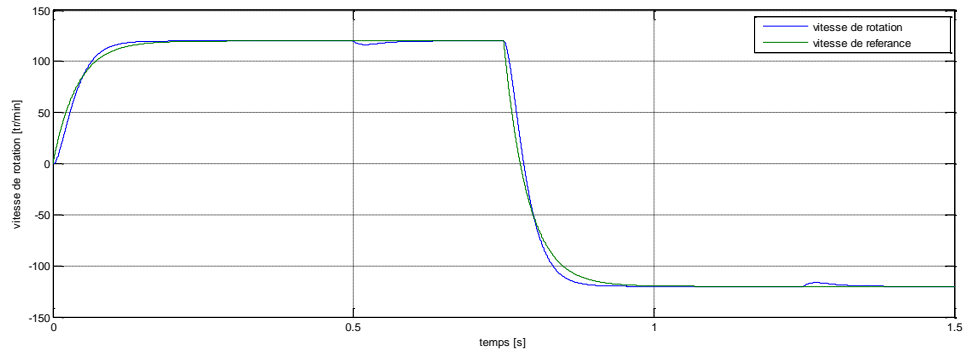
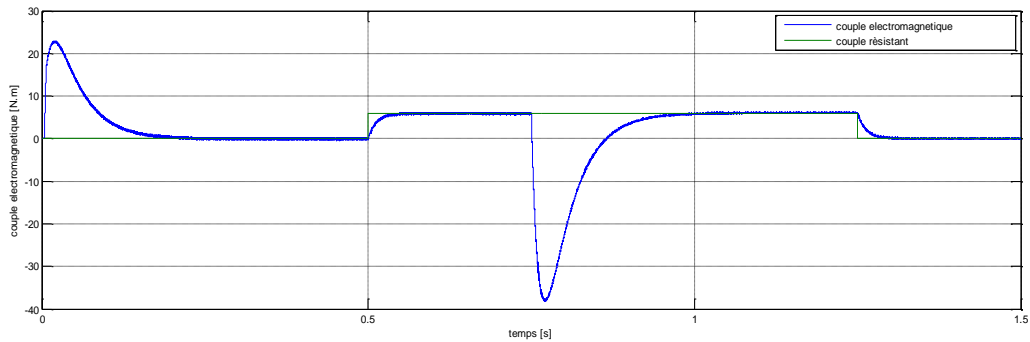


Figure -III-9 [2]: Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux

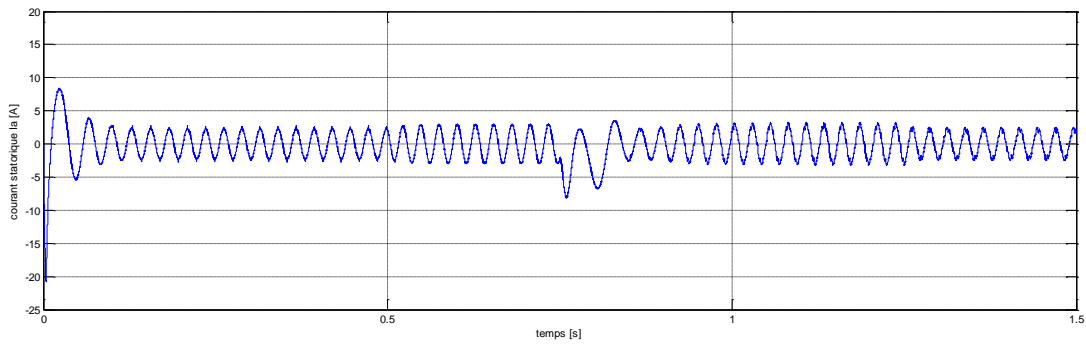
III-8-Résultats de simulation :



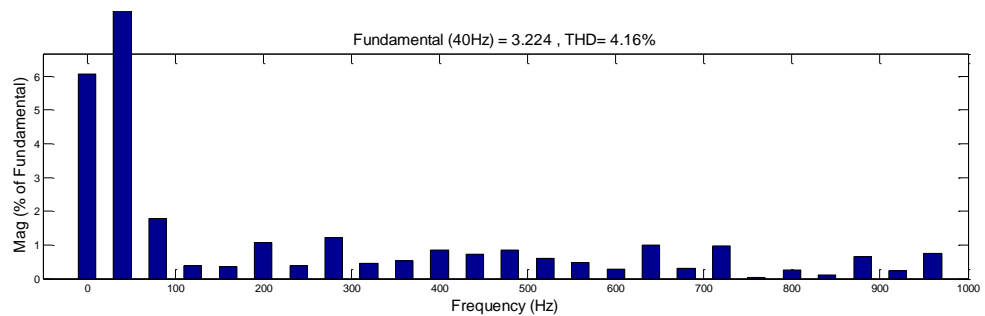
(a): Evolution de la vitesse en fonction du temps.



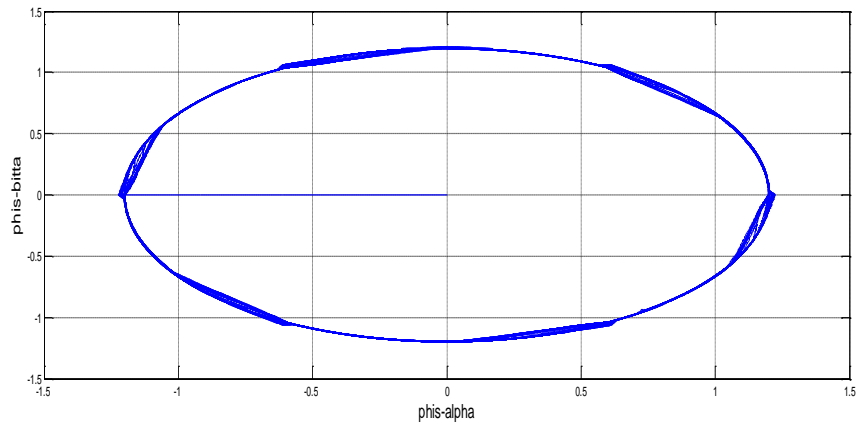
(b): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



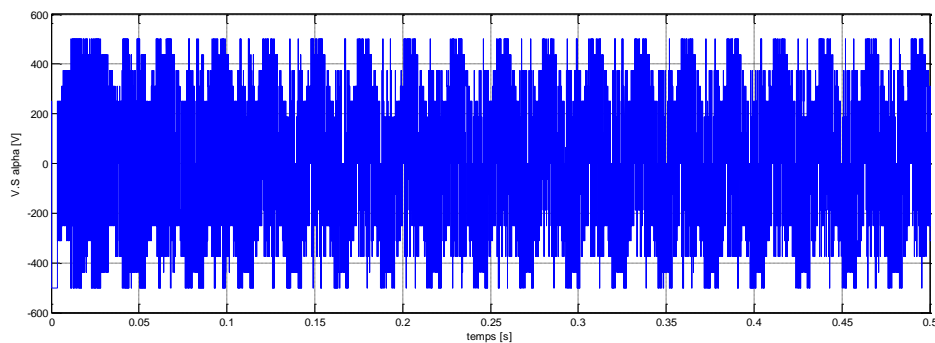
(c): Evolution du courant statorique en fonction du temps.



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



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique

(f): Tension V_{SA} **Figure -III-10:** Résultats de simulation du **DTC** avec onduleur à cinq niveaux.

III-9-Interprétation des résultats :

La figure **III-10** montre les résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux de type NPC :

- La figure **(III.10.a)** montre la vitesse, nous remarquons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après, elle rejette la perturbation et retourne vers sa valeur de référence.
- La figure **(III.10.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), à l'instant 0.8 (sec), on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure **(III.10.c)** montre le signale du courant statorique, au démarrage à vide, il a fait un pic qui atteint environ 9A, et puis il se stabilise à la valeur 3A.

- La figure **(III.10.d)** présente l'analyse spectrale du courant, ainsi leur valeur de THD (4.16%) on remarque que le THD est amélioré par rapport de celle de l'onduleur à trois niveaux.
- La figure **(III.10.e)** montre que toujours, les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

III-10-Onduleur de tension de sept niveaux :

La structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes est représentée sur la **Fig. III.11 [23]**

Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de 12 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, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable S_{ij} ($i = 1, \dots, 12$ et $j = 1, 2$ ou 3) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est 10 par bras (D_{kj} , $k = 1, \dots, 10$) assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation continue V_{dc} , ces six générateurs sont égaux $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_{C6} = \frac{V_{dc}}{6}$.

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

$$\left(\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, \frac{V_{dc}}{6}, 0, -\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{6} \right).$$

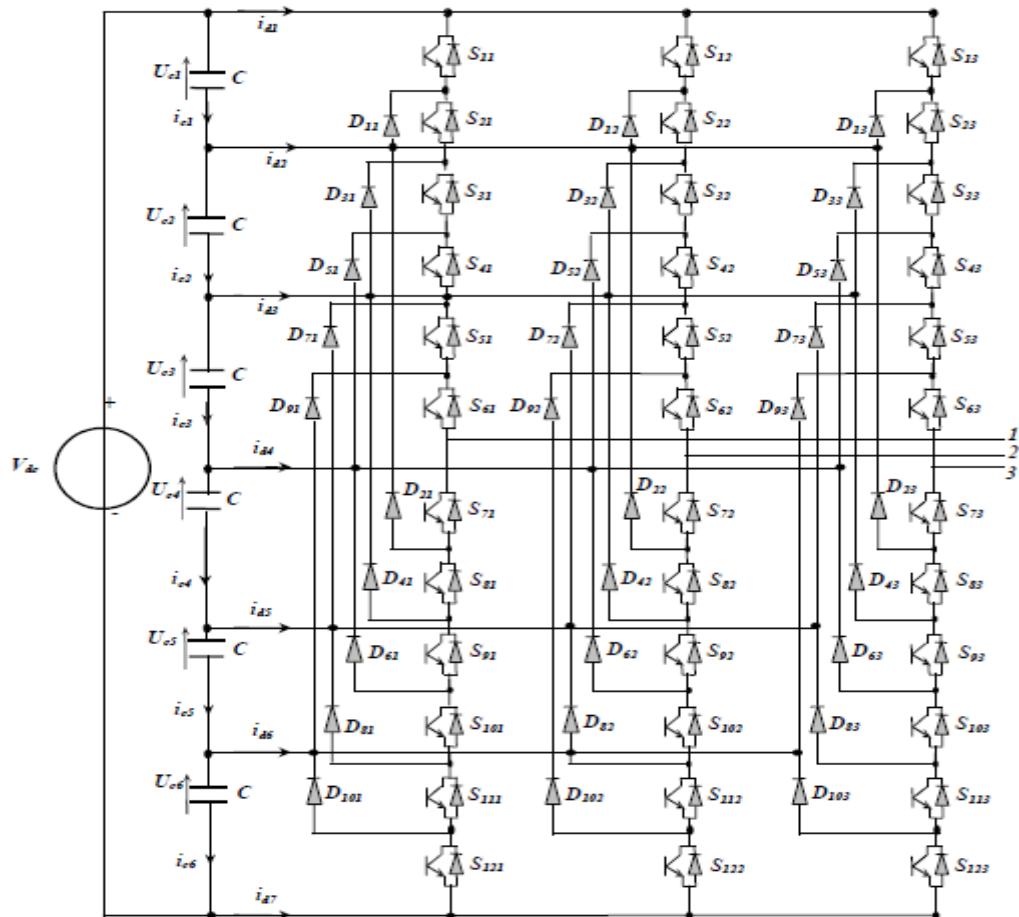


Figure III-11. [23] Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante

Tableau. III-5 [23] Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux (x =1,2 ou 3)

| Etat | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | F _{1x} | V _{ox} |
|------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|---------------------|
| 6 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | V _{dc} /2 |
| 5 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | V _{dc} /4 |
| 4 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | V _{dc} /6 |
| 3 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | -V _{dc} /6 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | -V _{dc} /4 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | -V _{dc} /2 |

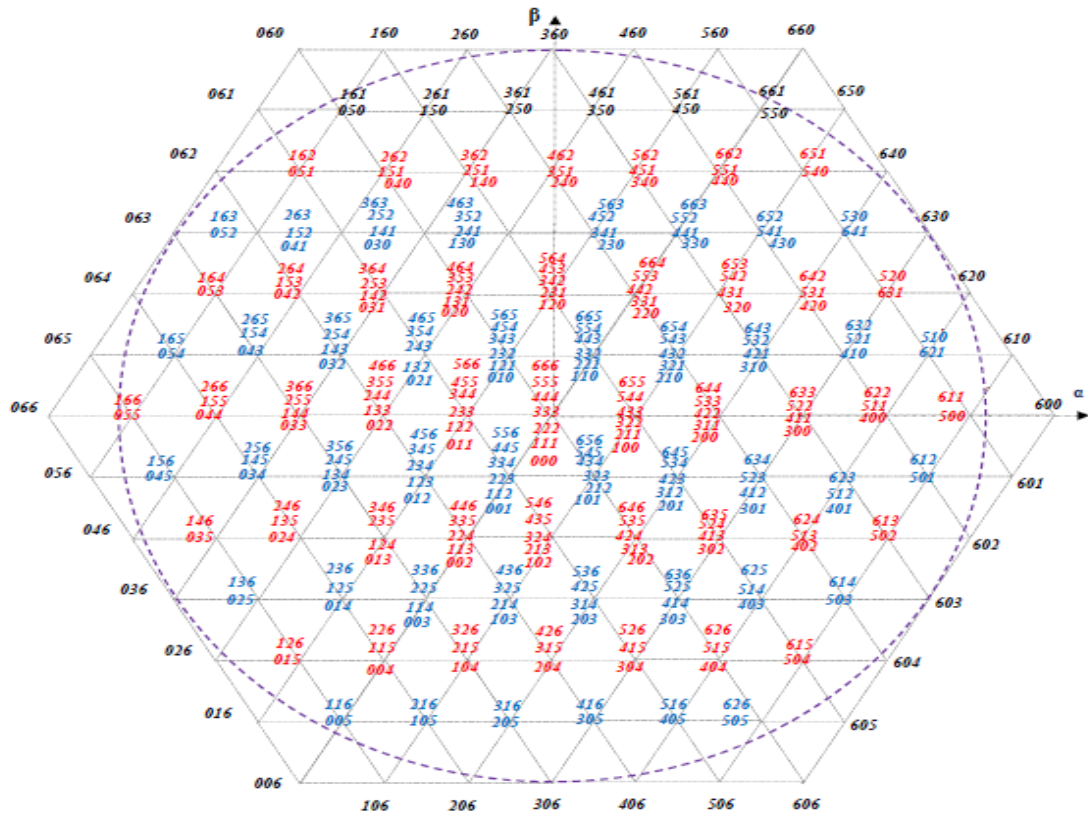


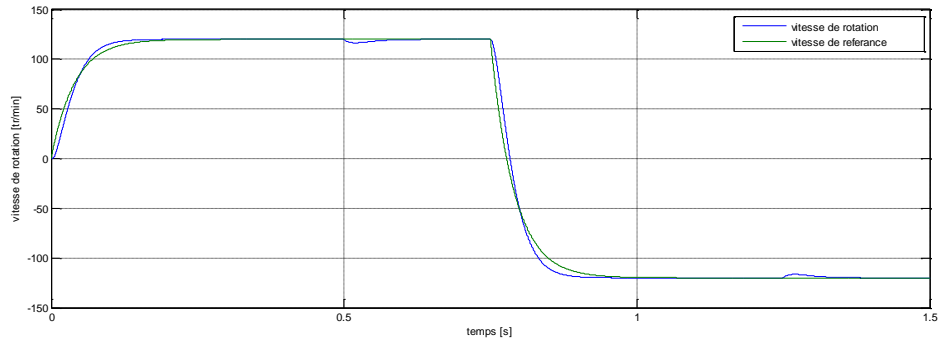
Figure III-12. [23] Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux.

Tableau III-6 [26] : Sélection des tensions V_s pour un onduleur sept niveaux de tension de type NPC.

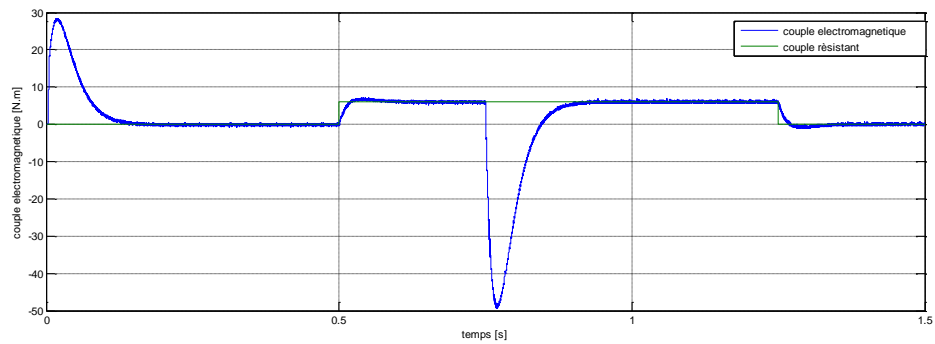
| | | Secteur | | | | | | | | | | | |
|-----------|-----------|-------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| C_{flx} | C_{cpt} | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| -1 | -6 | 304 | 314 | 305 | 316 | 300 | 306 | 301 | 308 | 302 | 310 | 303 | 312 |
| | -5 | 224 | 234 | 225 | 236 | 220 | 226 | 221 | 228 | 222 | 230 | 223 | 232 |
| | -4 | 104 | 114 | 105 | 116 | 100 | 106 | 101 | 108 | 102 | 110 | 103 | 112 |
| | -3 | 67 | 83 | 68 | 85 | 63 | 75 | 64 | 77 | 65 | 79 | 66 | 81 |
| | -2 | 117 | 209 | 118 | 210 | 113 | 205 | 114 | 206 | 125 | 207 | 116 | 208 |
| | -1 | 5 | 48 | 6 | 49 | 1 | 44 | 2 | 45 | 3 | 46 | 4 | 47 |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | | | | | | | |
| | +1 | 3 | 46 | 4 | 47 | 5 | 48 | 6 | 49 | 1 | 44 | 2 | 45 |
| | +2 | 115 | 207 | 116 | 208 | 117 | 209 | 118 | 210 | 113 | 205 | 114 | 206 |
| | +3 | 65 | 79 | 66 | 81 | 67 | 83 | 68 | 85 | 63 | 75 | 64 | 77 |
| +4 | 102 | 110 | 103 | 112 | 104 | 114 | 105 | 116 | 100 | 106 | 101 | 108 | |
| +5 | 220 | 228 | 221 | 230 | 222 | 232 | 223 | 234 | 218 | 224 | 219 | 226 | |

| | | | | | | | | | | | | | |
|-----------|-----------|-------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | +6 | 298 | 306 | 299 | 308 | 300 | 310 | 301 | 312 | 296 | 302 | 297 | 304 |
| +1 | -6 | 300 | 306 | 301 | 308 | 302 | 310 | 303 | 312 | 304 | 314 | 305 | 316 |
| | -5 | 226 | 221 | 228 | 222 | 230 | 223 | 232 | 224 | 234 | 225 | 236 | 220 |
| | -4 | 101 | 108 | 102 | 110 | 103 | 112 | 104 | 114 | 105 | 116 | 100 | 106 |
| | -3 | 77 | 65 | 79 | 66 | 81 | 67 | 83 | 68 | 85 | 63 | 75 | 64 |
| | -2 | 207 | 116 | 208 | 117 | 209 | 118 | 210 | 113 | 205 | 114 | 206 | 115 |
| | -1 | 48 | 6 | 49 | 1 | 44 | 2 | 45 | 3 | 46 | 4 | 47 | 5 |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | | | | | | | |
| | +1 | 45 | 3 | 46 | 4 | 47 | 5 | 48 | 6 | 49 | 1 | 44 | 2 |
| | +2 | 208 | 117 | 209 | 118 | 210 | 113 | 205 | 114 | 206 | 115 | 207 | 116 |
| | +3 | 67 | 84 | 68 | 86 | 63 | 76 | 64 | 78 | 65 | 80 | 66 | 82 |
| | +4 | 115 | 105 | 117 | 100 | 107 | 101 | 109 | 102 | 111 | 103 | 113 | 104 |
| | +5 | 223 | 235 | 218 | 225 | 219 | 227 | 220 | 229 | 221 | 231 | 222 | 233 |
| | +6 | 313 | 296 | 303 | 297 | 305 | 298 | 307 | 299 | 309 | 300 | 311 | 301 |
| 0 | -6 | 305 | 316 | 300 | 306 | 301 | 308 | 302 | 310 | 303 | 312 | 304 | 314 |
| | -5 | 225 | 236 | 220 | 226 | 221 | 228 | 222 | 230 | 223 | 232 | 224 | 234 |
| | -4 | 105 | 116 | 100 | 106 | 101 | 108 | 102 | 110 | 103 | 112 | 104 | 114 |
| | -3 | 68 | 85 | 63 | 75 | 64 | 77 | 65 | 79 | 66 | 81 | 67 | 83 |
| | -2 | 210 | 113 | 205 | 114 | 206 | 115 | 207 | 116 | 208 | 117 | 209 | 118 |
| | -1 | 49 | 1 | 44 | 2 | 45 | 3 | 46 | 4 | 47 | 5 | 48 | 6 |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | | | | | | | |
| | +1 | 44 | 2 | 45 | 3 | 46 | 4 | 47 | 5 | 48 | 6 | 49 | 1 |
| | +2 | 205 | 114 | 206 | 115 | 207 | 116 | 208 | 117 | 209 | 118 | 210 | 113 |
| | +3 | 76 | 64 | 78 | 65 | 80 | 66 | 82 | 67 | 84 | 68 | 86 | 63 |
| | +4 | 107 | 101 | 109 | 102 | 111 | 103 | 113 | 104 | 115 | 105 | 117 | 100 |
| | +5 | 225 | 219 | 227 | 220 | 229 | 221 | 231 | 222 | 233 | 223 | 235 | 218 |
| | +6 | 303 | 297 | 305 | 298 | 307 | 299 | 309 | 300 | 311 | 301 | 313 | 296 |

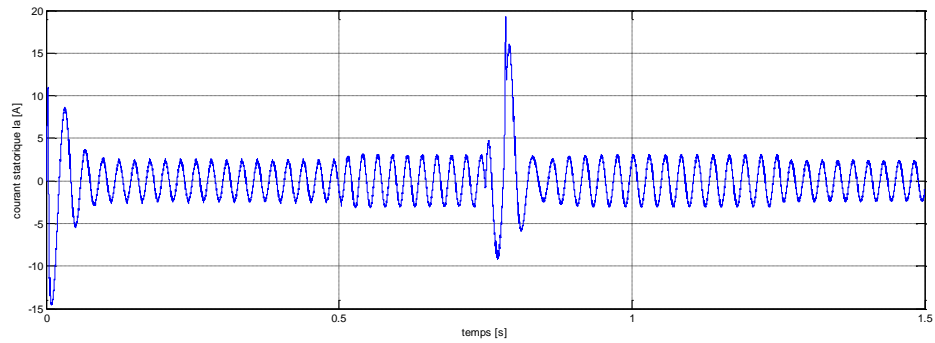
III-11-Résultats de simulation :



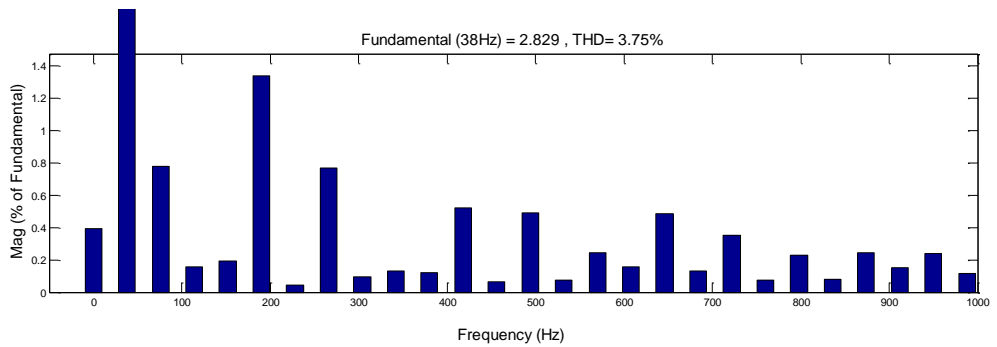
(a): Evolution de la vitesse en fonction du temps.



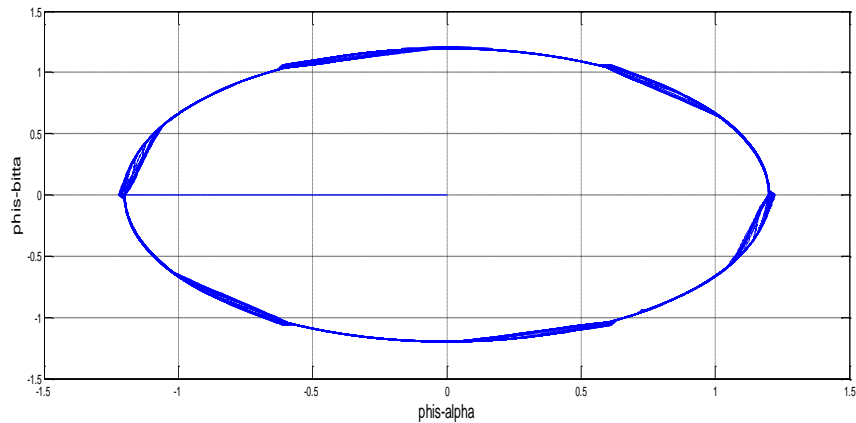
(b): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



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



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



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique

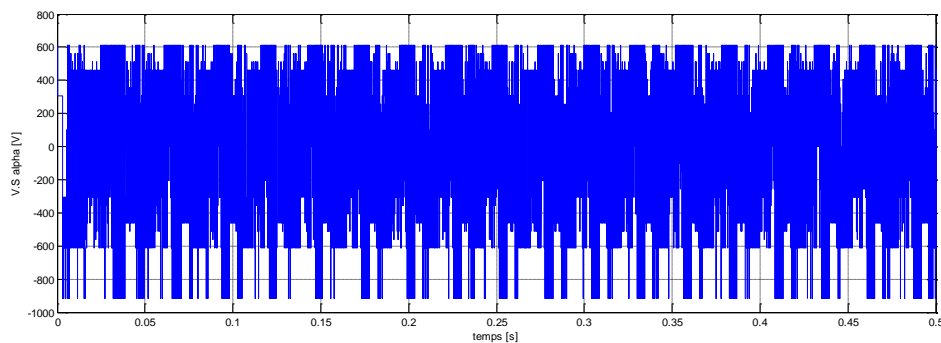
(f): Tension V_{SA}

Figure III-13- Résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux.

III-12-Interprétation des résultats :

La figure **III-13** représente les résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux de type NPC :

- La figure **(III.13.a)** montre la vitesse, nous constatons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'a 0.55s) la vitesse diminue, après elle rejette la perturbation retourne vers sa valeur de référence.
- La figure **(III.13.b)** montre l'évolution du couple électromagnétique, au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de(0.07s), à l'instant 0.8 (sec), on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure **(III.13.c)** présente le signale du courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 11A, et puits il se stabilise à la valeur 4A.

- La figure **(III.13.d)** illustre le spectre du courant, qui nous donne un THD (3.75%). On constate que lors de l'utilisation d'un onduleur à sept niveaux, la commande DTC nous donne une meilleure valeur de THD.
- La figure **(III.13.e)** montre que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

Dans le but de connaître le meilleur type de la commande de la MAS, une comparaison est indispensable entre les différents types de commande. Le tableau (III. 7), résume les valeurs de THD obtenus pour les différents types d'onduleurs.

Tableaux III.7 : Taux de distorsion harmonique pour chaque commande.

| | THD (%) du Courant statorique Isa |
|--|--|
| DTC avec onduleur à deux niveaux | 5.30% |
| DTC avec onduleur à Trois niveaux | 5.15% |
| DTC avec onduleur à cinq niveaux | 4.16% |
| DTC avec onduleur à sept niveaux | 3.75% |

III-13-Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les principes de base de la commande **DTC** pour les onduleurs multi-niveaux. Elle apparaît comme un moyen efficace et simple pour commander une machine asynchrone, ainsi elle apporte une solution prometteuse aux problèmes de fluctuation du couple et de flux.

Après simulation nous pouvons conclure que l'utilisation d'un onduleur à sept niveaux donne de meilleurs résultats que celles des onduleurs à deux, trois et cinq niveaux.



**CONCLUSION
GENERALE
ET
PERSPECTIVES**

Conclusion générale

Dans le but de faire une étude comparative entre la DTC classique par un onduleur à deux niveaux et les onduleurs multiniveaux on a développé 4 algorithmes sont basées sur la commande DTC par l'utilisation des onduleurs à 2, 3, 5 et 7 niveaux.

La comparaison des valeurs de THD du courant obtenu après simulation des différents algorithmes de commande montre que l'utilisation de l'onduleur à 7 niveaux nous donne la meilleure valeur de THD 3.75 %.

En peut conclure aussi qu'il y'a une brève amélioration aux de diminution des harmoniques dans le couple d'où ces harmoniques sont inversement proportionnel à l'utilisation d'un niveau d'onduleur vers un autre supérieur pour les deux types de commande d'une part, ces fluctuations sont fortement diminuée dans le cas de la commande DTC de la MAS par l'onduleur à 7 niveaux par rapport aux autre onduleurs.

La déformation de flux statorique est aussi diminuée lors de l'utilisation des niveaux de tension supérieurs.

Cette DTC classique bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, néanmoins elle caractérisée par des inconvénients à savoir :

- Non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Facteur de distorsion du courant statorique élevé.
- Sensibilité aux variations de la résistance statorique.

PERESPCTIVES

Pour la continuité de ce travail, il est judicieux d'orienter des travaux pour surmonter les inconvénients de cette stratégie à savoir :

- Estimation de la résistance statorique.
- Améliorer cette stratégie par imposition de la fréquence de commutation de l'onduleur en utilisant la DTC-SVM.



BIBLIOGRAPHIES

Bibliographies

- [1] **Alia Salim, Guedda Smail**, Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Thèse de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.
- [2] **KACEMI Nadjib et LADJAL Smail**, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux, Thèse De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017/ 2018
- [3] **AKKOUCHE KAMEL**, Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone, Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2007.
- [4] **ABDOULAYE TRAORE**, MODÉLISATION ET SIMULATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE À CAGE À L'AIDE DU LOGICIEL MATLAB/SIMULINK, École Nationale d'Ingénieurs B.P. 242 Bamako MALI, Article, Journal of Electrical Engineering, janvier 2002
- [5] **L. BAGHLI**, "Contribution A La Commande De La Machine Asynchrone, Utilisation De LF, RN, AG". Thèse De Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 1999.
- [6] **G. Brahim**, " Commande Non Linéaire De La Machine A Induction ", Thèse De Master, Université De Batna, 2012.
- [7] **D. LAKHDAR**, Commande Prédicative Directe Du Couple De La Machine Asynchrone, Biskra: Mémoire Master Université Mohamed Khider, 2012
- [8] **H. CHAIKHY**, Contribution Au Développement Et A L'implantation Des Stratégies De Commandes, Casablanca: Thèse De Doctorat Université Hassan II, 20/04/2013.
- [9] **J. RETIF**, Commande Vectorielle Des Machine Asynchrones Et Synchrones, Lyon: Institut National Des Sciences Appliquées, 2008.

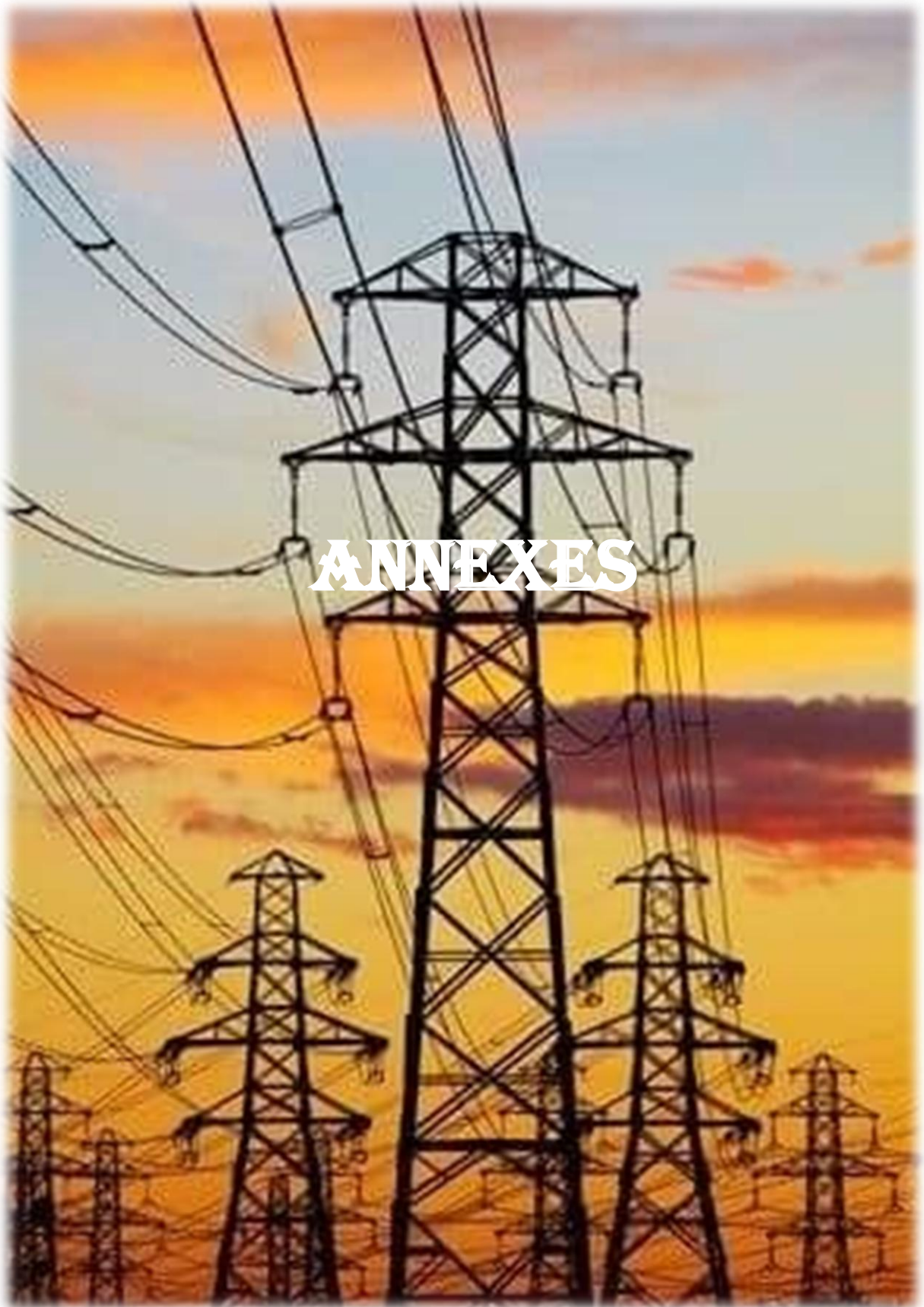
-
- [10] **R. ABDSEMED**, (Modélisation Et Simulation Des Machines Electriques, Livre Elipses, 2011.
- [11] **D. LAKHDAR**, Contribution A La Commande Prédictive Directe Du Couple De La Machine A Induction, Batna: Thèse De Doctorat Université De Batna 2, 03/12/2016.
- [12] **TOUFOUTI RIAD**, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [13] **MELIANI Slimane**, "Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple (DTC) appliquée à la Machine asynchrone sans capteur de vitesse", Thèse De Master, Université De M'sila, 2012/2013
- [14] **ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel**, Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine asynchrone (MAS), Thèse De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila ,2016/2017
- [15] **CHOUTER ELAMINE, BENARIB ABDENNOUR**, Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Thèse De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017 / 2018
- [16] **BERRA Turkiya Amina et DJEDI Noura**, La Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2018 / 2019
- [17] **BERNARD DE FORNEL** « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [18] **CARLOS CANUDAS DE WIT** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [19] **MELKI Hanane**, Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile, Thèse De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2015/2016
- [20] **A.MEROUFEL**, Contrôle De La Machine Asynchrone : Commande Scalaire, Commande vectorielle, Commande Direct Du Couple, Sidi Bel-Abbes: Université De Djilali Laibes, 2008/2009.
- [21] **FENNOUH ELHACHEMI**, Mémoire Magister en électrotechnique soutenu le : 30/06/2012, Université Hadj Lakhdar Batna.
- [22] **A. AMEUR** « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005.

[23] **BENDAIKHA ABDELMALIK**, Commande Par MLI Vectorielle D'un Onduleur Multi-Niveaux, Thèse De Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 17/01/2018.

[24] **O.BILAL.MOHAMED**, Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone Alimentée Par Un Onduler A Trois Niveaux Commande Par MLI Vectoriel, M'sila: Universite De M'sila, 2016/2017.

[25] **O. SEKHAR**, Five Level SVM Inverter For Induction Motor With Direct Torque Controller, Département Vigan's Lara Institute Of Technologie And Science, Article, Journal of Electrical Engineering, Décembre 2013

[26] **O. CHANDRA SEKHAR, K.CHANDRA SEKHAR, G. DURGA SUKUMAR**, An Enhanced DTC scheme for induction Machine Control Fed by Seven-Level MPC Voltage Source Inverter, Article, Journal of Electrical Engineering, 2017



Annexes

Les paramètres de la machine :

P_n : 1.1 KW.

V_n : 400V.

F : 50 Hz

R_s : 6.75 Ω.

R_r : 6.21 Ω.

L_s : 0.5192 H.

L_r : 0.5192 H.

M : 0.4957H.

J : 0.0124 (Kg.m²).

f : 0.002 (N.m.s).

P : 2.

C_n : 8 (N.m).