

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par
Mohand SIAD

Thème

DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à 3 Niveaux

Mémoire soutenu publiquement le 29 septembre 2014 devant le jury composé de :

Mr Azzouz MIOUAT

MACA, UMMTO, Président

Melle Samia BELBAZ

MACA, UMMTO, Rapporteur

Melle Malika LOUANCHI

MACA, UMMTO, Examinatrice

Melle Nadia KECILI

DOCTORANTE, UMMTO, Examinatrice

Remerciement

*J'adresse mes plus vifs remerciements à ma promotrice mademoiselle **Belbaz Samia** maitre assistante à l'Université de Tizi-Ouzou, pour avoir encadré et dirigé mon travail.*

Je tiens aussi à remercier Monsieur Miouat Azzouz pour avoir accepté de présider ma soutenance.

Mes remerciements vont également aux membres de jury mesdemoiselles Kecili Nadia et Louanchi Malika qui ont daigné de juger ce travail

Enfin, je remercie ceux qui, d'une quelconque façon, ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

DEDICACE

Je dédie ce modeste mémoire à :

Mes parents que dieu les préserve

Mon ami et frère Ahmed

Tous mes ami(e)s, et toute ma famille.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1. Introduction	03
I.2. Généralités	03
I.2.1. Présentation de la machine asynchrone	04
I.2.2. Hypothèses de travail	05
I.3. Modélisation triphasée	06
I.3.1. Equations électriques de la machine asynchrone	06
I.3.2. Equations magnétiques	07
I.4. Modélisation dans le repère de PARK	09
I.5. Equations de la machine selon les axes (U, V)	10
I.6. Choix du référentiel	10
I.6.1. référentiel immobile par rapport au stator (repère (α, β))	11
I.6.2. référentiel lié au rotor (repère X, Y)	11
I.6.3. référentiel lié au champ tournant (repère d, q)	12
I.7. Equation du couple électromagnétique	12
I.8. Equation mécanique	12
I.9. Présentation du système par équations d'état	13
I.9.1. Le modèle de la machine alimentée en tension	14
I.9.1.1. Equations électromagnétiques	14

I.9.1.2. Equation mécanique	14
I.9.1.3. Equation de mouvement	14
I.10. Simulation de la machine asynchrone	14
I.10.1. réalisation du modèle d'état de la MAS sous MATLAB SIMULINK	15
I.10.2. Résultat de simulation de la machine Asynchrone en charge	16
I.10.3. Interprétation des courbes	17
I.11 Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation de l'ensemble onduleur- MAS

II.1.Introduction	18
II.2. Modélisation de l'onduleur de tension	18
II.3. Classification des onduleurs	18
II.3.1. Onduleur autonome	19
II.3.2. Onduleur non autonome	19
II.4. Choix du variateur de vitesse	19
II.4.1. Facteurs techniques	19
II.4.2. Facteur économique	20
II.5. Différents types d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones	20
II.5.1. Onduleur de courant	20
II.5.2. Onduleur de tension	21
II.6. Modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance	21
II.6.1. Nature des interrupteurs utilisés	21
II.6.2. Modélisation de l'onduleur de tension	22
II.6.3. Calcul des tension de sortie de l'onduleur	23
II.7. Les Techniques de commande de l'onduleur triphasé	24

II.7.1. Généralités sur les MLI	24
II.7.2. Objectif de la Technique MLI	24
II.8. Les techniques de commande MLI	25
II.8.1. Structures de MLI	25
II.8.2. Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulo-sinusoïdale	26
II.9. Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC	27
II.9.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC	27
II.9.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux ..	28
II.9.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux	28
II.9.4. Hypothèse	30
II.9.5. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux	30
II.9.5.1. Fonction de connexion	30
II.9.5.2. Modélisation aux valeurs instantanées	31
II.9.5.3. Modèle de connaissance	31
II.10. Principe de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse	33
II.11. Résultats de simulation pour l'onduleur à deux niveaux à MLI	35
II.12. Résultats de simulation en charge de l'association MAS-onduleur deux niveaux..	36
II.13. Résultats de simulation pour l'onduleur à trois niveaux à MLI.....	37
II.14. Résultats de simulation en charge de l'association MAS-onduleur trois niveaux..	38
II.15. Interprétation des résultats	39
II.16. Conclusion.....	39
 Chapitre III : DTC Appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à 3 N 	
III.1. Introduction	40
III.2. Principe générale de la commande directe du couple (DTC) selon TAKAHASHI	41
III.2.1. Stratégie de commande directe du couple	41

III.2.2. Contrôle du vecteur flux statorique	42
III.2.3. Contrôle du couple électromagnétique	44
III.2.4. Choix du vecteur V_s	46
III.3. Structure de la commande directe du couple de la MAS	46
III.3.1. Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique	47
III.3.2. Estimation du flux statorique	48
III.3.3. Élaboration du correcteur du flux	48
III.3.4. Estimation du couple électromagnétique	50
III.4. Élaboration du correcteur du couple électromagnétique	50
III.4.1. Correcteur du couple à deux niveaux	50
III.4.2. Correcteur du couple à trois niveaux	50
III.5. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple	51
III.6. Élaboration de la table de commutation	52
III.7. Structure générale du contrôle direct du couple(DTC)	53
III.8. Amélioration de la commande DTC-Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	53
III.9. Approche de sélection des vecteurs de tension	55
III.10. DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3 Niveaux	55
III.10.1. Correcteur du couple à cinq niveaux	56
III.10.2. Construction de la table de commutation	57
III.11. Simulation et discussion	57
III.12. Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension	58
III.13. Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension	60
III.14. Interprétations	62
III.15. Conclusion	63

Conclusion générale64

Annexe

Bibliographie

Introduction Général

Introduction générale

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans L'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

Le moteur à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser cet actionneur vu la simplicité de sa commande. Néanmoins, la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients liés à son collecteur mécanique.

En revanche, les moteurs à courant alternatif (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et une vitesse de fonctionnement élevée.

L'alimentation de ce moteur par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu.

Pour ce type d'application, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur.

Pour un fonctionnement optimal de la machine asynchrone, les performances requises de ces convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées : tant du point de vue de la puissance délivrée que de la qualité de la tension générée.

Néanmoins, l'alimentation en créneaux par l'onduleur à deux niveaux utilisé à ce jour présente des inconvénients tels que : la limitation en puissance et le taux d'harmoniques élevé, qui limite considérablement le développement du domaine des entraînements alternatifs.

Actuellement, l'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi-niveaux.

Grâce à leur topologie, les onduleurs multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transitée. Cette structure permet aussi d'avoir une tension

de sortie proche de la sinusoïde; grâce aux nombreux niveaux de tension fournis par ce convertisseur.

Alors l'utilisation de ce type de convertisseur dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications. Afin de satisfaire certains critères d'optimisation à savoir la réduction des harmoniques, plusieurs types de commande sont développés, poussés par le besoin et les progrès technologiques.

Le Contrôle Direct du Couple (DTC) prend sa place parmi ces techniques de commande. Il repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler qui sont le couple électromagnétique et le flux statorique à partir des seules grandeurs liées au stator.

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation du moteur à induction. On commencera par une description générale du moteur asynchrone puis on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un référentiel (α, β) qui est immobile par rapport au stator, basé sur des hypothèses simplificatrices, et la transformation de Park. Ensuite la réalisation du modèle de simulation du moteur asynchrone à cage dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. On terminera par la présentation des résultats obtenus par simulation.

Le deuxième chapitre sera voué à un exposé détaillé de la modélisation de l'association convertisseur statique moteur asynchrone commandé par la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Subséquemment, nous exposerons la topologie de l'onduleur multi-niveaux et sa stratégie de modulation. Enfin, nous achèverons par la présentation des résultats obtenus par simulation.

Ultérieurement pour le dernier chapitre nous développerons le principe de la commande de la MAS par DTC alimentée par un onduleur à deux niveaux et à trois niveaux. Nous finirons ce chapitre par l'exposition des résultats de simulation et une comparaison des performances pour les deux onduleurs à deux, et à trois niveaux.

Nous clôturerons par une conclusion générale, qui sera la synthèse de notre travail.

Chapitre I

MODELISATION DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

I.1. Introduction :

Ce chapitre est voué à la modélisation de la machine asynchrone, étape préliminaire et primordiale à toute mise en œuvre d'un contrôle. Après l'apport des hypothèses de travail et des différents repères utilisables, nous évoquerons la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé, ensuite nous expliciterons via la transformation de PARK, les équations d'états dans un repère diphasé lié au stator c'est-à-dire dans le plan (α, β) où les deux modes électrique et mécanique sont mis en équations. On présentera par la suite les résultats de simulations obtenus par le logiciel MATLAB sous SIMULINK des essais effectués sur la machine asynchrone.

I.2. Généralités :**I.2.1. Présentation de la machine asynchrone :**

Une machine asynchrone 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 logées trois enroulements formant les bobines des phases statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit.

Les trois phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale, à amplitudes et fréquences constantes [1].

Le couple appliqué va l'entraîner à une vitesse inférieure à celle du champ tournant donnée par la vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{60.f}{P}$.

Le glissement de la machine (moteur) est défini par la relation: $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} < 1$

Avec :

- Ω_s : la vitesse de rotation du champ tournant par rapport au stator.
- Ω_r : la vitesse de rotation du rotor.
- P : nombre de paire de pôles.

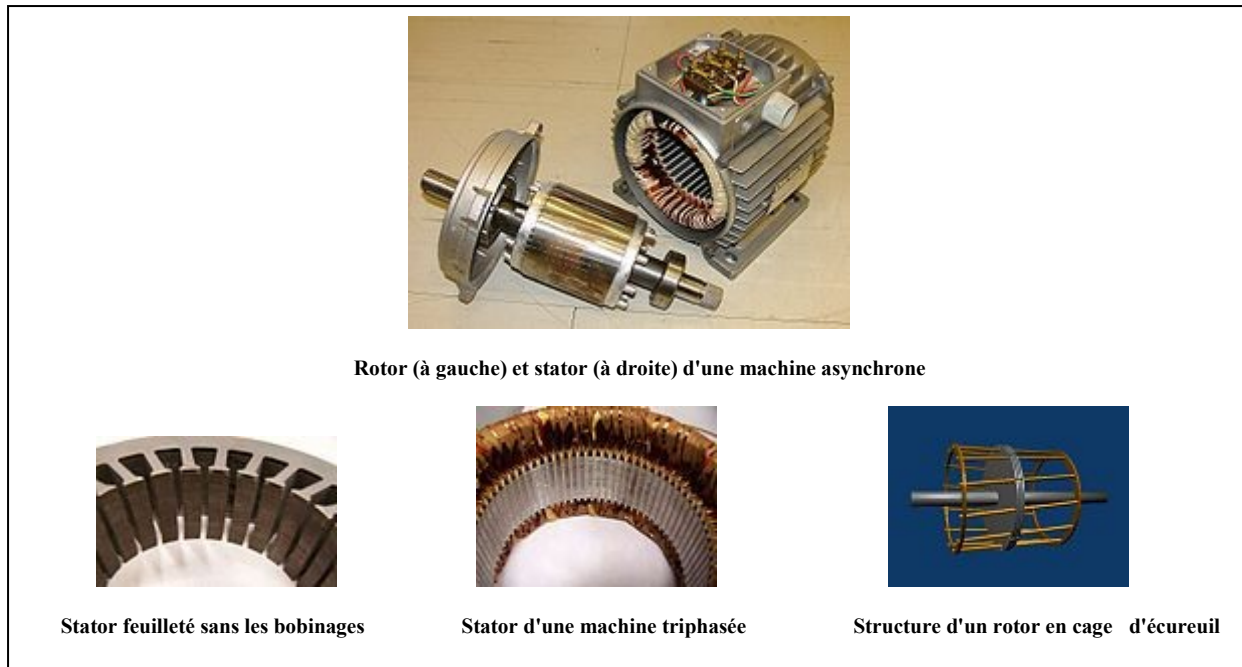


Figure (I.1) : Image d'une machine asynchrone et représentation de ses différents éléments

I.2.2. Hypothèses de travail :

On utilise en général des hypothèses simplificatrices pour modéliser la machine asynchrone sans excès de complexité [1] [2] [3].

La technique que nous envisageons repose sur une présentation d'état de la machine, nous avons posé des hypothèses simplificatrices:

- Entrefer constant, l'effet des encoches est négligeable ;
- Distribution spatiale et sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté (au stator comme au rotor) ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas pris en compte.
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- Additivité des flux,

- Constance des inductances propres,
- Variation sinusoïdale (en position) des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.3. Modélisation triphasée :

Au niveau de la modélisation mathématique, nous considérons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s’effectue de manière simple en divisons alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d’angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B, C) régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques, comme il est présenté par la figure (I.1), la phase (a) sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b, c) court-circuitées sur elles mêmes, également régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques.

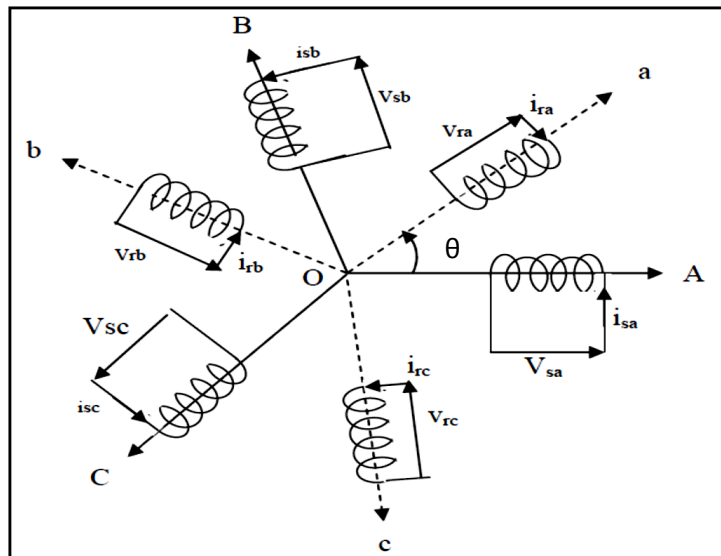


Figure (I.2) : Représentation schématique de la Machine asynchrone triphasée dans l’espace électrique.

Où

θ : représente l’angle entre une phase statorique et celle rotorique.

Le comportement de la MAS est entièrement défini par trois types d’équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

I.3.1. Equations électriques de la machine asynchrone :

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (I.2) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit :

$$\begin{cases} [V_{sABC}] = [R_s] \cdot [i_{sABC}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sABC}] \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$[R_s], [R_r]$: Sont respectivement des matrices les résistances statoriques et rotoriques par phase.

$[V_{sABC}], [V_{rabc}], [i_{sABC}]$ et $[i_{rabc}]$ sont respectivement les vecteurs tensions et courants statoriques et rotoriques.

$[\Phi_{sABC}], [\Phi_{rabc}]$: Sont les matrices des flux statoriques et rotoriques suivant les axes A, B, C et a, b, c.

I.3.2. Equations magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent comme suit:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{I.2})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (\text{I.3})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{-1} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec:

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotor-stator.

l_s et l_r : représente respectivement les inductances propres par phase du stator et du rotor.

M_s : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.

M_r : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.

M_0 : Maximum de l'induction mutuelle entre phase du stator et phase du rotor.

θ : L'écart angulaire entre les phases du stator et du rotor.

Les équations de tensions de la machine deviennent :

$$\begin{cases} [V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sABC}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sABC}] \} \end{cases} \quad (I.7)$$

La résolution du système d'équations (I.7), est difficile du faite que les termes des matrices des Inductances varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator.

Pour faciliter la tache et surmonter cette difficulté on fait appel à l'usage de la transformation de PARK.

I.4. Modélisation dans le repère de PARK :

A présent nous devons effectuer la transformation des enroulements de phase a, b, c de la machine originelle en des enroulements disposés selon deux axes perpendiculaires appelés u, v comme il est présenté par la figure (I.3). Ces enroulements sont équivalents du point de vu électrique et magnétique.

Pour transformer un système triphasé (a, b, c) à un système diphasé (u, v) avec une composante homopolaire comme indiqué dans l'équation suivante, une matrice unique de transformation est définie pour les courants, les tensions et les flux.

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_{\text{coor}})] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

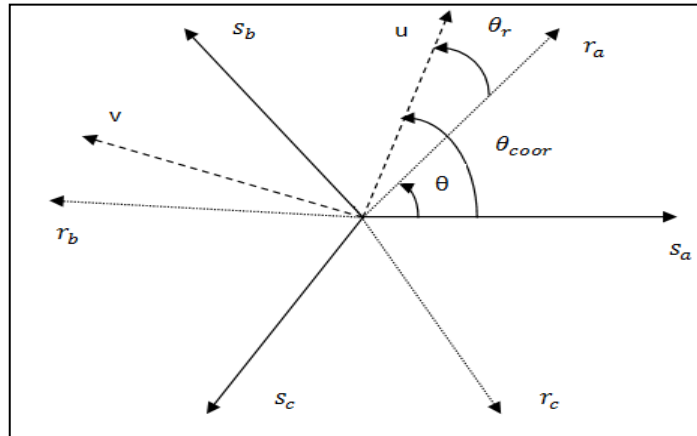


Figure (I.3) : transformation des enroulements réels (a, b, c) en enroulement fictif (u, v)

Telle que :

X : Grandeur physique qui peut être (tension, courant ou flux)

X_0 : Composante homopolaire (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P(\theta_{\text{coor}})]$: est la matrice de PARK définie par :

$$[P(\theta_{\text{coor}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

La transformée inverse de PARK est donnée par:

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

Avec :

L'angle θ_{coor} correspond à la position du repère choisi pour la transformation

- $\theta_{\text{coor}} = 0$ repère lié au stator (angle entre s_a et u)
- $\theta_{\text{coor}} = \theta$ repère lié au rotor (angle entre r_a et u)

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est lié au changement de base avec la conservation de puissance lors

de cette transformation.

La matrice qui nous permet de conserver la puissance lors du changement de base est celle de Concordia, et elle est donnée comme suit :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

I.5. Equations de la machine selon les axes (U, V) :

L'application de la transformation de PARK aux systèmes d'équations (I.1) et en admettant que le rotor est en court-circuit, les équations électriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{\text{us}} \\ V_{\text{vs}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{us}} \\ i_{\text{vs}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{us}} \\ \Phi_{\text{vs}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{coor}} \\ \omega_{\text{coor}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{us}} \\ \Phi_{\text{vs}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\text{ur}} \\ V_{\text{vr}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{ur}} \\ i_{\text{vr}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{ur}} \\ \Phi_{\text{vr}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{\text{coor}} - \omega) \\ (\omega_{\text{coor}} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{ur}} \\ \Phi_{\text{vr}} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{I.13})$$

Où :

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d}{dt} \theta_{\text{coor}}$$

$$\omega = \frac{d}{dt} \theta$$

ω_{coor} : vitesse de déplacement du repère (u, v).

ω : vitesse du rotor.

Les équations magnétiques s'obtiennent par l'application de la transformation de PARK sur les équations (I.2) et (I.3), ce qui donne :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s \cdot i_{us} + M_{sr} \cdot i_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s \cdot i_{vs} + M_{sr} \cdot i_{vr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ur} = L_r \cdot i_{ur} + M_{rs} \cdot i_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r \cdot i_{vr} + M_{rs} \cdot i_{vs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$L_s = l_s + M_s$: Inductance cyclique du stator.

$L_r = l_r + M_r$: Inductance cyclique du rotor.

$M_{sr} = M_{rs} = \frac{2}{3} M_0$: Inductance mutuelle cyclique stator rotor.

I.6. Choix du référentiel :

Trois référentiels sont possibles en vue de l'observation. Ils dépendent de l'orientation de l'axe (u) du repère de PARK. Cette représentation est illustrée par la figure (I.4)

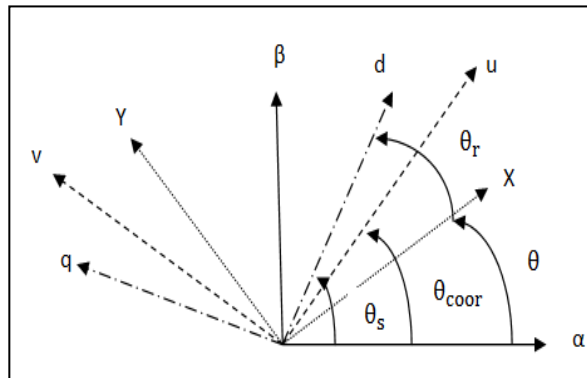


Figure (I.4) : représentation des différents repères

I.6.1. référentiel immobile par rapport au stator (repère (α, β)):

Les axes de référence (u, v) sont liés au stator on a :

$$\theta_{coor} = 0 \quad , \quad \theta_r = \theta_{coor} - \theta = -\theta \quad , \quad \frac{d}{dt} \theta_{coor} = \omega_{coor} = 0$$

et $\frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_r$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.6.2. référentiel lié au rotor (repère (X, Y)) :

Ce système d'axes est fixé au rotor, il tourne à la vitesse ω :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta \quad , \quad \omega_{\text{coor}} = \omega \quad , \quad \theta_r = 0 \quad , \quad \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'obtenir les équations dans le repère (X, Y) :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

I.6.3. référentiel lié au champ tournant (repère d, q) :

Les axes de ce référentiel sont liés au champ tournant :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta_s \quad , \quad \omega_{\text{coor}} = \omega_s \quad , \quad \theta_r = \theta_s - \theta \quad , \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

Alors,

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

En vue d'appliquer la commande directe du couple de la machine asynchrone, nous avons opté dans notre étude pour un référentiel lié au stator, comme c'est le référentiel le mieux adéquat pour travailler avec des grandeurs instantanées, la représentation des tensions et des courants est réelle, donc c'est le repère le plus adapté à l'étude des régimes transitoires et permanents.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d}{dt} \theta_{\text{coor}} = \omega_{\text{coor}} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_r$$

Les axes (u, v) sont remplacés par les axes (α, β), les résultats obtenus sont présentés par les équations (I.16) et (I.17).

I.7. Equation du couple électromagnétique :

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également celle du couple électromagnétique dont l'expression est la suivante :

$$C_{\text{em}} = \frac{3}{2} \cdot P (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{I.22}$$

P : Nombre de paire de pôles.

I.8. Equation mécanique :

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{em}} - C_r - K_f \Omega_r \tag{I.23}$$

Où :

J : Moment d'inertie

K_f : Coefficient de frottement

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique

C_{em} : Couple électromagnétique

Ω_r : vitesse mécanique de rotation

I.9. Présentation du système par les équations d'état :

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires, pour trouver le modèle de la machine

alimentée en tension, nous choisissons les variables liées aux phases statoriques (Φ_s, i_s).

Le modèle est donné sous la forme matricielle ci-dessous

$$[\dot{X}] = [A].(X) + [B].(U) \quad (I.24)$$

[A]: la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: la matrice d'entrée.

(U): le vecteur de commande.

(X): le vecteur d'état.

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} ; U = \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

Tel que :

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{w_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -w_r \\ -\frac{w_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & w_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

I.9.1. Le modèle de la machine alimentée en tension :

I.9.1.1. Equations électromagnétiques :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{w_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -w_r \\ -\frac{w_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & w_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Avec :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: la constante de temps statorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: la constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion

Il existe beaucoup d'autres représentations d'états de la MAS. Les différences viennent du choix du référentiel et des variables d'états.

I.9.1.2. Equation mécanique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.29})$$

I.9.1.3. Equation de mouvement :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (\text{I.30})$$

Avec

$$\omega = p \Omega \quad (\text{I.31})$$

I.10. Simulation de la machine asynchrone :

La figure (I.7) présente les résultats de simulation à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50 Hz] les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en annexe.

Nous avons procédé à un test qui consiste à alimenter la MAS via le réseau triphasé et à vide, puis on a appliqué un couple résistant pour voir l'influence d'une charge sur la MAS à un instant donné.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles se présentent comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right.$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de la tension

ω_s : Pulsation d'alimentation

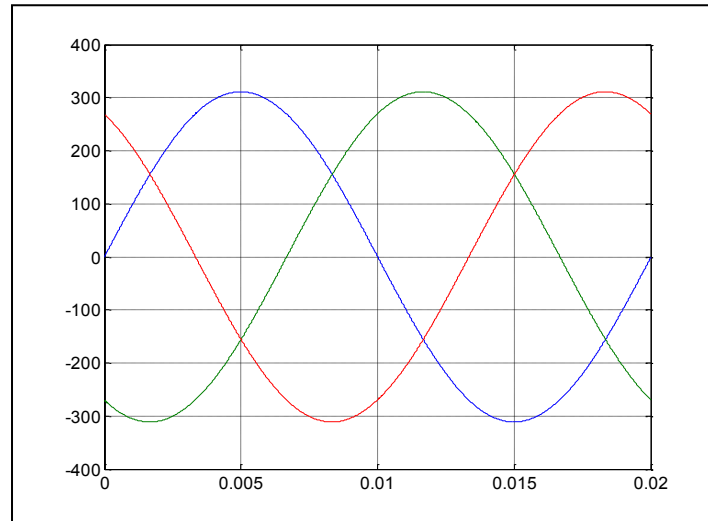


Figure (I.5) : Visualisation de la source de tension

I.10.1. Réalisation du modèle d'état de la MAS sous MATLAB SIMULINK :

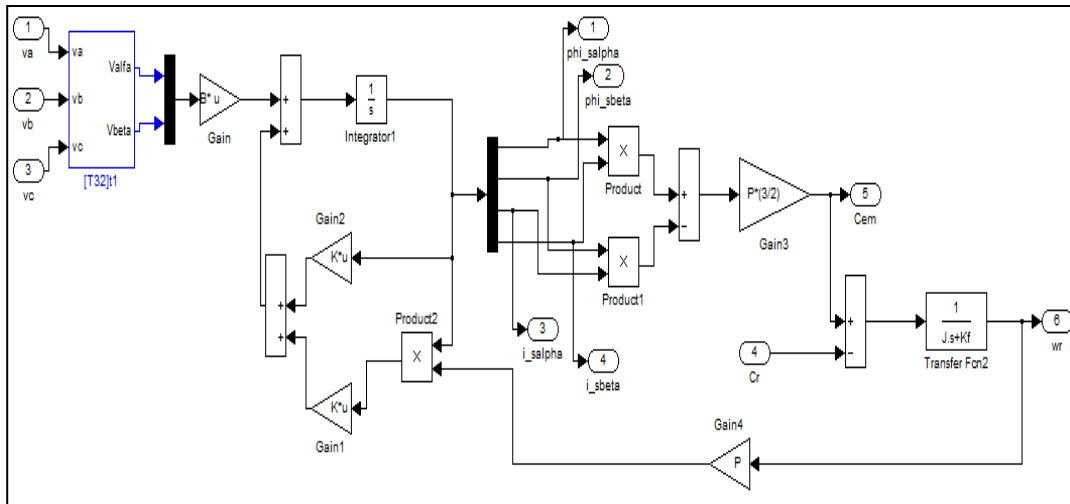


Figure (I.6): Schéma du modèle de la machine asynchrone sous Simulink

I.10.2. Résultat de simulation de la machine Asynchrone en charge :

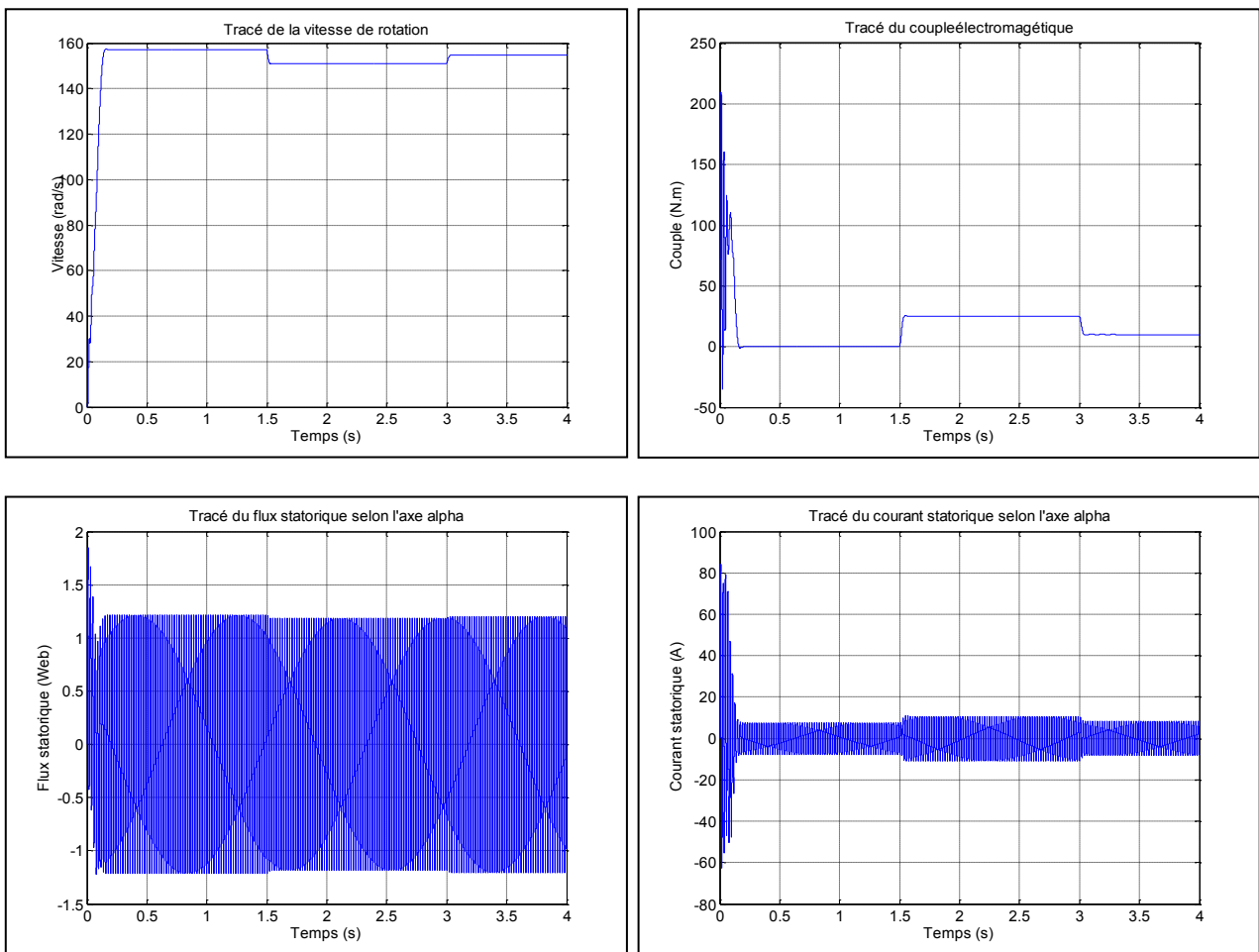


Figure (I.7): Simulation de la machine asynchrone en charge ($C_r=25 \text{ N.m}$ à $t=1.5\text{sec}$ et $C_r=10\text{N.m}$ à $t=3 \text{ sec}$)

I.10.3. Interprétation des courbes :

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

- **La vitesse :**

En régime transitoire, on remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faibles valeurs des flux. Et par la suite elle se stabilise à une vitesse de 157 rad/s en régime établi. Mais au moment de l'application du couple résistant à $t=1.5s$ la vitesse chute instantanément, puis augmente à $t=3s$ vu que le couple passe de 25N.m à 10Nm.

- **Le couple électromagnétique :**

L'évolution du couple au long de l'intervalle transitoire est une allure typique de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, Le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise au bout de ce dernier. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t=1.5s$ et à $t=3s$ (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillation, avec un très faible dépassement.

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour contourner la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Toutefois la machine seule ne répond pas toujours aux exigences d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

**Modélisation de l'ensemble onduleur-
MAS**

II.1.Introduction :

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu puisqu'elles répondent au mieux aux exigences des actionneurs vu la simplicité de leur commande car les deux grandeurs couple- flux sont physiquement découplées.

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine ou on présentera un modèle générale associant la machine asynchrone à son alimentation.

II.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. [2]

II.3. Classification des onduleurs :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

II.3.1. Onduleur autonome :

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes, la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible.

II.3.2. Onduleur non autonome :

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

II.4. Choix du variateur de vitesse :

Les technologies d'entrainements à vitesse variable pour moteurs asynchrones sont nombreuses et viennent compléter les technologies disponibles pour les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones.

Le choix de la technologie et de la structure du convertisseur dépend de nombreux facteurs liés à l'application visée.

II.4.1. Facteurs techniques :

Parmi les principaux facteurs techniques de choix figurent :

- La puissance et la vitesse nominales.
- Le régime d'utilisation (utilisation en régime permanent ou intermittent).
- La plage de variation de la vitesse et le domaine de fonctionnement dans le plan puissance-vitesse (1 quadrant, 2 quadrants, 4quadrants).
- Le type de machine entraînée (inertie, caractéristique de couple résistant selon la vitesse).
- La précision du contrôle du couple et de la vitesse.
- La tension du réseau d'alimentation.
- Les contraintes d'installation (place disponible, degrés de protection, etc.).

II.4.2. Facteur économique :

Enfin, un critère essentiel est bien sur le cout total d'investissement de l'entraînement comprenant le cout du variateur, du moteur et de leur installation.

Le cout d'exploitation de l'entraînement (maintenance, cout d'indisponibilité, pertes énergétiques) est un critère économique supplémentaire pour le choix.

II.5. Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones :

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasée. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande. [3]

II.5.1. Onduleur de courant :

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage L aide à maintenir le courant constant ; la figure (II.1) représente un convertisseur avec un onduleur de courant.

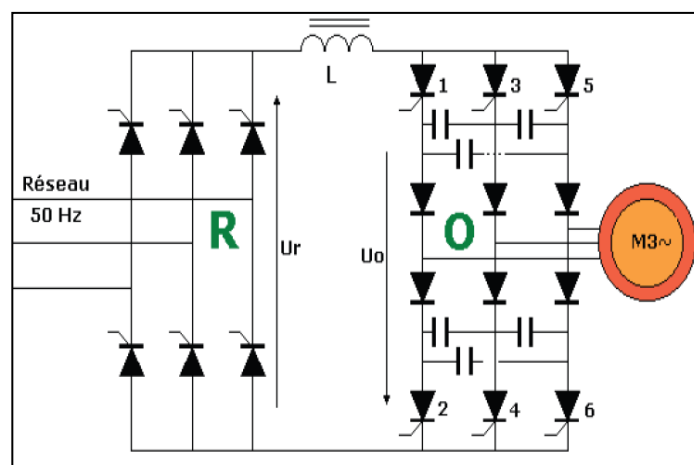


Figure (II.1) : convertisseur avec onduleur de courant

II.5.2. Onduleur de tension :

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur.

Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension Figure (II.2).

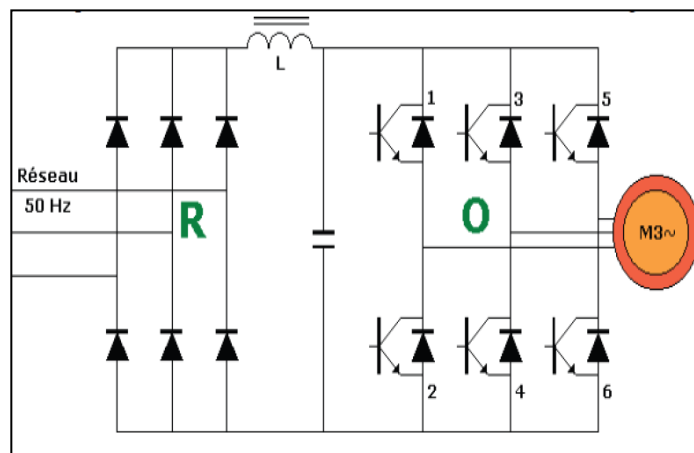


Figure (II.2) : convertisseur avec onduleur de tension

Les raisons sont multiples :

- Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- Les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a à filtrer (la tension à filtrer est imposée par la source continue). Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge.

II.6. Modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance :

II.6.1. Nature des interrupteurs utilisés :

L'onduleur et le redresseur sont deux convertisseurs formés de trois bras composés chacun de deux cellules de commutation. Chaque cellule de commutation est composée d'un élément semi-conducteur commandé et d'une diode anti parallèle.

Les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre, on peut faciliter la tâche et réduire le temps de simulation en

modélisant les convertisseurs par un ensemble d'interrupteurs idéaux et réduire le temps de simulation, on suppose que la chute de tension produite lorsqu'ils conduisent est nulle ainsi que les courants qui les traversent lorsqu'ils sont bloqués [4] [5].

Pour les onduleurs de tension, on utilise généralement des cellules de commutation à transistor et une diode en antiparallèle (IGBT).

Les IGBT peuvent commander des puissances plus importantes, initier, interrompre la circulation du courant d'anode avec une plus grande rapidité et fonctionner à des fréquences beaucoup plus élevées [6].

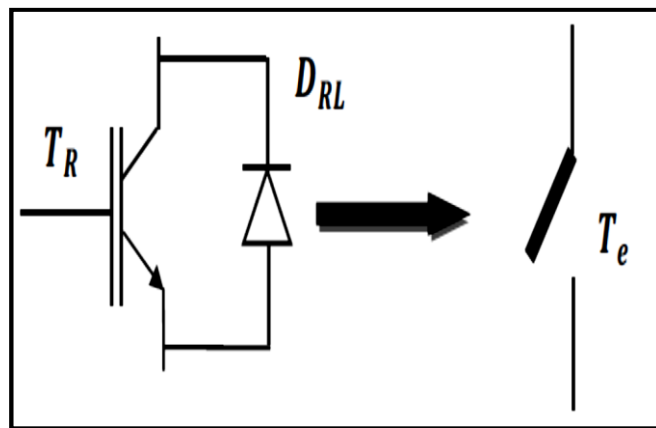


Figure (II.3): Structure de l'interrupteur

II.6.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode monté en antiparallèle

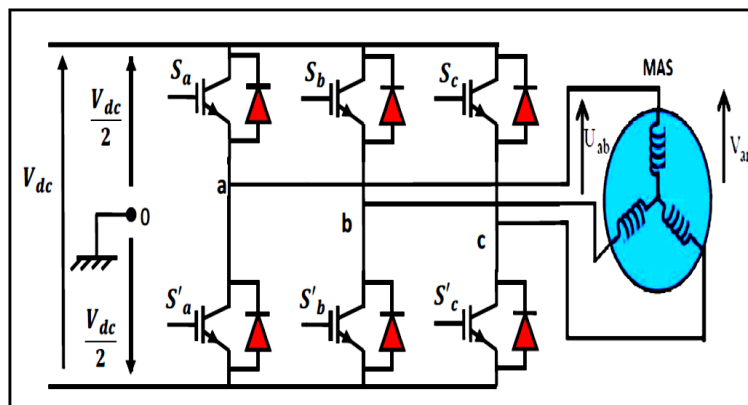


Figure (II.4): Schéma de l'onduleur de tension simplifié

II.6.3. Calcul de tension de sortie de l'onduleur :

On symbolise les tension de sortie par V_s tel que : $V_s = (V_a, V_b, V_c)$

V_a, V_b, V_c : les tension simples à la sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_a = V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_b = V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_c = V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

Avec :

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} :sont des tension de phases.

V_{no} : la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn}=0$, on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) . \quad \text{(II.2)}$$

On obtiendra :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

Avec :

S_a, S_b, S_c : sont des fonctions logiques corresponant aux états logique de l'interrupteur.

- $S_i = 1$ état de conduction.
- $S_i = 0$ état de blocage.

La matrice de connexion de l'onduleur est donnée par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ond_a} \\ V_{ond_b} \\ V_{ond_c} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

$$i_{ond} = S_a i_{ond_a} + S_b i_{ond_b} + S_c i_{ond_c} \quad \text{(II.5)}$$

Avec :

i_{ond} : le courant modulé par l'onduleur.

II.7. Les Techniques de commande de l'onduleur triphasée :

II.7.1. Généralités sur les MLI :

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI. [7] [8]

II.7.2. Objectif de la Technique MLI :

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable

Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent:

- La fréquence de modulation : f_m ;
- L'indice de modulation: $m = f_m/f_s$

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- Coefficient de réglage:

$$r = \frac{\text{Valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée}}{\text{Amplitud des crénaux de la tension de sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de « r » la plus élevée possible.

II.8. Les techniques de commande MLI :**II.8.1. Structures de MLI :**

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. Trois types de MLI sont généralement utilisés [9]:

- **La MLI pré-calculée** : consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer certaines harmoniques non désirables. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors envisageable. Plusieurs travaux d'intégration ont d'ailleurs été réalisés pour ce type de structure.
- **La MLI triangulaire**: est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.
- **La MLI vectorielle** : utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteur tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toute fois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée

des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

II.8.2. Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulo-sinusoïdale :

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant. [10]

La modulation MLI est fortement inspirée des techniques utilisées dans la transmission de l'information. Elle consiste à moduler une onde porteuse triangulaire (issue d'un découpage à fréquence f_m) par une onde modulante sinusoïdale (fréquence f_s) à fréquence beaucoup plus basse.

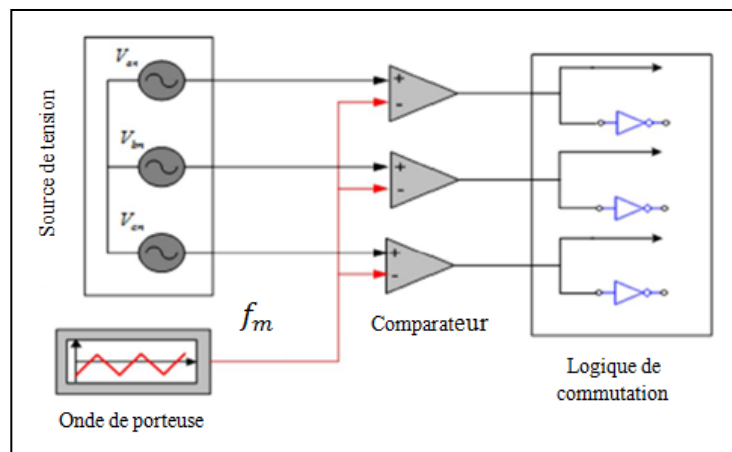


Figure (II.5): Schéma du principe de la technique MLI triangulo-sinusoïdale

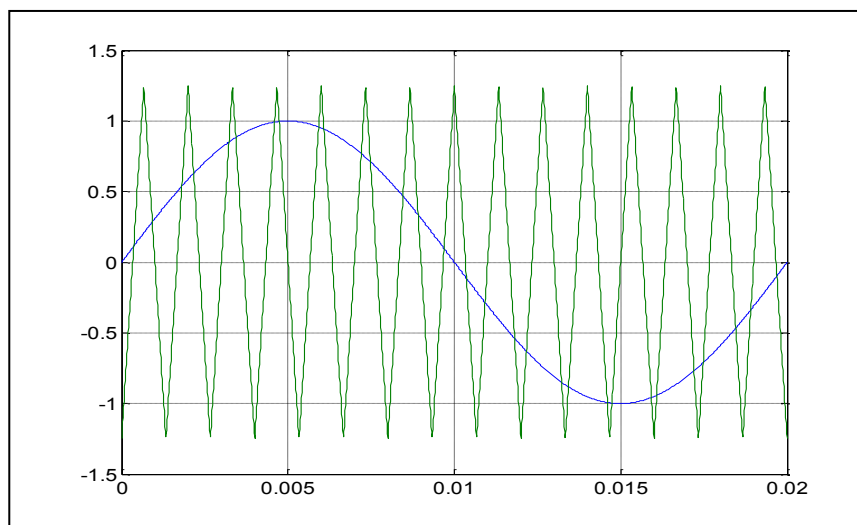


Figure (II.6): comparaison de la porteuse avec la référence (modulante)

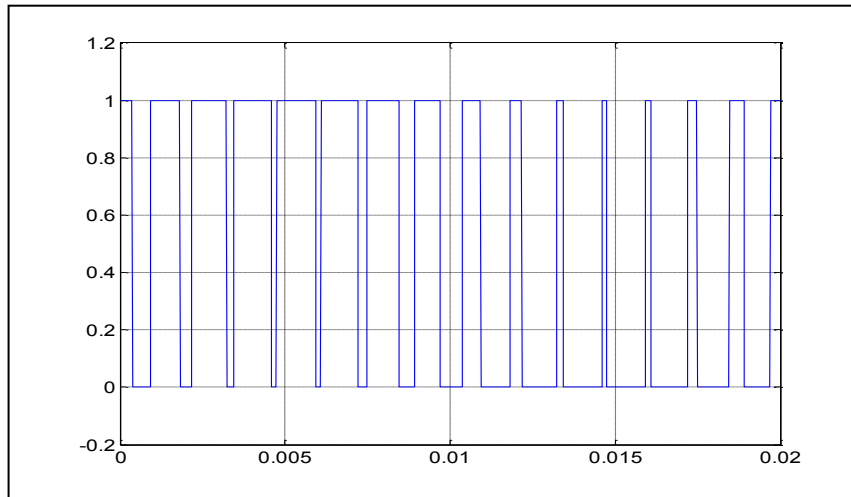


Figure (II.6): Résultats de Sortie de MLI

II.9. Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC :

II.9.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC :

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasée à trois niveaux à structure NPC. Plusieurs études sont faites sur les onduleurs à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégie de commande. On va essayer surtout d'approfondir les parties concernant les onduleurs multi-niveaux. Et plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping), cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension (+Uc, 0, -Uc). Cette structure est présentée à la figure (II.7) [11].

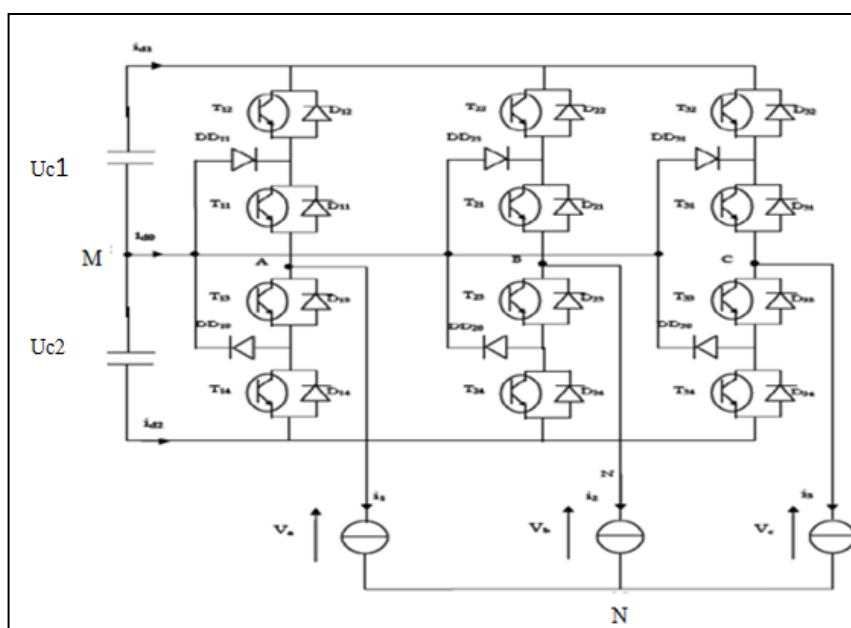


Figure (II.7): Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

II.9.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux :

L'onduleur a trois niveaux à une structure symétrique. Donc on procède par bras (figure (II.8)), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande.

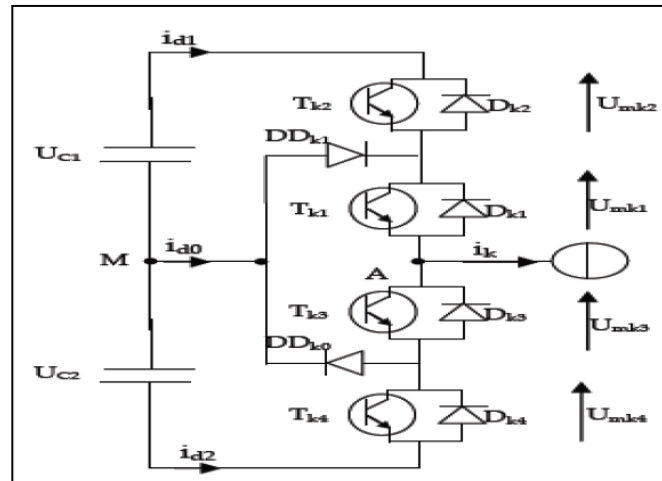


Figure (II.8): Structure d'un bras d'onduleur triphasée à trois niveaux

II.9.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

A fin d'élaborer un modèle de fonctionnement de ces onduleurs à trois niveaux sans a priori sur la commande ; on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure (II.9)) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasée) [18] [17].

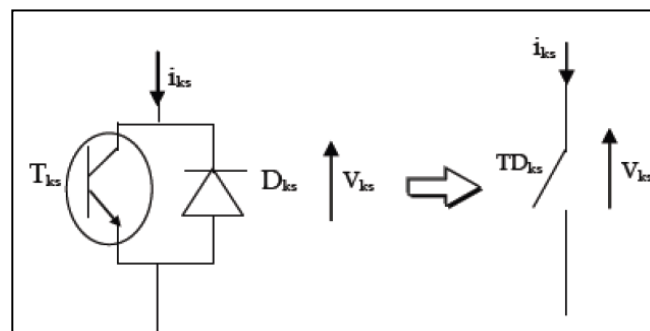


Figure (II.9): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor

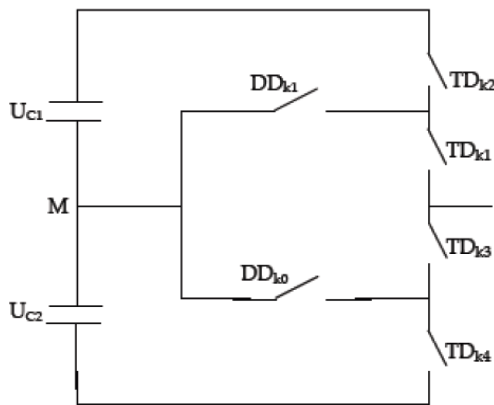
Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées à la figure (II.10).

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (II.1) (avec **M** origine des potentiels et **V_k** le potentiel du nœud **k** du bras **k**).

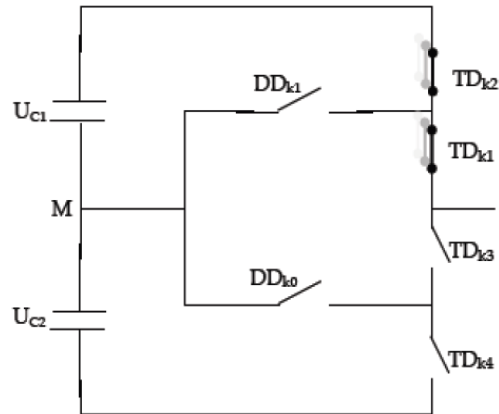
Pour les configurations E0 le potentiel V_k dépend de la source d'énergie alternative.

La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k=0$
E1	$V_k=U_{c1}=U_c$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c2}=-U_c$
E4	$V_k=0$

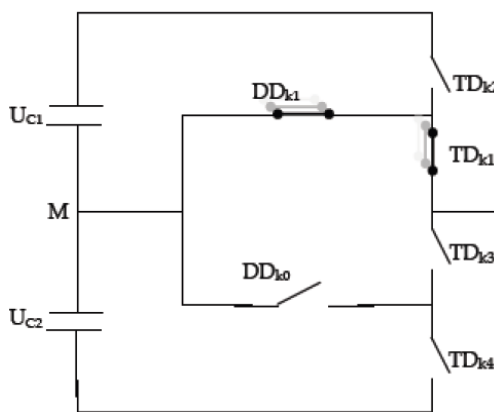
Tableau (II.1) : Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.



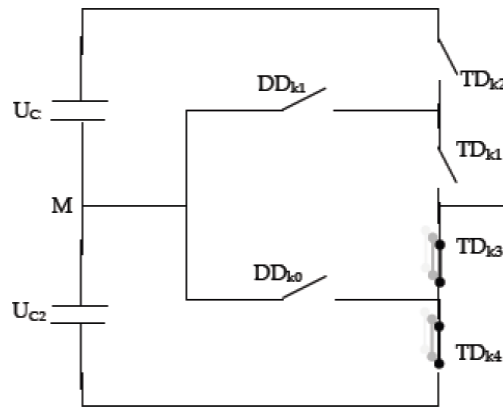
Configuration E0



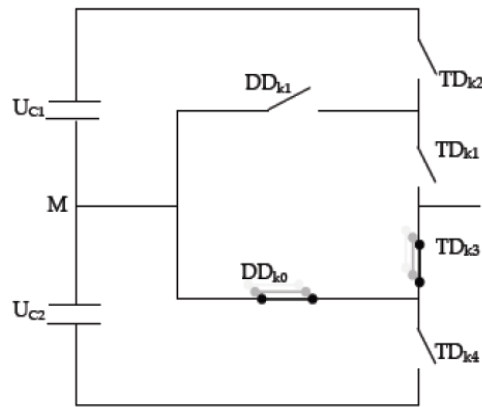
Configuration E1



Configuration E2



Configuration E2



Configuration E4

Figure (II.10): Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

II.9.4. Hypothèse :

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quel que soit le courant i_k , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{c1}=U_{c2}$. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts. [19].

II.9.5. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux :

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \tag{II.6}$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k.

II.9.5.1. Fonction de connexion :

On définit les fonctions de connexion du demi -bras F_{k1}^b, F_{k0}^b comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \tag{II.7}$$

Avec k est le numéro du bras $k=1, 2,3$; et On désigne par :

1: le demi -bras du haut

0 : le demi -bras du bas

II.9.5.2. Modélisation aux valeurs instantanées :

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant, avec $U_{c1}=U_{c2}=U_c$:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_c \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_c \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_c \end{cases} \quad (II.8)$$

On constate d'après le système (II.8), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (II.9)$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{BM} &= F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{CM} &= F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{aligned} \quad (II.10)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) U_{c2} \\ U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) U_{c2} \\ U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) U_{c2} \end{aligned} \quad (II.11)$$

II.9.5.3. Modèle de connaissance :

En utilisant la fonction de connexion des demi -bras Fks, on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (II.12)$$

Les tensions simples sont données comme suit (avec $U_{c1}=U_{c2}=U_c$):

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_C \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de charge i_1 i_2 i_3 sont donnés par le système (II.14) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe, comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} celui de l'onduleur à deux niveaux du bas. D'après la figure (II.8) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{II.15})$$

En introduisant la relation (II.14) dans l'équation (II.15) on obtient

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - (F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{II.16})$$

D'où on aura les relations de conversion suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe.

II.10. Principe de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse :

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans cette partie, on donnera l'algorithme correspondant à l'onduleur trois niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie.

Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui permet les meilleures performances de cette stratégie [13].

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour cet onduleur s'écrit :

$$\begin{aligned}
 (|V_{ref\ k}| \leq U_p) &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\
 (|V_{ref\ k}| > U_p) \text{ et } (V_{ref\ k} > 0) &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 1 \\
 (|V_{ref\ k}| > U_p) \text{ et } (V_{ref\ k} < 0) &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 0
 \end{aligned}
 \tag{II.19}$$

Cet algorithme (avec des tensions de référence sinusoïdales) nous permet d'écrire pour la première phase :

Pour $0 < \omega t \leq \pi \Rightarrow B_{11}=1$ et on module la tension de sortie en jouant sur B_{12}

Pour $\pi < \omega t \leq 2\pi \Rightarrow B_{12}=0$ et on module la tension de sortie en jouant sur B_{11}

La figure qui suit représente l'organisation fonctionnelle de la simulation qui explicite l'obtention des ordres de commande des interrupteurs du bras d'onduleur à trois niveaux.

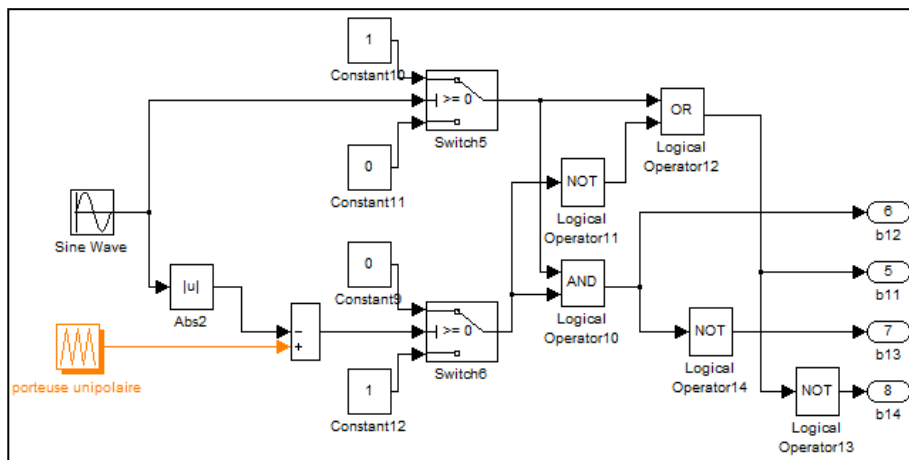


Figure (II.10): Organisation fonctionnelle de la simulation d'un bras d'onduleur à trois Niveaux

La figure (II.11) montre la porteuse unipolaire et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour $m=6$ et $r=0,8$.

Le nombre d'impulsion P pour cette tension (par alternance) vaut :

- $P = \frac{m}{2} - 1$ si m est pair.
- $P = \frac{m-1}{2}$ si m est impair.

Dans notre cas : $m=6$ donc $p=2$

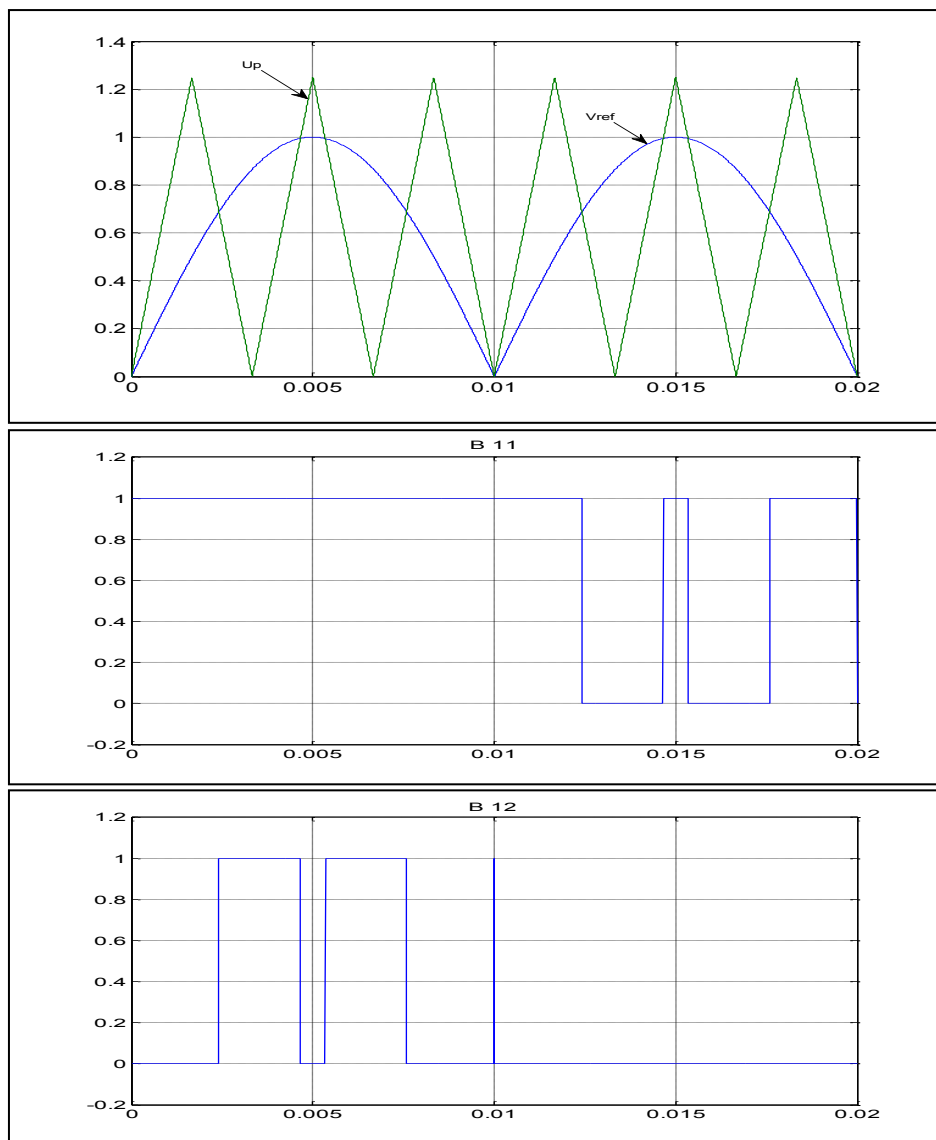


Figure (II.11): Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, pour $m=6$,
 $r=0,8$

Si on pose V_{km} la tension de sortie de la phase k de l'onduleur part rapport au point milieu M de la source, l'algorithme devient :

$$|V_{ref k}| \geq U_P \Rightarrow V_{km} = \text{sign}(V_{ref k}) \cdot U_{Pm} \tag{II.20}$$

$$|V_{ref k}| < U_P \Rightarrow V_{km} = 0$$

II.11. Résultats de simulation pour l'onduleur à deux niveaux à MLI:

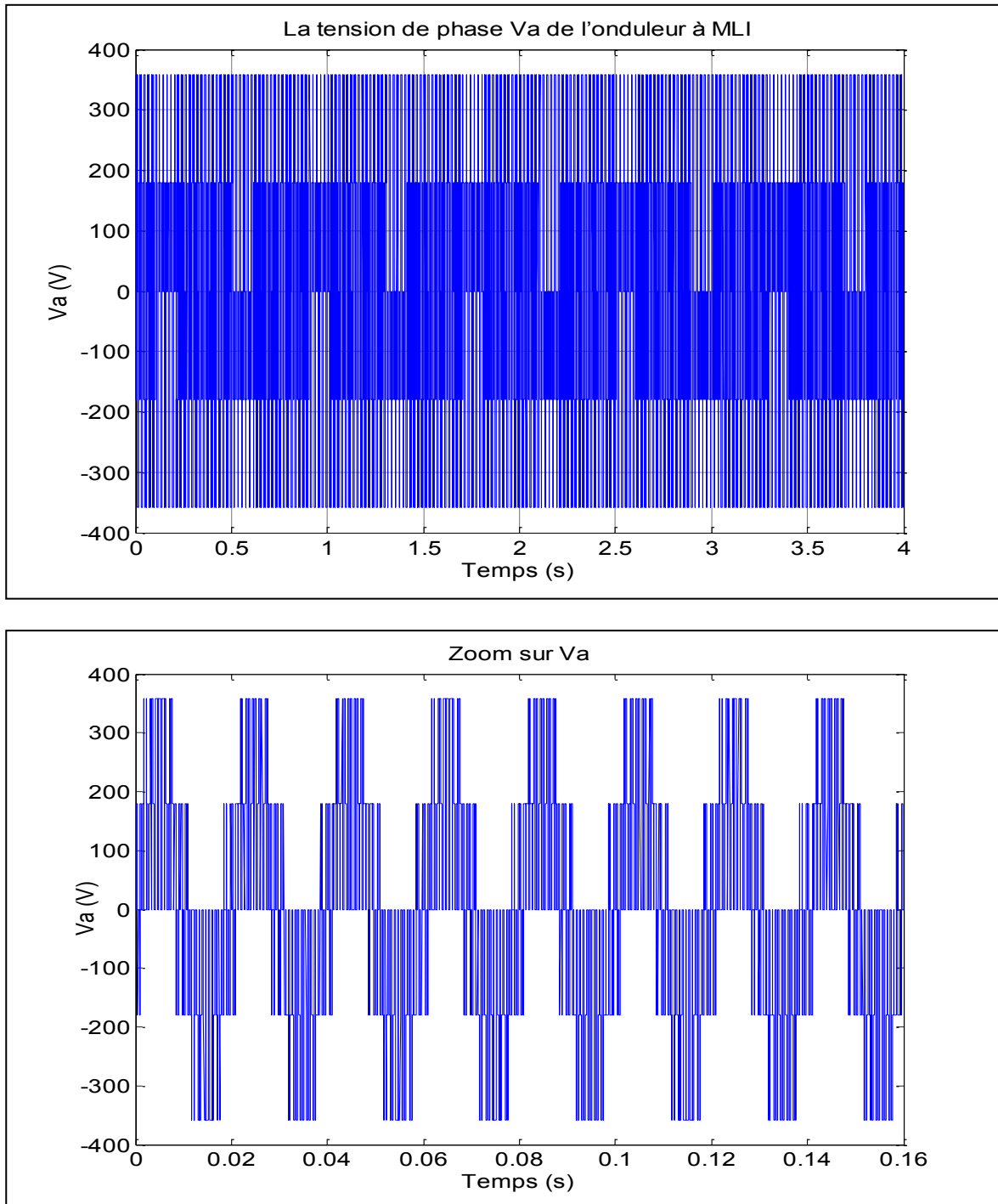


Figure (II.12): simulation de l'onduleur à deux niveaux à MLI

II.12. Résultats de simulation en charge de l'association MAS-onduleur deux niveaux :

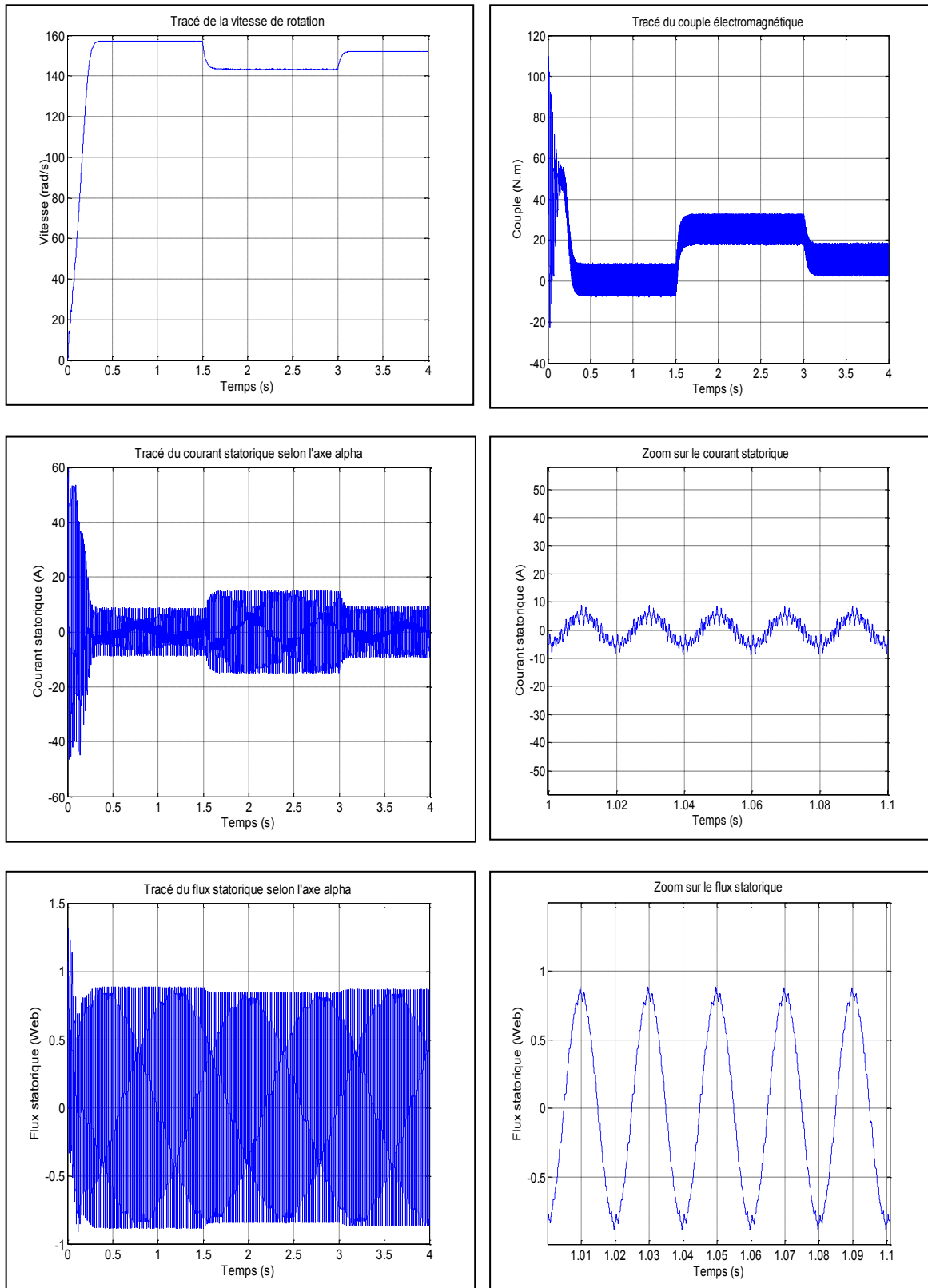


Figure (II.13): Simulation de l'association MAS-onduleur deux niveaux en charge

($C_r=25\text{Nm}$ et 10Nm respectivement à $t=1.5\text{ s}$ et 3s)

II.13. Résultats de simulation pour l'onduleur à trois niveaux à MLI:

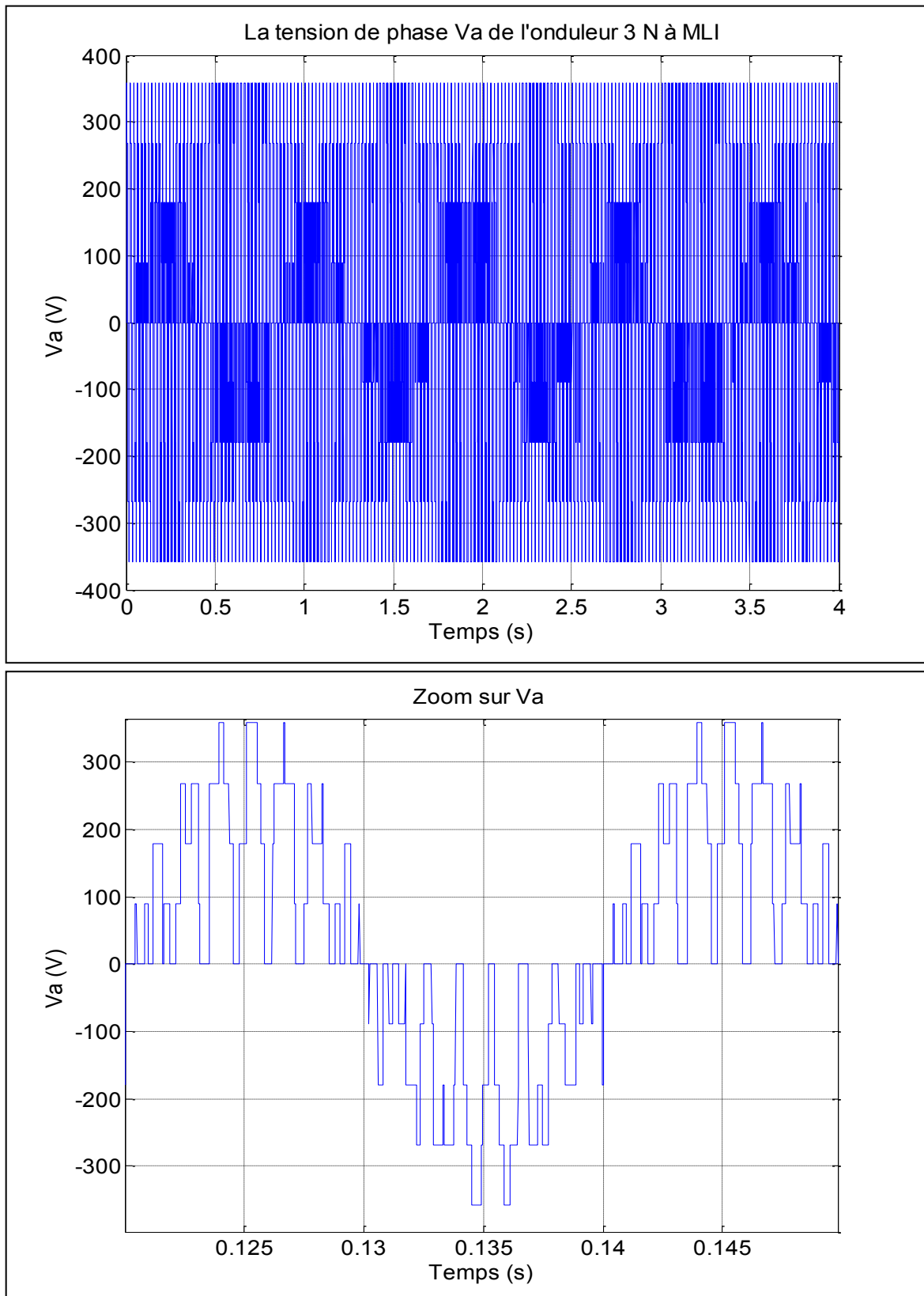


Figure (II.14): simulation de l'onduleur à trois niveaux à MLI

II.14. Résultats de simulation en charge de l'association MAS-onduleur trois niveaux :

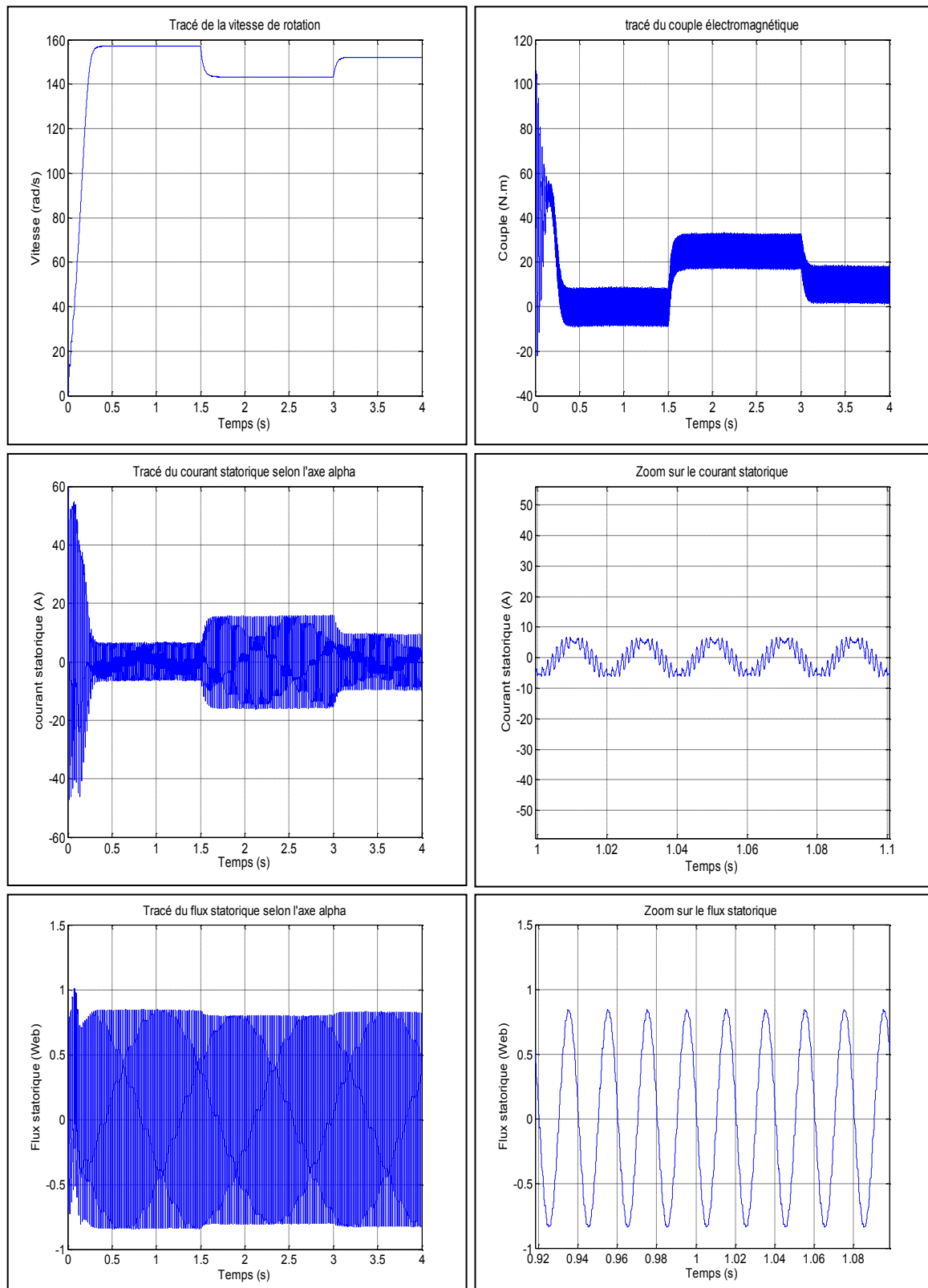


Figure (II.13): Simulation de l'association MAS-onduleur trois niveaux en charge

(Cr=25Nm et 10Nm respectivement à t=1.5s et 3s)

II.15. Interprétation des résultats :

La première constatation est que le temps de réponse de la vitesse ainsi que celle du couple d'une MAS alimenté directement par le réseau triphasé est plus petite que celle d'une MAS alimentée via un onduleur de tension à deux niveaux ; et celle de l'onduleur à trois niveaux est plus grande que cette dernière, à cause d'une diminution au niveau de la valeur efficace de la tension alimentant la MAS.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé, elle présente aussi des perturbations (ondulations) au niveau du régime stable, elles sont dues à l'utilisation de l'onduleur, et le phénomène s'accroît avec l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur.

La forme du courant statorique est presque la même que celle dans le cas sans onduleur sauf qu'ici les valeurs maximales ont diminuées, et sa forme devient plus proche d'une forme sinusoïdale avec l'augmentation du nombre de niveau pour l'onduleur.

On note que la variation de la fréquence de commutation provoque l'augmentation des pertes joules ce qui suscite l'échauffement des composants de puissance.

II.16. Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à deux niveaux à MLI, la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Les résultats obtenus par simulation montrent que l'alimentation de la MAS par un onduleur à trois niveaux sont meilleurs que ceux à deux niveaux, et cela ce voit à la forme des grandeurs (tension, flux, courant) qui ont vraiment une forme proche de la sinusoïde, et le trois niveaux nous a permis d'accroître la puissance.

Mais il reste à faire que le couple présente des ondulations très grandes avec l'utilisation de l'onduleur, et le phénomène est proportionnel au nombre de niveaux de l'onduleur, cela peut affecter sérieusement le fonctionnement de la MAS.

Pour palier à ce problème on va utiliser une commande directe du couple (DTC), cela fera donc l'objet de notre prochain chapitre.

Chapitre III

**DTC Appliquée à la MAS alimentée par
un onduleur à 3 N**

III.1.Introduction :

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone, est fort attrayante pour ces multiples avantages tels que sa robustesse la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son degré moindre de maintenance et son faible coût [14], permet de répondre à des cahiers de charge industriels très exigeants en termes de performance.

Le rôle d'un entraînement à vitesse variable dans un système est le contrôle de transfert d'énergie à partir du réseau de distribution au process via un moteur à courant continu ou à courant alternatif. Deux quantités physiques décrivent l'état de l'axe de moteur, couple et vitesse, le contrôle de l'écoulement de l'énergie c'est le contrôle d'une de ces quantités :

✚ Commande en vitesse

La vitesse est commandée par le variateur et le couple imposé par la charge.

✚ Commande en couple

Le couple est contrôlé par le variateur, et la vitesse est déterminée par la charge.

L'émergence vers le milieu des années 80, la technologie DTC (direct torque contrôle en Anglais), est la technique de commande la plus performante des moteurs asynchrones, mise au point par le numéro un mondial de la variation de vitesse, [14] [15] [16].

Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer un certain aspect, comme la réduction des ondulations du couple ou la distorsion du flux. Toutefois, ils gardaient toujours leurs caractéristiques de base comme l'absence du modulateur MLI, le réglage par hystérésis du couple (aussi du flux) dans la DTC proposé par ISAO TAKAHASHI et DEPENBROK, c'est une alternative de la commande de flux orienté(FOC). Plusieurs travaux ont permis la modélisation rigoureuse de cette approche, [18] [17] [15] [16].

Dans le contenu de ce chapitre, dans la première partie, on présentera le principe de base de la stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux. Dans la seconde partie, nous passerons en revue le principe de la DTC de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, ainsi les résultats de simulation seront discutés.

III.2. Principe générale de la commande directe du couple (DTC) selon TAKAHASHI :

III.2.1. Stratégie de commande directe du couple :

La commande directe du couple d'une MAS repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler que sont le couple électromagnétique et le flux statorique à partir des seules grandeurs liés au stator, sans utilisation de capteur mécanique jugé peu fiable [33].

Cette commande est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur, ce choix est basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. [16][20].

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur. Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur V_S dont deux correspondants au vecteur nul.

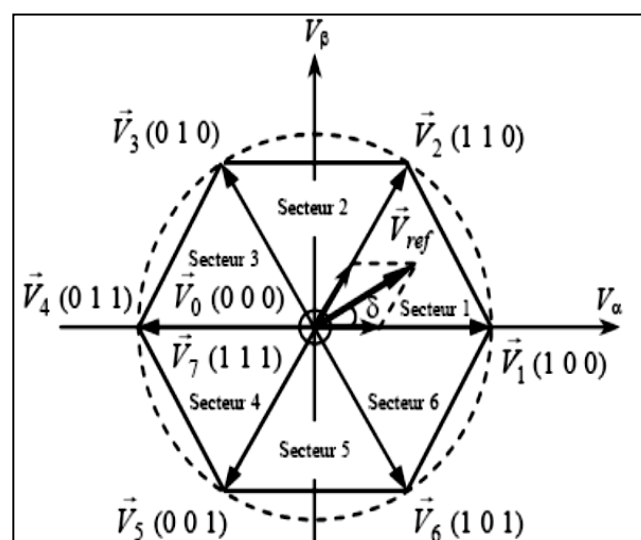


Figure (III.1) : vecteurs de tension V_i de l'onduleur à deux niveaux

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs V_i non nuls, et des vecteurs nuls V_0, V_7 .

Le vecteur de contrôle à huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e). [23] [24] [10].

III.2.2. Contrôle du vecteur flux statorique :

Pour un contrôle efficace du couple électromagnétique il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. Le contrôle dynamique du couple peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine dans le référentiel (α, β) lié au stator pour supprimer les transformations des coordonnées, le flux considéré est le flux statorique, le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courant, s'écrit [31][29][33][12]:

$$\text{Côté stator : } V_S = R_S i_S + \frac{d\Phi_S}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Côté rotor : } V_r = 0 = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (\text{III.2})$$

Cette dernière équation peut également s'écrire :

$$\frac{M}{L_S} \Phi_S = (1 - j\omega \sigma T_r) \Phi_r + \sigma T_r \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{III.3})$$

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

A partir des expressions des flux, le courant rotor et stator s'écrivent :

$$i_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_S} \Phi_S \right) \quad (\text{III.4})$$

$$i_S = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_S}{L_S} - \frac{M}{L_r L_S} \Phi_r \right)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S L_r}$ (coefficient de dispersion)

Les équations (III.1) et (III.2) deviennent :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_S} \frac{1}{\sigma T_r} \Phi_S \quad (\text{III.5})$$

Ces relations montrent que :

- ✚ Il est possible de contrôler le vecteur Φ_S à partir du vecteur V_S , à chute de tension $R_S i_S$ près.
- ✚ Le vecteur Φ_r suit la variation de Φ_S avec une constante de temps T_r , le rotor agit comme un filtre de ladite constante de temps entre les vecteurs Φ_r et Φ_S .

De plus le vecteur Φ_r atteint en régime permanent la valeur suivante :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_S} \frac{\Phi_S}{j\omega \sigma T_r} \quad (\text{III.6})$$

Part ailleurs le flux statorique peut s'écrire :

$$\Phi_S = \sigma L_S i_S + \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (\text{III.7})$$

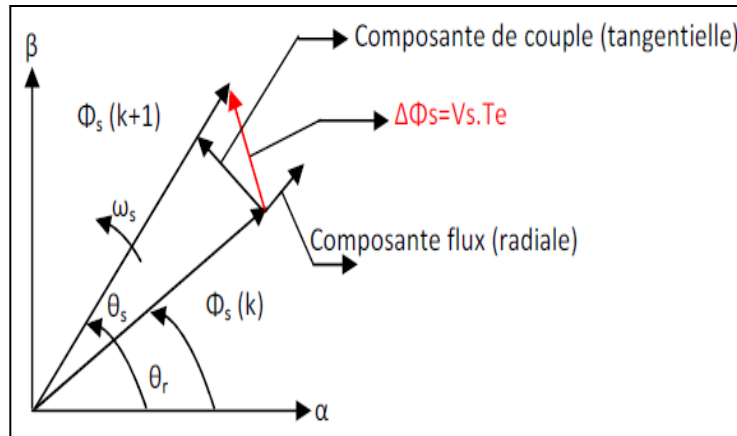


Figure (III.2) : Évolution de l'extrémité de Φ_S

- ✚ $\Phi_S(k)$: vecteur flux stator au pas d'échantillonnage actuel ;
- ✚ $\Phi_S(k+1)$: vecteur flux stator au pas d'échantillonnage suivant ;
- ✚ $\Delta\Phi_S$: vecteur variation de flux stator $\Delta\Phi_S = \Phi_S(k+1) - \Phi_S(k)$.

Le flux statorique de la machine peut être obtenu par l'équation suivante :

$$V_S = R_S i_S + \frac{d\Phi_S}{dt} \Rightarrow \Phi_S(t) = \int_0^t (V_S - R_S I_S) dt \quad \text{(III.8)}$$

Entre deux commutations de l'onduleur, le vecteur tension est fixe et constant, si l'instant initial ($t=0$) correspond à l'instant de la commutation précédente l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant est, selon l'équation (III.9) :

$$\Phi_S(t) = \Phi_S(0) + \int_0^t (V_S - R_S I_S) dt \Rightarrow \Phi_S(t) = \Phi_S(0) + V_S t - R_S \int_0^t I_S dt \quad \text{(III.9)}$$

Où $\Phi_S(0)$ est le vecteur flux à l'instant $t=0$, avec l'hypothèse R_S reste constante.

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), on aura l'équation (3.10). [21] [20] :

$$\Phi_S(k+1) \approx \Phi_S(k) + V_S T_e \rightarrow \Delta\Phi_S \approx V_S T_e \quad \text{(III.10)}$$

L'extrémité du vecteur Φ_S se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_S ainsi que sa vitesse de rotation dépend fortement du choix de ce vecteur. Elle est maximale pour un vecteur V_S perpendiculaire à la direction de Φ_S figure (III.2). Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative. La manière la plus efficace d'augmenter (respectivement diminuer) le flux est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à Φ_S et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre, l'application

d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve l'amplitude constante égale à Φ_{S0} , et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux mais fait brutalement évoluer sa phase, [22][21][20].

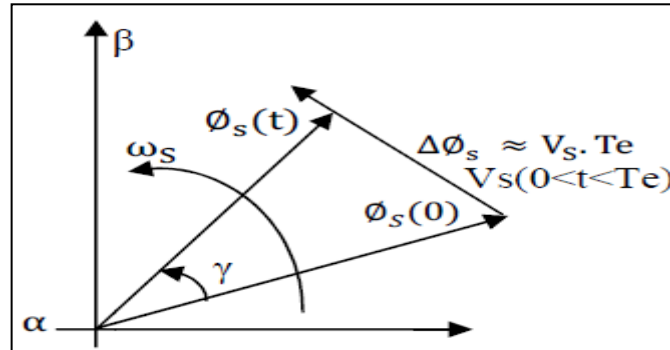


Figure (III.3) : Evolution du flux stator lors de l'application d'une tension

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe $\Delta\Phi_S$ est proportionnel au vecteur tension appliqué à la MAS. Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque V_S , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse en (wb/s) égale à l'amplitude de ce dernier vecteur [20] [16].

III.2.3. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor Figure (III.4), donc il dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_S et Φ_r et de leur position relative. Il est possible de mettre l'équation du couple instantané sous la forme [20] [15].

$$C_{em} = \frac{2PM_{sr}}{\sigma L_S L_r} \Phi_S \Phi_r \sin \gamma = k \|\Phi_S\| \cdot \|\Phi_r'\| \sin \gamma \quad (III.11)$$

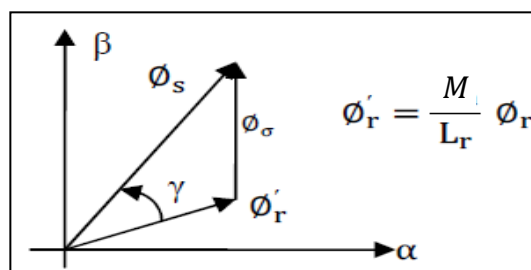


Figure (III.4) : vecteur flux stator, rotor et flux de fuites

Où :

- ✚ Φ_s : Vecteur flux stator ;
- ✚ Φ_r : Vecteur flux rotor ;
- ✚ γ : Angle entre les vecteurs flux stator et la somme du flux rotor et le flux de fuites totales ;
- ✚ Φ_r' : Vecteur flux rotor ramené au stator ;
- ✚ Φ_σ : Vecteur flux de fuites.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et de la position relative de Φ_r et donc le couple. Ceci n'est pas bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

En supposant qu'entre deux commutations que l'amplitude du vecteur flux statorique est limitée dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, et celle du vecteur flux rotorique sera aussi approximativement constante, lorsque le flux établi dans la machine. L'équation (III.11) permet donc de conclure que le réglage le plus favorable du couple, indépendamment de celui du flux, dépend directement du produit $\Phi_s \sin \gamma$. [20] [18] [22].

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux stator et rotor, le flux statorique est la somme du flux rotorique et le flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes, Figure (III.4) :

- ✚ Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- ✚ Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois en références au coefficient de dispersion dont la valeur moyenne est de 0,1. [20].

L'accélération du flux entraîne une augmentation du couple, tandis qu'une décélération et l'arrêt de ce vecteur amène une diminution du couple puisque le vecteur flux rotorique continu à tourner (inertie du moteur) [16], et ce par une variation de l'angle γ . Lors de ces accélérations et décélération, il faut éviter à tout prix le décentrement du cercle du flux statorique. Ce phénomène provoquerait des ondulations sur le flux, donc sur le couple et peut être sur la vitesse. Quand le couple atteint la valeur supérieure de la bande d'hystérésis, en impose une séquence nulle de tension, ce qui entraîne la diminution de l'angle γ donc le couple, [20] [18].

III.2.4. Choix du vecteur V_S :

Le choix de V_S dépend de la position du flux Φ_S , de la variation souhaitée de son module, de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On peut voir l'espace d'évolution de Φ_S se composé en six zones i , avec $i = [1 : 6]$.

Lorsque le flux se localise dans une zone i , le contrôle du couple et du flux est assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_S croit et C_{em} croit,
- ✓ Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_S croit et C_{em} décroît,
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_S décroît et C_{em} croit,
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_S décroît et C_{em} décroît,
- ✓ Si V_0 et V_7 sont sélectionnés alors C_{em} décroît et la rotation du flux s'arrête, d'où une décroissance du couple (le couple décroît si la vitesse est positif, et croit si la vitesse est négative) et le module du flux est inchangé, voir Figure (III.5).

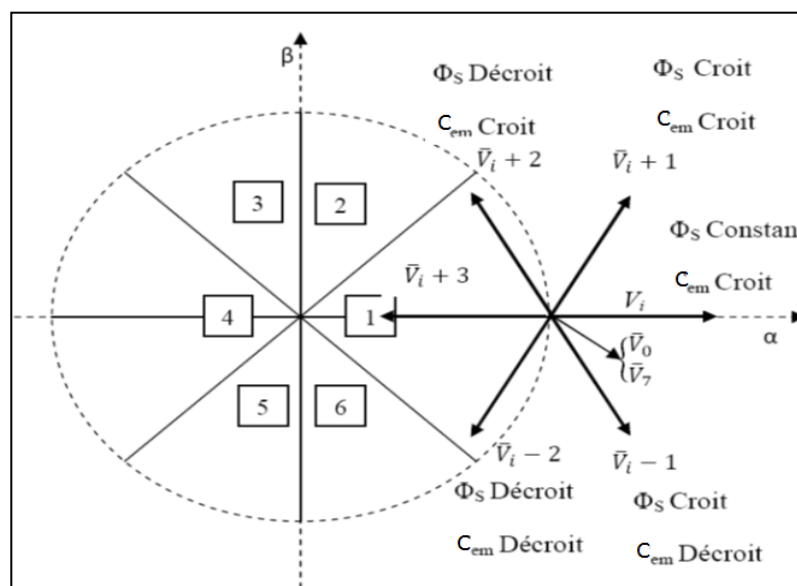


Figure (III.5) : Choix du vecteur tension.

III.3. Structure de la commande directe du couple de la MAS :

TAKAHASHI a proposé une stratégie de commande du couple et du flux qui est basée sur l'algorithme suivant [20] [18] [21] :

Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites.

- ✚ Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MAS.

- ✚ On reconstitue les composantes du vecteur du flux statorique.
- ✚ L'estimation du couple électromagnétique de la MAS est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux et aux mesures des courants de ligne.
- ✚ L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire cflx.
- ✚ L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux ccpl.

L'utilisation de trois états pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est en général, plus rapide que celle du flux.

Le choix de l'état de l'onduleur V_0 à V_7 est effectué dans un tableau de localisation, en utilisant les variables logique cflx, ccpl, et selon le secteur angulaire θ dans lequel se trouve le vecteur flux stator. En effet, le partage du plan complexe en 6 secteurs angulaires figure (III.5) permet de déterminer, pour un secteur donné, la séquence de contrôle des interrupteurs de l'onduleur [20] [15] [16].

III.3.1. Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique :

La position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques [17], figure (III.6).

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

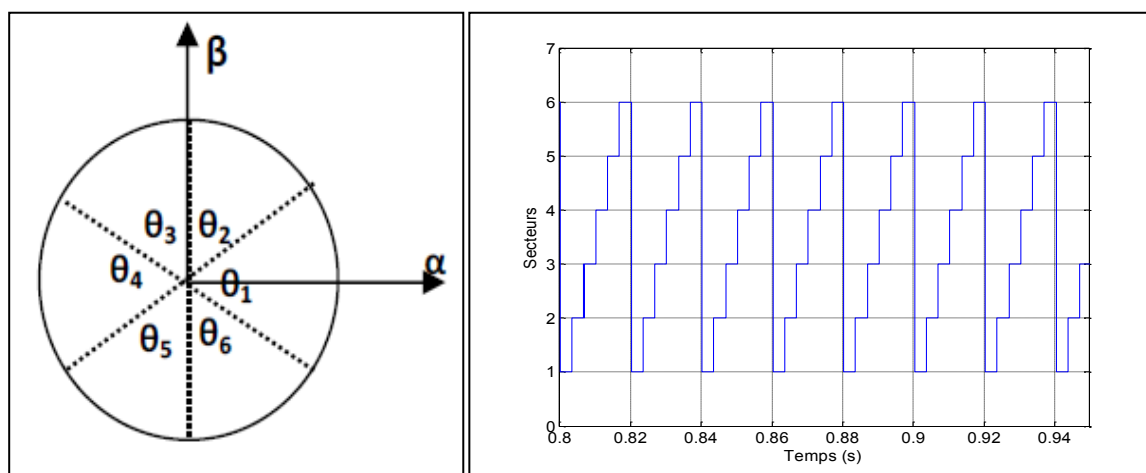


Figure (III.6) : secteur d'évolution du vecteur flux statorique

III.3.2. Estimation du flux statorique :

A partir de la mesure des grandeurs statorique courants et tensions de la machine, on peut avoir une estimation du flux et l'équation suivante la démontre.

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad \text{(III.13)}$$

Les composantes de Φ_s dans le plan (α, β) :

$$\Phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{(III.14)}$$

$$\Phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$

En connaissant V_{dc} , on peut l'appliqué la transformation de Concordia :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad \text{(III.15)}$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_a - \frac{1}{2} (V_b + V_c) \right) \quad \text{(III.16)}$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) \quad \text{(III.17)}$$

Et de la même manière, on aura les valeurs de $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ à partir de la mesure des courants réels ($I_{s\ abc}$).

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad \text{(III.18)}$$

$$\text{Avec } I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \quad \text{et} \quad I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \quad \text{(III.19)}$$

Le module du flux statorique et sa phase sont donnés par les relations suivantes :

$$\Phi_s = \sqrt{(\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2)} \quad \text{(III.20)}$$

L'angle $\angle\theta_s$ entre le référentiel (α, β) est le vecteur Φ_s , s'écrit comme suit :

$$\angle\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad \text{(III.21)}$$

III.3.3. Elaboration du correcteur du flux

Le correcteur à hystérésis commande la vitesse de rotation du vecteur flux stator, son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.7). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et Indépendamment de l'amplitude de l'erreur.

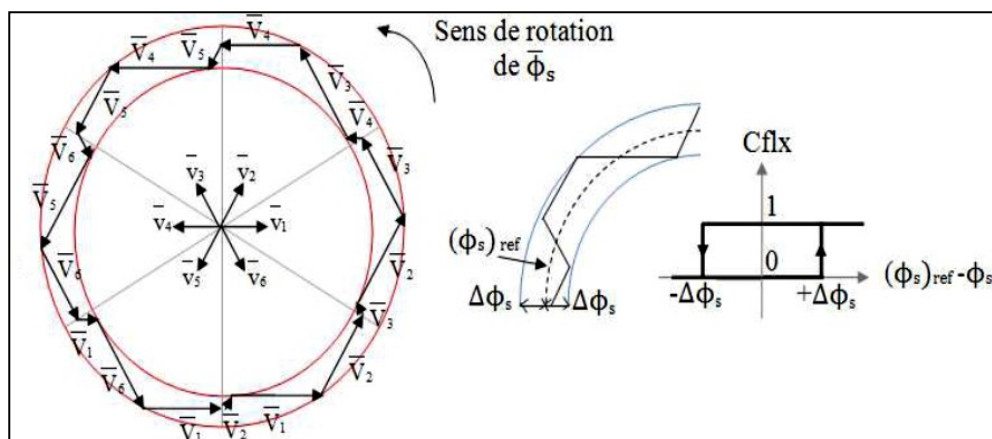


Figure (III.7) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et Sélection des tensions correspondant

Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- 1 : Lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : Lorsque l'erreur de flux est négative.

Pour cela, un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx = 1$) ou diminuée ($cflx = 0$) de façon à le maintenir $|\Phi_{s\text{ref}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$, avec $\Phi_{s\text{ref}}$ la consigne du flux, et $\Delta\Phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur [25] [26].

On peut écrire ainsi, en tenant compte de la dérivée du flux :

- si $\Delta\Phi_s > \varepsilon_{\Phi_s}$ alors $cflx = 1$
- si $0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_{\Phi_s}$ et $(\frac{d\Delta\Phi_s}{dt}) > 0$ alors $cflx = 0$
- si $0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_{\Phi_s}$ et $(\frac{d\Delta\Phi_s}{dt}) < 0$ alors $cflx = 1$
- si $\Delta\Phi_s < -\varepsilon_{\Phi_s}$ alors $cflx = 0$

Si $\Delta\Phi_s < -\varepsilon_{\Phi_s}$ ou $\Delta\Phi_s > \varepsilon_{\Phi_s}$ signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il faut imposer un vecteur tension qui a pour action de diminuer le module du flux statorique. Dans le second, on impose un vecteur tension qui a pour action d'augmenter le module du flux statorique, [27] [25] [26].

III.3.4. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique C_e se déduit des produits des flux et des courants statoriques, et il est comparé au couple de référence. Le couple peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous, [21] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{III.22})$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides du couple, on diminue le nombre de commutations, [18] [22] [20].

- $V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: deux commutations.
- $V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: deux commutations.
- $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: une commutation.
- $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: une commutation.

Deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée pour le couple :

- ✚ Un comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- ✚ Un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

III.4. Élaboration du correcteur du couple électromagnétique :

III.4.1. Correcteur du couple à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [26]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases.

De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones θ_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [18].

III.4.2. Correcteur du couple à trois niveaux :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir l'erreur $\varepsilon_{C_{em}}$ (l'écart qui existe entre le couple estimé C_{est} et sa valeur de référence $(C_{em})_{réf}$ dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta C_{em}$ [20] [26].

$$\varepsilon_{C_{em}} = (C_{em})_{réf} - C_{est} = \Delta C_{em} \quad (\text{III.23})$$

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (1, 0,-1), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [14] [26]. Ce comparateur est représenté par la figure (III.8), tels que $ccpl$ représente l'état de sortie du comparateur et $\varepsilon_{C_{em}}$ la limite de la bande d'hystérésis.

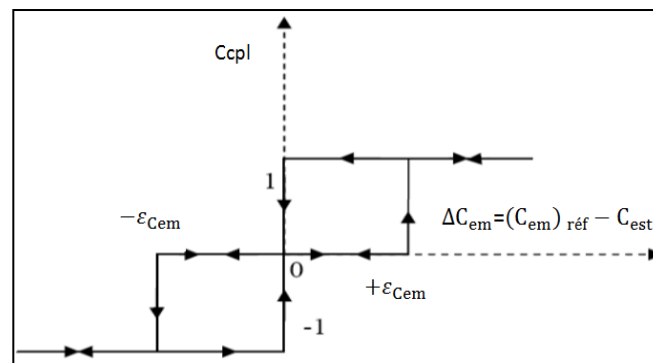


Figure (III.8) : Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

- si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em}}$ alors $ccpl = 1$
- si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = 0$
- si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = 1$
- si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em}}$ alors $ccpl = -1$
- si $-\varepsilon_{C_{em}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = 0$
- si $-\varepsilon_{C_{em}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = -1$

En introduisant l'écart ΔC_{em} , entre le couple de référence et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (III.8), celui-ci génère la valeur $ccpl=1$ pour augmenter le couple, $ccpl=-1$ pour le réduire, et $ccpl=0$ pour le maintenir constant dans la bande ΔC_{em} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, [25] [26].

III.5. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple

Notre objectif dans ce travail est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en choisissant la stratégie de commutation la plus optimale en terme d'ondulation du couple et des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants. Le tableau (III.1) ci-dessous

résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur.

Dans cette table, une flèche simple signifie une petite variation, tandis que deux flèches signifient une plus grande variation. Comme elle est indiquée sur la table, un petit incrément du couple est obtenu en appliquant les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} indépendamment du sens de rotation de la vitesse du moteur. Inversement, une petite décroissance du couple est obtenue par l'application V_{i-1} ou V_{i-2} . Les vecteurs de tension V_i et V_{i+3} et les vecteurs tensions nuls ne changent le couple en fonction du sens de rotation de la vitesse du moteur comme l'indique le Tableau.

Donc un vecteur tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique, [20] [27].

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
Φ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$C_{em}(\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓↓	↓
$C_{em}(\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Tableau (III.1) : Variation de flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i

III.6. Elaboration de la table de commutation :

La table de commande Table (III.2) est construite en fonction de l'état des variables c_{flx} et c_{cpl} , et du secteur θ de la position de Φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante, [25] [20][26] :

Le flux C_{flx}	Le couple C_{cpl}	Secteur $\theta = 1$	Secteur $\theta = 2$	Secteur $\theta = 3$	Secteur $\theta = 4$	Secteur $\theta = 5$	Secteur $\theta = 6$
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Tableau (III.2) : Tableau de localisation selon TAKAHASHI pour le réglage du flux et le couple

III.7. Structure générale du contrôle direct du couple(DTC) :

La figure (III.9) représente les éléments essentiels d'un système MAS-DTC. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine.

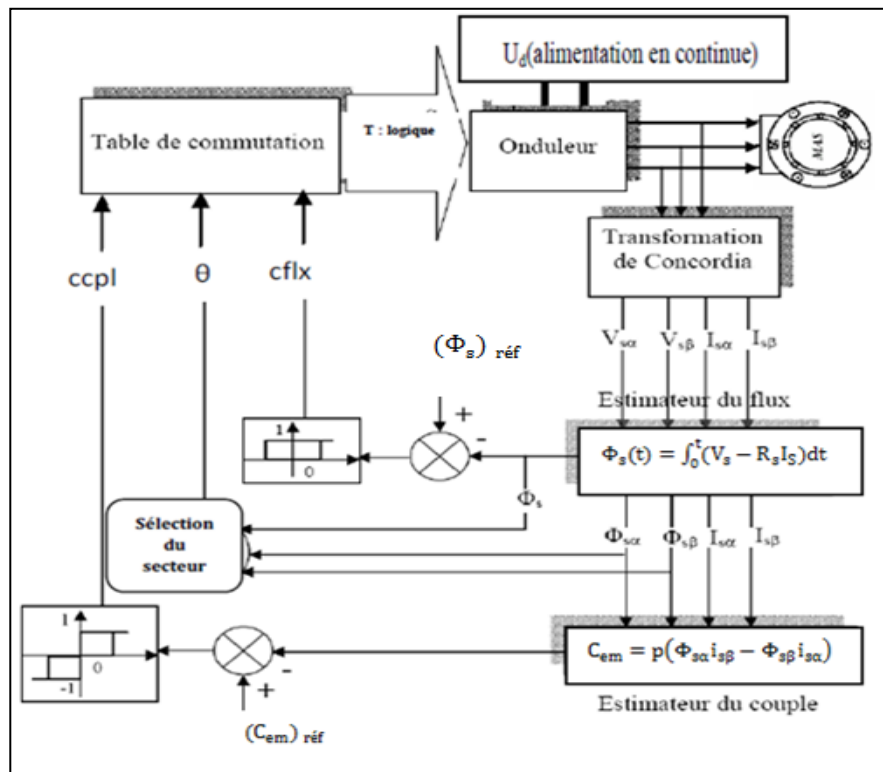


Figure (III.9) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI.

III.8. Amélioration de la commande DTC Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC :

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation

des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performances du système peuvent être amélioré si on sélectionne un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [26] [18] [27].

L'alimentation par un onduleur NPC à trois niveaux permet de délivrer 18 vecteurs tensions, ce qui améliore les performances du système et nous permet de répondre aux besoins du fonctionnement à puissance élevée.

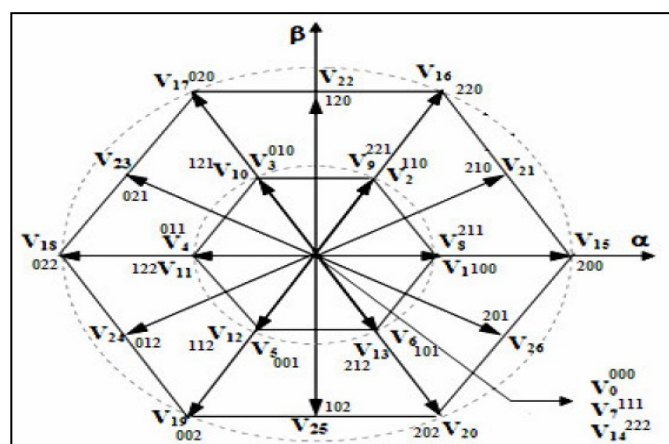


Figure (III.10) : vecteurs de tension V_i de l'onduleur NPC à trois niveaux

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs $\theta = (1 : 12)$ symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique Φ_s , figure (III.11) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [20][17][28].

$$-\frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(i) \leq \frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \quad \text{(III.24)}$$

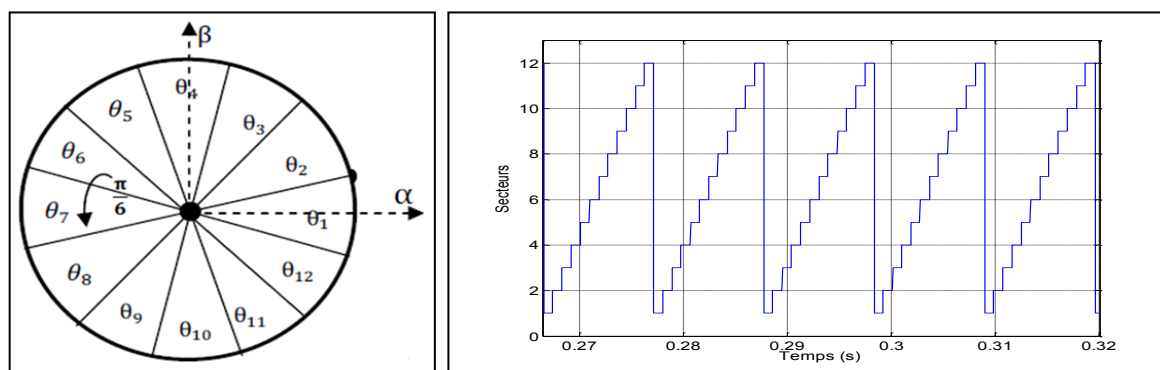


Figure (III.11) : secteur d'évolution du vecteur flux statorique

III.9. Approche de sélection des vecteurs tensions:

- ✚ Le groupe des vecteurs "tension nulle" : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras: (1,1,1), (-1,-1,-1) et (0,0,0), et qu'on a nommé respectivement V_7 , V_{14} , et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [29].
- ✚ Le groupe des vecteurs "demie tension" : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes:
 - Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 et V_6
 - L'autre est constitué des vecteurs V_8 , V_9 , V_{10} , V_{11} , V_{12} et V_{13} .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu E, En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée C_1 (respectivement du condensateur C_2) [29].

- ✚ Le groupe des vecteurs "pleine tension" : Ce groupe contient les vecteurs tension nommés V_{15} , V_{16} , V_{17} , V_{18} , V_{19} et V_{20} . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension" [86,98]. La tension du point milieu E, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans C_1 et dans C_2 est le même [29].
- ✚ Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" : les vecteurs tension de ce groupe se nomment V_{21} , V_{22} , V_{23} , V_{24} , V_{25} et V_{26} . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir si leurs action permettra d'augmenter ou de diminuer la tension du point milieu E, où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux [29, 30,31]. Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement.

III.10. DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3 Niveaux :

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3-niveaux de tension de structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis [29,30,98]. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de

l'utilisation d'un onduleur à 3-niveaux de tension sera traité. Nous exposerons par la suite la construction de la table de commutation qui a été envisagées dans ce travail.

III.10.1. Correcteur du couple à cinq niveaux :

Un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (2,1, 0,-1,-2), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure (III.12), tels que $ccpl$ représente l'état de sortie du comparateur et $\varepsilon_{C_{em}}$ la limite de la bande d'hystérésis.

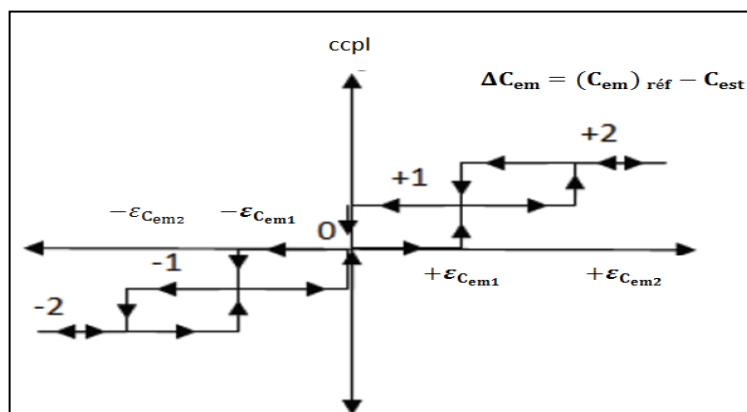


Figure (III.12) : Correcteur du couple à hystérésis à cinq niveaux.

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

- si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em2}}$ alors $ccpl = 2$
- si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = 1$
- si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = 2$
- si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em1}}$ alors $ccpl = 1$
- si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = 0$
- si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = 1$
- si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em1}}$ alors $ccpl = -1$
- si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = 0$
- si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = -1$
- si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em2}}$ alors $ccpl = -2$
- si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em1}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ alors $ccpl = -1$
- si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em1}}$ et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ alors $ccpl = -2$

III.10.2. Construction de la table de commutation :

La construction des tables de commutation (Tableau III.3), se base effectivement sur le choix du vecteur tension statorique à appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique.

Une attention particulière a été consacrée à la synthèse de la table et aux comparateurs à hystérésis. Dans notre cas on utilise un correcteur à hystérésis à cinq niveaux pour le couple et à deux niveaux pour la régulation du flux.

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\Delta C_{em}=-2$	$\Delta\Phi_s=1$	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅
	$\Delta\Phi_s=0$	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉
$\Delta C_{em}=-1$	$\Delta\Phi_s=1$	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂	V ₅	V ₆
	$\Delta\Phi_s=0$	V ₅	V ₆	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂
$\Delta C_{em}=0$	$\Delta\Phi_s=1$	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄
	$\Delta\Phi_s=0$	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄
$\Delta C_{em}=1$	$\Delta\Phi_s=1$	V ₂	V ₃	V ₁₀	V ₁₁	V ₄	V ₅	V ₁₂	V ₁₃	V ₆	V ₁	V ₈	V ₉
	$\Delta\Phi_s=0$	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂	V ₅	V ₆	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀
$\Delta C_{em}=2$	$\Delta\Phi_s=1$	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆
	$\Delta\Phi_s=0$	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂

Tableau (III.3) : Table de vérité pour l'onduleur 3 niveaux

III.11. Simulation et discussion :

Les résultats de simulation permettent de valider la structure de contrôle appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension de type NPC, en s'appuyant sur le principe de base de la DTC appliqué à la machine alimentée par un onduleur triphasé à 2 niveaux. Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e .

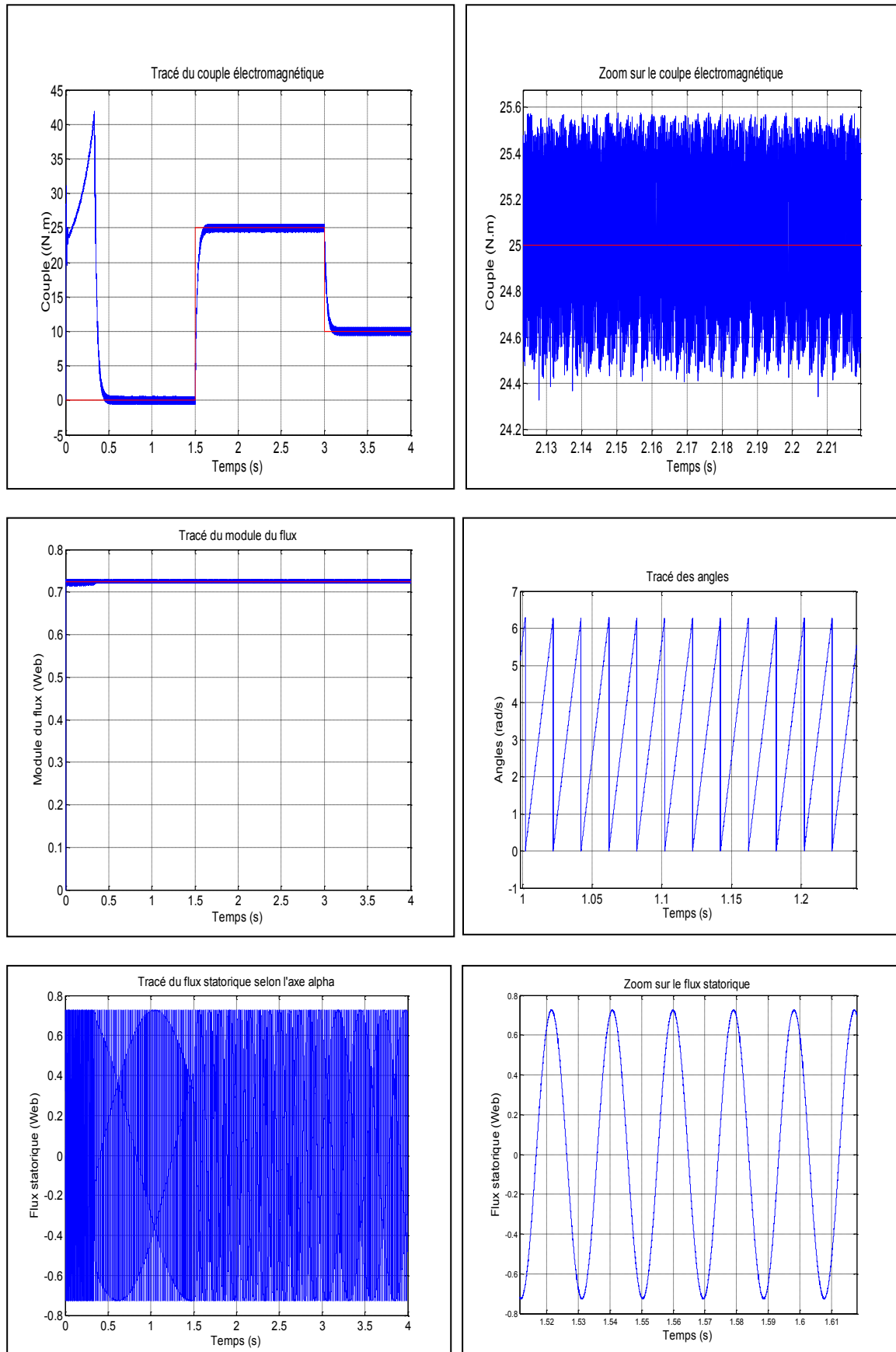
Les paramètres de la machine sont définis en annexe, et une perturbation C_r qui évolue avec la charge, dont l'expression est donnée par la formule suivante [27] [28] :

$$C_r = \left(\frac{C_{em}}{\Omega_{réf}} - kf\right)\Omega \tag{III.25}$$

Les amplitudes des tolérances couple et flux sont fixées respectivement à :

$$-\varepsilon_{C_{em2}} = -3\%, -\varepsilon_{C_{em1}} = -0.8\%, \varepsilon_{C_{em1}} = 0.8\%, -\varepsilon_{\Phi_s} = -3\%, \varepsilon_{\Phi_s} = 3\%$$

III.12. Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension :



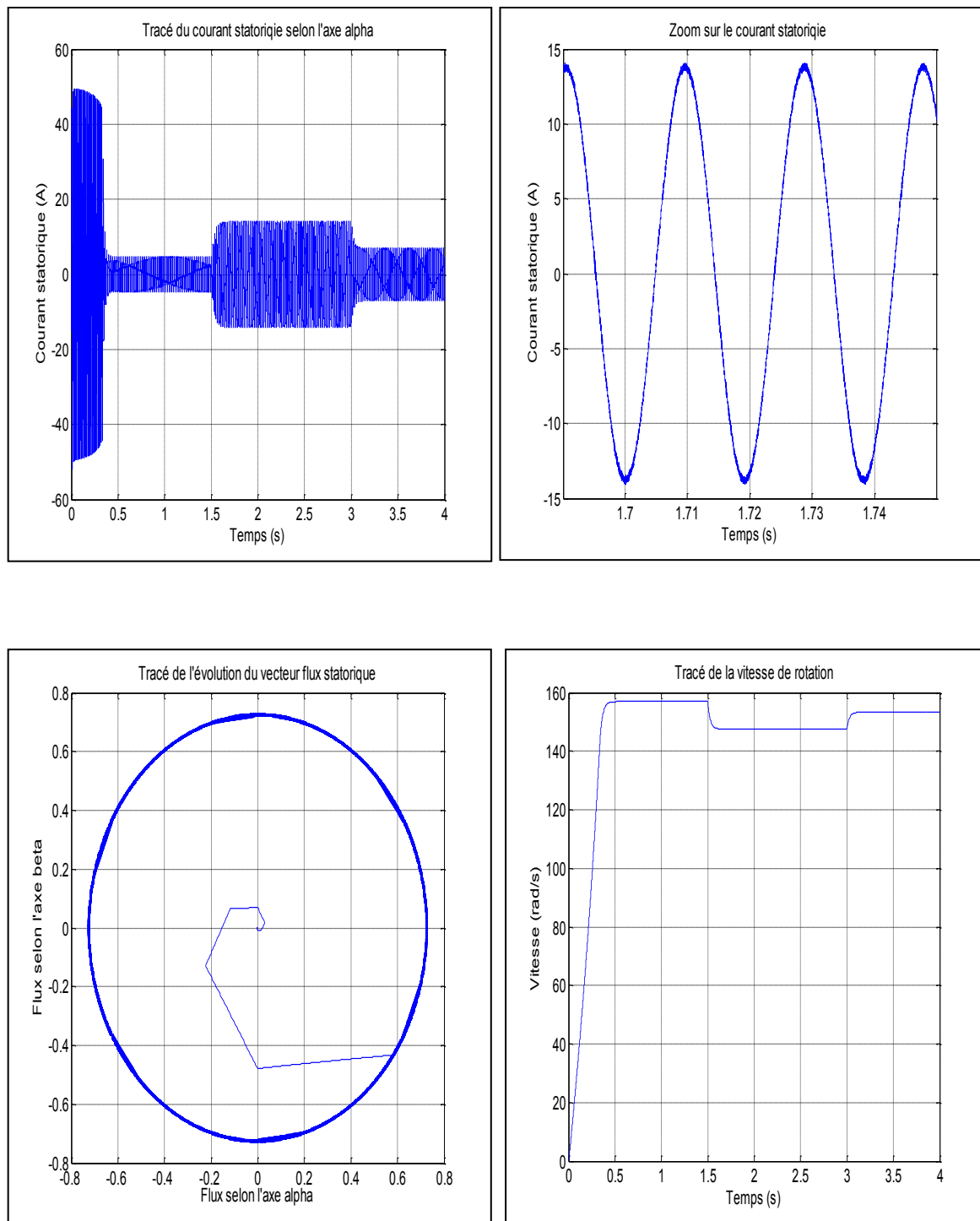
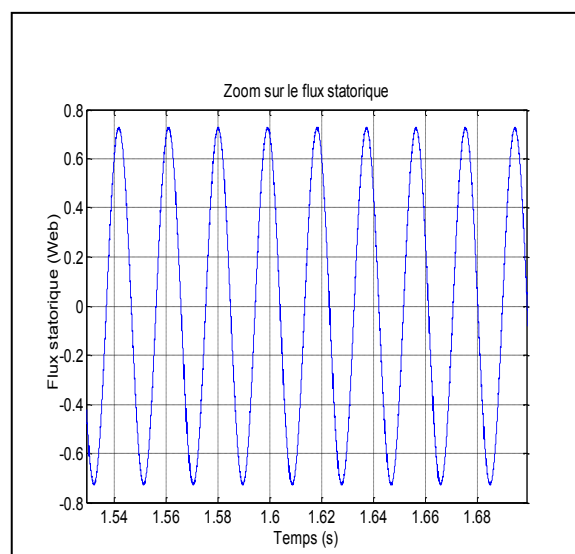
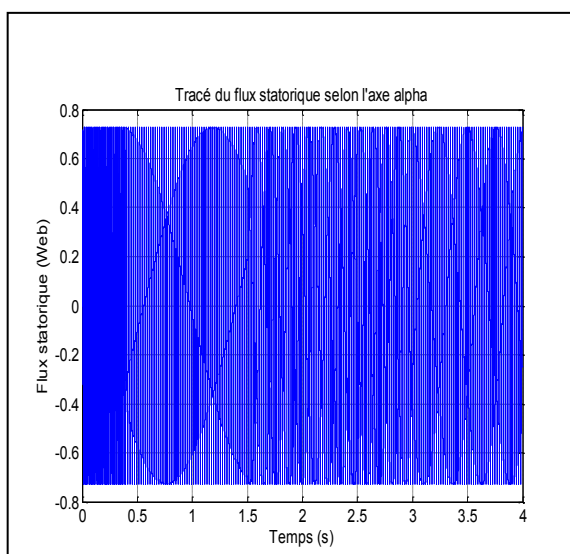
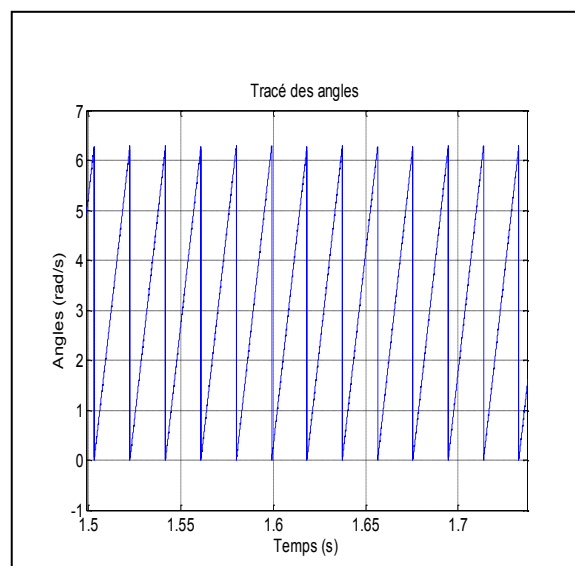
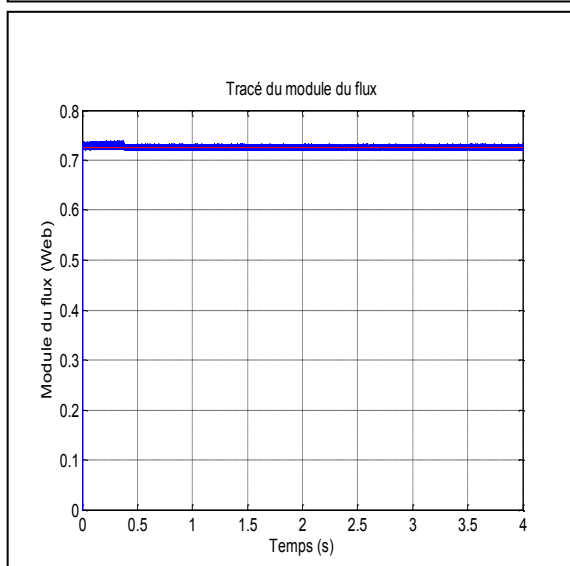
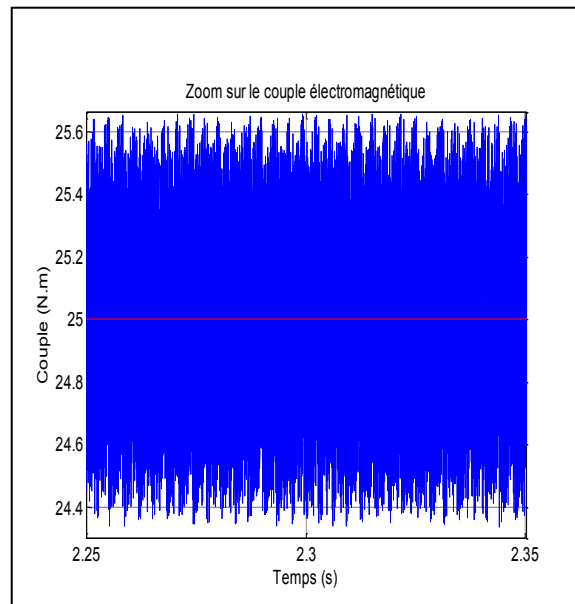
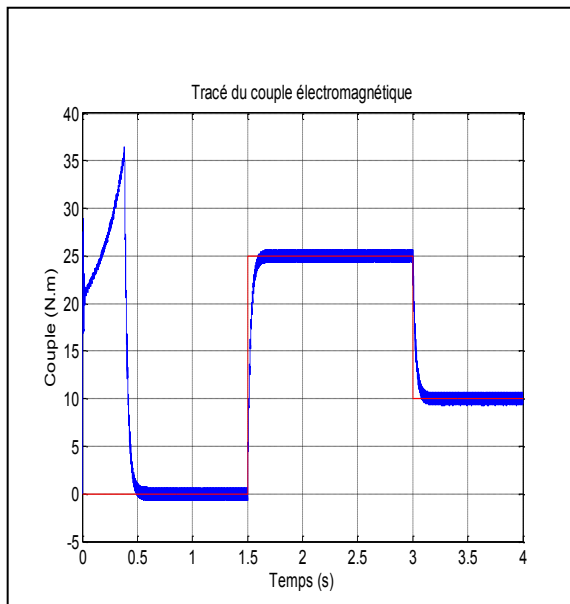


Figure (III.13): Résultats de la DTC appliqué pour une MAS-onduleur deux niveaux, en charge ($C_r=25\text{Nm}$ et 10Nm respectivement à $t=1.5\text{ s}$ et 3 s)

III.13.Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension :



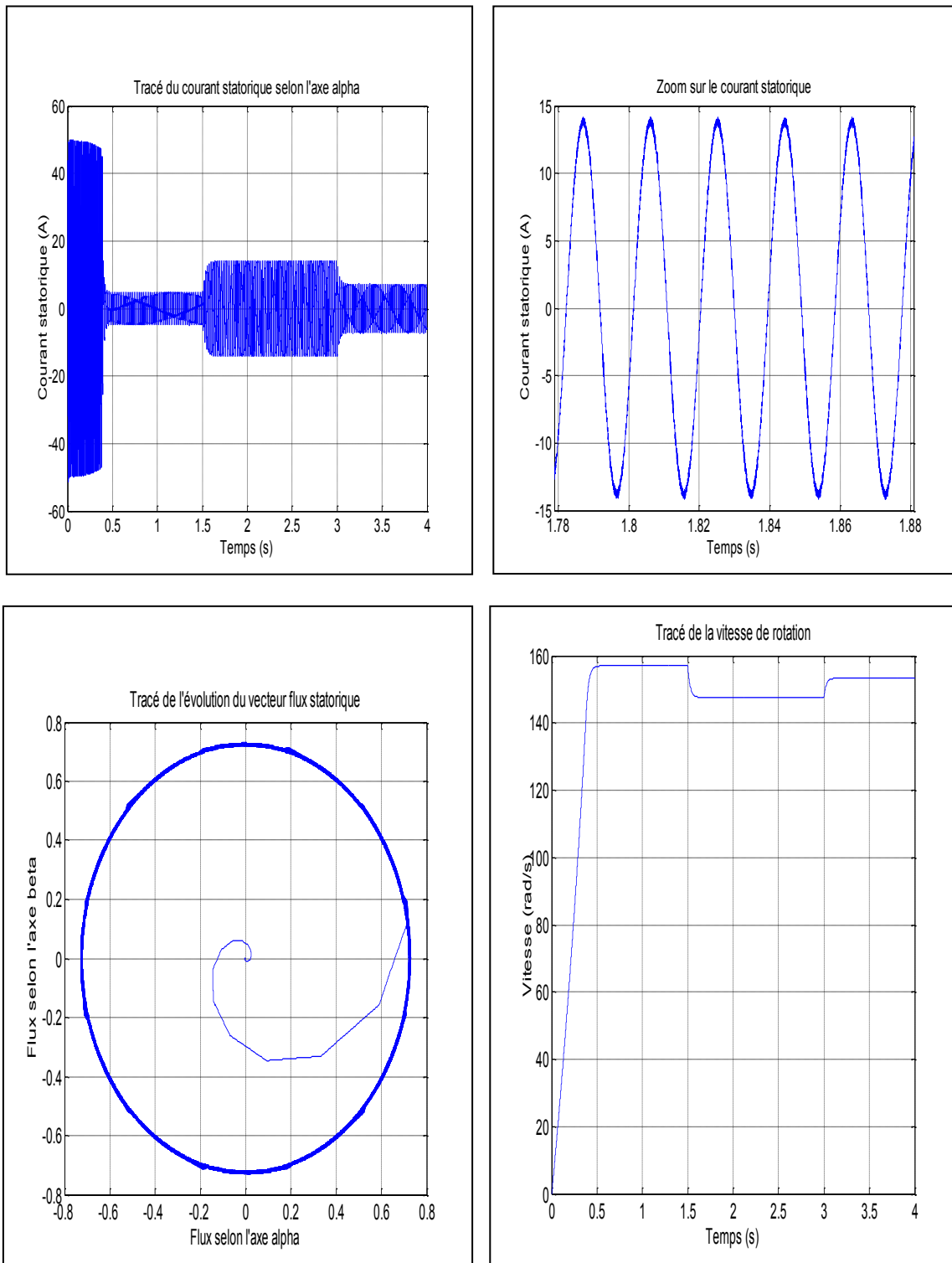


Figure (III.14): Résultats de la DTC appliqué pour une MAS-onduleur trois niveaux, en charge ($C_r=25\text{Nm}$ et 10Nm respectivement à $t=1.5$ s et 3s)

III.14. Interprétations :

Premièrement Pour la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux, on voit la variation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne 25N.m à $t=1.5s$, et de 10N.m à $t=3s$. A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, cela veut dire que l'erreur sur le couple reste dans la bande à hystérésis.

Le courant présente une allure sinusoïdale bruitée. Le module du flux s'établit instantanément à sa valeur de référence dès le départ (régime transitoire), après coup il garde la même allure tout au long du régime permanent.

Enfin on aperçoit bien que l'évolution l'allure de $\Phi_{s\beta}$ en fonction de $\Phi_{s\alpha}$ est uniformément Circulaire.

Pour la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux, on a imposé les mêmes consignes que dans le cas précédent. De ce fait on peut faire la même annotation par rapport à ce qui précède, en plus du fait que pendant le régime transitoire on remarque un dépassement moindre de la valeur nominale du couple électromagnétique. Et à son régime permanent on voit que les ondulations sont minimisées.

Le flux à un peut de mal pour s'établir en régime transitoire, mais dès la fixation de ce dernier autour de sa valeur de référence il ne la quitte plus.

On constate aussi que l'évolution de l'allure de $\Phi_{s\beta}$ en fonction de $\Phi_{s\alpha}$ est parfaitement Circulaire.

Comparaison : on peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux a un apport certain comparé à la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux, et cela se voit à la minimisation des ondulations du couple électromagnétique. Et les formes des grandeurs (courant, flux...) ont une forme plus sinusoïdale avec l'alimentation de la MAS via un onduleur à trois niveaux.

De cette petite comparaison on peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux contribue énormément à la longévité de la MAS, donc c'est un apport tout à fait non négligeable du point de vue économique et industriel.

III.15. Conclusion :

Le contrôle du couple d'une machine asynchrone basée sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple. Il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle. Le choix d'une stratégie de commutation dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

A travers les résultats de simulation obtenus la validité des stratégies proposées peut être prouvée. Ils se résument comme suit :

Dans le régime transitoire, la plus haute réponse de couple peut être obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique.

En régime permanent, en sélectionnant des vecteurs tensions accélérateurs et des vecteurs tensions nuls alternativement, on peut maintenir le couple constant par le comparateur à hystérésis avec une petite fréquence de commutation. Par conséquent, les pertes dues aux harmoniques et les bruits dans le moteur peuvent être réduits.

Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine exigée par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ainsi, sans capteur de mesure au niveau du rotor, une commande du couple souple, performante et précise est élaborée.

Conclusion Général

Conclusion générale

Ce travail, nous a permis d'élaborer la technique de la commande directe du couple DTC de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur classique à deux niveaux en vue de son amélioration en utilisant l'onduleur à trois niveaux.

Pour ce faire, on a procédé au premier lieu, à présenter le modèle mathématique décrivant la MAS dans le repère de PARK lié au stator établi sous des hypothèses simplificatrices. Alimentée directement du réseau, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences d'entraînement à vitesse variable, par conséquent elle doit être associée à une commande.

Au deuxième chapitre nous avons abordé la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par la MLI, vient ultérieurement l'association onduleur-machine asynchrone. Pour voir le comportement des grandeurs de la MAS, à savoir le couple électromagnétique le flux et le courant statorique ainsi la vitesse rotorique par la suite, on a effectué un essai de simulation sous le SIMULINK du MATLAB en régime de fonctionnement démarrage à vide avec application du couple résistant nominale.

A partir des résultats de simulation obtenus, nous avons pu constater qu'avec la présence de l'onduleur les dépassements en régime transitoire sont réduits, ce qui rend cette commande performante et souple. En revanche, le couple électromagnétique présente des oscillations au régime permanent et le temps de réponse de la machine augmente.

L'adjonction de l'onduleur 3Niveaux, se manifeste par l'amélioration des performances de la machine par rapport à celui de 2Niveaux vis-à-vis des formes des grandeurs obtenues (tension, flux et courant) qui se rapprochent de plus en plus de la sinusoïde, et des valeurs qui sont minimisées durant le démarrage et le régime établi, hormis les ondulations du couple au régime permanent ainsi que le temps de réponse de la machine qui augmentent.

Le troisième chapitre a fait l'objet d'une étude théorique en exposant les principes généraux du contrôle direct du couple (DTC), l'étude par simulation numérique du fonctionnement de la structure du contrôle direct du couple dédiée au premier lieu à l'onduleur 2Niveaux, puis à l'onduleur 3Niveaux, est faite à l'aide de comparateurs à hystérésis à 2Niveaux pour le flux et à trois niveaux pour le couple pour le premier cas, et à 2Niveaux pour le flux et à cinq niveaux pour le couple pour le second, a révélé une

amélioration des performances dynamiques et statiques dégagé du deuxième cas par rapport au premier.

De plus, cette commande ne nécessite aucun capteur mécanique, pour connaître la position du rotor, ou la vitesse de l'arbre de la machine, ce qui a rendu la commande souple et performante.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- Réalisation du contrôle direct du couple de la MAS avec une boucle de réglage de vitesse, en utilisant un correcteur PI, IP...etc.
- Test de la robustesse de cette commande.
- L'évaluation de la DTC 3N à l'aide de l'analyse spectrale.
- Amélioration par l'application de la théorie de la modulation vectorielle (SVM).
- Amélioration par l'application de la logique floue.
- L'implication de la structure de DTC sur site réel.

Annexe

Annexe

Paramètres et Caractéristiques de la MAS utilisée

1- Caractéristiques

$$V_n = 220/380V$$

$$I_{sn} = 15/8A$$

$$f_s = 50Hz$$

$$\Omega_s = 1500tr/min$$

$$C_{rn} = 25N.m$$

$$\cos \varphi_n = 0.8$$

2- Paramètres

$$R_s = 1.2\Omega$$

$$R_r = 1.8\Omega$$

$$L_s = 0.1559H$$

$$L_r = 0.1586H$$

$$M = 0.15H$$

$$J = 0.07Kg.m^2$$

$$p = 2$$

$$K_f = 0$$

Nomenclature

LISTE DES SYMBOLES

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Les tensions statoriques
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Les tensions rotoriques
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Les courants statoriques
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Les courants rotoriques
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$	Les flux statoriques
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	Les flux rotoriques
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
P	Nombre de paire de pôles
g	Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques

$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor
J	Moment d'inertie des masses tournantes
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
Ω_s	La vitesse de rotation du champ tournant par rapport au stator
Ω_r	La vitesse de rotation du rotor.
P	Nombre de paire de pôles.
C_{em}	Couple électromagnétique
K_f	Coefficient de frottement visqueux
s, r	Indice du stator et du rotor, respectivement
θ	Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique
$[P(\theta_{coord})]$	Matrice de transformation de Park
X	Grandeur physique qui peut être (tension, courant..)
X_0	Composante homopolaire
(u, v)	Axes biphasés

(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor
T_s, T_r	Constante de temps statorique, rotorique
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite totale
[A]	la matrice fondamentale qui caractérise le système.
[B]	la matrice d'entrée.
(U)	le vecteur de commande.
(X)	le vecteur d'état.
V_s	Valeur efficace de tension
ω_s	Pulsation d'alimentation
<i>ref</i>	Référence
S	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$
f_m	La fréquence de modulation
m	L'indice de modulation
r	Coefficient de réglage
S_a, S_b, S_c	état logique de l'interrupteur.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **BENAISSA MALIKA** « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC » d'une machine asynchrone », université de Batna, 2011.
- [2] **YAHIAOUI OMAR ET LABZA TAHAR** « Etude et simulation d'association onduleur de tension-moteur asynchrone et réglage par mode glissant », mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, M'sila 2006/2007.
- [3] WWW.réglage de la vitesse de rotation.htm
- [4] **K.IDJDARENE** « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à Cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes », Thèse de doctorat de l'Université LILLE 1, FRANCE, 2010.
- [5] **A. MIRECKI** « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de TOULOUSE, FRANCE, 2005.
- [6] **IQBAL MESSAIF, EL MADJID BERKOUK, NADIA SAADIA** « Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension » CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, ALGER.
- [7] **B.BACHIR** « Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction »
- .
- [8] **EMANUEL FLORIN MOGOȘ** « Production Décentralisée dans les réseaux de distribution : Etude pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources », Mémoire de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Lille 2005.
- [9] **S. LAURENTIU CAPITANEANU** « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux niveaux », thèse de doctorat. L'Institut national polytechnique de Toulouse.
- [10] **DISSA ABDENNOUR** « Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [11] **B.KHALIFA** « Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride », thèse de doctorat Université de Cergy-pontoise 2009.
- [12] **Y. KHADIDJA** « Réduction des effets de la tension homopolaire dans l'association onduleur multiniveaux-moteur à induction », Ingénieur d'état en électrotechnique, Ouargla 2005.

- [13] **J.P CARON, J.P HAUTIER** « Modélisation et commande de la machine asynchrone », édition, technip1995.
- [14] **JAMES N. NASH, MEMBER, IEEE** «Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder », IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 33, NO. 2, March/April 1997.
- [15] **UWE BAADER, MANFRED DEPENBROCK, MEMBER IEEE AND GEORG GIERSE** « Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement», IEEE Transactions on Industry Applications», VOL. 28, NO. 3, May/June 1992.
- [16] **REVUE DE L'ACTUALITÉ TECHNOLOGIQUE DU GROUPE ABB** « Technologie des systèmes embarqués : Un concentré de solutions applicatives», février 2006.
- [17] **A. NABAE, I. TAKAHASHI, AND H. AKAGI** « A new neutral-point-clamped PWM inverter», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1980.
- [18] **YUTTANA KUMSUWAN, SUTTICHAJ PREMURU DE EPREECHACHARN, HAMID A. TOLIYAT** «Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux », Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128,USA. Elsevier 27 February 2008.
- [19] **J. ARZA** « Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone », Thèse de doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, 1999.
- [20] **C. CANUDAS DE WIT** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs Asynchrones-1 », Edition HERMES Science Europe, Paris 2000.
- [21] **ZOOL HILMI BIN ISMAIL** «Direct torque control of induction motor drives using space vector modulation (DTC-SVM) », Master of Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, November, 2005.
- [22] **L. HOANG** «Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control», in IEEE Ind. Applicat. Conference Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Page(s):1245-1252 vol.2, 1999.
- [23] **MOKHTARI BACHIR** «Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro-Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [24] **AMEUR AISSA** «Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'un Moteur, Synchrone A Aimants Permanents En Utilisant Des Techniques De L'intelligence Artificielle», Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna, 2012.

[25] JAWAD FAIZ, M.B.B SHAFIAN «Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors» electric power systems Research 60 (2001) 63-75. University of Tabriz Iran.

[26] DOMENICO CASADEI, FRANCESCO PROFUMO, GIONANNI SERRA, ANGELO TANI «FOC and DTC: Two viable Schemes for induction Motor Torque control »,IEEE Transactions on power Electronics, Vol.17, NO.5, Septembre 2002.

[27] R.ZAIMEDDINE, E.M. BERKOUK «Enhanced Direct Torque control Using a Three-Level Voltage Source Inverter», Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece Article No. 63 Year of Publication: 2005 ISBN: 960-8457-29-7.

[28] IQBAL MESSAÏF, EL MADJID BERKOUK, NADIA SAADIA «Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension »CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, ALGER

[29] ANNE MARIE ARKER HISSEL « Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance», Thèse Doctorat ENSEEIHT, Toulouse 1999.

[30] KYO-BEUM LEE, JOONG-HO SONG, ICK CHOY, AND JI-YOON YOO « Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency »,IEEE on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2 March 2002.

[31] XUEZHI WU; LIPEI HUANG «Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector» Industry Applications Conference, 2001. IEEE Volume 2, 30 Sept.-4 Oct. 2001 Page(s):939 - 944 vol.2 10.1109/IAS.2001.