

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mohamed Seddik Benyahia-Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Électrotechnique



Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de :

Master académique

Filière :

Électrotechnique

Spécialité :

Commande électrique

SUJET :

**Application de la commande prédictive pour
l'équilibrage des sources de tension d'entrée d'un
onduleur multi-niveaux**

Présenté par :
BOUREZG ISLAM

Encadré par :
Dr. LOURCI NABIL

Année universitaire : 2019-2020

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, je remercie vivement mon encadreur:

Mr. LOURCI NABIL pour sa disponibilité tout au long de ce travail, je le remercie encore pour son aide si précieuse sur les plans conseils et orientations

Je tiens tout particulièrement à remercier les enseignants du département Électrotechnique pour leur disponibilité et encouragement, ainsi que tous les enseignants qui ont contribué à ce mémoire

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à ce travail.

BOUREZG ISLAM

Dédicaces

À Mes parents

Mes frères

Mes Sœurs

Ma grand-mère (allal hadhom) الله بـرحمها

Et à toute ma famille

Et à tous mes amies

Et Tous mes collègues De la promotion 2020

BOUREZG ISLAM

Sommaire

Sommaire

Introduction général	01
-----------------------------------	----

Chapitre I ***Modélisation du moteur asynchrone***

Introduction.....	03
I.1- Description de la machine asynchrone.....	03
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	03
I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	03
I.2.2 Modèle électrique.....	04
I.2.3 Modèle dynamique.....	04
I.2.4 Equations de tension.....	05
I.2.5 Equation magnétique.....	05
I.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée.....	06
I.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β).....	08
I.5 Simulation de la machine asynchrone.....	09
Conclusion.....	11

Chapitre II ***Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes***

Introduction	13
II.1 Définition de l'onduleur	13
II.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur	13
II.3 concepts multiniveaux	13
II.4 Topologies d'onduleur multiniveaux	14
II.5 Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes.....	15
II.6 Onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes	15
II.7 commande complémentaire	16
II.8 Etats des bras et de l'onduleur	17
II.9 Modulation vectorielle	18
II.10 Vecteur tension de référence	20
II.11 Période d'échantillonnage	22
II.12 les résultats de simulation	26
II.13 Déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	27
II.14 les résultats de simulation	28

Sommaire

Conclusion	29
------------------	----

Chapitre III *La commande prédictive*

Introduction	30
III.1 Principe de fonctionnement.....	30
III.2 Mise en équations	31
III.3 Simulation de commande prédictive.....	33
III.4 les résultats de simulation.....	34
III.5 Les nouveaux résultats de simulation	36
III.6 Etude Comparative	38
Conclusion.....	38
Conclusion général	39
Annexe	
Bibliographie	

Liste des figures

Liste des figures

Figure I.1 : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.....	04
Figure I.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	05
Figure I.3 Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.....	07
Figure I.4: Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée par un réseau industriel.....	09
Figure I.5 : Forme d'onde des tensions alimentant la MAS.....	10
Figure I.6 : Forme d'onde de courant de MAS à vide	10
Figure I.7 : Courbes de vitesse $W_r(t)$ et $C_e(t)$ à vide.....	10
Figure I.8 : Forme d'onde de courant de MAS en charge.....	11
Figure I.9 : Courbes de vitesse $W_r(t)$, et $C_e(t)$ en charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1\text{s}$).....	11
Figure II. 1: schéma bloc représentatif d'un onduleur.....	13
Figure II-2 : Schéma d'un bras d'onduleur :a) 2 niveaux ;b) 3 niveaux ;c) N niveaux.....	14
Figure II-3 : Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	15
Figure II-4 : Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	16
Figure II.5 Diagramme vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux.....	19
Figure.II-6 : Secteurs et régions du diagramme vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux.....	20
Figure.II-7 : La désignation des états X , Y et Z pour les différentes régions du secteur $s=1$	23
Figure II-8 : La séquence des états X, Y et Z pour la région $r = 11$ du secteur $s = 1$	24
Figure II.9 : L'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	25
Figure II-10 : La tension simple de l'onduleur.....	26
Figure II-11 : Les performances de la machine asynchrone.....	26
Figure II-12: Structure réel de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	27
Figure II-13: la tension entre les bornes de condensateur.....	28
Figure II.14: Les performances de la machine asynchrone.....	29
FigureIII-1 : Stratégie de commande prédictive – principe de l'horizon fuyant.....	31
Figure III-2 : L'algorithme « 1 » de commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	33
Figure III.3 : le schéma bloc de commande prédictive.....	33
Figure III-4 : la tension et le courant de sorti de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme « 1 »).....	34
Figure III-5 : la tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme 1)	34
Figure III-6 : Courbes de vitesse et couple à vide (L'algorithme « 1 »).....	35
Figure III.7 : L'algorithme « 2 » de commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes	

Liste des figures

flottantes.....	35
Figure III-8 : la tension et le courant de sorti de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme « 2 »).....	36
Figure III-9 : la tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme 2)	37
Figure III-10 : Courbes de vitesse et couple à vide (L'algorithme « 2 »).....	37

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	17
Tableau II.2 : Durées relatives d'applications des états X, Y et Z.....	25
Tableau III.1 THD pour les stratégies de commande.....	38

Liste des notations et des symboles

Paramètres de modélisation de la machine

$[L_s]$, $[L_r]$: Matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor

L_s : Inductance statorique

L_r : Inductance rotorique

M_s : Inductances mutuelles stator

M_r : Inductances mutuelles rotor

R_s : Résistance statorique par phase

R_r : Résistance rotorique par phase

P : Nombre de paires de pôles

J : Moment d'inertie des parties tournantes

f : Coefficient de frottements visqueux

Repères

R,S,T : Phases du stator

r,s,t : Phases du rotor

α,β : Axes de référentiel statorique

d,q : Axes du référentiel de Park

θ : Angle entre l'axe R et r

θ_r : Angle du rotor entre r et d

Grandeurs électriques au stator

V_{sRST} : Tensions statoriques des phases R, S, et T

$V_{s\alpha}$: Tension statorique sur l'axe α

$V_{s\beta}$: Tension statorique sur l'axe β

i_{sRST} : Courant statorique des phases R, S, et T

$i_{s\alpha}$: Courant statorique sur l'axe α

$i_{s\beta}$: Courant statorique sur l'axe β

Grandeurs magnétiques au stator

Φ_{sRST} : Flux statorique phase R, S, et T

$\Phi_{s\alpha}$: Flux statorique sur l'axe α

$\Phi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe β

Grandeurs électriques au rotor

V_{rRST} : Tension rotorique des phases R, S, et T

$V_{r\alpha}$: Tension rotorique sur l'axe α

$V_{r\beta}$: Tension rotorique sur l'axe β

i_{rRST} : Courant rotorique des phases R, S, et T

$i_{r\alpha}$: Courant rotorique sur l'axe α

$i_{r\beta}$: Courant rotorique sur l'axe β

Grandeurs magnétiques au rotor

Φ_{rRST} : Flux rotorique phase R, S, et T

$\Phi_{r\alpha}$: Flux rotorique sur l'axe α

$\Phi_{r\beta}$: Flux rotorique sur l'axe β

Grandeurs mécaniques

ω_s : Pulsation électrique statorique

ω_r : Pulsation électrique rotorique

ω_a : vitesse de rotations

Paramètres de la modulation vectorielle

V_s : Vecteur tension de sortie

V_α : Tension sur l'axe α

V_β : Tension sur l'axe β

V_s^* : Vecteur tension de référence

V_α^* , V_β^* : Composantes du vecteur V_s^*

$v_{\alpha pu}^*$, $v_{\beta pu}^*$: Grandeurs relatives

V_{max} : Maximum vecteur tension de référence

T_e : Période d'échantillonnage

α : Position angulaire du vecteur V_S^* à l'intérieur d'un secteur

T_x, T_y, T_z : Durées d'application des vecteurs V_x, V_y et V_z

d_x, d_y, d_z : Durées T_x, T_y et T_z en grandeurs relatives

m : Relation entre la période d'échantillonnage T_e et la période T

Paramètres de la commande prédictive

v_1, v_2, v_3 : Tensions simples aux bornes de la charge de l'onduleur

$i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}, i_{d0}$: Courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

$i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}$: Courants condensateurs

$u_{c1 new}, u_{c2 new}, u_{c3 new}, u_{c4 new}$: Nouvelles tensions des condensateurs

$u_{c1 old}, u_{c2 old}, u_{c3 old}, u_{c4 old}$: Anciennes tensions des condensateurs

ε_{ji} : Epsilons des tensions des condensateurs

ε_i : Somme des epsilons des tensions des condensateurs

ε_k : Epsilons des tensions de sortie

t_e : Période d'échantillonnage

Sigles utilisés

MAS : Machine Asynchrone

NPC : Neutral Point Clamped, (à point milieu)

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions

Introduction générale

Introduction générale

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Ce dernier est alimenté à travers un onduleur, le plus connu est l'onduleur à deux niveaux, qui est limité en tension (1,4 kV) et en puissance (1 MVA). La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, et aussi certaines applications comme la traction électrique exige des variateurs asynchrones de forte puissance. Pour monter en puissance et en tension; on utilise généralement des groupements de ces onduleurs, ce qui provoque une complication dans la commande et une augmentation du coût du système. [Lourci_10], [Achouri_07].

L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui même, soit par le choix de la stratégie de sa commande. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multiniveaux. Ce type des onduleurs permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [Lalili_09].

Il existe plusieurs types de l'onduleur à cinq niveaux [J.Rodriguez.02]:

- Les onduleurs à diodes de bouclage.
- Les onduleurs à structure NPC (Neutral Point Clamped) et à structure MPC (Multiple Point Clamped).
- Les onduleurs à cellules imbriquées.
- L'onduleur à pont en cascade H-bridge.
- Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes.

Malgré les avantages apportés par cette structure, un important problème d'instabilité des quatre tensions du bus continu de ce convertisseur apparaît et dont l'équilibrage demeure l'objectif principal. En conséquence, nous obtenons des tensions alternatives non symétriques, et une répartition déséquilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance [Guedouani.09].

Introduction générale

Afin de résoudre le problème du déséquilibre des tensions des condensateurs, des algorithmes de commande de plus en plus ont été développés. Citant à titre d'exemple, la commande prédictive à base de modèle, c'est une approche de commande avancée. De toutes les commandes qui portent cette appellation, la commande prédictive est très utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques et ses performances ainsi que sa facilité de mise en œuvre. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment aux cas où la modulation vectorielle n'est pas efficace, elle devient de plus en plus compliquée à cause de l'augmentation en exponentielle du nombre des positions possible pour le vecteur tension de sortie [1a Ramdani_13], [Lalili_09].

Le sujet de ce mémoire consiste à étudier l'application de la commande prédictive pour l'équilibrage des sources de tension d'entrée d'onduleur multi niveaux. On va étudier l'onduleur à cinq niveaux à structure à diodes flottantes.

Le premier chapitre présente le modèle triphasé du MAS et de sa transformation dans le système biphasé en utilisant le modèle de Park.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes, en présentant sa structure, son modèle de connaissance et sa commande par la modulation vectorielle.

Dans le chapitre trois, on va étudier la commande prédictive, en présentant le principe de cette commande et les résultats de simulation.

A la fin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

*Modélisation du moteur
asynchrone*

Introduction

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur- machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes, [L.Baghli].

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge,... etc, [M Kadjoudj.03]

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (d, q).

I.1- Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques déphasés de « $2\pi/3$ ». Les phases du stator alimentées par un système triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et à amplitude réglable. La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

- soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant le régime permanent.
- soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques. Elle sera admise que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [F Barrêt.82], [R Abdessemed.97],[M Filoppich.02]:

- entrefer constant, l'effet des encoches négligeable;

- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte;
- la répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

I.2.2 Modèle statique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la Figure (I.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

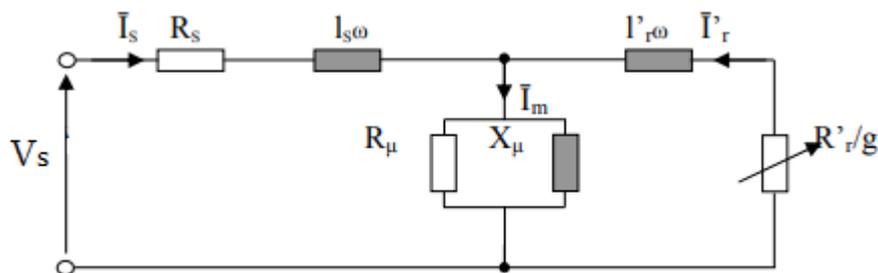


Figure I.1 : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

I.2.3 Modèle dynamique

Le circuit de la Figure (I.1) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

- **Mise en équations**

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la Figure (1.2), et dont les phases sont repérées respectivement R, S, T et r, s, t l'angle électrique θ_r étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases R et r, qui sont choisis comme axes de références.

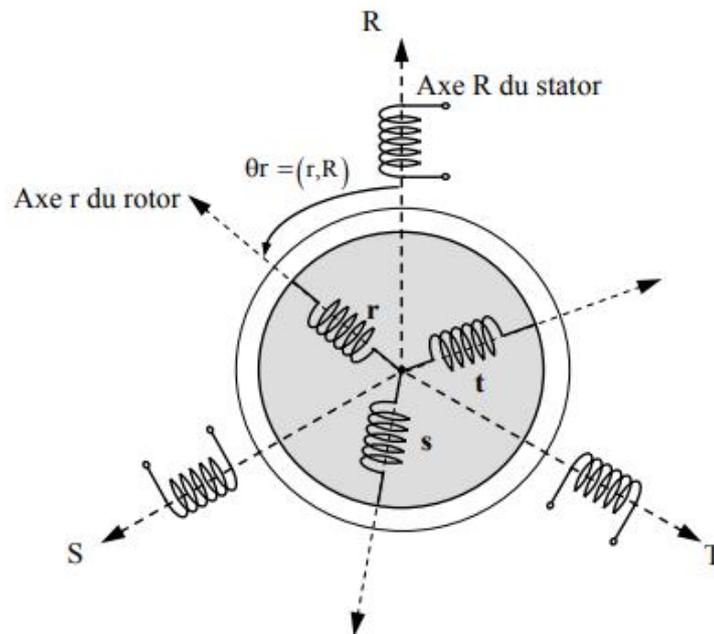


Figure I.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.2.4 Equations de tension

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la Figure (1.2), obéissent aux équations matricielles suivantes [G Guy.00]:

$$[V_s] = R_s[i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I-1)$$

$$[V_r] = R_r[i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I-2)$$

I.2.5 Equation magnétique

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone.

Ces relations s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I-3)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I-4)$$

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[V_{sRST}] = [R_s][i_{sRST}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sRST}] + [M_{sr}][i_{rst}] \} \quad (\text{I-8})$$

Pour le rotor :

$$[V_{srst}] = [R_r][i_{rst}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rst}] + [M_{rs}][i_{sRST}] \} \quad (\text{I-9})$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations (I.8) et (I.9), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de **Park**.

I.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (R, S, T) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite de **Park**, donnée par [G Grellet.97], [J P Caron.95]:

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [A][V_{RST}] \\ [i_{dq0}] = [A][i_{RST}] \\ [\Phi_{dq0}] = [A][\Phi_{RST}] \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

La Figure (I.3) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

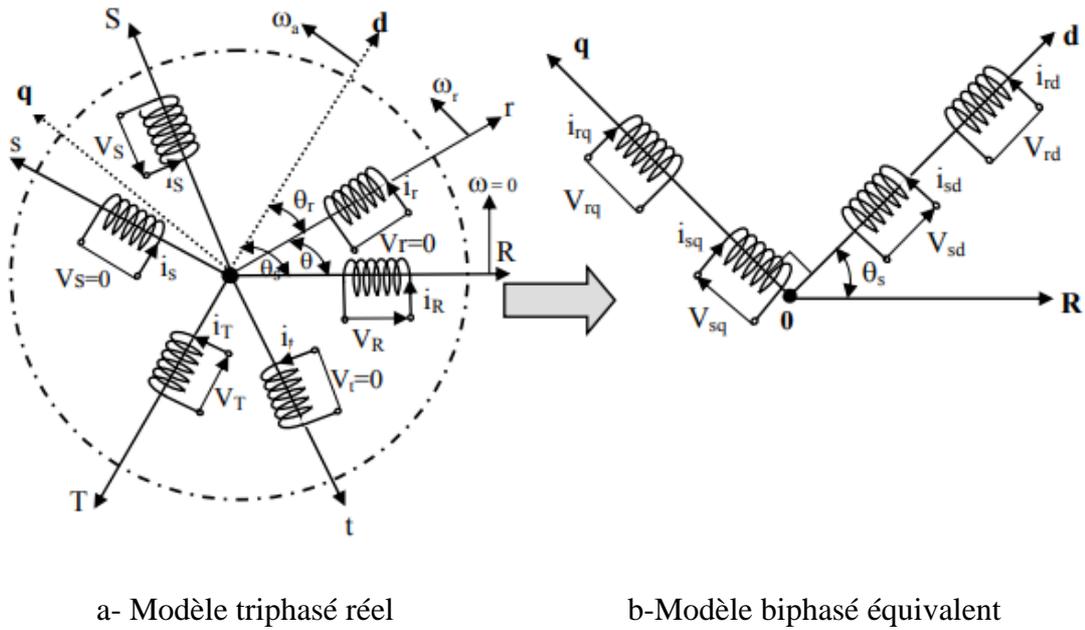


Figure I.3 Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la Figure (I.3), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

Pour le stator :

$$[H_{s\ dq0}] = [A_s][H_{s\ RST}] \quad (I-12)$$

Où H_s est une grandeur statorique (tension, courant ou flux)

Avec : $[A(\theta)]$ définie par (I.11)

De même pour le rotor on a :

$$[H_{r\ dq0}] = [A_r][H_{r\ RST}] \quad (I-13)$$

Où H_s est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux)

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante, [O Bouakaz.98]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{sq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Par ailleurs, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r \quad (\text{I-17})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I-18})$$

D'après le système d'équations (I.14), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liés au stator ($\omega_a=0$), ou à des axes liés au rotor ($\omega_a=\omega_r$) ou à des axes liés au champ tournant ($\omega_a=\omega_s$).

1.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Le système d'équations (I.14) permet d'écrire pour ce cas :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Les équations des flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{s\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-20)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} P M (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (I-21)$$

L'équation du mouvement est défini par :

$$C_e - f \omega_r - C_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (I-22)$$

I.5 Simulation de la machine asynchrone

La figure (I.4) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère fixe (α, β) basé sur le modèle mathématique décrit par les expressions (I.19), (I.20), (I.21) et (I.22). La machine étant alimentée par un réseau triphasé équilibré (220 V, 50 Hz).

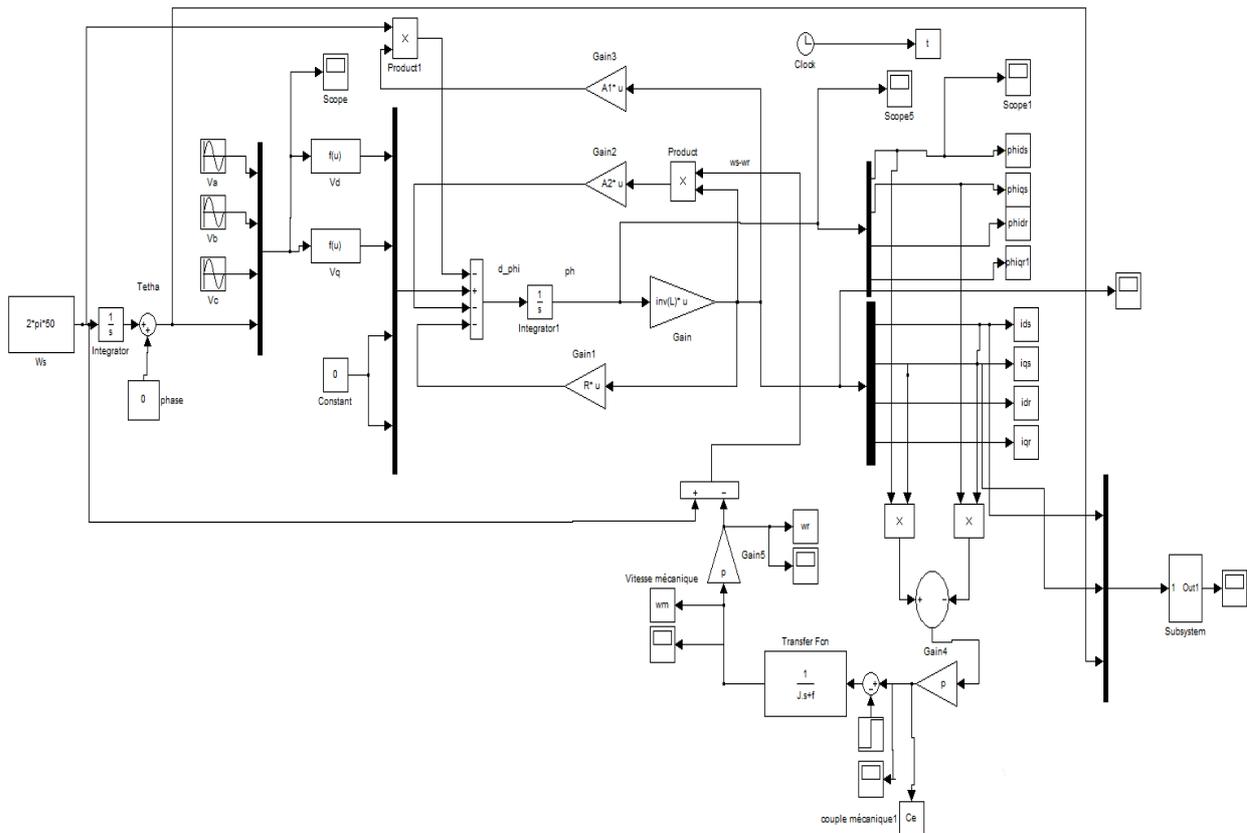


Figure I.4 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée par un réseau industriel

Toute machine alimentée depuis le réseau triphasé 220 V, 50 Hz impose la forme et l'amplitude de la tension d'entrée ce qui est traduit par la figure (I.5) et (I.6).

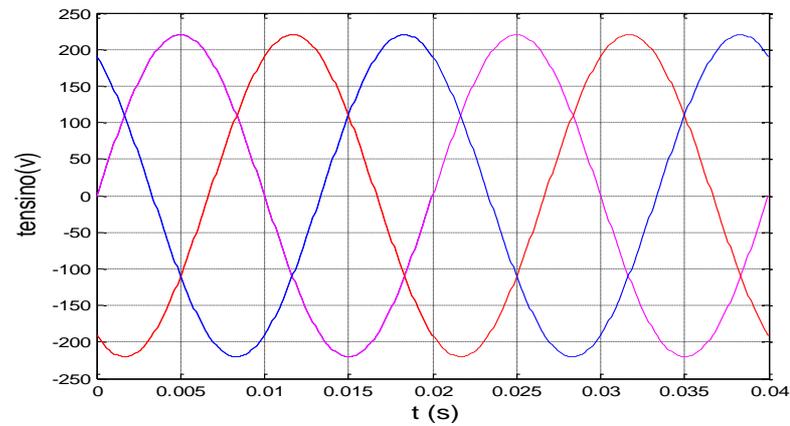


Figure I.5 : Forme d'onde des tensions alimentant la MAS.

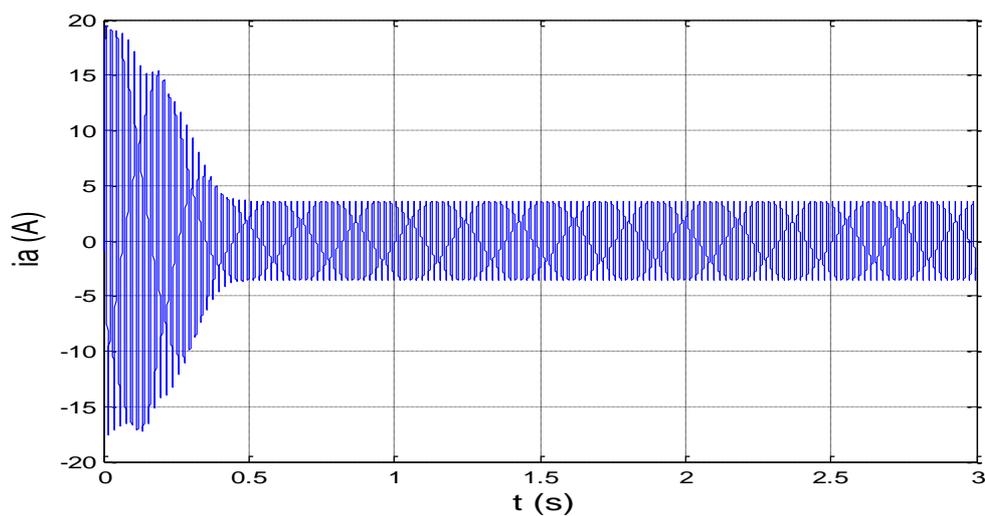


Figure I.6 : Forme d'onde du courant de la MAS à vide

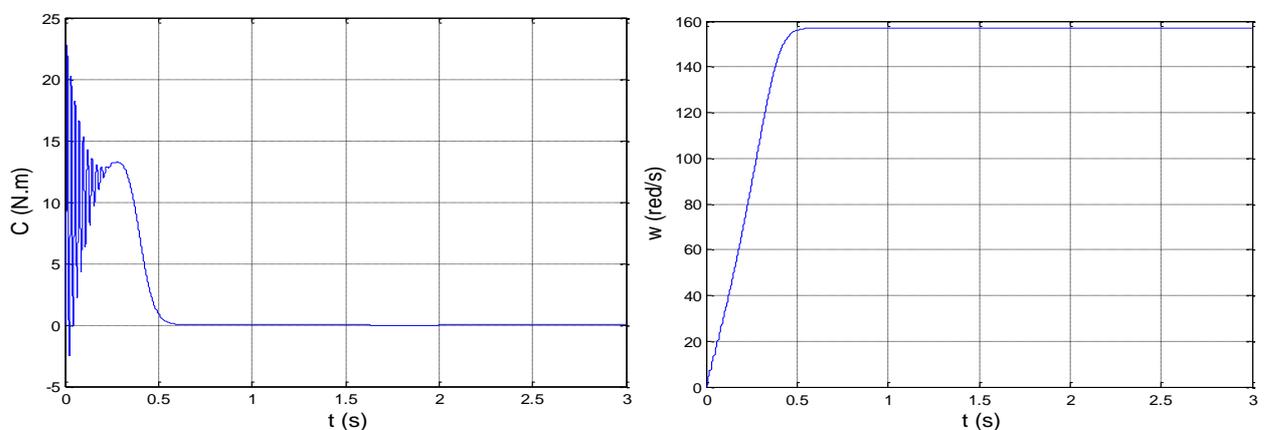


Figure I.7 : Courbes de vitesse $W_r(t)$ et de couple $C_e(t)$ à vide

La figure (I.7) illustre l'allure de la vitesse et le couple à vide, on remarque bien que la vitesse atteint le régime permanent $W_r = 157$ rad/s et le couple tend vers le couple de perte à vide.

À $t = 1$ s on charge la machine avec un couple de charge égale à 10 N.m, ce qui entraîne un appel du courant, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple qui tend vers le couple de charge comme est visualisé à la figure (I.8) et (I.9).

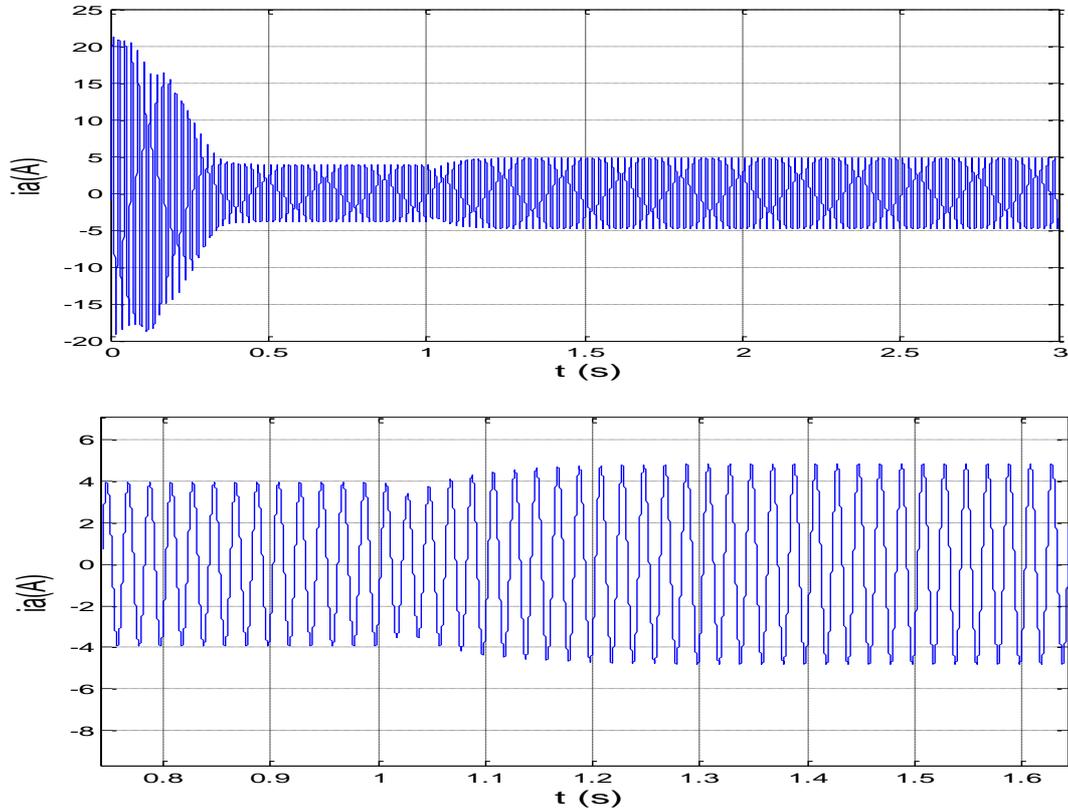


Figure (I.8) : Forme d'onde du courant de la MAS en charge.

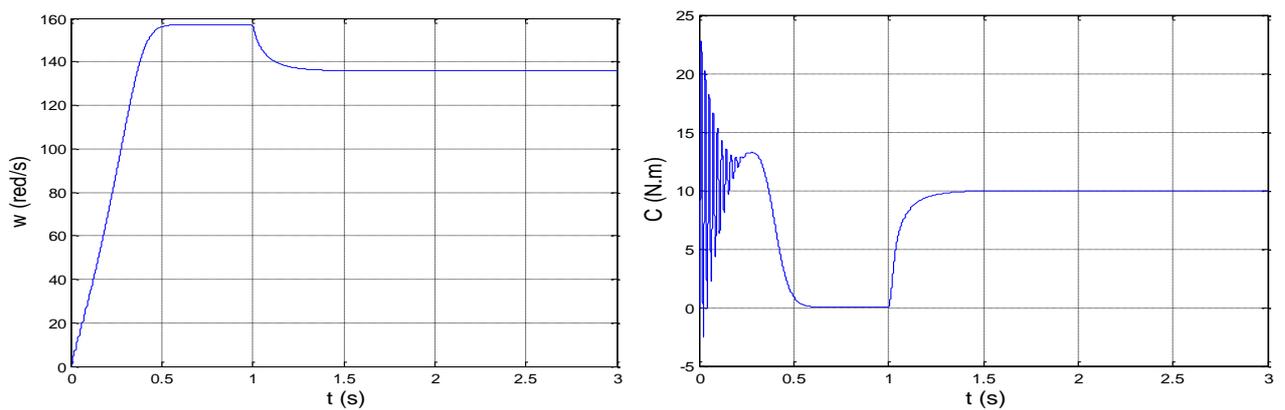


Figure (I.9) : Courbes de vitesse $W_r(t)$ et de couple $C_e(t)$ en charge ($C_r = 10$ N.m à $t = 1$ s)

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons un modèle de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. l'application de la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique

est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint son couple nominal après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$.

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Introduction

L'énergie électrique est généralement distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins.

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques comme les onduleurs voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, tel que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques.

Dans ce chapitre on présente une brève description des onduleurs ; qui rendent l'énergie plus facile et plus accessible pour l'utilisation ainsi que les contraintes vu l'apparition des harmoniques. Nous verrons également quelques domaines d'applications des onduleurs.

II.1 Définition de l'onduleur

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

II.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (II.1) [M.Pinard].

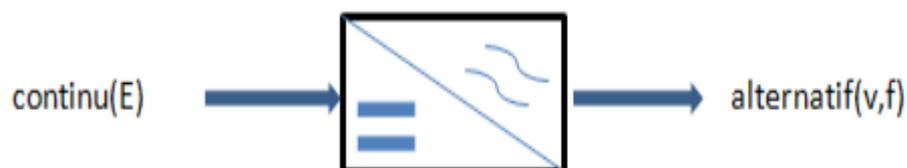


Figure II. 1: schéma bloc représentatif d'un onduleur

II.3 concepts multiniveaux

Un onduleur de tension triphasé à N niveaux est un convertisseur statique capable de fournir, en équilibre, une tension entre chaque phase et le point négatif du bus continu avec N niveaux différents : $0, E/(N-1), 2E/(N-1), \dots, E$

Indépendamment de sa topologie, un onduleur multiniveaux peut donc être modélisé dans une première approche selon l'équation :

$$V_{km} = \frac{c_i}{N-1} E \quad (\text{II.1})$$

Avec : $k=1,2,3$ et $c_i = 1,2,\dots,N-1$

L'onduleur de la Figure (2.a) délivre à sa sortie deux niveaux de tensions :

- Position P1 : $V_{ON} = E$

- Position P2 : $V_{ON} = 0$

Les trois positions (P1, P2, P3) de l'interrupteur de la Figure (2.b), permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tension (E, -E et 0) d'où l'appellation onduleur à N niveaux de la Figure (2.c).

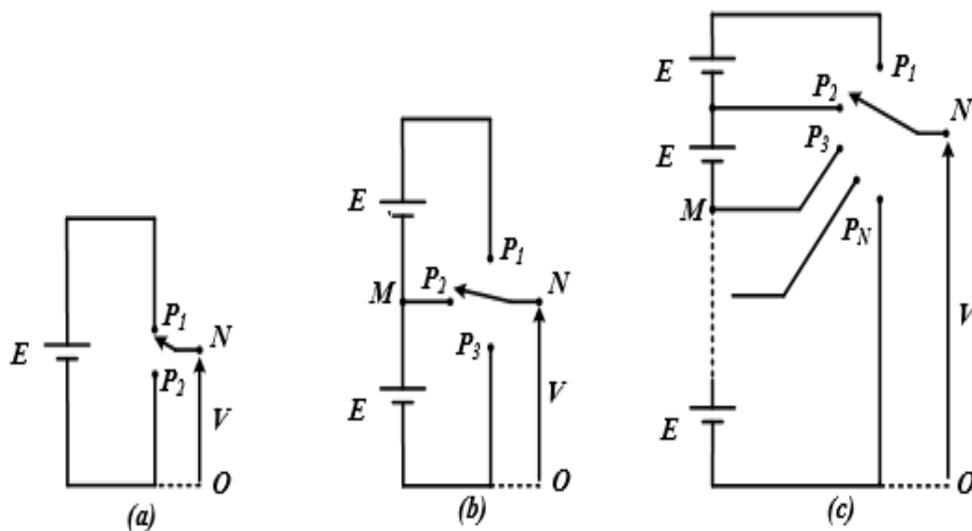


Figure II-2 : Schéma d'un bras d'onduleur :a) 2 niveaux ;b) 3 niveaux ;c) N niveaux

L'augmentation du nombre de sources continues et par conséquent du nombre de niveaux contribue sans doute à rendre la forme de la tension, à la sortie du convertisseur, plus proche de la sinusoïde avec un minimum de taux d'harmoniques.

II.4 Topologies d'onduleur multiniveaux

Le principe fondamental des techniques de conversion multiniveaux est essentiellement basé sur une association série/parallèle des composants de puissance.

De nombreuses topologies des onduleurs multiniveaux ont été imaginées et mises en œuvre. Les trois topologies qui attirent le plus d'intérêts sont les suivantes :

- Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes
- Les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées ou à capacités flottantes
- Les onduleurs multiniveaux en cascade à sources séparées

II.5 Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes

Un onduleur q-phase à n niveaux à diodes flottantes est constitué de q bras et une source de tension continue. Pour chaque bras :

- Nombre d'interrupteurs de puissance = $2(n-1)$
- Nombre de condensateurs du bus continu = $(n-1)$
- Nombre de diodes flottantes = $2(n-2)$

Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche. Les diodes flottantes participent à la connexion de la borne de sortie aux niveaux intermédiaires de la tension continue d'entrée

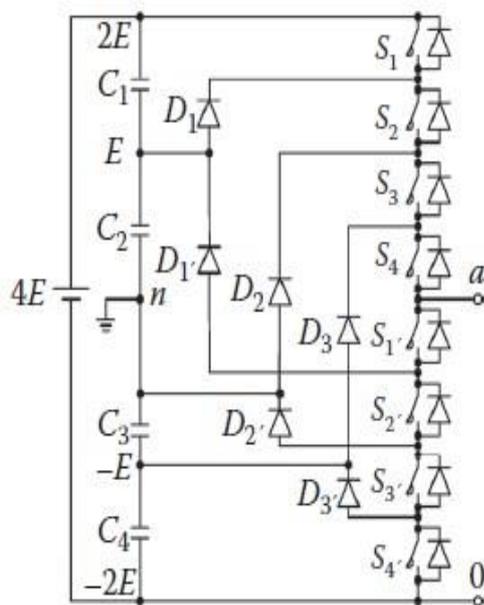


Figure II-3 : Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

II.6 Onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

Dans le cas idéal l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs et six diodes flottantes.

L'alimentation en tension de l'onduleur est supposée parfaite ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$). [N. LOURCI.10]

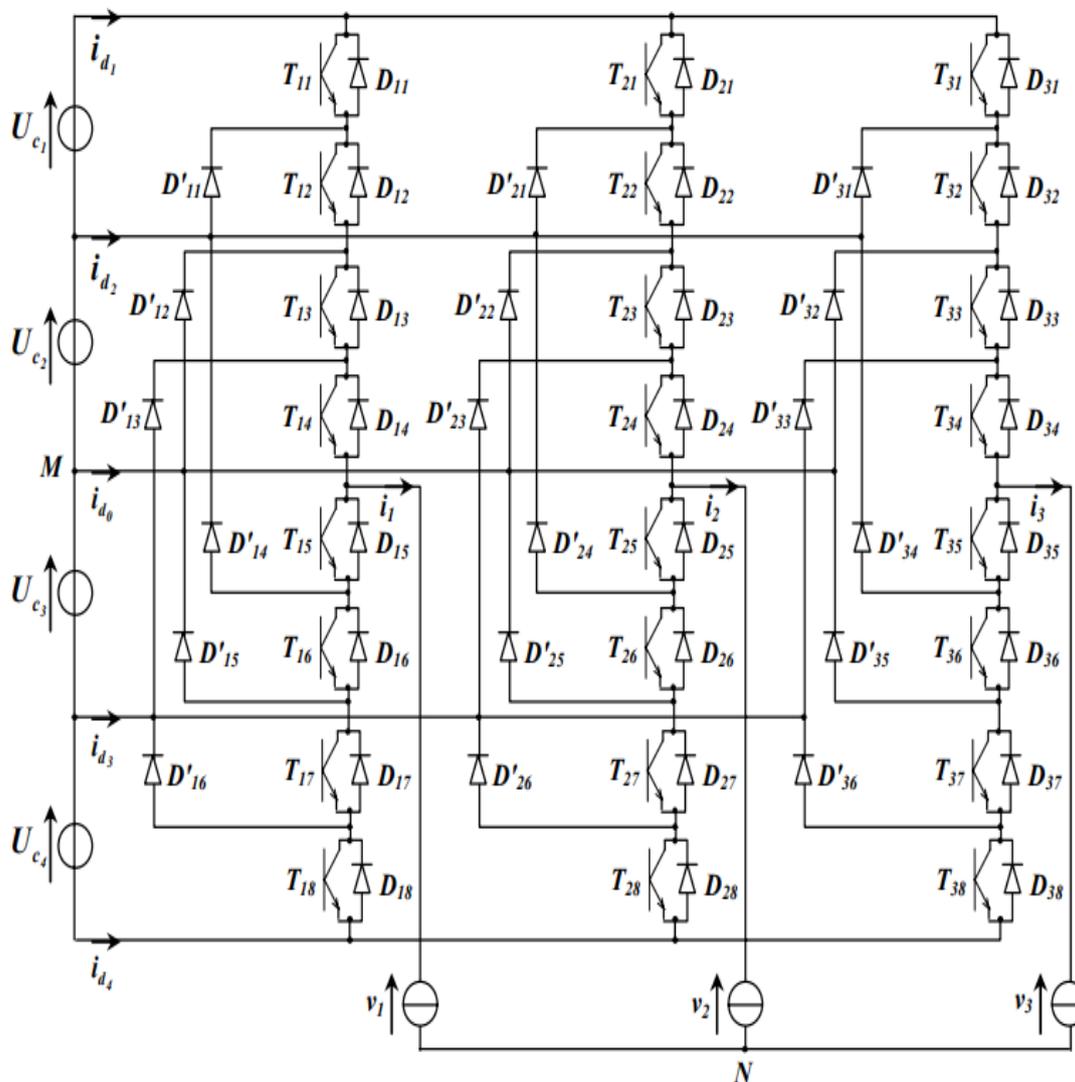


Figure II-4 : Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

Chaque interrupteur TD_{ij} introduit une fonction de connexion F_{ij} , qui décrit son état ouvert ou fermé tel que [15] :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

avec $i=1,2,3$ & $j=1,2,\dots,8$

II.7 commande complémentaire

Pour éviter des court-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs

interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire. Pour un bras i de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes et en mode commandable, on définit la commande complémentaire comme suit :

$$\begin{cases} F_{i5} = 1 - F_{i1} \\ F_{i6} = 1 - F_{i2} \\ F_{i7} = 1 - F_{i3} \\ F_{i8} = 1 - F_{i4} \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (\text{II-3})$$

En tenant compte de la commande complémentaire choisie, tous les états possibles d'un bras i de l'onduleur sont regroupés au tableau suivant :

Etat	Fi1	Fi2	Fi3	Fi4	Fi5	Fi6	Fi7	Fi8	viM
<i>P2</i>	1	1	1	1	0	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2} = 2 U_c$
<i>P1</i>	0	1	1	1	1	0	0	0	$U_{c2} = U_c$
<i>O</i>	0	0	1	1	1	1	0	0	0
<i>N1</i>	0	0	0	1	1	1	1	0	$- U_{c3} = - U_c$
<i>N2</i>	0	0	0	0	1	1	1	1	$- U_{c3} - U_{c4} = - 2 U_c$

Tableau II.1 : Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Afin de générer des tensions et des courants les plus sinusoïdaux possibles, différentes techniques de commande ont été proposées pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Généralement, ces techniques sont des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

II.8 Etats des bras et de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des cinq états possibles suivants[D. Lalili.09]:

Etat P2: Les quatre interrupteurs du demi-bras supérieur T_{1j} T_{2j} T_{3j} et T_{4j} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi-bras inférieur T_{5j} T_{6j} T_{7j} et T_{8j} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point M est alors $2U_c$.

Etat P1: Les quatre interrupteurs T_{2j} T_{3j} T_{4j} et T_{5j} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs T_{1j} T_{6j} T_{7j} et T_{8j} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point M est alors U_c .

Etat O: Les quatre interrupteurs T_{3j} T_{4j} T_{5j} et T_{6j} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs

T_{1j} T_{2j} T_{7j} et T_{8j} Sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point M est alors 0 .

Etat N1: Les quatre interrupteurs T_{4j} T_{5j} T_{6j} et T_{7j} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs

T_{1j} T_{2j} T_{3j} et T_{8j} Sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point M est $-U_c$.

Etat N2: Les quatre interrupteurs du demi-bras inférieur T_{5j} T_{6j} T_{7j} et T_{8j} sont fermés, tandis que les

quatre interrupteurs du demi bras supérieur T_{1j} T_{2j} T_{3j} et T_{4j} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point M est alors $-2U_c$.

II.9 Modulation vectorielle

L'onduleur à cinq niveaux possède $5^3 = 125$ états, identifiés par la combinaison des états des trois bras. P1N2O, signifie que le premier bras est à l'état P1, le deuxième est l'état N2 et le troisième est à l'état O [D. Lalili.09].

Vecteur de tension de sortie et diagramme vectoriel :

A partir des tensions de sortie V_{1M} V_{2M} et V_{3M} , on définit le vecteur tension de sortie V_s :

$$V_s = V_{1M} e^{j0} + V_{2M} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{3M} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{II-4})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire $(\alpha \beta)$ par la transformation de clarke comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Dans le repère $(\alpha \beta)$, le vecteur v_s s'écrit :

$$V_s = V_\alpha + j V_\beta \quad (\text{II-6})$$

Suivants les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le repère $(\alpha \beta)$. Ces positions sont représentées sur le diagramme vectoriel de la figure (II.5). On distingue 60 positions distribuées sur 4 hexagones concentriques, en plus d'une position au centre de ces hexagones [N. LOURCI.12].

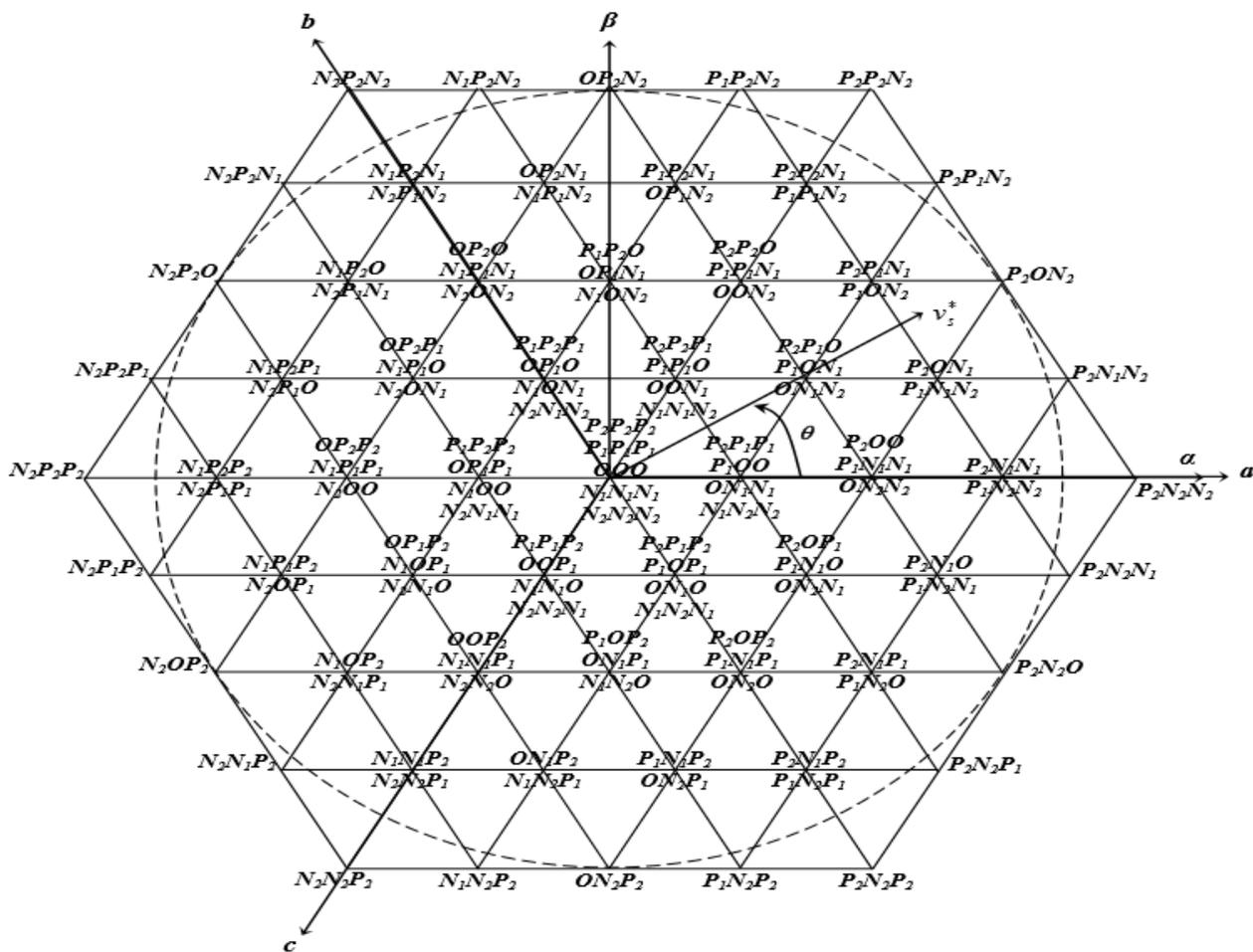


Figure II.5 Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur V_s sont créées respectivement par un, deux trois ou quatre états redondants. La position du centre, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi [N. LOURCI.12]:

- 24 positions à une seule redondance
- 18 positions à deux redondances
- 12 positions à trois redondances
- 6 positions à quatre redondances

Les 61 positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en 6 secteurs triangulaires ($s=1\dots6$). Chaque secteur est composé de 16 régions triangulaires ($r=1\dots16$) (Figure.II.6). On a alors 96 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet.

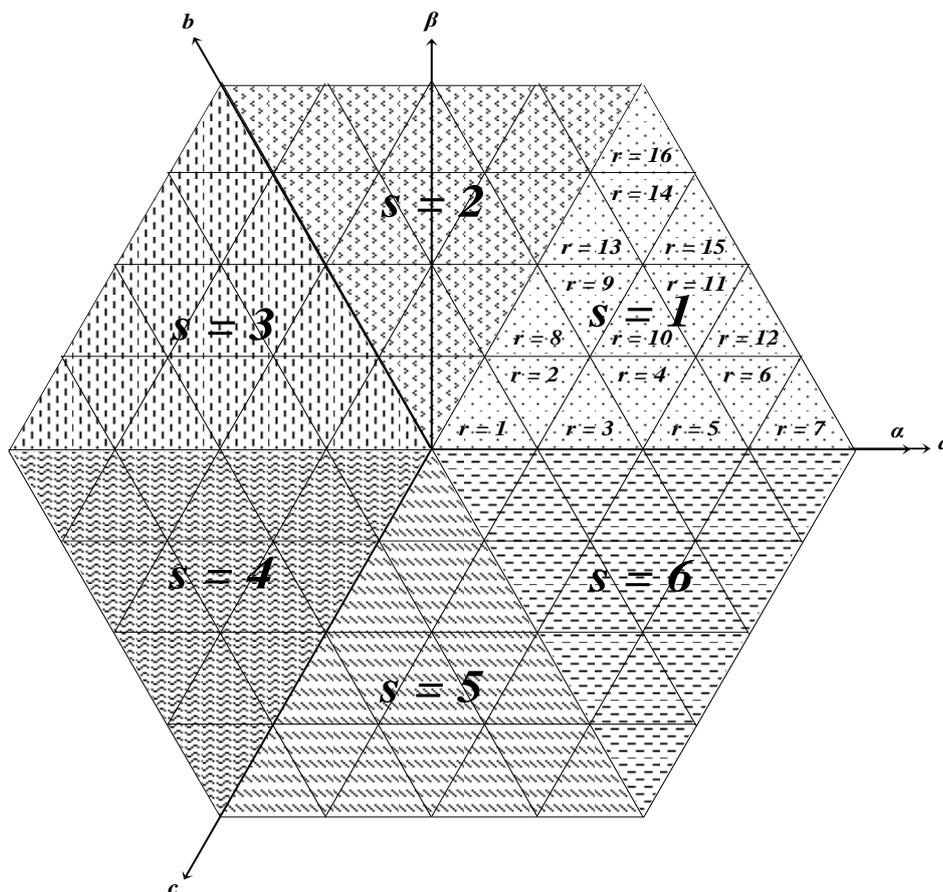


Figure.II-6 : Secteurs et régions du diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottants

II.10 Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_i ($i=1M,2M,3M$) aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_i^* ($i=1M,2M,3M$). Pour cela,

à partir de ces tensions de référence, on définit le vecteur tension de référence V_S^* comme suit [15]:

$$\begin{aligned}
 V_S^* &= V_{1M}^* e^{j0} + V_{2M}^* e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{3M}^* e^{j\frac{2\pi}{3}} \\
 &= V_\alpha^* + j V_\beta^* \\
 &= n V_{max} e^{j\theta}
 \end{aligned} \tag{II-7}$$

Avec :

- V_α^* et V_β^* sont les composantes du vecteur V_S^* dans le plan $(\alpha \beta)$

- n est le taux de modulation ($0 \leq n \leq 1$)

- θ est la position angulaire du vecteur V_S^*

Le vecteur V_S^* est un vecteur tournant dans le diagramme vectoriel, le secteur S contenant vecteur se déduit à partir de sa position angulaire de la manière suivante :

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta < 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta < 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta < 2.\pi \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

A l'intérieur de chaque secteur, la région r contenant le vecteur V_S^* se déduit en utilisant les deux composantes V_α^* et V_β^* . Chaque région est définie par les équations de ses trois côtés. Par exemple, les côtés de la région $r=11$ du secteur $s=1$ ont les trois équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{\beta pu}^* = \frac{\sqrt{3}}{4} \\ v_{\beta pu}^* = \sqrt{3} v_{\alpha pu}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ v_{\beta pu}^* = -\sqrt{3} v_{\alpha pu}^* + \frac{3\sqrt{3}}{4} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Où :

$v_{\alpha pu}^*$ et $v_{\beta pu}^*$ Désignent leurs grandeurs relatives :

$$\begin{cases} v_{\alpha pu}^* = \frac{V_\alpha^*}{\sqrt{(V_\alpha^*)^2 + (V_\beta^*)^2}} \\ v_{\beta pu}^* = \frac{V_\beta^*}{\sqrt{(V_\alpha^*)^2 + (V_\beta^*)^2}} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Ainsi, le vecteur V_S^* se situe dans la région $r = 11$ du secteur $s = 1$ lorsque ses deux composantes V_α^* et V_β^* vérifient les inéquations suivantes :

$$\begin{cases} v_{\beta pu}^* \leq \frac{\sqrt{3}}{4} \\ v_{\beta pu}^* \geq \sqrt{3} v_{\alpha pu}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ v_{\beta pu}^* \geq -\sqrt{3} v_{\alpha pu}^* + \frac{3\sqrt{3}}{4} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

De la même manière on déduit les équations relatives aux autres régions

Afin de minimiser les harmoniques de la tension de sortie, on impose au vecteur tension de référence de ce localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne [lalili_09]:

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{II-12})$$

Le vecteur de tension de référence V_S^* doit coïncider, pour chaque période d'échantillonnage T_e , avec la moyenne des vecteurs V_x , V_y et V_z représentant les sommets de la région triangulaire lui contenant [lalili_09]:

$$\overline{v_s} = v_s^* = n V_{max} e^{j\alpha} = \frac{T_x v_x + T_y v_y + T_z v_z}{T_e} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (\text{II-13})$$

Avec :

- α est la position angulaire du vecteur V_S^* à l'intérieur d'un secteur :

$$\alpha = \theta [\pi / 3] \quad (\text{II-14})$$

- T_x , T_y et T_z sont les durées d'application des vecteurs V_x , V_y et V_z respectivement à la sortie de l'onduleur

- d_x , d_y et d_z sont les durées T_x , T_y et T_z en grandeurs relatives :

$$d_x = \frac{T_x}{T_e}, d_y = \frac{T_y}{T_e}, d_z = \frac{T_z}{T_e} \quad (\text{II-15})$$

- T_x , T_y et T_z sont reliées par l'équation :

$$T_x + T_y + T_z = T_e \rightarrow d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{II-16})$$

II.11 Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage T_e représente une fraction minimale de la période T des tensions de référence v_i^* ($i=1,2,3$). Elle correspond à un intervalle de largeur $\frac{T_e}{T} 2\pi$ sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage [D. Lalili.09].

La relation entre la période d'échantillonnage T_e et la période T des tensions de référence est l'indice de modulation m défini par :

$$m = \frac{T_e}{T} = \frac{f_e}{f} \tag{II-17}$$

Séquence des états de l'onduleur :

Les vecteurs V_x, V_y et V_z utilisés pour approximer le vecteur V_S^* dépendent de sa position dans le diagramme vectoriel. Par exemple, le vecteur V_S^* représenté sur le diagramme vectoriel de la Figure (II-5) se situe dans la région $r = 11$ du secteur $s = 1$. Ainsi, le vecteur V_x est généré par l'un des deux états redondants P2P1N1 ou P2P1N1 (appelé état X), le vecteur V_y est généré par l'un des deux états redondants P2ON1 ou P1N1N2 (appelé état Y), et le vecteur V_z est généré par l'état P2ON2 (appelé état Z). La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur 1 est indiquées sur la Figure.(II-7). On désigne les états des cinq autres secteurs de la même façon.

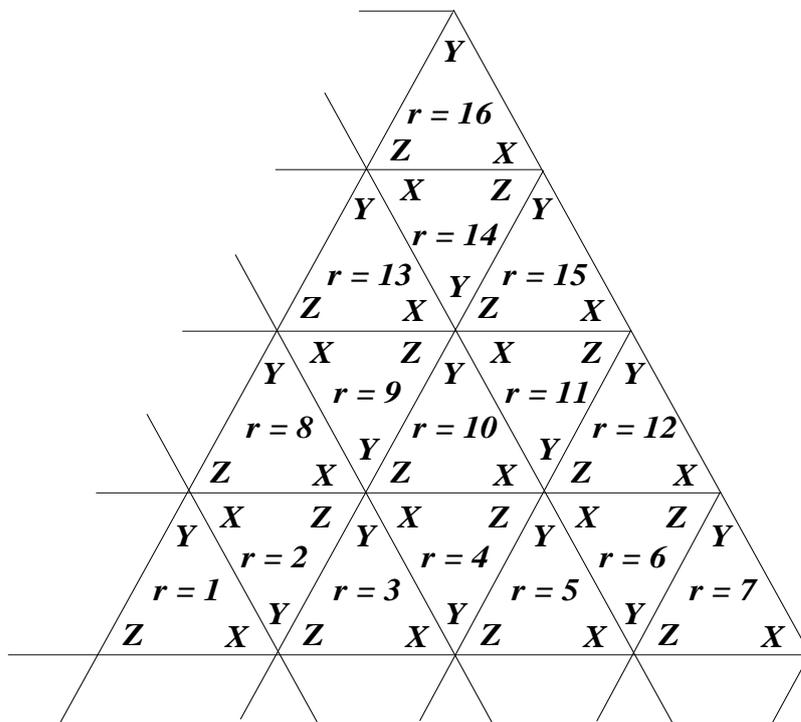


Figure.II-7 : La désignation des états X , Y et Z pour les différentes régions du secteur s=1

Pour calculer les durées relatives d_x, d_y et d_z correspondantes à chaque région, on décompose l'équation (II.12) suivant les deux axes α et β , et on utilise l'équation (II.14). Ainsi, on obtient un système de trois équations à trois inconnus. La résolution de ce système donne d_x, d_y et d_z et en utilisant l'équation (II.13), on en déduit T_x, T_y et T_z [N. LOURCI . 12] .

Par exemple pour la région r=11 du secteur s=1, la décomposition de l'équation (II.12) donne :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} n \cos \theta = \frac{1}{2} d_x + \frac{5}{8} d_y + \frac{3}{4} d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2} n \sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{4} d_x + \frac{\sqrt{3}}{4} d_y + \frac{\sqrt{3}}{8} d_z \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

La résolution de ce système donne :

$$\begin{cases} d_x = 2 - 4 n \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ d_y = 2 - 4 n \sin(\theta) \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Les expressions analytiques des durées relatives d_x , d_y et d_z pour les différentes régions sont résumées dans le tableau II.2. Ces expressions sont valables quelque soit le secteur contenant le vecteur de référence, tout simplement en orientant l'axe α au début de n'importe quel secteur.

Une séquence des états X, Y et Z qui vérifient les exigences du premier critère consiste à :

- Appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- Diviser le temps approprié à chaque état sur toutes les redondances
- Utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage
- Inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs.

Par exemple, si le vecteur de référence se situe dans la région $r=11$ du secteur $s=1$, pendant la période d'échantillonnage, la séquence des états X,Y et Z est donnée par la figure (II.8).

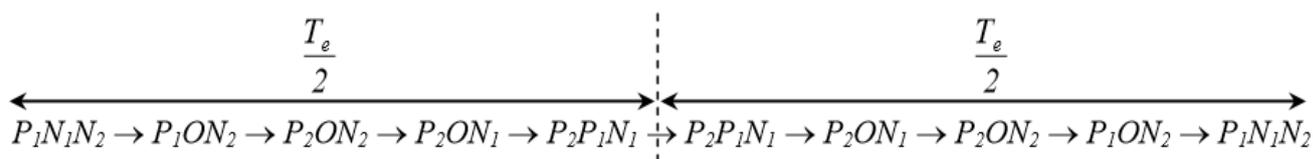


Figure II-8 : La séquence des états X, Y et Z pour la région $r = 11$ du secteur $s = 1$

	d_x	d_y	d_z
r=1	$4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$4 n \sin \theta$	$1 - d_x - d_y$
r=2	$1 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
r=3	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 1$	$4 n \sin \theta$	
r=4	$2 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
r=5	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 2$	$4 n \sin \theta$	
r=6	$3 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
r=7	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 1$	$4 n \sin \theta$	
r=8	$4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$4 n \sin \theta - 1$	
r=9	$1 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$2 - 4 n \sin \theta$	
r=10	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 1$	$4 n \sin \theta - 1$	
r=11	$2 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$2 - 4 n \sin \theta$	
r=12	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 2$	$4 n \sin \theta - 1$	
r=13	$4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$4 n \sin \theta - 2$	
r=14	$1 - 4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$3 - 4 n \sin \theta$	
r=15	$4 n \sin (\pi/3 - \theta) - 1$	$4 n \sin \theta - 2$	
r=16	$4 n \sin (\pi/3 - \theta)$	$4 n \sin \theta - 3$	

Tableau II.2 : Durées relatives d'applications des états X, Y et Z

Enfin, l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes peut être résumé dans l'organigramme de la figure(II.9).

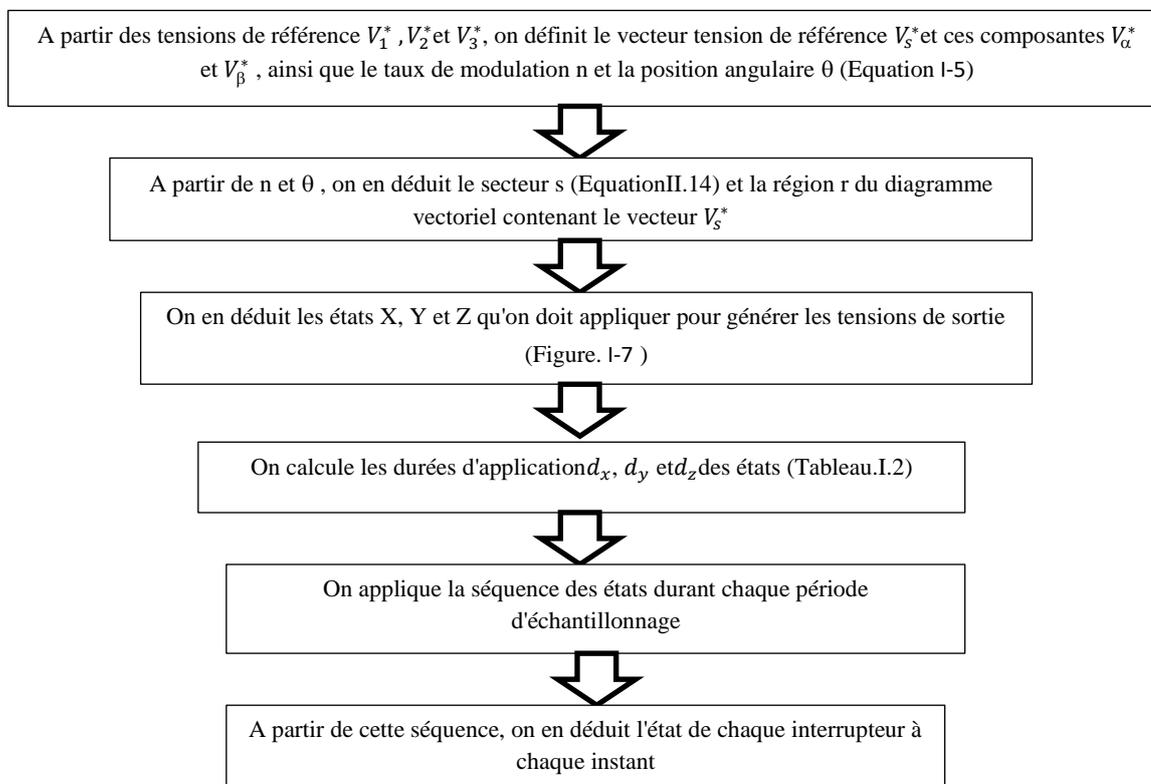


Figure II.9 : L'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.12 Les résultats de simulation

La figure (II-10) illustre l'allure de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. On remarque bien que la tension a une forme alternative sinusoïdale.

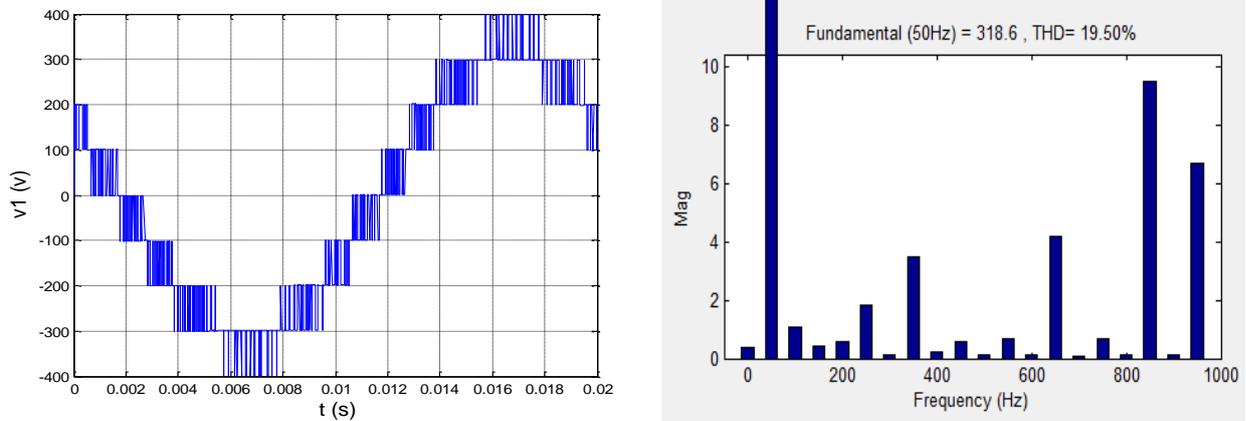


Figure II.10 : La tension simple de l'onduleur

La figure (II.11) illustre l'allure de la vitesse et du couple à vide, on remarque bien que la vitesse atteint le régime permanent $W = 157$ rad/s et le couple tend vers le couple de perte à vide.

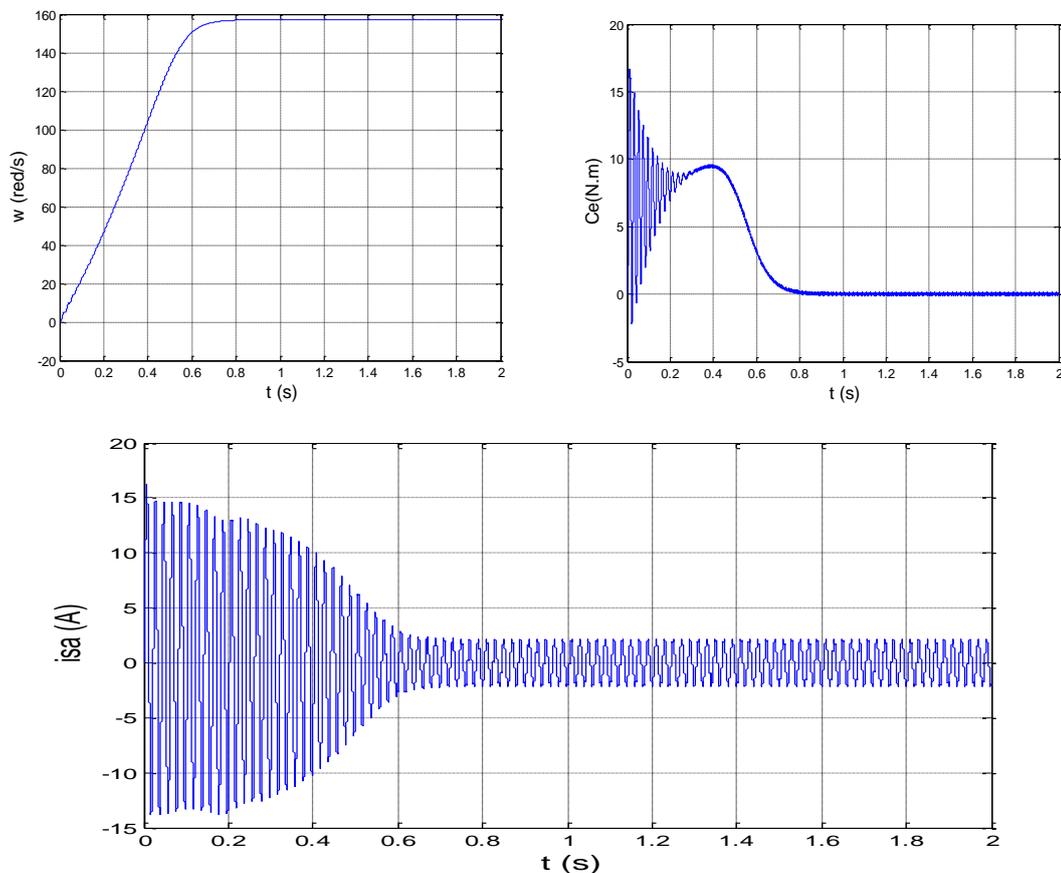


Figure II.11 : Les performances de la machine asynchrone

II.13 Déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance utilisant des batteries. Généralement, ces tensions sont générées à partir d'un réseau alternatif à travers un redresseur et un filtre capacitif.

On obtient alors la structure de la figure (II.12) où :

E est une tension redressée, filtrée et asservie.

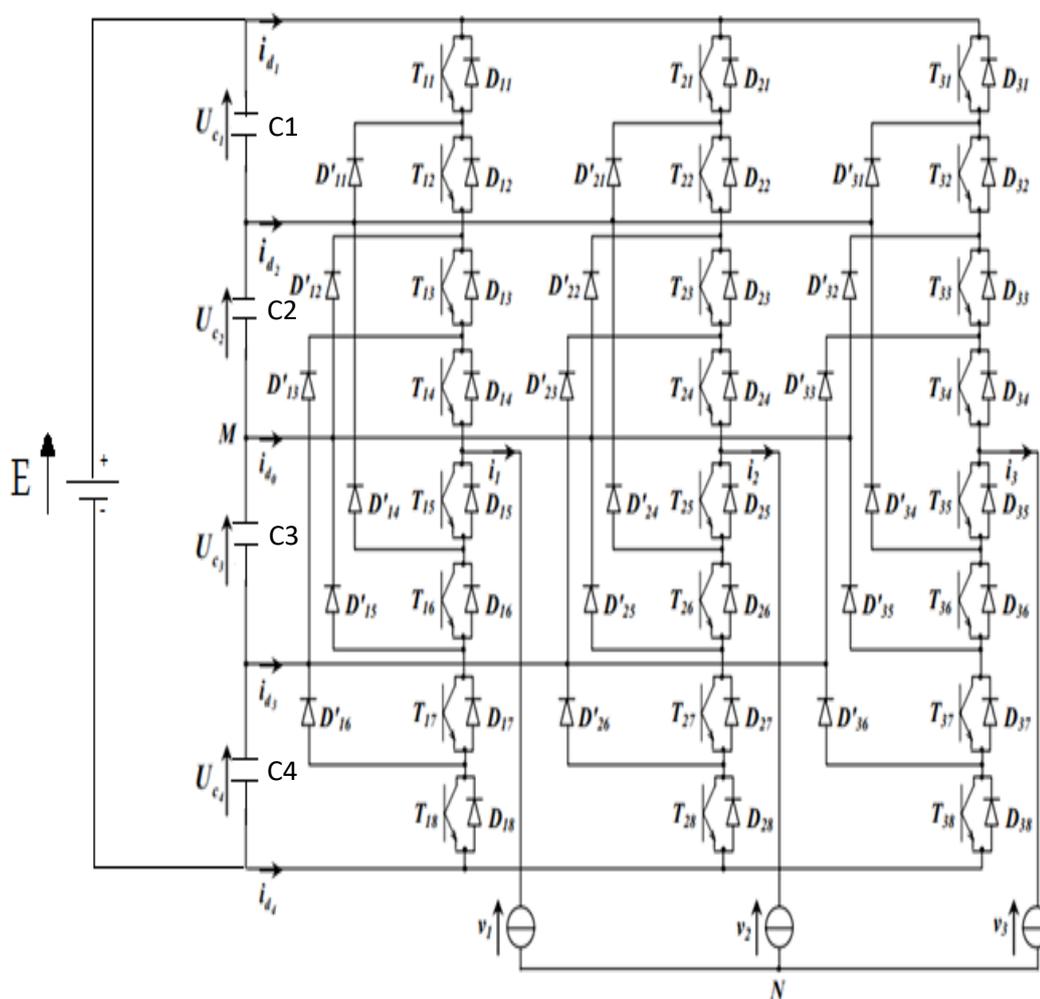


Figure II-12: Structure réel de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

II.14 Les résultats de simulation

La figure (II-13) illustre l'allure des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. On remarque bien que les tensions sont déséquilibrées.

Pour régler ce problème, on utilise une technique de commande avancée on savoir se technique de command a chapitre suivant.

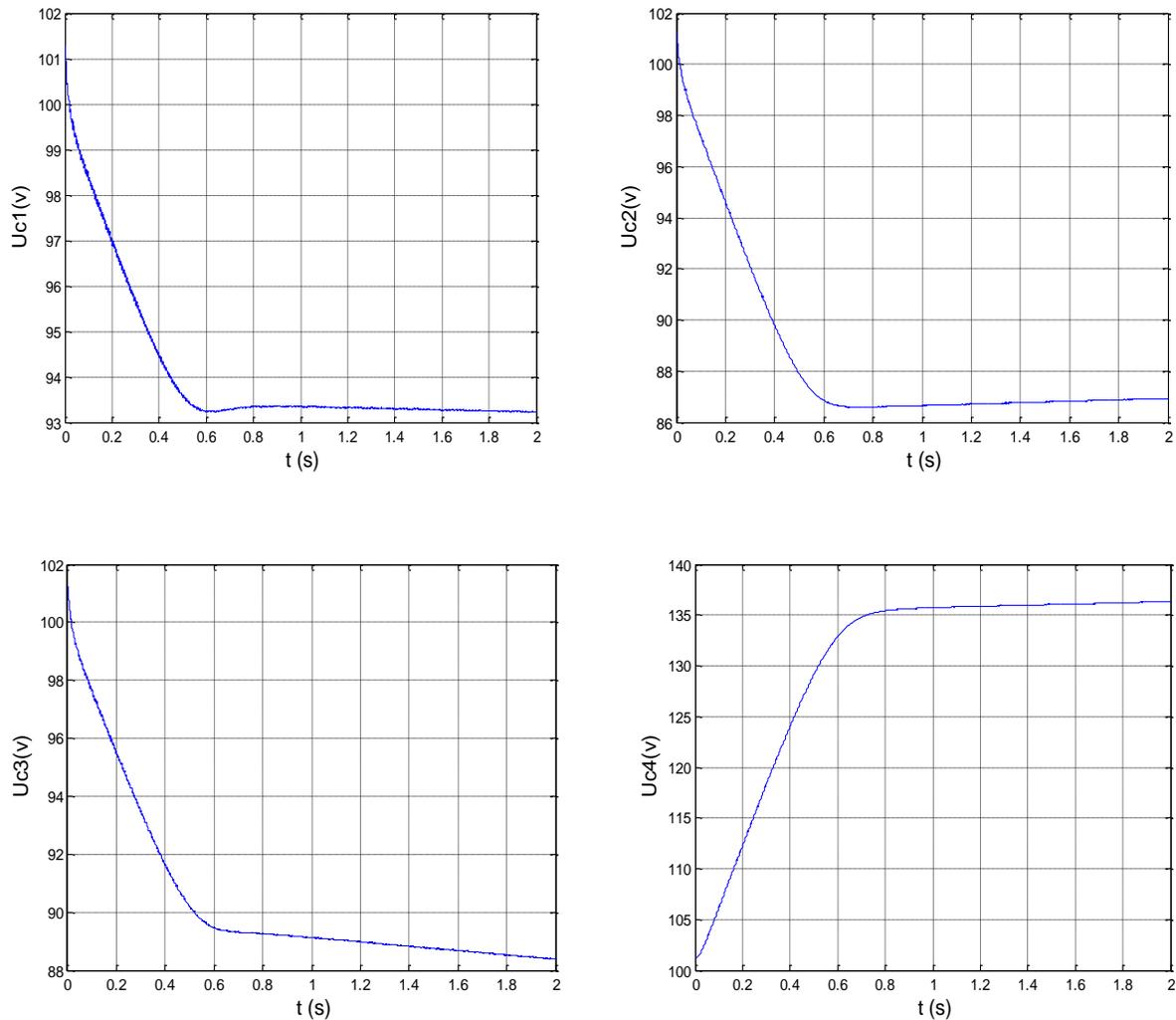


Figure II-13 :Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

La figure (II.14) illustre l'allure de la vitesse et le couple à vide, on remarque bien que la vitesse atteint le régime permanent $W = 157$ rad/s et le couple tend vers le couple de perte à vide.

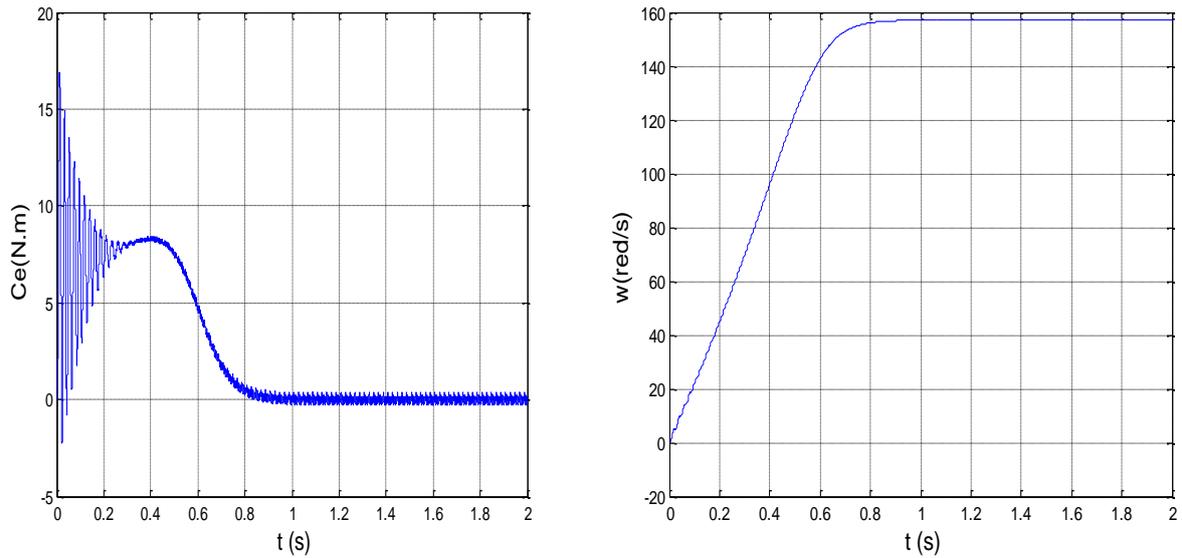


Figure II.14 :Les performances de la machine asynchrone

Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées. Dans ce chapitre, on a cité les différentes structures de base d'onduleurs de tension multi-niveaux. On a présenté la modulation vectorielle de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes dans les deux cas réel et idéal. On a détaillé le principe de cette modulation et on a donné les résultats de simulation. On a constaté un déséquilibre de tensions de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Chapitre III

La commande prédictive

Introduction

La commande prédictive fait partie de l'ensemble des techniques de commande avancées qui peut être employé dans des applications industrielles afin de répondre aux problèmes de régulation des systèmes industriels complexes soumis aux contraintes. Le terme commande prédictive n'indique pas une stratégie de commande spécifique mais plutôt un ensemble d'algorithmes qui utilisent explicitement le modèle du système dans un problème d'optimisation, à résoudre, afin de déterminer une séquence optimale de commande satisfaisant les contraintes du système et les performances formulées à travers un certain critère d'optimisation.

Le principe de base d'une loi de commande prédictive est de prédire les futures sorties d'un système, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcule par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures, et éventuellement des contraintes [BAmmar.14].

Au début des années 1960, Propos [C.Nicoletta.08] fut l'un des premiers à proposer explicitement une forme de commande prédictive basée sur un modèle en utilisant une méthode de programmation linéaire. L'idée est d'insérer, dans l'algorithme de commande, un élément de prédiction concernant l'évolution des sorties du procédé, donnée par un modèle.

III.1 Principe de fonctionnement

Le principe de la commande prédictive est d'utiliser un modèle du système commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées. Cette information est utilisée par le contrôleur pour obtenir la commande optimale souhaitée, bien sûr en prenant en compte le critère d'optimisation prédéfini auparavant. Sa structure générale est basée sur les idées suivantes [B Ammar.14]:

- Utilisation d'un modèle du système pour prévoir les sorties à des instants futurs (notion d'horizon de prédiction).
- Calcul des actions optimales de commande basé sur la minimisation d'une fonction de coût. dans le futur (notion d'horizon de commande) ;
- à chaque instant d'échantillonnage, l'horizon de prédiction est déplacé vers le futur, et seule la première des commandes calculées est effectivement appliquée au système (notion d'horizon fuyant).

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la figure III.1. Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps $K+N$, en

utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures) jusqu'à l'instant K . La séquence de résolution optimale est obtenue en minimisant la fonction de coût et le premier élément optimal de cette séquence est appliqué. Ce processus est répété pour chaque pas d'échantillonnage en tenant compte des nouvelles données mesurées.

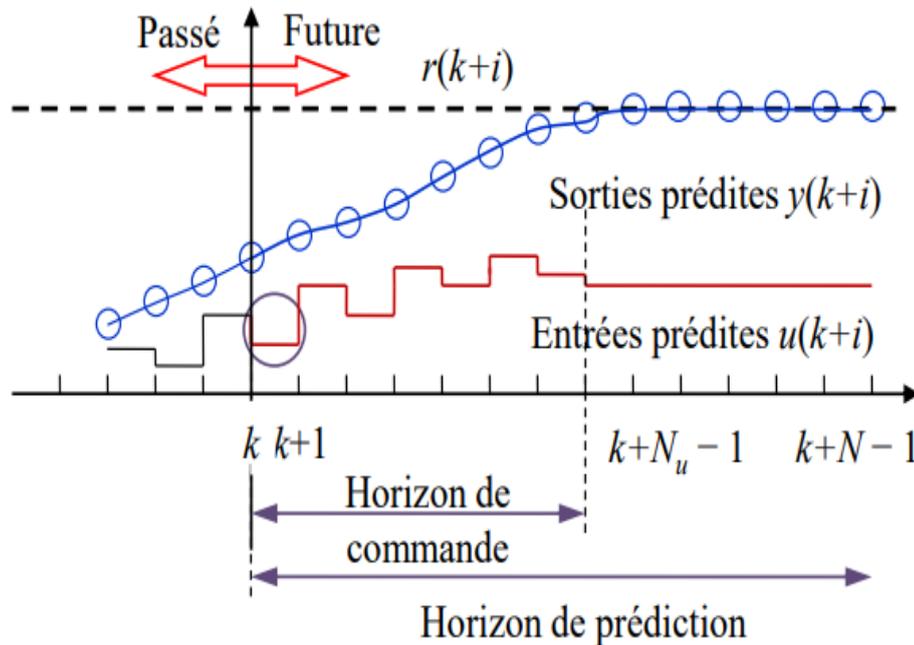


Figure III-1 : Stratégie de commande prédictive – principe de l'horizon fuyant

La commande prédictive présente un certain nombre d'avantages, par rapport aux autres méthodes, parmi lesquels on trouve [B Ammar.14] :

- ❖ Son principe est intuitif et facile à comprendre.
- ❖ Le correcteur obtenu est une loi de commande linéaire facile à implémenter et qui requiert peu de temps de calcul.
- ❖ Permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées.
- ❖ Autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables.
- ❖ Elle est capable intrinsèquement de compenser les retards ou les temps morts
- ❖ Elle est très utile lorsque les consignes à suivre sont connues à l'avance.

III.2 Mise en équations

Les tensions simples aux bornes de la charge de l'onduleur peuvent être exprimées par le système matriciel suivant [N.lourci-10] :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{bb} + F_{11}^b \\ F_{21}^{bb} + F_{21}^b \\ F_{31}^{bb} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{bb} + F_{10}^b \\ F_{20}^{bb} + F_{20}^b \\ F_{30}^{bb} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \right\} \quad (\text{III-1})$$

$$\begin{cases} F_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \\ F_{i0}^b = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \\ F_{i1}^{bb} = F_{i5} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \\ F_{i0}^{bb} = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \end{cases} \quad (i=1,2,3) \quad (\text{III-2})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes s'expriment en fonction des courants de la charge et des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{11}^{bb} & F_{21}^{bb} & F_{31}^{bb} \\ F_{10}^{bb} & F_{20}^{bb} & F_{30}^{bb} \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée de l'onduleur et des courants de la charge par la relation :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d4} \quad (\text{III-4})$$

On obtient de la Figure(II-12) les équations suivante :

$$\begin{cases} i_{c1} = I - i_{d1} \\ i_{c2} = I - i_{d1} - i_{d2} \\ i_{c3} = I + i_{d4} + i_{d3} \\ i_{c4} = I - i_{d4} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

On a :

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{du_{c1}}{dt} \\ i_{c2} = C_2 \frac{du_{c2}}{dt} \\ i_{c3} = C_3 \frac{du_{c3}}{dt} \\ i_{c4} = C_4 \frac{du_{c4}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Par loi d'Euler on calcule les tension de C_1 , C_2 , C_3 et C_4 :

$$\begin{cases} C_1 \frac{\Delta u_{c1}}{\Delta t} = I - i_{d1} \\ C_2 \frac{\Delta u_{c2}}{\Delta t} = I - i_{d1} - i_{d2} \\ C_3 \frac{\Delta u_{c3}}{\Delta t} = I + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{\Delta u_{c4}}{\Delta t} = I - i_{d4} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Delta u_{c1} = \frac{I - i_{d1}}{C_1} t_e \\ \Delta u_{c2} = \frac{I - i_{d1} - i_{d2}}{C_2} t_e \\ \Delta u_{c3} = \frac{I + i_{d4} + i_{d3}}{C_3} t_e \\ \Delta u_{c4} = \frac{I - i_{d4}}{C_4} t_e \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{c1 \text{ new}} = u_{c1 \text{ old}} + \frac{I - i_{d1}}{C_1} t_e \\ u_{c2 \text{ new}} = u_{c2 \text{ old}} + \frac{I - i_{d1} - i_{d2}}{C_2} t_e \\ u_{c3 \text{ new}} = u_{c3 \text{ old}} + \frac{I + i_{d4} + i_{d3}}{C_3} t_e \\ u_{c4 \text{ new}} = u_{c4 \text{ old}} + \frac{I - i_{d4}}{C_4} t_e \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

On définit la fonction de coût comme suit :

$$\varepsilon_{ji}^2 = \sqrt{U_{C \text{ ref}} - U_{C \text{ j new}}} \quad (\text{III-8})$$

$$\varepsilon_i = \sum \varepsilon_{ji} \quad \text{avec : } j=1..4 \text{ et } i=1...125 \quad (\text{III-9})$$

Enfin, l'algorithme (1) de la commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes peut être résumé dans l'organigramme de la figure III.2

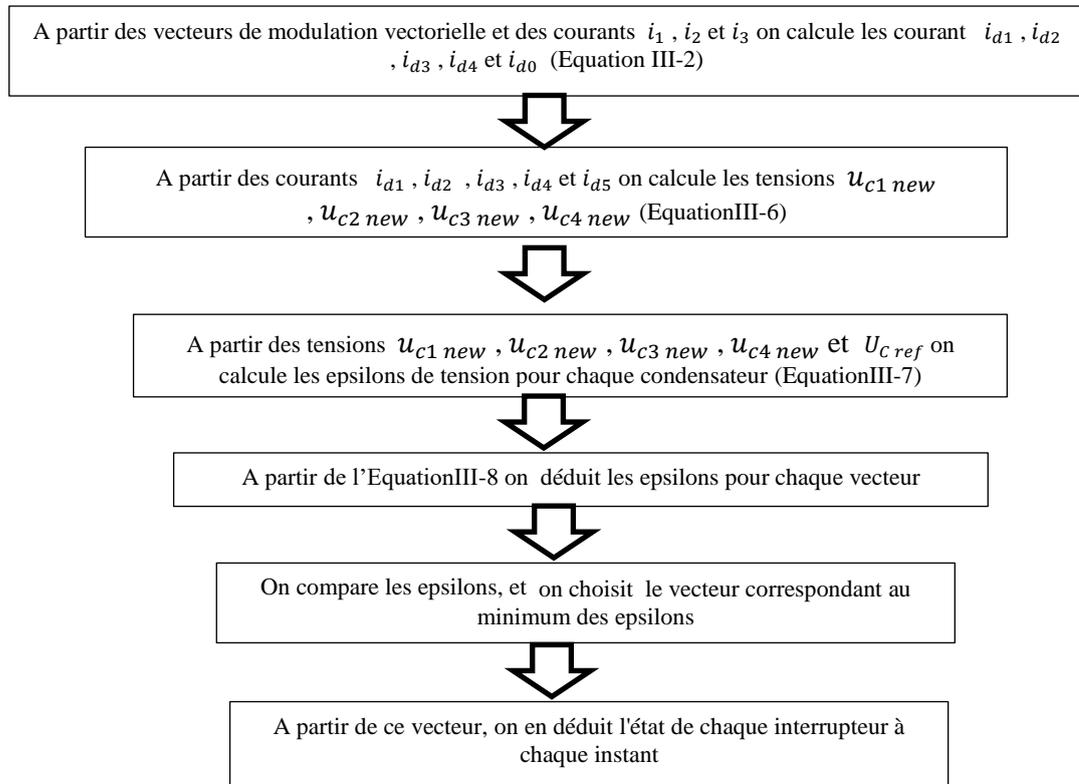


Figure III.2 : L'algorithme « 1 » de la commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

III.3 Simulation de la commande prédictive

La figure (III.3) illustre le schéma bloc de la commande prédictive basé sur le modèle mathématique décrit par les expressions (III-3), (III-7), (III-8) et (III-9)

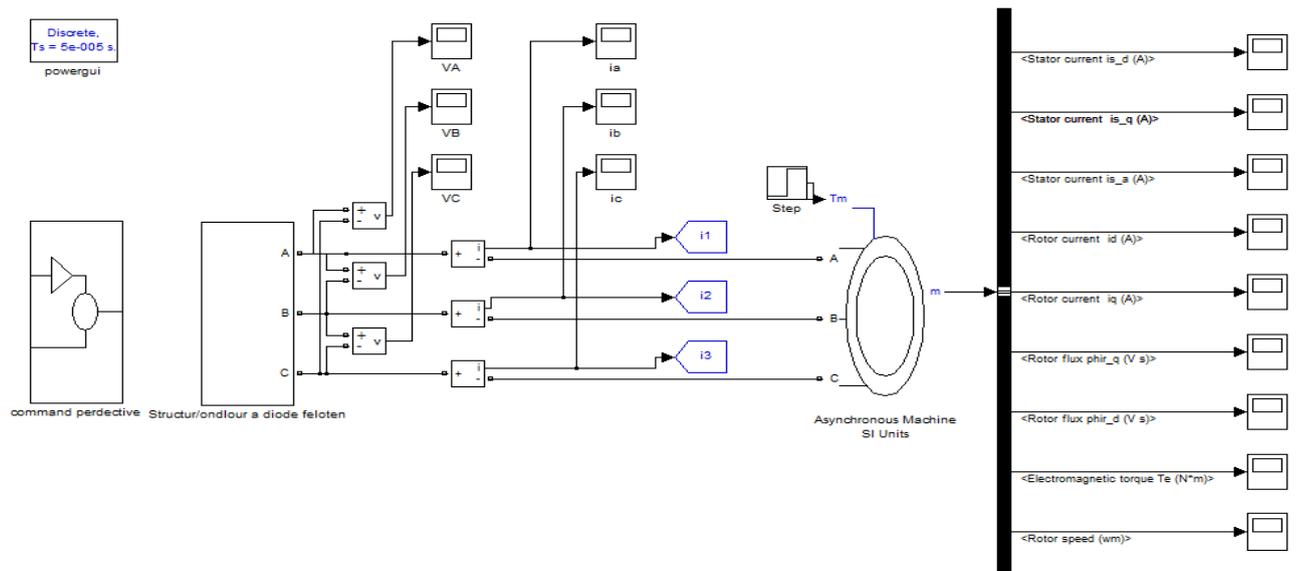


Figure (III.3) : le schéma bloc de la commande prédictive

III.4 les résultats de simulation

La figure (III-4) illustre l'allure de la tension et du courant de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. On remarque bien que la tension et le courant n'ont pas des formes sinusoïdales.

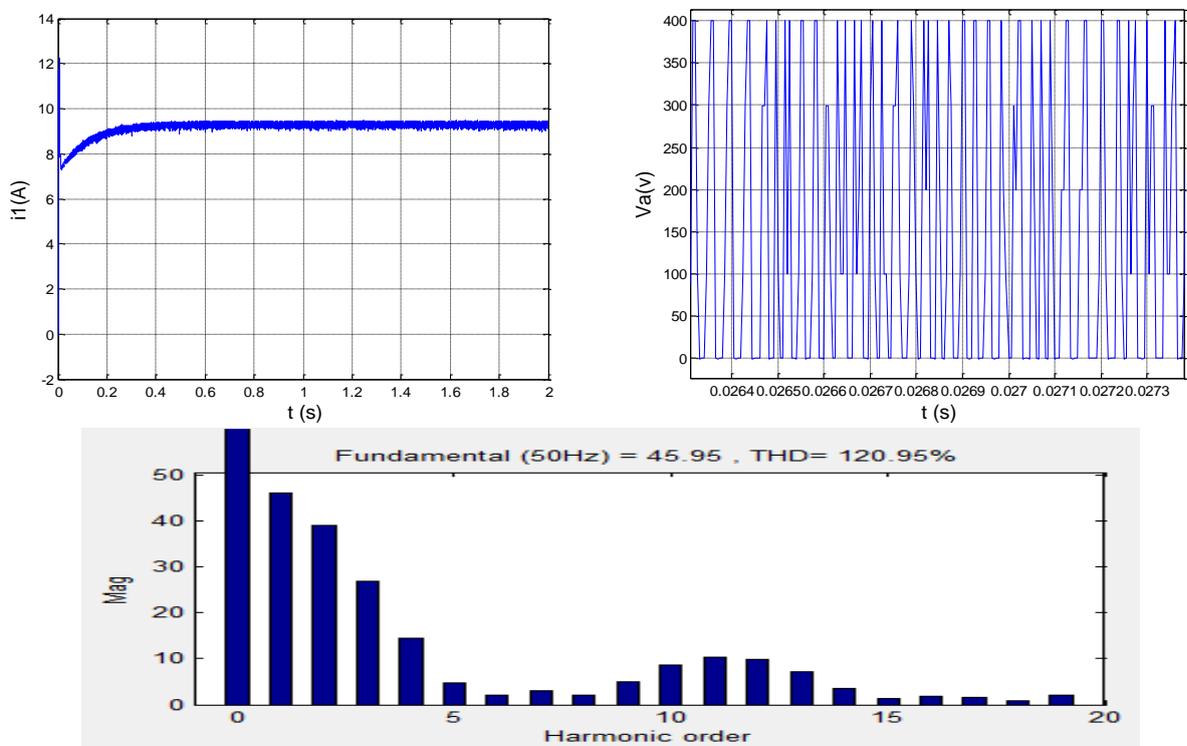


Figure III-4 : la tension et le courant de sorti de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithmme « 1 »)

La figure (III-5) illustre l'allure de la tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes on remarque bien que les tensions sont équilibrées,

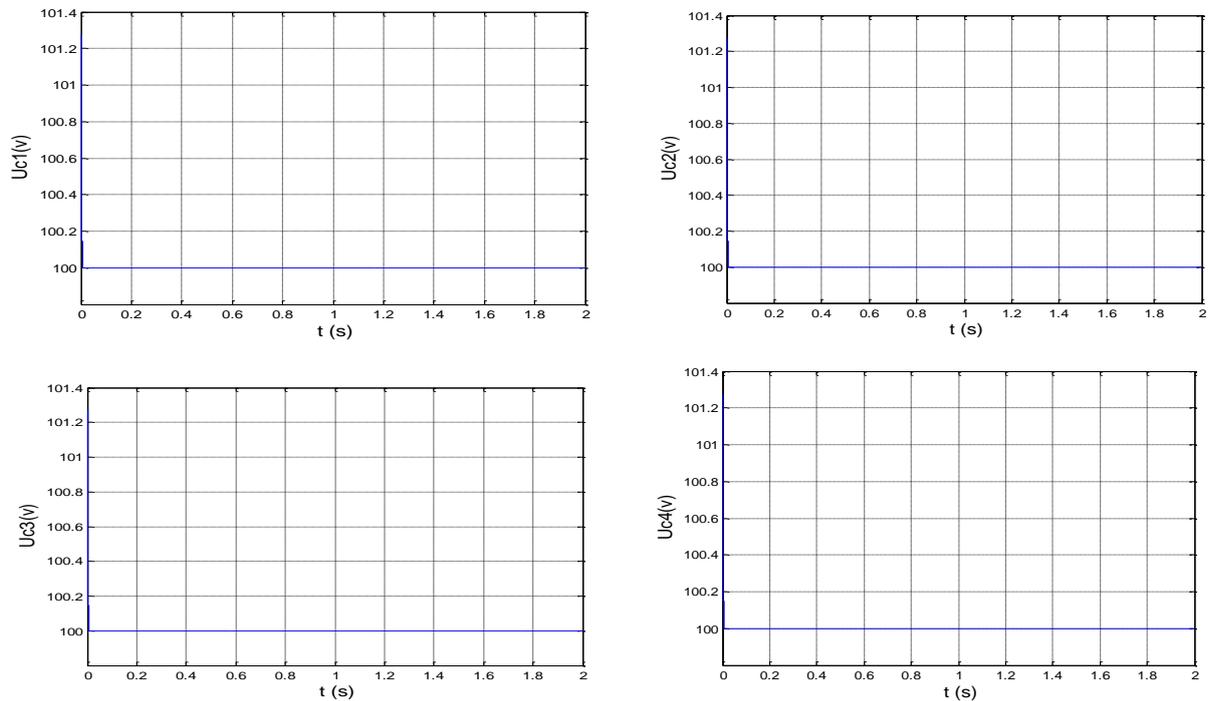


Figure III-5 : Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme « 1 »)

La figure (III-6) illustre l'allure de la vitesse et du couple à vide, on remarque bien que la vitesse oscille autour de 0, et n'atteint jamais sa vitesse nominale.

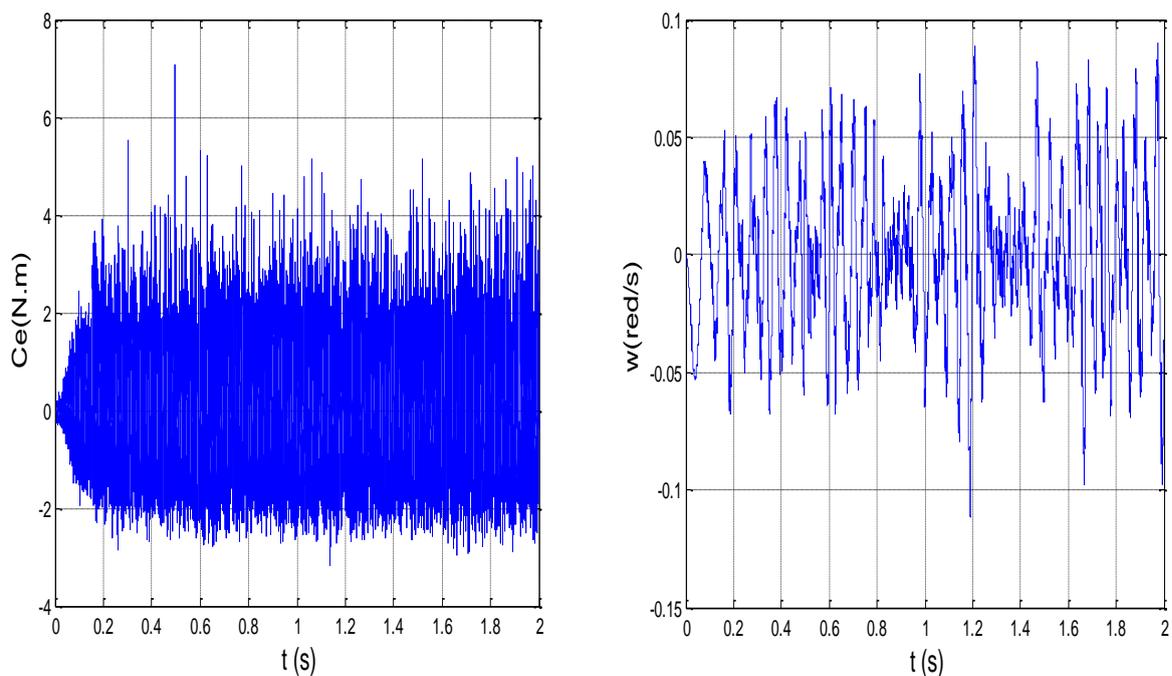


Figure III-6 : Courbes de vitesse et couple à vide (L'algorithme « 1 »)

Afin d'améliorer les performances de la MAS, on modifie la fonction de coût comme suit :

$$\begin{cases} \varepsilon_{ji} = |U_{Cref} - U_{Cjnew}| \\ \varepsilon_k = |v_{refk} - v_k| \\ \varepsilon_i = \sum \varepsilon_{ji} + \sum \varepsilon_k \end{cases} \quad \text{avec : } j=1..4, i=1...125 \text{ et } k=1...3 \quad (\text{III-9})$$

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ v_{ref2} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

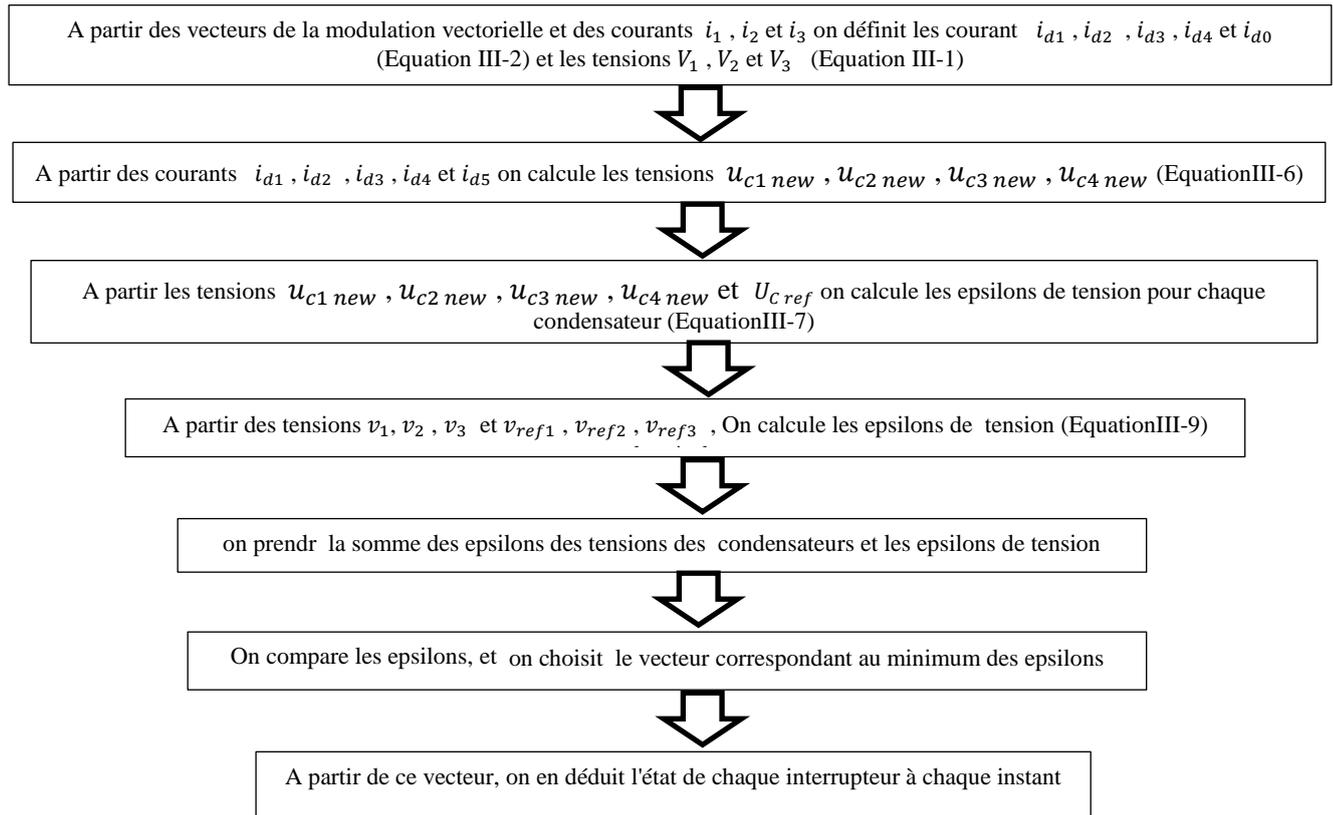


Figure III.7 : L'algorithme « 2 » de commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

III.5 Les nouveaux résultats de simulation

La figure (III-8) illustre l'allure de la tension et du courant de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. On remarque bien que l'amélioration de la forme de la tension ainsi que du courant.

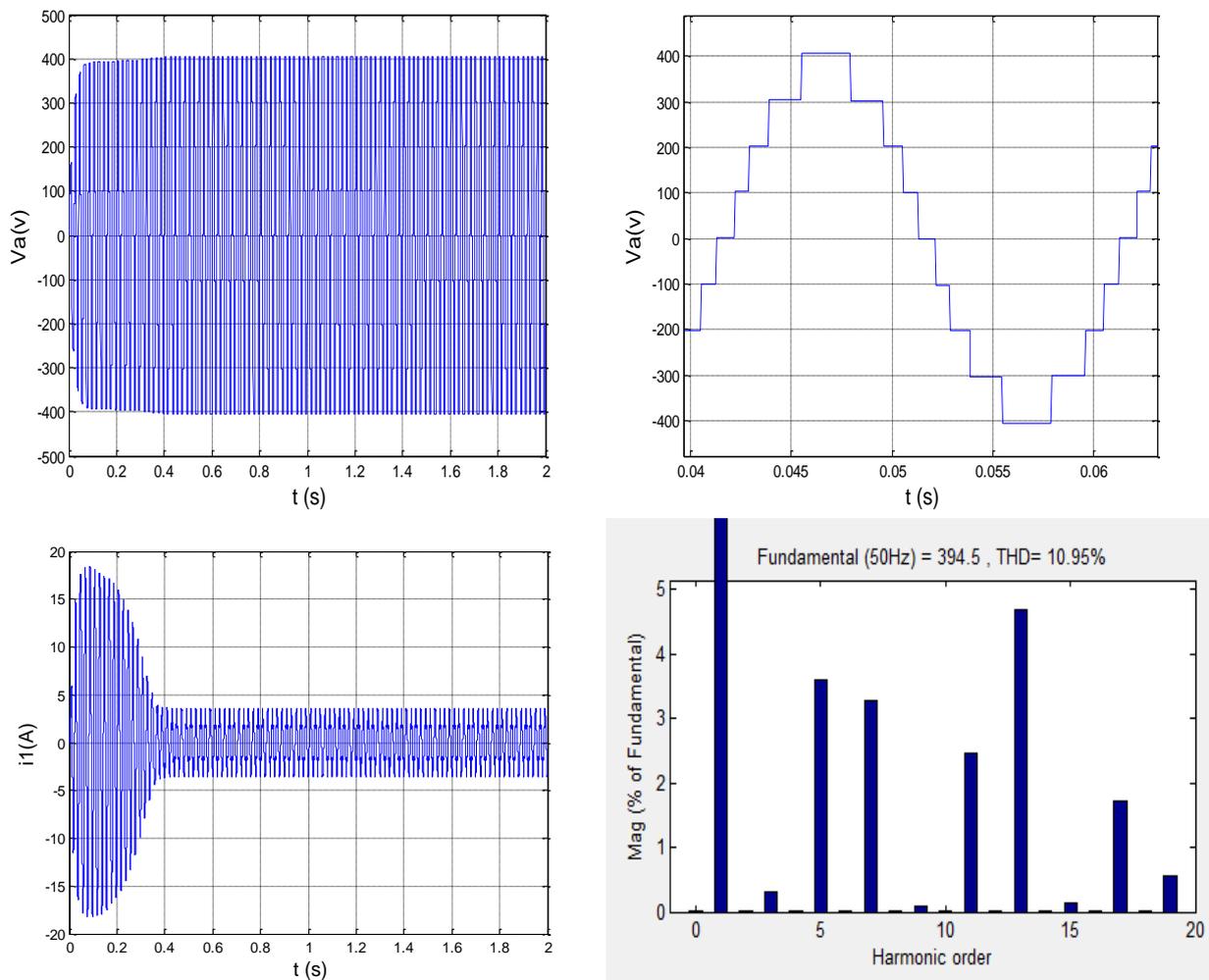
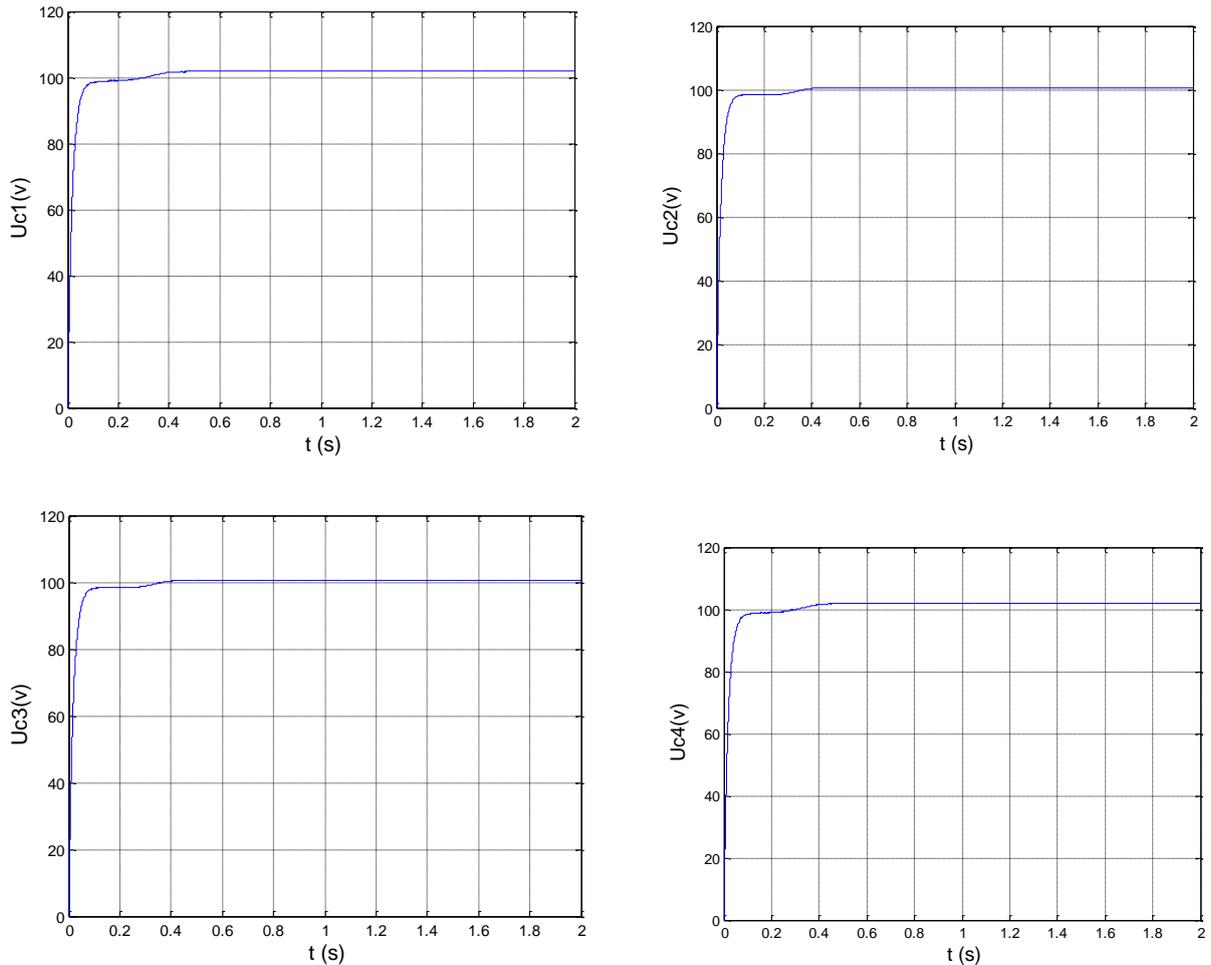


Figure III-8 : la tension et le courant de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes (L'algorithme « 2 »)

La figure (III-9) illustre l'allure des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes on remarque bien que les tensions sont équilibrées avec une erreur de ± 1 V.



**Figure III-9 : Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes
(L'algorithme « 2 »)**

La figure (III.10) illustre l'allure de la vitesse et du couple à vide, on remarque bien que la vitesse atteint le régime permanent $W = 157$ rad/s et le couple a une forme pulsatoire et oscille autour du couple de perte à vide.

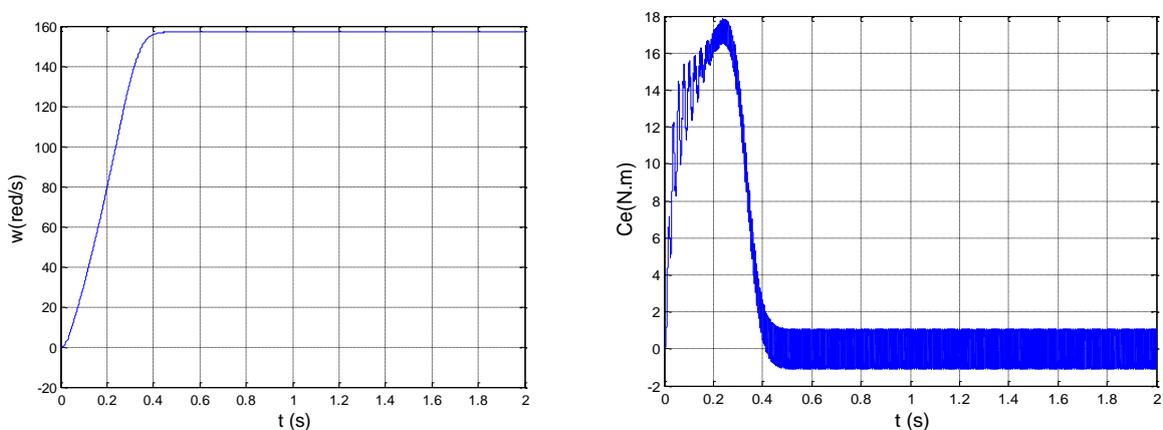


Figure III-10 : Courbes de vitesse et de couple à vide (L'algorithme « 2 »)

III.6 Etude Comparative

Les résultats de simulations obtenus avec les deux commandes montrent que la commande des interrupteurs diminue les harmoniques des tensions, On constate que le THD obtenu avec la commande prédictive est inférieur à celui obtenu avec la commande MLI. Par contre la commande prédictive, malgré sa simplicité, présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation variable, d'où le risque d'endommager les composants d'électroniques de puissance composant onduleur de tension. La technique MLI facilite la commande de l'onduleur à deux niveaux et trois niveaux [D. Lalili.09], par contre lorsqu'on parle d'un onduleur à cinq niveaux, il est difficile de le commander avec cette technique.

Afin de comparer les deux stratégies de commande au niveau de l'amélioration de la qualité d'onde de la tension au point de raccordement, le THD calculé rend compte l'efficacité de chaque technique. Le tableau III.1 les résume pour les deux stratégies de commande appliquées à l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Stratégies de commande	le THD_v
Commande MLI	$THD_v = 19.50 \%$
Commande prédictive L'algorithme « 1 »	$THD_v = 120.95 \%$
Commande prédictive L'algorithme « 2 »	$THD_v = 10.95 \%$

Tableau III.1 THD pour les stratégies de commande

Conclusion

Dans ce chapitre on a vu la définition de la commande prédictive et le modèle mathématique de cette technique de commande, on à appliqué cette commande prédictive à l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes par deux algorithmes de commande.

Le premier algorithme nous a permis d'équilibrer les tensions d'entrée de l'onduleur, mais nous a donné une mauvaise réponse de la MAS.

Dans le deuxième algorithme, on peut équilibrer les tensions d'entrée de l'onduleur, tout en améliorer les performances de la conduite de la MAS.

Conclusion générale

Conclusion générale

La travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, où l'objectif est de résoudre le problème de déséquilibre des sources de tension d'entrée de cet onduleur par la commande prédictive.

Dans le premier chapitre, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, et le modèle de Park un modèle qui simplifie sa commande. Ensuite, on a donné les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté le modèle de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. On a montré également que l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus les onduleurs de niveaux plus élevés. De plus, on a vus en évidence la problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur

A travers le troisième chapitre, on a présenté la commande prédictive de cascade onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes – moteur asynchrone, suivi d'une étude simulation du premier algorithme montrent bien l'équilibrage des tensions des condensateurs de l'onduleur.

Dans le deuxième algorithme malgré que l'équilibrage n'est pas effectué à cent pour cent, mais les performances de la cascade donnent des résultats satisfaisants.

Comme perspectives de ce travail, on propose d'étudier la commande prédictive de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes lorsqu'il est alimenté :

- Soit par le réseau industriel à travers un redresseur
- Soit par un générateur photovoltaïque

Annexe

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone(MAS) utilisée :

Puissance nominale utile	$P_u = 2\text{KW}$
Tension nominale	$V_n = 380\text{V}$
Vitesse nominal	$\Omega_n = 157\text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s = 4.58\ \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805\ \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.016\ \text{H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,016\text{H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0310\ \text{Kg.m}^2$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Coefficient de frottement	$f = 0\ \text{N.m/rad/s}$

Bibliographie

Références Bibliographiques

[L.Baghli]

L Baghli, 'Modélisation Et Commande Des Machines Asynchrone', Cours De Commande IUFM De Lorrain UHP, 03/04.

[M Kadjoudj.03]

M Kadjoudj, 'Contribution à La Commande D'une MSAP', Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna 2003.

[F Barrêt.82]

F Barrêt, 'Régime Transitoire Des Machines Tournantes Electriques', Collection Des Etudes De Recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.

[R Abdessemed.97]

R Abdessemed, M Kadjoudj, 'Modélisation Des Machines Electriques', Presses De L'université De Batna 1997.

[M Filoppich.02]

M Filoppich, 'Digital Control Of A Three Phases Induction Motor ', Engineering Thesis, University of Queensland, October 2002.

[G Guy.00],

G Guy, C Guy, 'Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande', Edition Eyrolles, 2000.

[G Grellet.97]

G Grellet, G Clerc, 'Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande', Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.

[J P Caron.95]

J P Hautier, 'Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone', Edition Technip, Paris 1995.

[O Bouakaz.98]

O Bouakaz, H Bourekouche, 'Association Machine Asynchrone Onduleur De Tension Et Réglage Par Mode Glissant', Mémoire D'ingénieur D'état, Batna 1998.

[M. Pinard]

M. Pinard, " convertisseurs et électronique de puissance et puissance de commande, description ", mise en œuvre Dunode, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p116.

[Dahmane.K.04]

Dahmane .K : contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matriciel (thèse de magister .ENP 2004

[B Ammar.14]

BENZAIOUA AMMAR ' Contribution à la commande directe de couple d'un machine asynchrone triphasée' l'université du Québec à Chicotini comme exigence partielle du doctorat en ingénierie, 2014

[J.Rodriguez.02]

J.Rodriguez « multi Level inverters : a survey of topologies, control and applications », IEEE trans. On ind. Appl,2002.

[Mckenzie.K.J.04]

Mckenzie.K.J « Eliminating Harmonics in a Cascaded H-bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Power Sums », Thesis for the master of science degree,the university of Tennessee, Knoxville, May 2004

Références Bibliographiques

[N. LOURCI.12]

N. LOURCI.12 "Contribution à L'étude et à La Commande d'un Onduleur triphasé à Cinq niveaux à Diodes flottantes. Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone triphasée", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger 2012

[N. LOURCI.10]

Nabil LOURCI Etude de Différentes Cascades à Onduleur à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes Doctorat en Sciences en Electrotechnique 2010.

[D. Lalili.09]

D. Lalili « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009

[M.Pinard]

M.Pinard, " convertisseurs et électronique de puissance et puissance de commande, description ", mise en œuvre Dunode, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p116.

[C.Nicoletta.08]

Cristina Nicoletta, " Robustification de lois de commande prédictives multivariées", 2008

[A. Ramdani.13]

A. Ramdani, «Commande Prédictive Des Systèmes Dynamiques : Etude Comparative Avec Les Régulateurs Classiques», Mémoire De Magister, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2013.

[Achouri..07]

Achouri. R, Hidouche. M, « Commande vectorielle de la machine asynchrone - Simulation et validation expérimentale sur un bond d'essai », Mémoire de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.

[GUEDOUANI.R .09]

GUEDOUANI. R, «Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé MLI - Onduleur de Tension à Cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance», Thèse de Doctorat, ENP, Alger 2009.

