

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE AVEC ASSERVISSEMENT DU
REDRESSEUR MLI MULTINIVEAUX

Proposé et dirigé par:
M^r. GAAD Mohamed

Présentés par:
MESSEGUEM Walid
MERZOUGUI Walid

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2008/2009

REMERCIEMENTS

Nous ne remercions jamais assez DIEU, le tout puissant de nous avoir permis de mener à bien ce modeste travail.

En premier lieu, nous remercions Mr M.GAAD pour son aide précieux, sa disponibilité et son encouragement durant toute la durée de notre projet.

Nous remercions également les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

A tous nos enseignants à toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail, nous dirons

*****MERCI*****



Je dédie ce modeste travail

- *A ma chère mère*
- *A mon cher père*
- *A tous mes frères et mes sœurs*
- *A la mémoire de mes grandes mères*
- *A toute la famille et tous les amis.*

Merz. Walid

- *je dédie ce modeste travail*
- *A ma chère mère.*
- *A mon cher père.*
- *A tous mes frères et mes sœurs.*
- *A toute la famille et tous les amis.*

Mess. Walid



Sommaire

Notation et symboles	I-III
Introduction générale.....	1-2

CHAPITRE I **MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX**

I.1. Introduction.....	3
I.2. Onduleur triphasé à trois niveaux	3
I.2.1. La structure	3
I.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	4
I.2.2. a. Différentes configurations d'un bras	6
I.2.2. b. Cellule de commutation multi- tri pôle	7
I.2.3 Modèle de commande d'onduleur triphasé à trois niveaux.....	8
I.2.3.1 Commandabilité d'un bras de l'onduleur.....	8
I.2.3.2. Fonction de connexion	8
I.2.3.3. Fonction de connexion des interrupteurs	10
I.2.3.4. Fonctions de Connexion des Demi-Bras.....	10
I.2.3.5. Fonction de commutation.....	11
I.2.3.6. Fonctions de conversion	11
I.3. Conclusion	13

CHAPITRE II

STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

II.1.Introduction.....	14
II.2. Principe de la commande.....	14
II.2.1. Porteuse bipolaire.....	16
II.2.2 La porteuse unipolaire.....	21

II.3.Conclusion.....	25
----------------------	----

CHAPITRE III

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC L'ASSOCIATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

III.1.introduction	26
III.2.Modélisation de machine asynchrone	26
III.2.1Discription.....	26
III.2.2Hypothèses simplificatrices.....	27
III.2.3. Mise en équation du modèle de la machine.....	28
III.2.3.1.Equations électriques	28
III.2.3.2.Equations magnétique.....	28
III.2.3.3.Equation mécanique	29
III.2.4.Modèle de PARK.....	29
III.2.4.1 Transformation de Park.....	29
III.2.4.2Equationsélectriques.....	30
III.2.4.3 Equations magnétiques.....	30
III.2.4.4 Equations mécanique.....	31
III.2.5Choix du référentiel.....	31
III.2.5.1Référentiel lié au stator.....	31
III.2.5.2Référentiel lié au rotor.....	31
III.2.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	31
III.2.6Représentation d'états.....	31
III.3 Simulation et interprétation.....	32
III.4.3.1 Démarrage à vide.....	32
III.4.3.2Démarrage avec charge.....	34
III.4Interprétation des résultats de simulation.....	36
III.5Conclusion.....	36

CHAPITRE IV ETUDE DE LA CASCADE RESEAU- REDRESSEUR - FILTRE - ONDULEUR A TOIS NIVEAUX - MAS

IV.1.Introduction.....	37
IV.2. modélisation du réseau électrique	37
IV.2. a. Repère abc	37
IV.2. b. Repère dq.....	38
IV.3. le Redresseur à MLI.....	38
IV.3.1 Topologies de base et caractéristiques.....	38
IV.3.2 Principe de fonctionnement du redresseur à MLI.....	39
IV.3.3 Organigramme de commande de la stratégie triangulo – sinusoïdale.....	41
IV.4. Etude des différentes cascades	42
IV.4.a- le redresseur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdal.....	42
IV.4.1. cascade avec un redresseur de courant à deux niveaux- onduleur triphasé à trois niveaux –MAS.....	42
IV.4.2.1. Filtre intermédiaire pour cette cascade	42
IV.4.2.2. Simulations et interprétations des résultats	42
IV.4.3. cascade avec un redresseur de courant à trois niveaux- onduleur triphasé à trois niveaux- MAS	45
IV.4.3.1. Filtre intermédiaire pour cette cascade	45
IV.4.3.2. Simulations et interprétations des résultats.....	46
IV.4.3.2. b le redresseur est commandé par la stratégie d’hystérésis en courant.....	49
IV.4.3.2. b.1 Principe	49
IV.4.3.2. b.2 Algorithme de la commande.....	49
IV.4.4. cascade avec un redresseur de courant à trois niveaux- onduleur triphasé à trois niveaux-MAS	49
IV.4.4.1. Simulations et interprétations des résultats	49
IV.5. Conclusion.....	52

CHAPITRE V	CASCADE RESEAU- REDRESSEUR –FILTRE- ONDULEUR-MAS AVEC ASSERVISSMENTDU REDRESSEUR MLI
-------------------	---

V.1. Introduction.....	53
V.2. Asservissement de redresseur triphasé à deux niveaux.....	53
A- Le redresseur est commandé par la stratégie trianglo-sinusoïdale.....	53
V.2.1. Modèle des boucles de courant et tension	52
V.2.2. dimensionnement des régulateurs de courant et de tension	54
V.2.2.1 Boucle de tension	54
V.2.2.2 Boucle de courant.....	55
V.3. Cascade un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux –machine asynchrone.....	56
V.4. Asservissement du redresseur MLI triphasé à trois niveaux	59
V.4.1. Modèle de boucle de courant et de tension	59
V.5. Cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux –machine asynchrone.....	60
B- le redresseur est commandé par la stratégie d’hystérésis en courant.....	63
V.6 Cascade un redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux- Machine asynchrone triphasée	63
V.7 Cascade un redresseurs de courant triphasé à trois niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux- Machine asynchrone triphasée	66
V.8.Conclusion.....	70

CHAPITRE VI	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS ALIMENTEE PAR ONDULEUR A TROIS NIVEAUX
--------------------	--

VI.1 Introduction... ..	71
VI.2Principe de la commande par orientation du flux.....	72
VI.3 Méthodes de commande.....	73
VI.4 Système d'équations liées au flux rotorique.....	73
VI.5 Découplage par compensation.....	74
VI.6 Fonctionnement à toute vitesse.....	75
VI.6.1 Définition.....	75

VI.6.2 Bloc défluxage.....	76
VI.7 Régulation.....	77
VI.7.1 Régulation de vitesse.....	77
VI.7.2 Régulation des courants statorique.....	79
VI.8 Simulation et interprétation.....	81
VI.8.Conclusion.....	84

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale.....	85
Bibliographie	86
Annexes	I-5

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

1. réseau électrique

$k = 1,2,3$	Les trois phases d'alimentation
V_{resk}	Tension du réseau triphasé
i_k	Courant du réseau triphasé
R	Résistance du réseau
L	Inductance du réseau
$V_{\delta N} \ (\delta = a, b, c)$	Tension liée au bras k du redresseur

2. Redresseur et onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	Neutral Point Clamping
$U_c (V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{ABCM} (V)$	Tension de demi-bras A, B ou C
$V_{ABC}(V)$	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{réf} 123(V)$	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_m(V)$	Amplitude de la tension de référence.
$V_p (V)$	Porteuse triangulaire.
$V_{pm}(V)$	Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad / s)$	Pulsation électrique.
$f_{réf} (Hz)$	Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
a	Nombre de phase
b	Nombre de niveaux

3. Machine asynchrone

a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$\theta_r(rad)$	Angle entre le stator et le rotor.

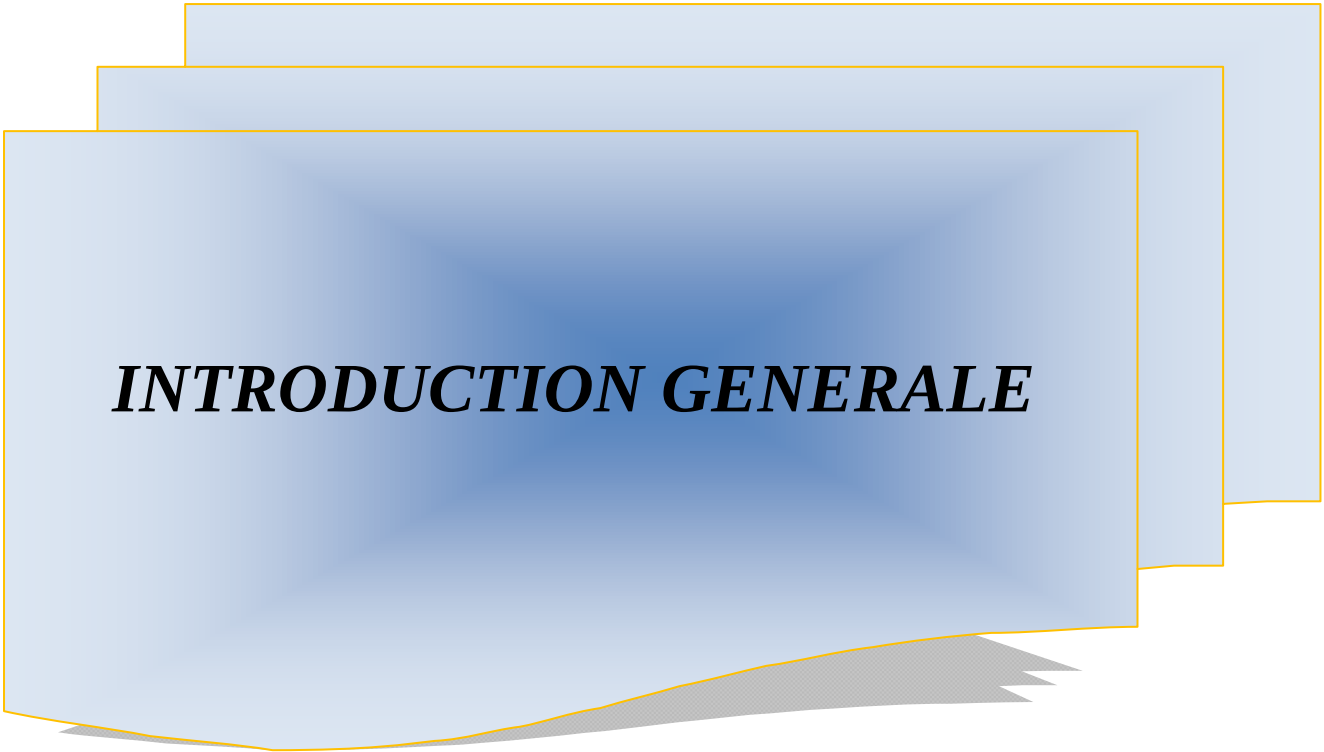
V_s (V)	Tension statorique.
V_{sabc} (V)	Tension statorique phase a, b ou c.
V_{sdq} (V)	Tension statorique sur l'axe d ou q.
i_s (A)	Courant statorique.
i_{sabc} (A)	Courant statorique phase a, b ou c.
i_{sdq} (A)	Courant statorique sur l'axe d ou q.
R_s (Ω)	Résistance statorique par phase.
l_s (H)	Inductance propre statorique par phase.
M_s (H)	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
L_s (H) = $l_s - M_s$	Inductance statorique par phase.
ϕ_{sabc} (Wb)	Flux statorique phase a, b ou c.
ϕ_{sdq} (Wb)	Flux statorique sur l'axe d ou q.

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

V_r (V)	Tension rotorique.
V_{rabc} (V)	Tension rotorique phase a, b ou c.
V_{rdq} (V)	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
i_r (A)	Courant rotorique.
i_{rabc} (A)	Courant rotorique phase a, b ou c.
i_{rdq} (A)	Courant rotorique sur l'axe d ou q.

R_r (Ω)	Résistance rotorique par phase.
l_r (H)	Inductance propre rotorique par phase.
M_r (H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
L_r (H) = $l_r - M_r$	Inductance rotorique par phase.
ϕ_{rdq} (Wb)	Flux rotorique sur l'axe d ou q.
$M = (3/2) \cdot M_{sr}$ (H)	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
M_{sr} (H)	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.
P	Nombre de paires de pôles.
ω_r (rad / s)	Pulsation électrique rotorique.
Ω_r (rad / s)	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r$ (s)	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$ (s)	Constant de temps statorique.
J (kg.m ²)	Moment d'inertie des parties tournantes.
f (Nm.s.rad ⁻¹)	Coefficient de frottements visqueux.

$C_e (N.m)$	Couple électromagnétique.
$C_r (N.m)$	Couple résistant.



INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE

Les convertisseurs statiques (redresseur, onduleur) assurent la conversion alternative continue et continue alternative. Ils peuvent être fiables, rapides et puissants par l'utilisation de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et la fermeture tels que *GTO et IGBT*. [1]

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales.

Dans des applications à haute puissance, les onduleurs à trois niveaux sont plus adaptés du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui obtenu par un onduleur classique à deux niveaux, la tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux par rapport au montage classique et la fréquence de hachage est plus basse.

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la résolution du problème de la fluctuation de potentiel du point milieu de l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux qui est destiné à la commande d'une MAS triphasé.

Ce mémoire comporte six chapitres. Le premier chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur à MLI multi niveaux dans lesquels nous présenterons les modèles de connaissance et de commande.

Dans le deuxième chapitre on va essayer de présenter les différentes stratégies de commande du l'onduleur triphasé à trois niveaux, ou nous expliquons les stratégies de commande : hystérésis et triangulo-sinusoïdale.

Pour ce qui concerne le troisième chapitre, nous avons présenté la modélisation d'une machine asynchrone avec l'association l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la cascade réseau-redresseur MLI-filtre-onduleur à trois niveaux – MAS en utilisant différentes stratégies de commande de l'alimentation de l'onduleur.

Dans le cinquième chapitre, on a donné un rappel sur l'asservissement des deux tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux comme solution au problème du point milieu de l'onduleur à trois niveaux. Pour ce faire, on calculera les régulateurs PI et IP dans le cas de l'asservissement avec deux boucles de régulation et le régulateur IP de la boucle de tension dans le cas de la commande à hystérésis.

Le sixième chapitre est consacré à l'étude à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique où la machine asynchrone est associée avec convertisseur MLI à trois niveaux.

Chapitre. I

*Modélisation de l'onduleur triphasé à trois
niveaux*

I.1 INTRODUCTION

Le présent chapitre fera l'objet d'une étude générale de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Dans la première partie, nous présentons la structure et le principe de fonctionnement, ensuite nous développons le modèle de connaissance et de commande de cet onduleur.

I.2 ONDULEUR TRIPHASÉ A TROIS NIVEAUX

I.2.1 Structure [1][6][5][10]

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter en tension et en vitesse variable des moteurs à courant alternatif de forte puissance. L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé, se décompose en trois bras. Chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice $U_{c1} + U_{c2}$. Ces deux générateurs U_{c1}, U_{c2} étant connectés entre eux en un point noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes. L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique de connexion F_{ki} . La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la *figure (I. 1)*; ou:

- ❖ Les tensions continues U_{c1}, U_{c2} sont les tensions d'entrée,
- ❖ Les tensions alternatives V_a, V_b, V_c sont les tensions de sortie,
- ❖ Les courants i_1, i_2, i_3 sont les courants de sortie.
- ❖ Les courants i_{d1}, i_{d0}, i_2 sont les courants d'entrée.

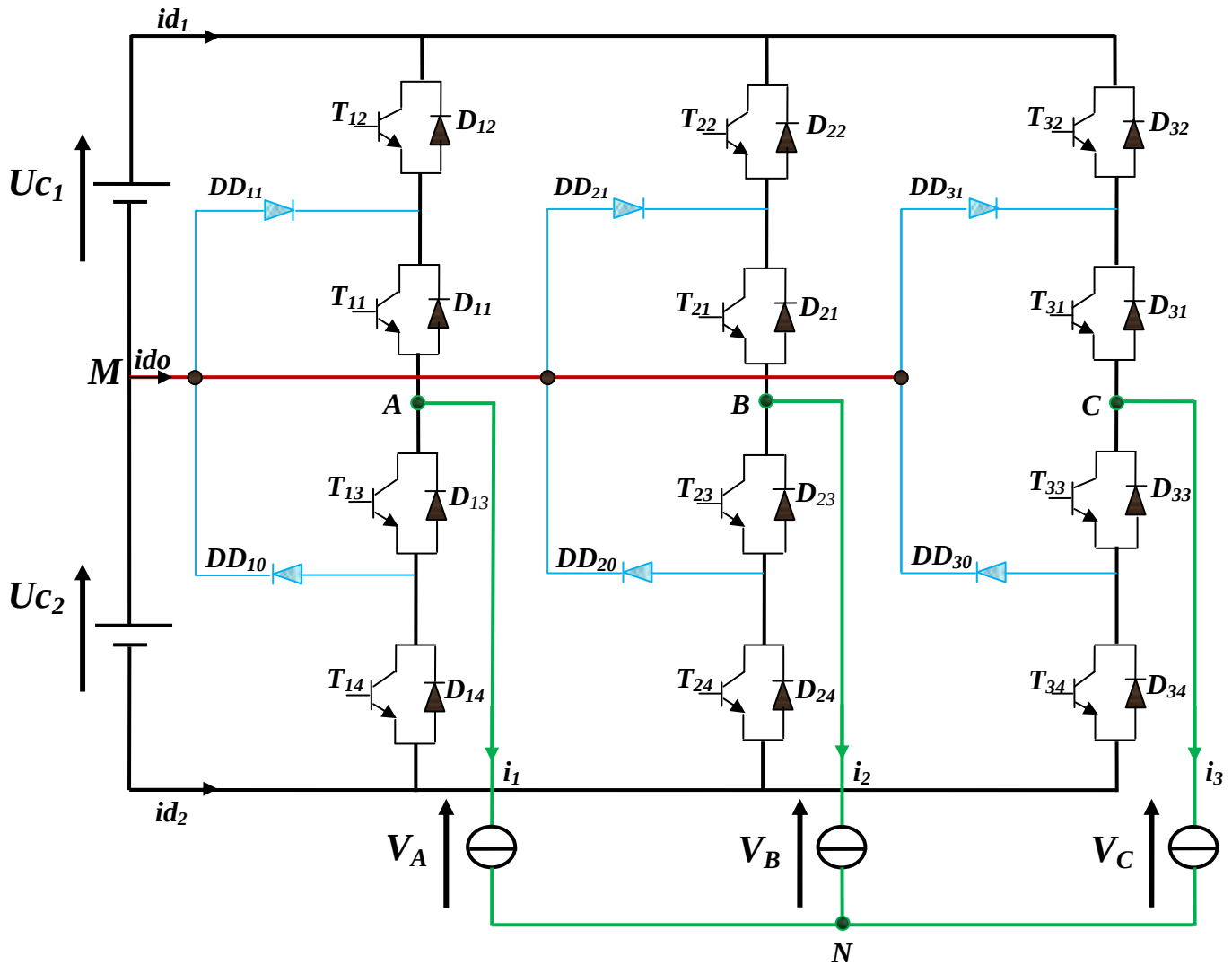


Figure (I.1) : Onduleur triphasé à trois niveaux

Cette structure, destinée pour des applications de forte puissance et /ou haute tension, utilise deux tensions d'entrée $Uc1, Uc2$. Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($Uc1 + Uc2 = E$), permettant de générer des créneaux d'amplitude $-E/2, 0, E/2$ dont la combinaison permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux.

I.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie des onduleurs à trois niveaux permet leur modélisation par bras. On montra ensuite comment déduire celui

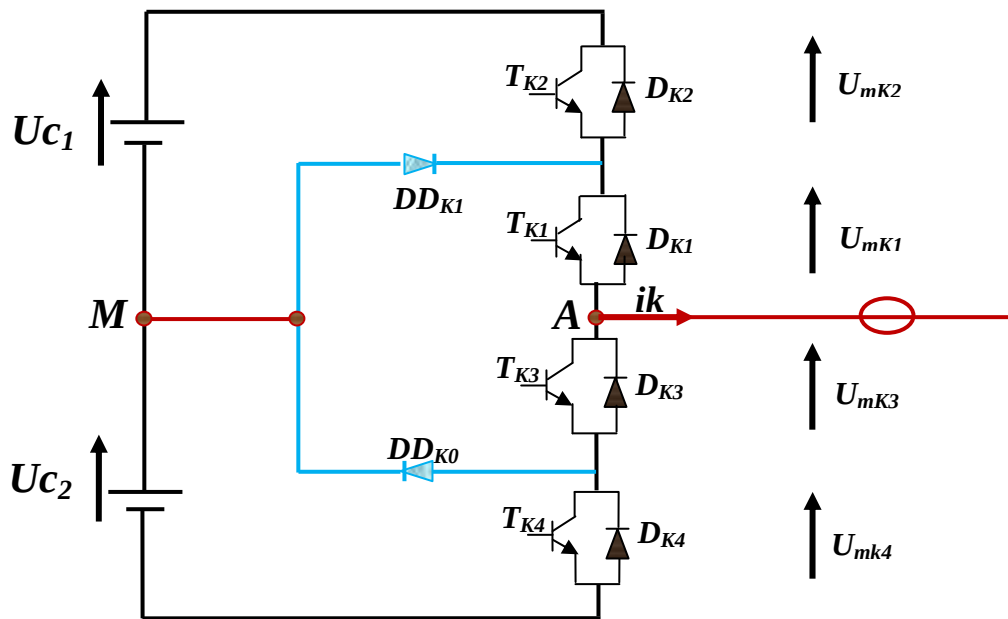


Fig (I.2) : structures d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure I.2), et vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (figure I.3).

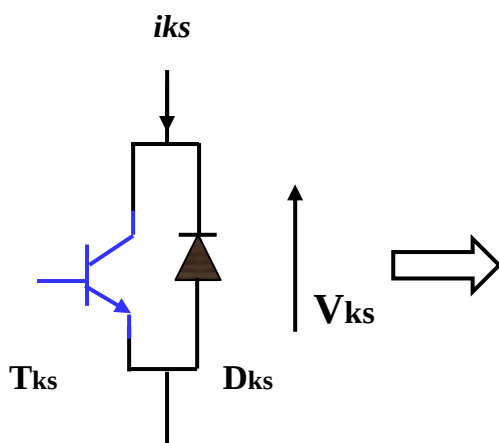


Fig (I.3.a) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

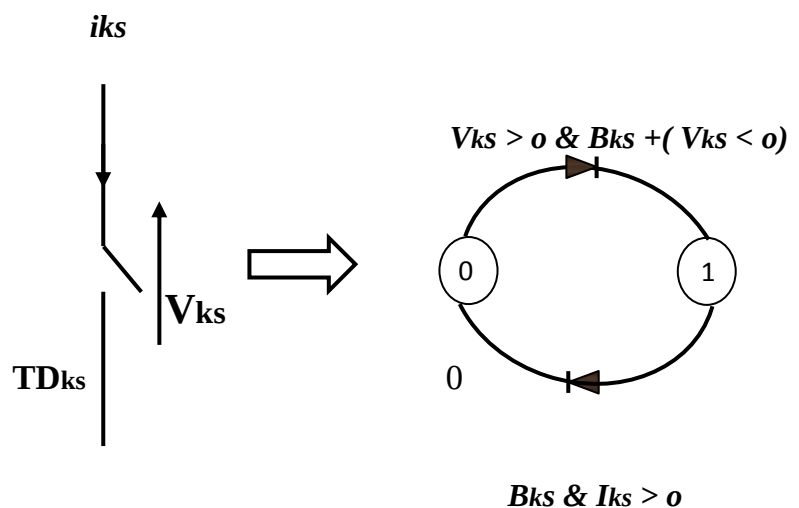


Fig (I.3.b) : Réseau de Petri de l'interrupteur bidirectionnel.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_{ks}).

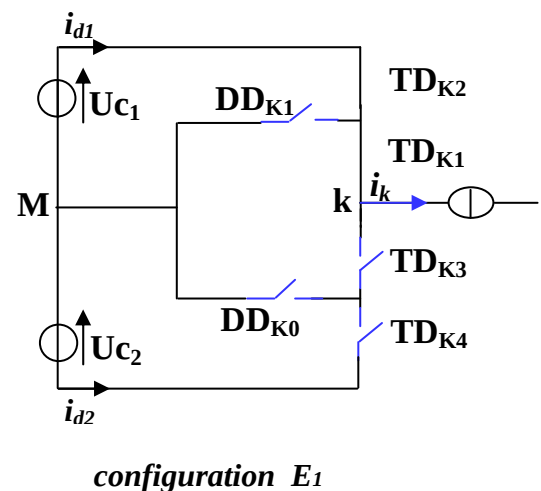
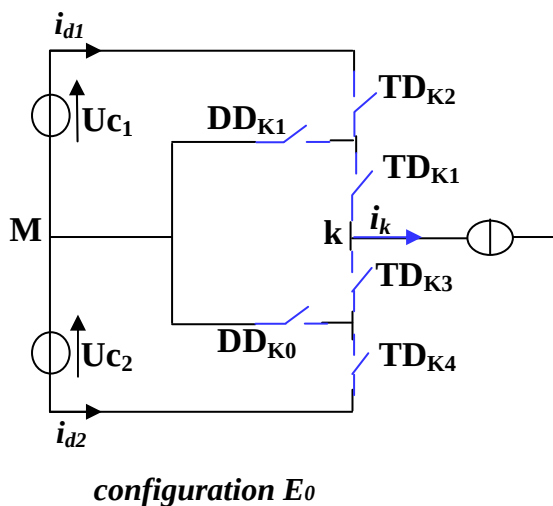
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux Bornes des semi-conducteurs.

I.2.2.A. Différente configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Un bras de l'onduleur définit cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la *figure (I – 4)*. Le tableau (I – 1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec « M » origine des potentiels et V_{KM} la différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M).

La Configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E0	$I_K = 0$
E1	$V_k = U_{C1}$
E2	$V_k = 0$
E3	$V_k = -U_{C2}$
E4	$V_k = 0$

Tableau (I.1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k



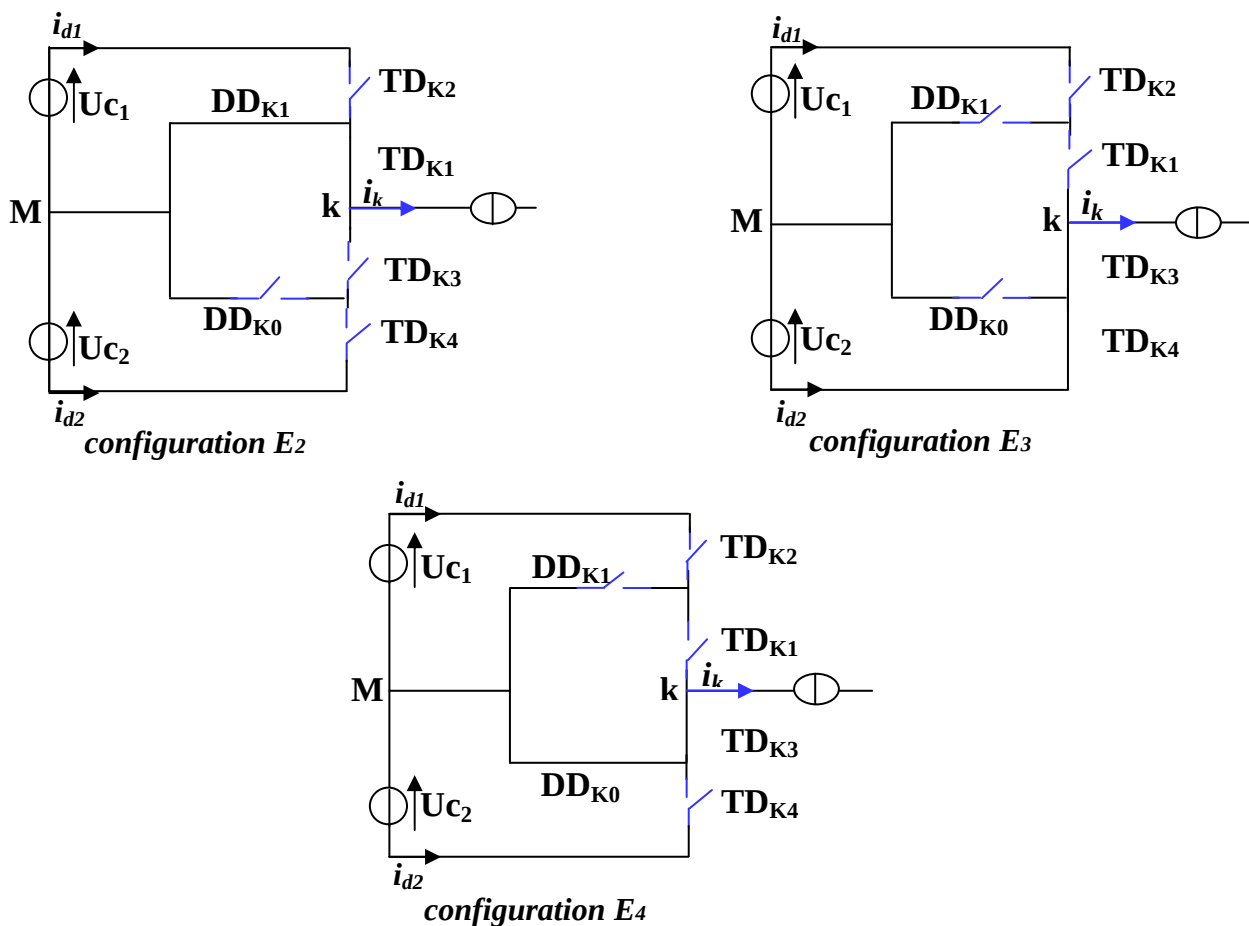
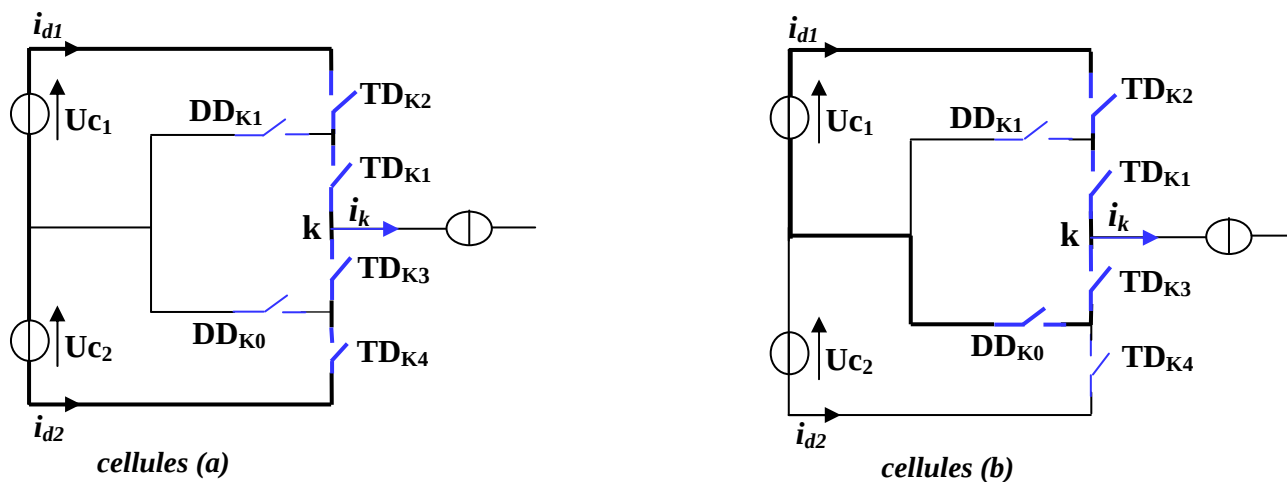


Fig (I.4) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

I.2.2.B. Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras d'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi-tripôle, les trois cellules (a), (b) et (c) sont montrées à la figure ci-dessous (Fig. I. 5)



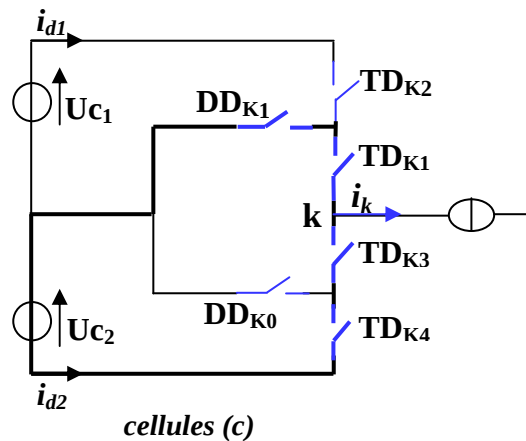


Fig.I.5. Les trois cellules tripôles d'un bras d'onduleur.

I.2.3. Modèle de Commande des Onduleurs à Trois Niveaux

I.2.3.1 Commandabilité des Onduleurs à Trois Niveaux

La commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe) .

A fin d'avoir un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur, on doit choisir la commande complémentaire qui permet d'obtenir les trois niveaux de tensions désirés $(-E/2, 0, +E/2)$ pour une forme plus proche d'une sinusoïde.

I.2.3.2 Fonction de Connexion

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras de l'onduleur, l'interrupteur $Tk11$ du bras K , par exemple, peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois interrupteurs du même bras.

L'étude des trois cas de commande possible montre que le cas définissant la commande permettant d'utiliser au mieux l'onduleur à trois niveaux est donné dans le *tableau (II.2)*.

Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Tension de sortie du bras K par rapport à M V _k
0	0	1	1	-U _{C2}
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U _{C1}

Tableau II.2 : Table d'excitation caractérisant la commande complémentaire utilisée.

Cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

Hypothèse

- ✓ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_c).
- ✓ La charge est triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour un onduleur en mode commandable, on définit la commande complémentaire suivante

(voir figure I.1).

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec B_{ks} la commande du transistor T_{ks} du bras k .

Cette dernière est la seule qui donne les trois niveaux de tensions $U_c, 0, -U_c$ donc qui permet le fonctionnement en mode commandable. [1]

I.2.3.3 fonctions de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur $TDks$ comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{KS} = 1 & \text{si l'interrupteur } TDks \text{ est fermé} \\ F_{KS} = 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (I.3)$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k , on trouve :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (I.4)$$

la commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit : **K 1, 2, 3**

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.2.3.4. Fonctions de Connexion des Demi-Bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^b

Ou k = le numéro du bras.

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de } T_{K3} \text{ et } T_{K4} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de } T_{K1} \text{ et } T_{K2} \end{cases} \quad (I.6)$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{K2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (I.7)$$

I.2.3.5. Fonction de commutation

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à n interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion f_i définie par :

$$f_i = \frac{1}{n} \cdot \int 1 + f_c \cdot \left[t - (i-1) \cdot \frac{T}{n} \right] \quad (I.8)$$

Avec f_c la fonction de commutation de cette cellule, et T sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

I.2.3.6. Fonction de conversion

Pour cet onduleur, les relations entre les fonctions de connexions des interrupteurs et les fonctions de commutations des cellules correspondantes, s'expriment comme suit :

Bras 1 :

$$\begin{cases} F_{11} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1^1(t)) \\ F_{12} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1^2(t)) \end{cases} \quad \begin{cases} F_{14} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_1^1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \\ F_{13} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_1^2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \end{cases} \quad (I.9)$$

Bras 2 :

$$\begin{cases} F_{21} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2^1(t)) \\ F_{22} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2^2(t)) \end{cases} \quad \begin{cases} F_{24} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_2^1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \\ F_{23} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_2^2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \end{cases} \quad (I.10)$$

Bras 3 :

$$\begin{cases} F_{31} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3^1(t)) \\ F_{32} = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3^2(t)) \end{cases} \quad \begin{cases} F_{34} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_3^1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \\ F_{33} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + F_3^2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) \end{cases} \quad (I.11)$$

Notation

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu « M » de

l'alimentation continue de l'onduleur.

Les potentiels aux noeuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au

moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \cdot \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \cdot \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \cdot \end{cases} \quad (I.12)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \cdot \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \cdot \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \cdot \end{cases} \quad (I.13)$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \cdot \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \cdot \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \cdot \end{cases} \quad (I.14)$$

D'où le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (I.15)$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (I.16)$$

Les courants d'entrée ***id1*** et ***id2*** sont exprimés en fonction des courants de charge ***i1***, ***i2*** et ***i3*** par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (I.17)$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (I.18)$$

Cette relation montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant **id1** était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et **id2** le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant **id0** est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (I.19)$$

Des relations (II.17) et (II.18), on déduit que **id0** s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (I.20)$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (I.21)$$

I.3. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons fait l'analyse topologique d'un bras d'onduleur à trois niveaux. Cette analyse montre que chaque interrupteur supporte une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle supportée par un onduleur à deux niveaux. C'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance.

Nous avons élaboré le modèle de connaissance de cet onduleur. Nous avons montré que l'onduleur à trois niveaux n'est qu'une association en série de deux onduleurs classiques à deux niveaux. L'utilisation de ce modèle sera l'objet du chapitre suivants qui sera consacré aux stratégies de commande MLI.

Chapitre. II
Stratégies de commande de l'onduleur MLI à
trois niveaux

II.1. INTRODUCTION

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleur à trois niveaux.

Dans ce chapitre, nous développons une seule stratégie de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux.

Le convertisseur auquel est connectée la machine asynchrone est modélisé sous les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont idéaux;
- Les commutations se réalisent instantanément;
- Les deux interrupteurs situés sur le même bras sont en état de conduction complémentaire.

II.2. Principe de la commande.

Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaison des tensions de référence, correspondantes aux tensions de sortie de fréquence f à un signal triangulaire (appelé porteuse) de fréquence f_b élevée par rapport à f .

Les instants de fermeture et de blocage des interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection des deux signaux. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse.

Deux paramètres caractérisent cette technique.

❖ L'indice de modulation "m" qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f à la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_b}{f}$$

❖ Taux de modulation "r" qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m et celle de la porteuse U_{pm}

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

Où V_m est l'amplitude de la tension de référence.

U_{pm} est l'amplitude de la porteuse.

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct sont définies dans le système (II.1) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.1)$$

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit (fig. II.1):

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec cet algorithme et pour les tensions de référence du système (II.2), on a pour la phase une par exemple :

Pour $0 < \omega \cdot t \leq \pi$, on a $F_{11} = 1$, et on module la tension de sortie en jouant sur F_{12} .

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

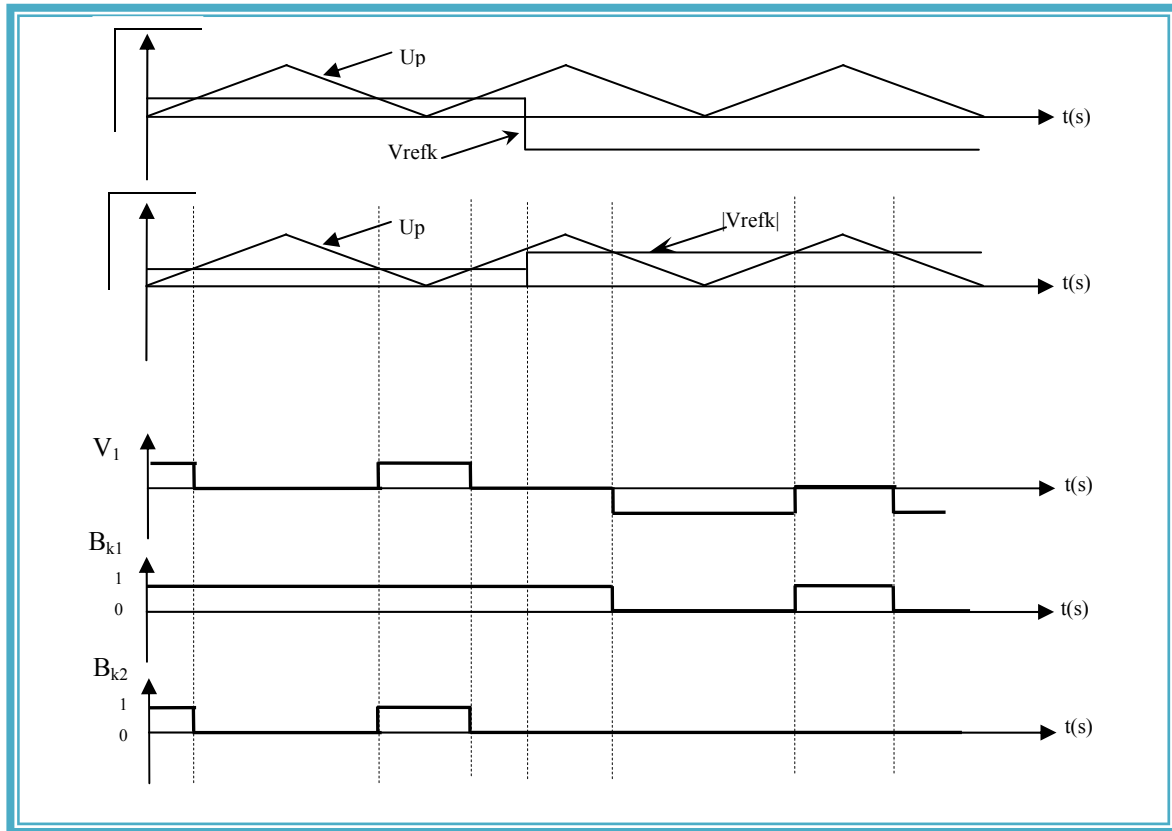


Fig. II.2.Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

L'expression du taux d'harmonique est :

$$Thd = \frac{\left(\sum_{n=2}^N (V_{neff})^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{V_{leff}} \quad (II.3)$$

II.2.1. Porteuse bipolaire

Les figures suivantes montrent la porteuse bipolaire et les tensions de référence, la tension de sortie de la première phase de l'onduleur, la commande des interrupteurs et le spectre harmonique pour $m=10, 21$ et 36 et $r = 0.8$.

On note :

Pour les cas où m est pair $m=10$ et 36 on remarque que seuls les harmoniques impairs sont présents mais avec m est impair $m=21$ nous remarquons la présence des harmoniques pairs en plus.

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrés.

II.2.1.1 Pour $m = 10$; $r = 0.8$.

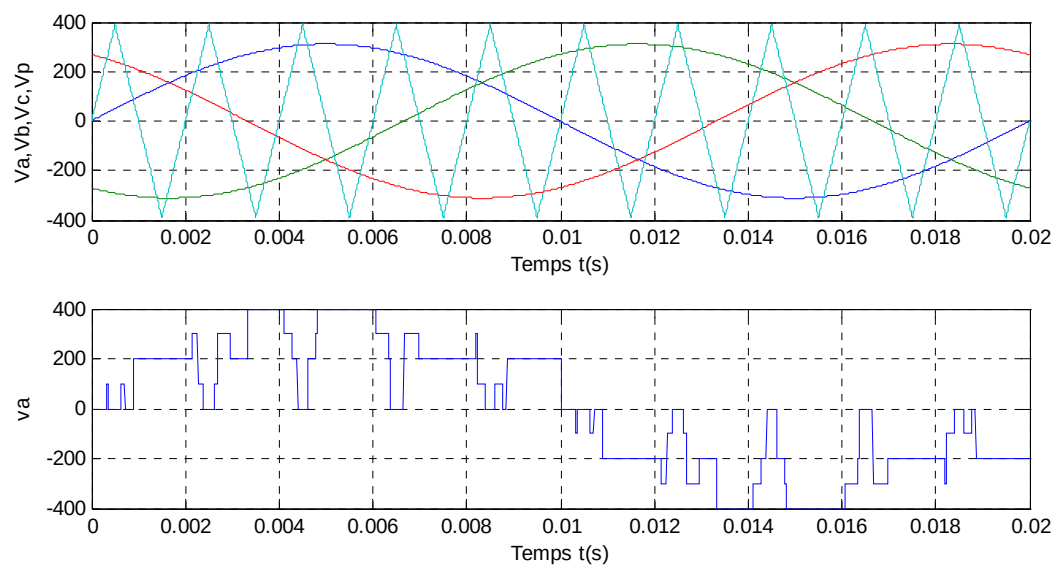


Fig. II.2.1.1 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale, porteuse bipolaire, La tension simple V_l d'onduleur pour.

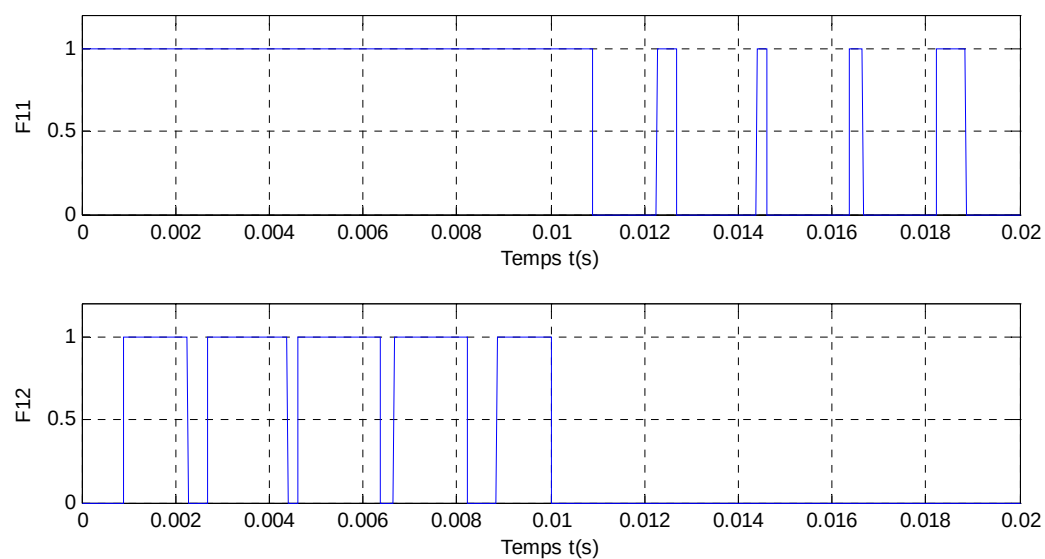


Fig. II.2.1.2 La commande des interrupteurs.

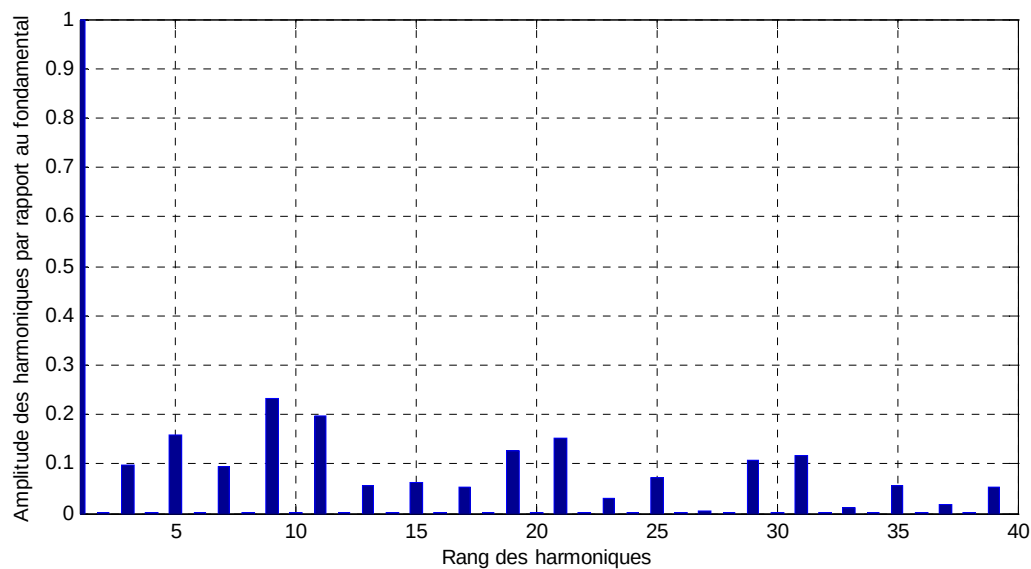


Fig. II.2.1.3 Spectre harmonique

II.2.1.2 Pour $m=21$; $r=0.8$.

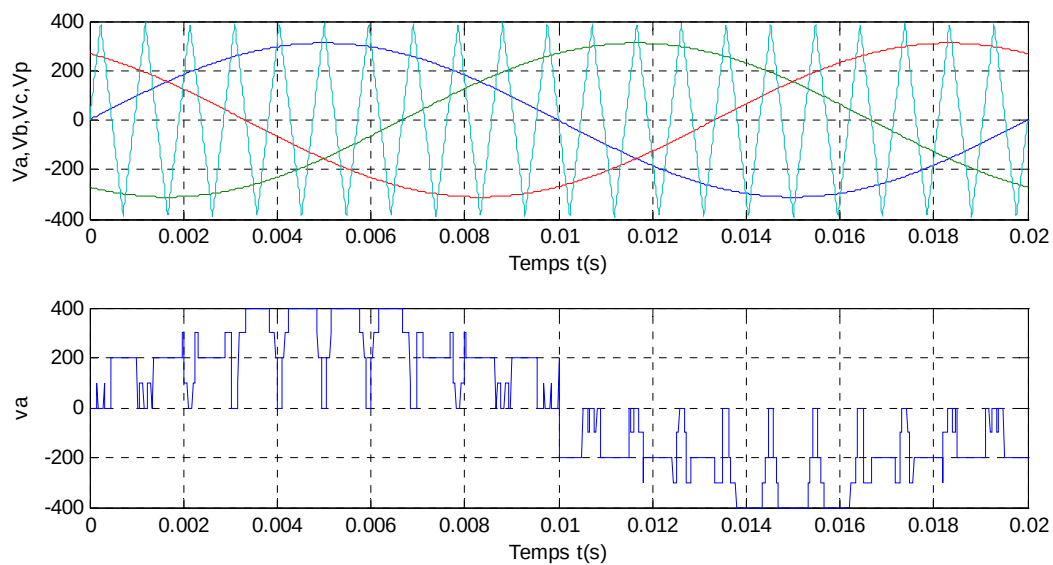


Fig. II.2.1.4 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale, porteuse bipolaire, La tension simple V_1 d'onduleur pour.

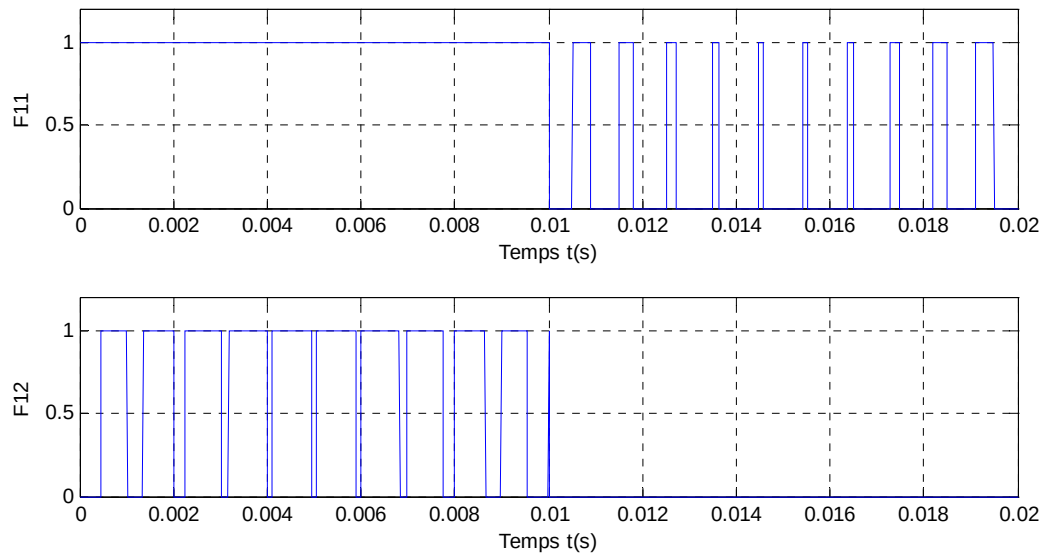


Fig. II.2.1.5 La commande des interrupteurs.

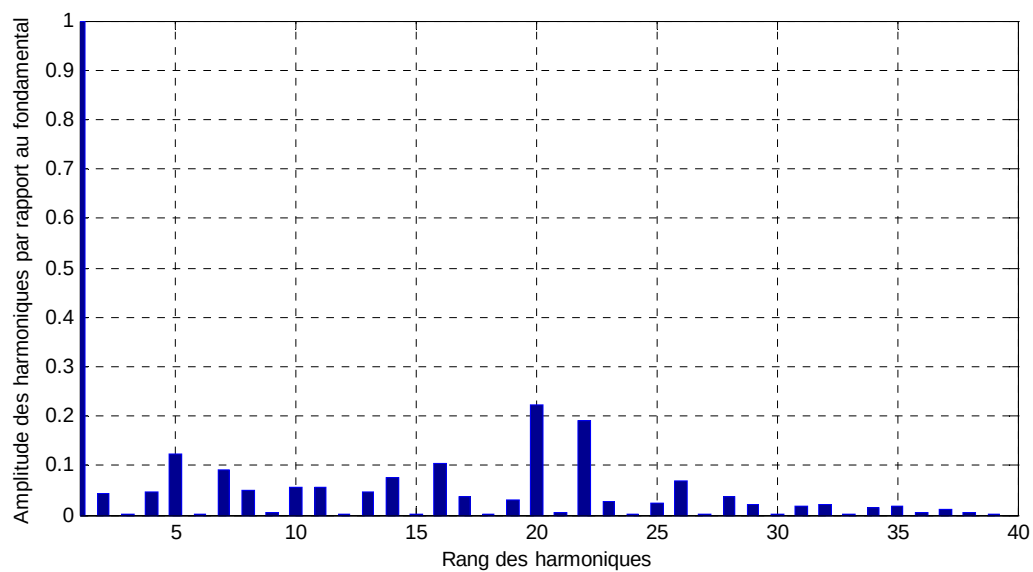


Fig. II.2.1.6 Spectre harmonique

II.2.1.3 Pour $m=36$; $r=0.8$.

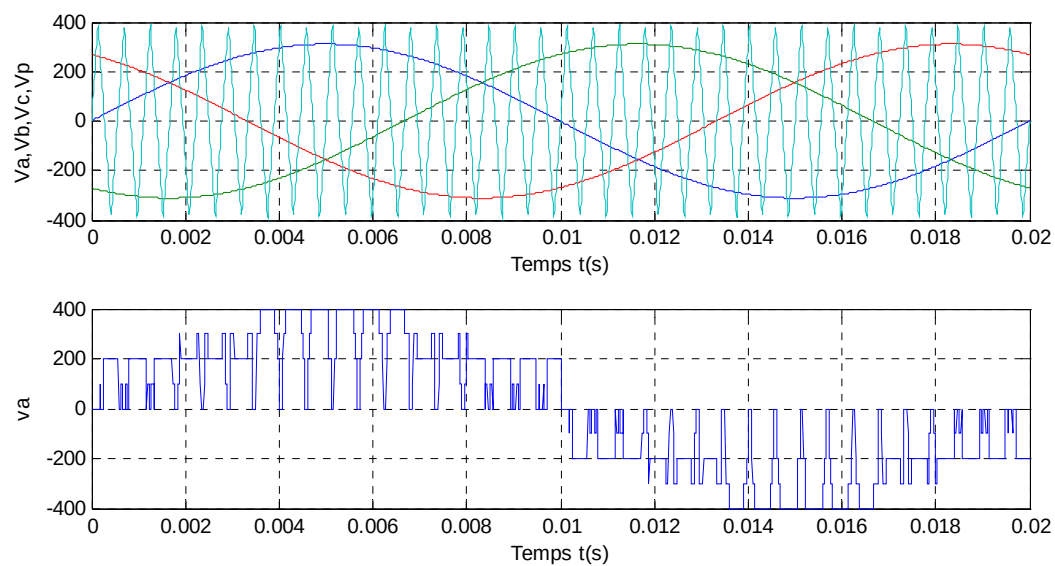


Fig. II.2.1.7 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale, porteuse bipolaire, avec La tension simple V_1 d'onduleur pour.

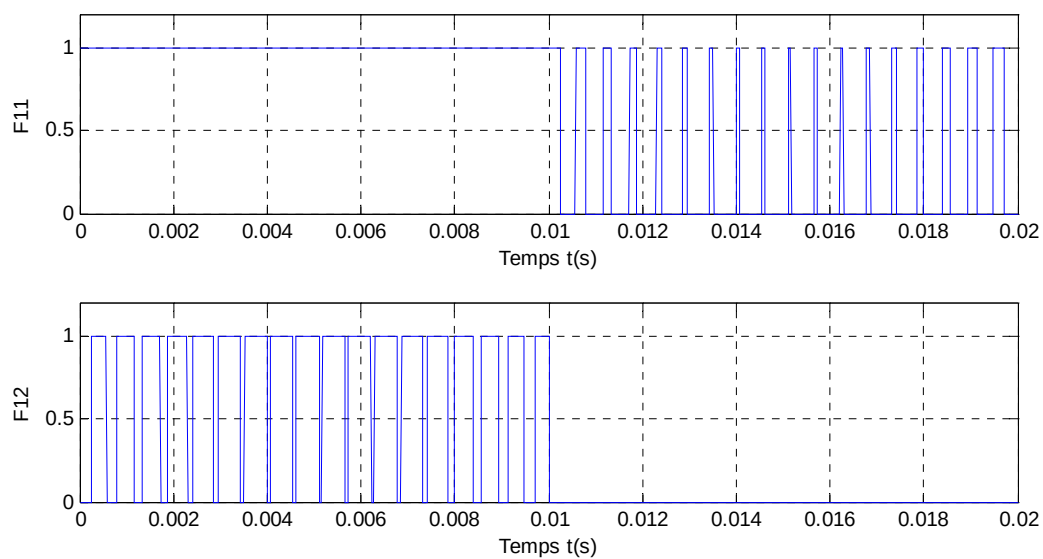


Fig. II.2.1.8 La commande des interrupteurs.

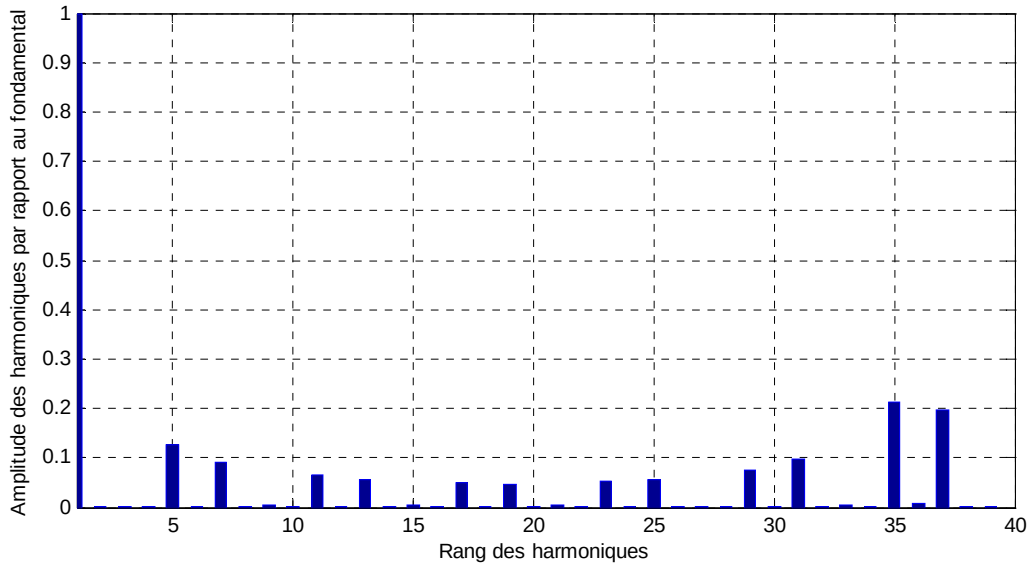


Fig. II.2.1.9 Spectre harmonique

II.2.2 La porteuse unipolaire :

Nous présentons la porteuse unipolaire et les tensions de références de la stratégie triangulo-sinusoïdale pour ($m=10$ $m=21$ et $m=36$), $r=0.8$.

Nous remarquons toujours la présence des harmoniques paire pour de $m=21$.

Et parce l'augmentation de l'indice m les harmoniques est éloignée.

II.2.2.1 Pour $m=10$; $r=0.8$.

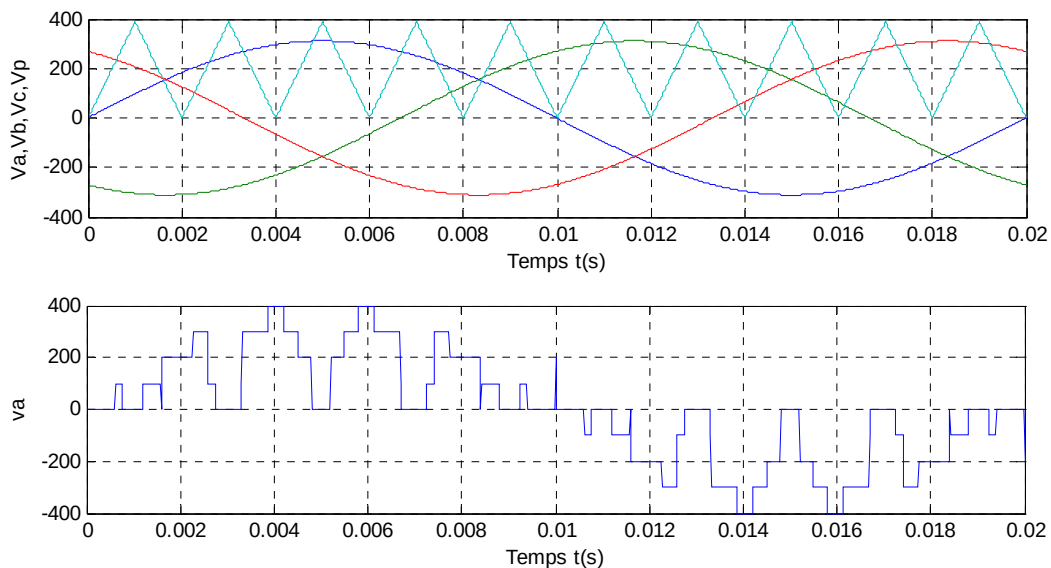


Fig. II.2.2.1 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale, porteuse bipolaire, La tension simple V_1 d'onduleur pour.

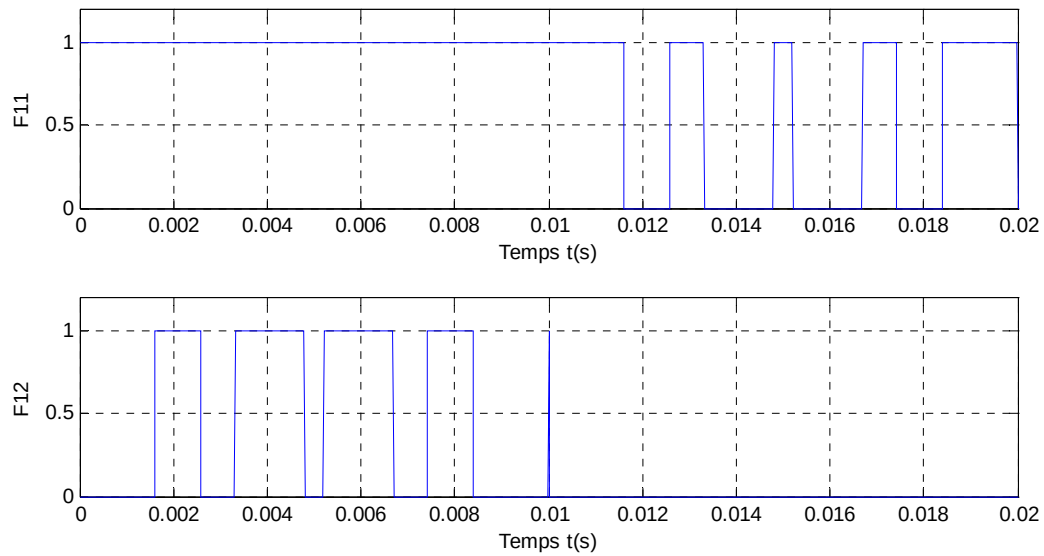


Fig. II.2.2.2 La commande des interrupteurs.

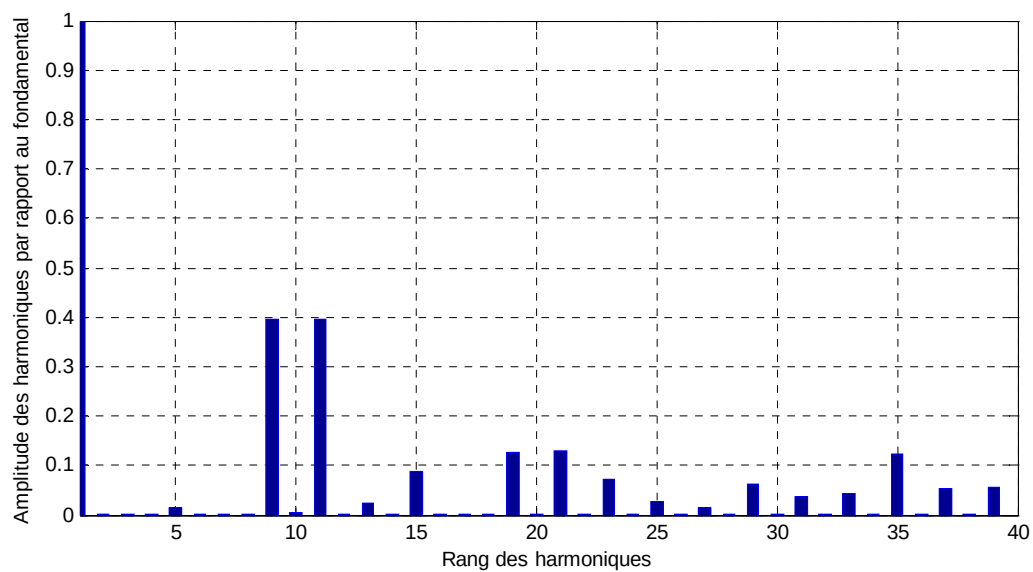


Fig. II.2.2.3 Spectre harmonique.

II.2.2.2 Pour $m=21$; $r=0.8$.

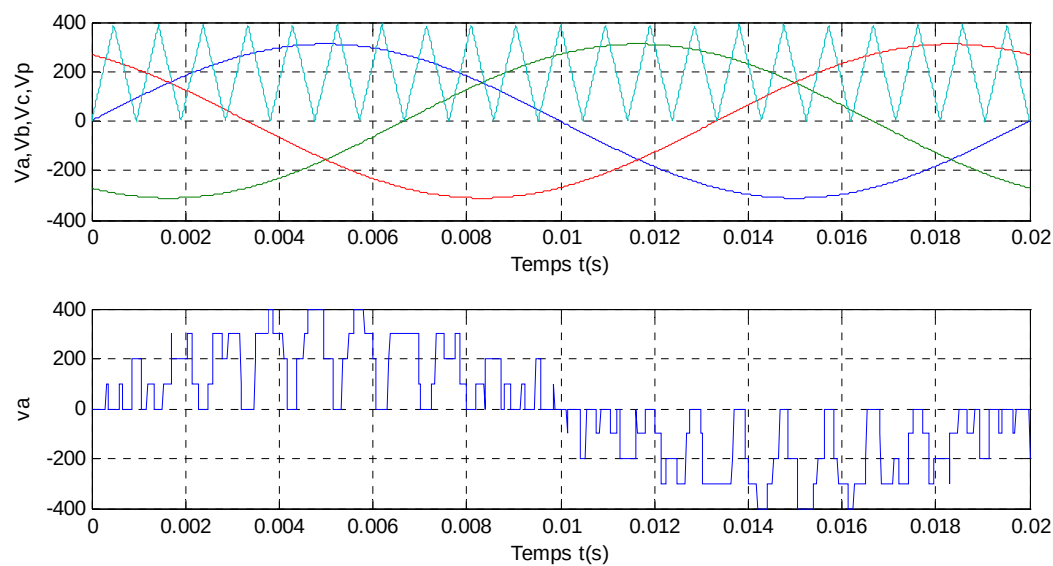


Fig. II.2.2.4 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale, porteuse bipolaire, La tension simple V_l d'onduleur pour.

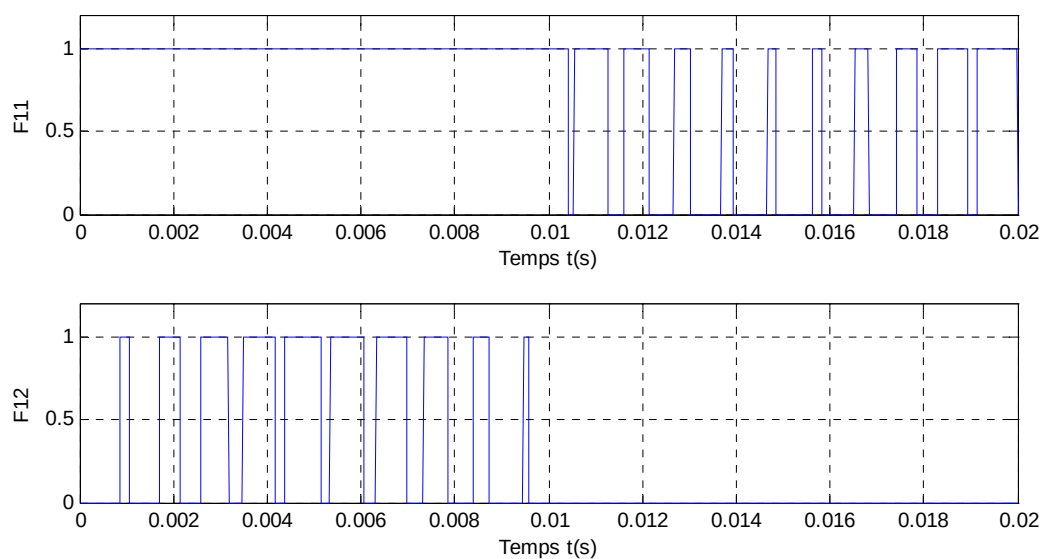


Fig. II.2.2.5 La commande des interrupteurs.

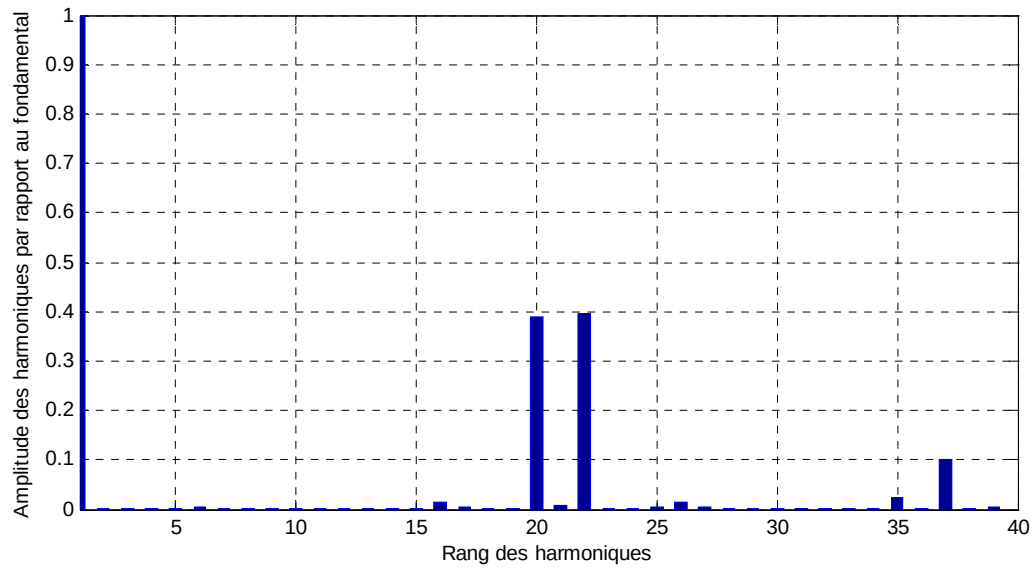


Fig. II.2.2.6 Spectre harmonique

II.2.2.3 Pour $m=36$; $r=0.8$.

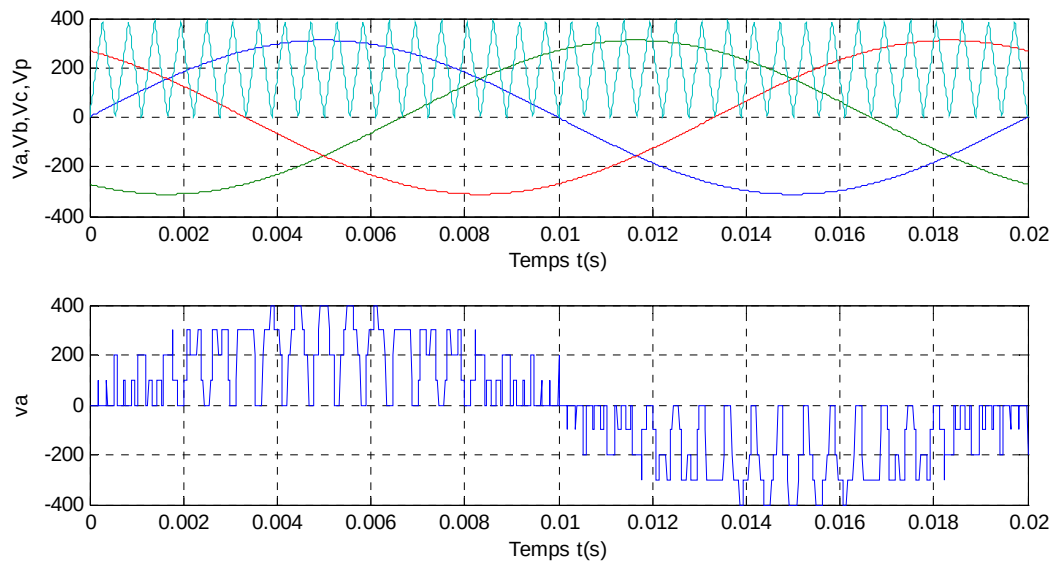


Fig. II.2.2.7 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale, porteuse bipolaire, La tension simple V_1 d'onduleur pour.

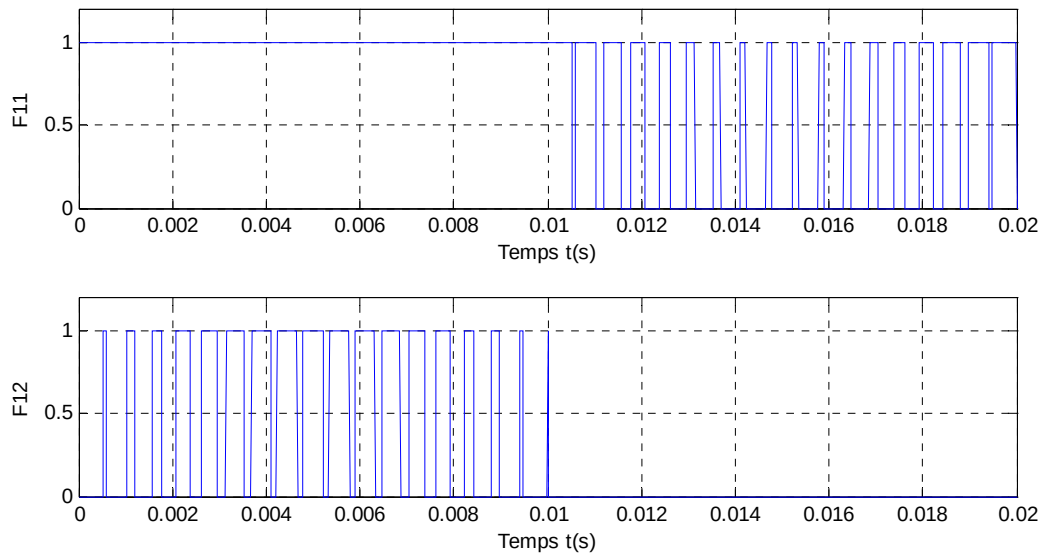


Fig. II.2.2.8 La commande des interrupteurs.

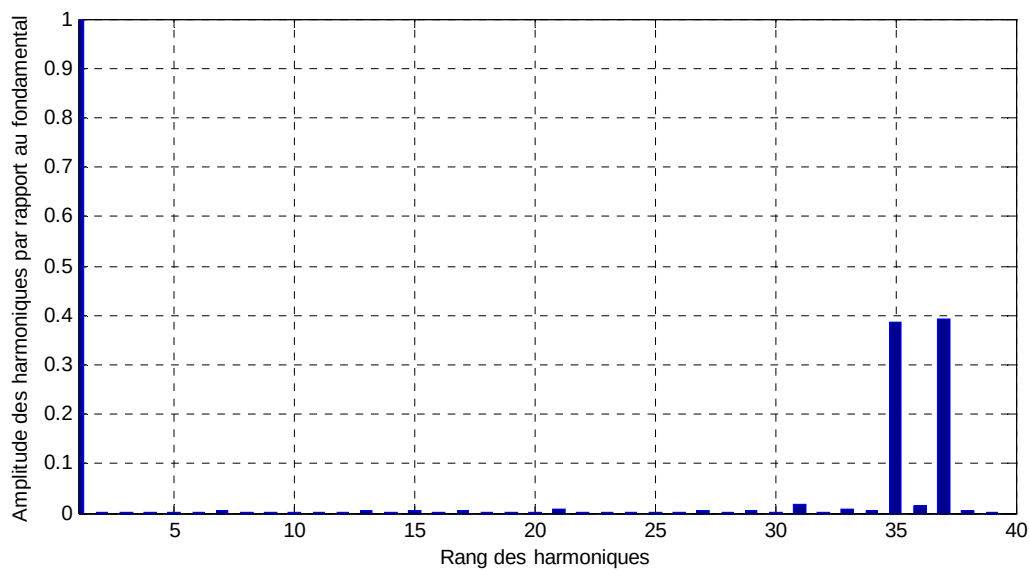


Fig. II.2.2.9 Spectre harmonique

II.3.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de l'onduleur à trois niveaux qu'on a utilisés comme source d'alimentation de notre machine. Les sources de tension sont supposées continues. Dans le chapitre suivant nous utilisons cet onduleur avec la machine asynchrone.

Chapitre III

*MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE AVEC L'ASSOCIATION
DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX*

III.1. INTRODUCTION : [2]

L'utilisation de la machine asynchrone est l'objet d'une évolution très rapide, elle est très exploitée dans de nombreuses applications en raison de sa robustesse et possibilité de lui appliquée des commandes électroniques performantes.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase primordiale dans son analyse. Elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de se que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine asynchrone plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Dans ce chapitre nous étudierons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée établi sous des hypothèses simplificatrices.

III.2.MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

III.2.1DISCRIPTION [4]

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine asynchrone.

➤ le stator : les stators des moteurs asynchrones triphasés sont formés de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace. les trois enroulements statoriques sont alimentés par un système triphasé équilibre de courants et généralement couplés en étoile. On note :

- ❖ ω la pulsation des courants statoriques, exprimée en radians par seconde.
- ❖ p le nombre de paires de pôles de la machine.
- ❖ Ω_s la vitesse de rotation du champ tournant créé par le stator, également appelée vitesse de synchronisme.

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (\text{III.1})$$

➤ le rotor : le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit. Le champ tournant créé par le stator donne alors naissance à des courants induits dans les trois enroulements rotoriques. On obtient un couple électromagnétique utile si la vitesse de rotation du rotor est différente de celle du stator et si les deux champs tournants (rotorique et statorique) sont synchrones. En fonctionnement moteur, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s d'où l'appellation «moteur asynchrone».

On note :

Ω : la vitesse de rotation du rotor, exprimée en radians par seconde.

g : le glissement de la vitesse de rotation du stator par rapport à celle du champ tournant statorique.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{III.2})$$

La figure (III.1) présente les enroulements de la machine asynchrone triphasée dans le repère (a,b,c) .

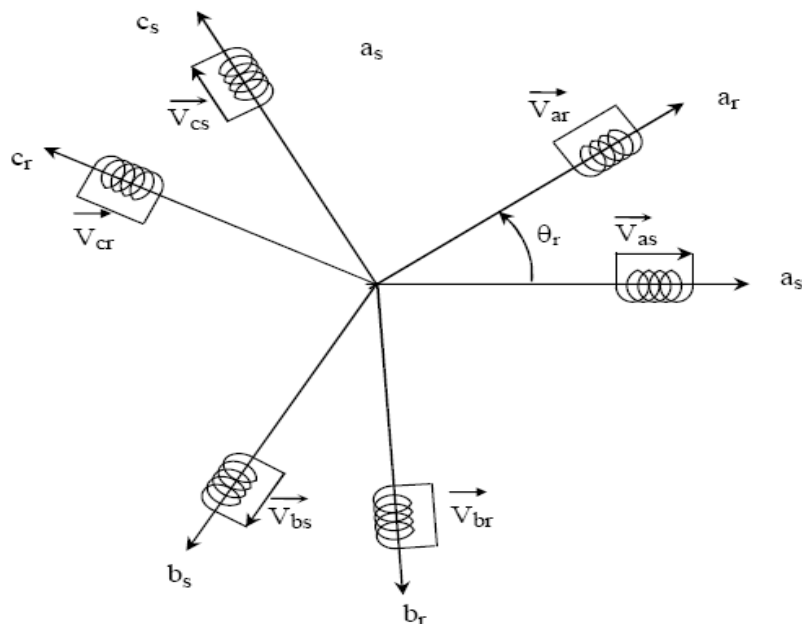


Fig.III.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

III.2.2 Hypothèses simplificatrices : [5]

- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et le courant de Foucault sont tous négligés.
- Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques.

III.2.3. Mise en équation du modèle de la machine

III.2.3.1. Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par les expressions suivantes :

$$[V_{ab\ cs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcsr}] \quad (\text{III.3})$$

$$[V_{ab\ cr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Avec : } [V_{abcs}] = [V_{as}\ V_{bs}\ V_{cs}]^t ; [i_{abcs}] = [i_{as}\ i_{bs}\ i_{cs}]^t ; [\phi_{abcs}] = [\phi_{as}\ \phi_{bs}\ \phi_{cs}]^t$$

$$[V_{abcr}] = [V_{ar}\ V_{br}\ V_{cr}]^t ; [i_{abcr}] = [i_{ar}\ i_{br}\ i_{cr}]^t ; [\phi_{abcr}] = [\phi_{ar}\ \phi_{br}\ \phi_{cr}]^t$$

III.2.3.2. Equations magnétiques :

L'absence de saturation et la limitation au premier harmonique d'espace nous permettent d'écrire les expressions des flux statorique et rotoriques comme suit :

$$\phi_{abcs} = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{III.5})$$

$$\phi_{abcr} = [M_{rs}][i_{abcs}] + [L_{rr}][i_{abcr}] \quad (\text{III.6})$$

Les quatre sous matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

III.2.3.3. Equation mécanique

$$J \frac{d}{dt}(\Omega_r) = C_{em} - C_r - F\Omega_r \quad (\text{III.9})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = P[i_{abc}]^t [M_{sr}] [i_{abc}] \quad (\text{III.10})$$

Avec : J : moment d'inertie du rotor.

F : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

P : nombre de paire de pôles.

III.2.4. Modèle de PARK

Les termes figurant dans les équations des flux (III.8) sont fonction de l'angle θ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques. Pour pallier ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants et flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de base est appelé transformation de Park. Ainsi, la machine sera régie par un système d'équations à coefficients constants.

III.2.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park implique la transformation des enroulements statorique et rotorique de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes en quadrature d et q.

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle θ . La transformation de Park est donnée par l'expression suivante:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

L'angle (θ) dans la matrice $P(\theta)$, prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur ($\theta_s - \theta_r$) pour les grandeurs rotoriques, le modèle de la machine asynchrone après la transformation de PARK est décrit par :

III.2.4.2 Equations électriques

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_s \phi_{qs} \quad (\text{III.12})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) - \omega_s \phi_{ds} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{III.14})$$

$$V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{III.15})$$

III.2.4.3 Equations magnétiques :

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme suivante:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{III.16})$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (\text{III.17})$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{III.18})$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

III.2.4.4 Equations mécanique:

$$J \frac{d}{dt}(\Omega) = C_{em} - C_r - F\Omega_r \quad (III.20)$$

Différentes formes d'équations du couple :

$$C_{em} = P\left(\frac{M}{L_r}\right)(\Phi_{dr}i_{qs} - \Phi_{qr}i_{ds}) \quad (III.21)$$

$$C_{em} = P(\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}) \quad (III.22)$$

$$C_{em} = P(\Phi_{qr}i_{dr} - \Phi_{ds}i_{ds})$$

$$C_{em} = PM(i_{dr}i_{qr} - i_{qs}i_{ds}) \quad (III.23)$$

$$(III.24)$$

III.2.5 Choix du référentiel :

Trois types de référentiels sont intéressants

III.2.5.1 Référentiel lié au stator : dans ce repère on trouve.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ \& } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (III.25)$$

III.2.5.2 Référentiel lié au rotor : dans ce repère on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \text{ \& } \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (III.26)$$

III.2.5.3 Référentiel lié au champ tournant : dans ce cas la vitesse est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), nous avons donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ \& } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (III.27)$$

III.2.6. Représentation d'états

$$\frac{d}{dt}x = f(x) + gu \quad (III.28)$$

Avec : $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \omega_r]^t$; $u = [V_{ds} \ V_{qs}]^t$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -v \cdot i_{ds} + \omega_s \cdot i_{qs} + \frac{k}{T_r} \cdot \phi_{dr} + k \cdot \phi_{qr} \cdot \omega_r \\ -\omega_s \cdot i_{ds} - v \cdot i_{qs} - k \cdot \omega_r \cdot \phi_{dr} + \frac{k}{T_r} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{P^2 \cdot M}{J \cdot L_r} \cdot (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f}{J} \cdot \omega_r - \frac{P}{J} \cdot C_r \end{bmatrix}$$

$$v = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \left(R_s + R_r \cdot \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \right)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} ; k = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$$

En alimentant notre machine avec le système

II.3 Simulation et interprétation:

II.3.1 Démarrage à vide :

Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone avec inversion du sens de marche à l'instant $t=1s$

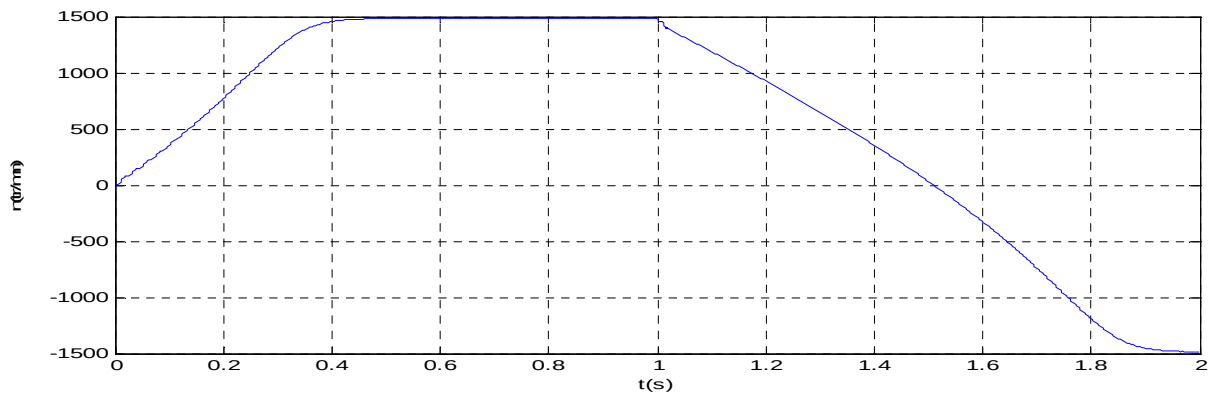


Fig. II.4.5.1.1.Vitesse du moteur

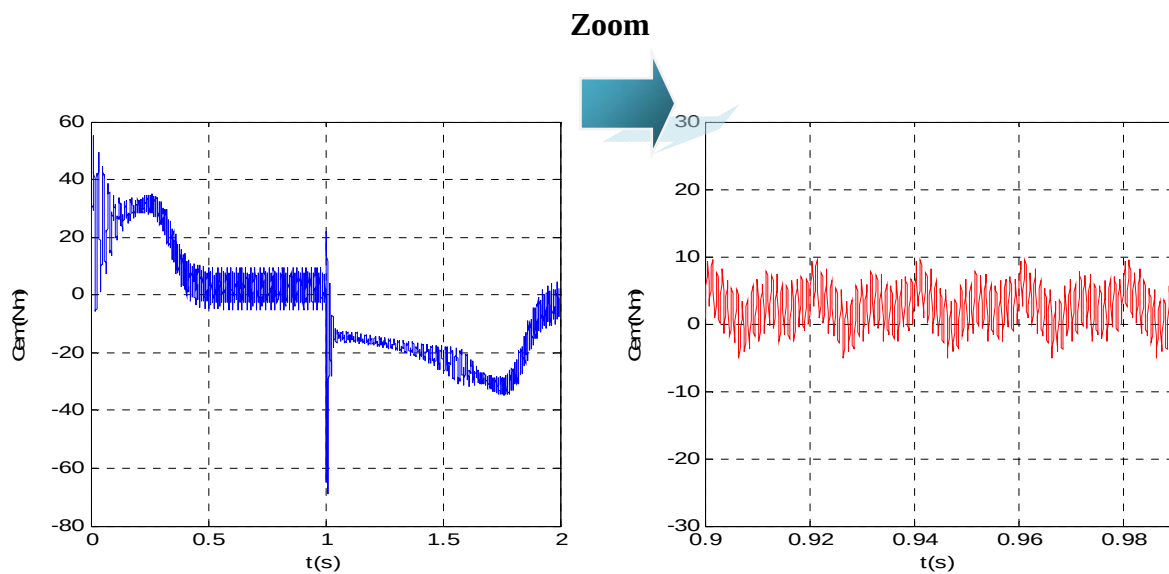


Fig. II.4.5.1.2 Le couple électromagnétique

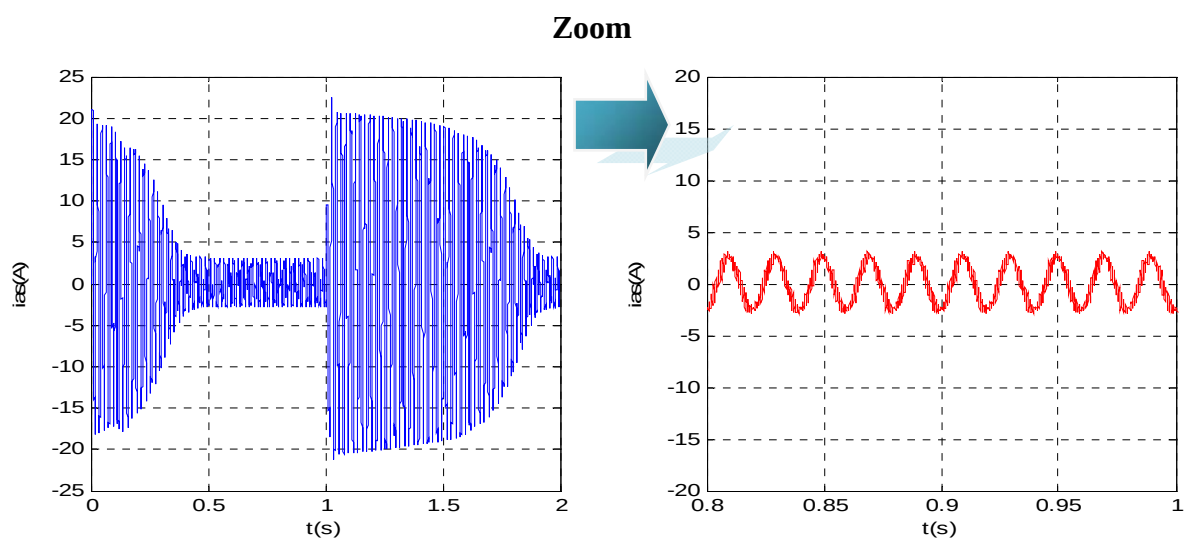


Fig. II.4.5.1.3 Le Courant d'une phase du moteur triphasée

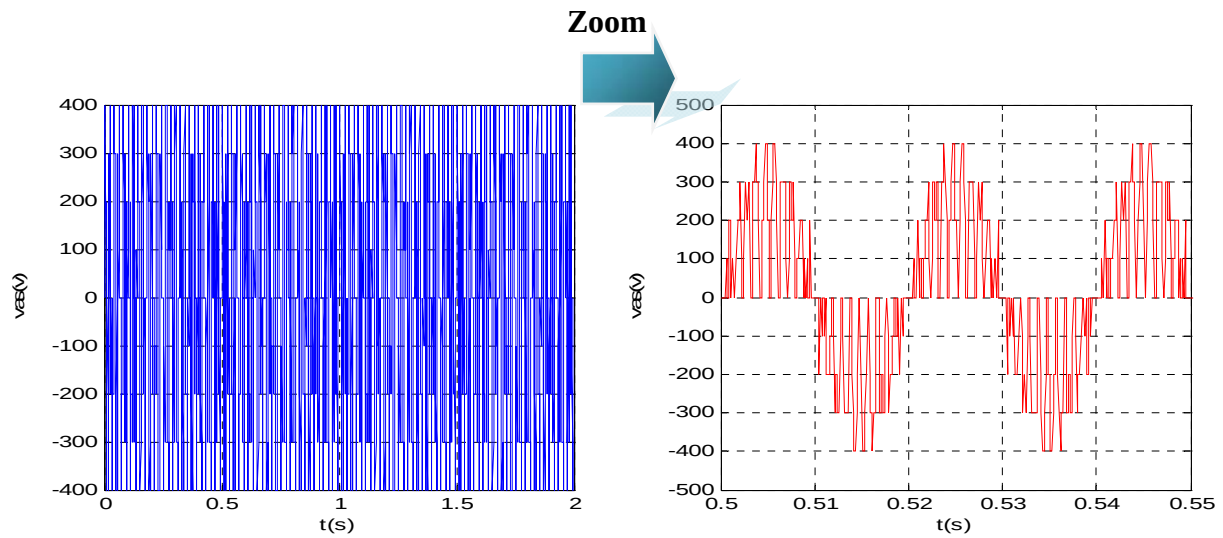


Fig. II.4.5.1.4 La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur

III.3.2 Démarrage avec charge ($C_r=4\text{N.m}$)

Résultats de la simulation du moteur asynchrone avec $C_r=4\text{N.m}$ à l'instant $t=0.6\text{s}$ et on inverse du sens de marche à l'instant $t=1\text{s}$

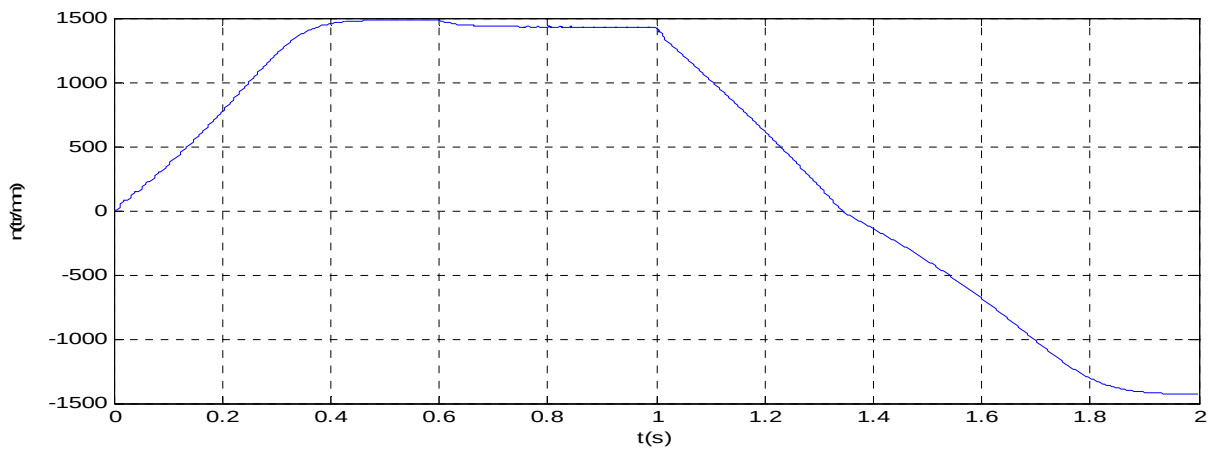


Fig. II.4.5.2.1 Vitesse du moteur

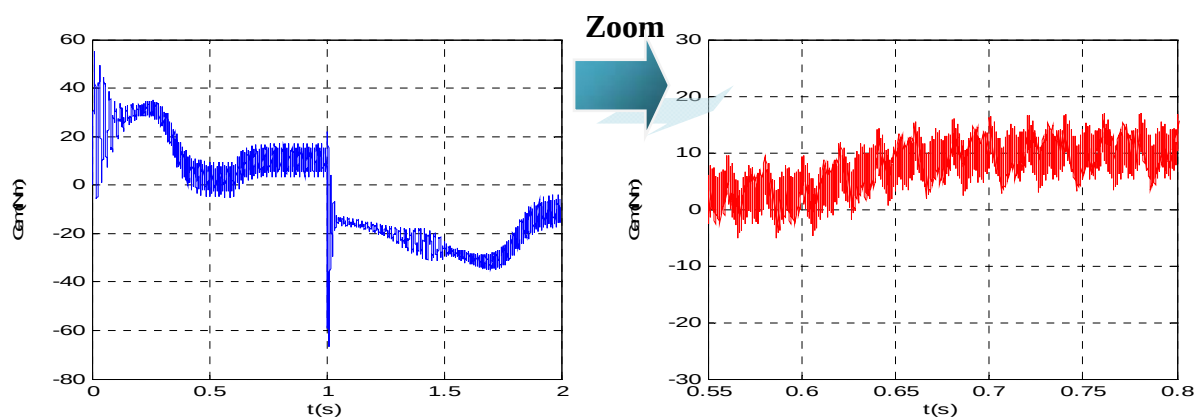
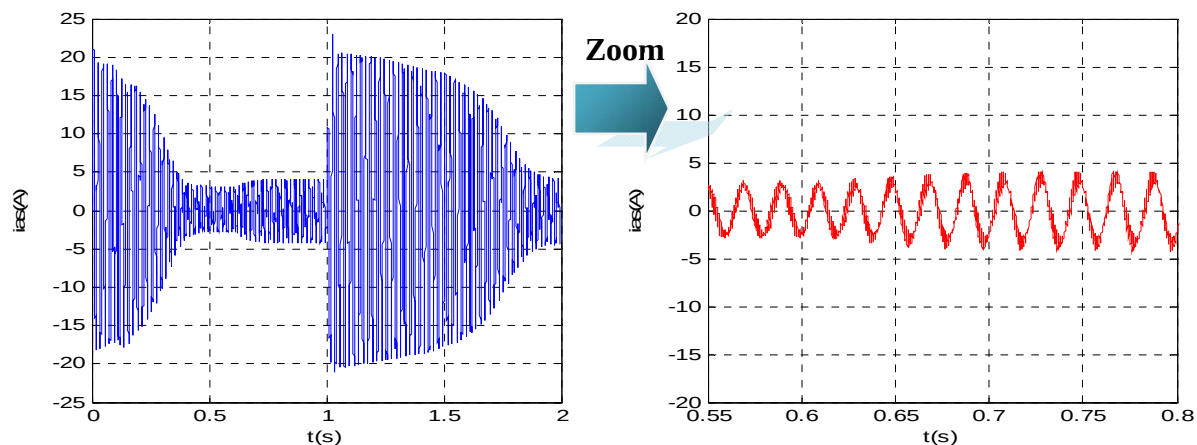


Fig. II.4.5.2.2 Le couple électromagnétique



II.4.5.2.3 Le Courant d'une phase du moteur triphasée

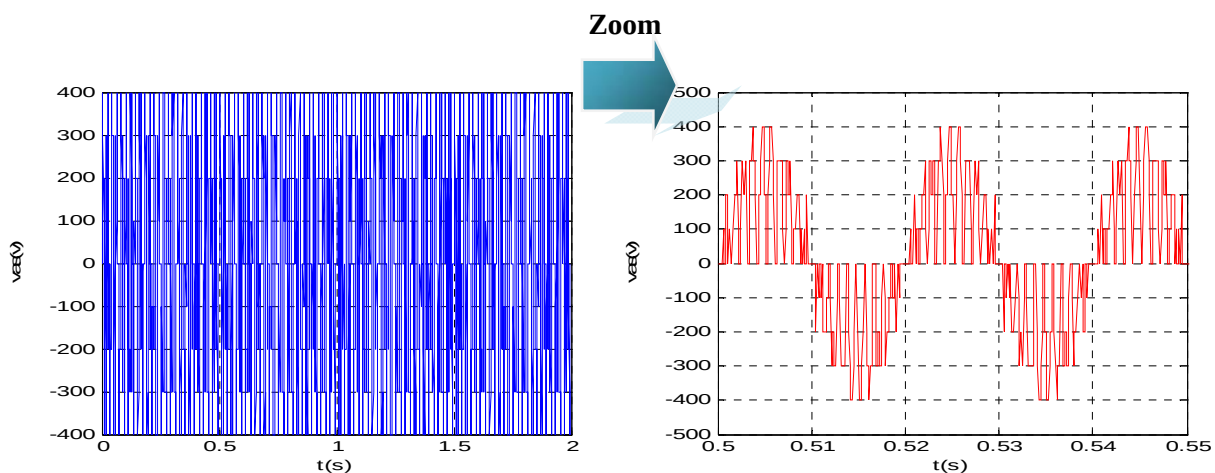


Fig. II.4.5.2.4 La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur

III.4 Interprétation des résultats de simulation :

La vitesse : La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps la vitesse de rotation se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme, Au moment de l'inversion environs ($t=1s$) de sens de marche, la vitesse diminue linéairement vers la valeur de la vitesse de synchronisme mais de signe négative.

A l'instant $t=0.4s$: l'application de la charge poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

Le couple : La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après tend vers zéro à vide et tend vers le couple résistant à l'application de la charge ; à l'inversion de sens de marche une oscillation lisible pendant une courte durée, après le couple électromagnétique diminue puis augmente vers le zéro à vide, et vers la valeur du couple résistant à l'application de la charge .

Le courant statorique : Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît, après le courant diminue jusqu'à il devient sinusoïdal, à l'inversion du sens de marche le courant augmente puis il devient encore si sinusoïdal.

A l'application de la charge le courant statorique évolue suivant la charge appliquée.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, la modélisation et la simulation du système l'association moteur asynchrone avec onduleur. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présenté.

Chapitre. IV

*ETUDE DE LA CASCADE RESEAU-
REDRESSEUR - FILTRE - ONDULEUR*

A TOIS NIVEAUX - MAS

IV.1 Introduction

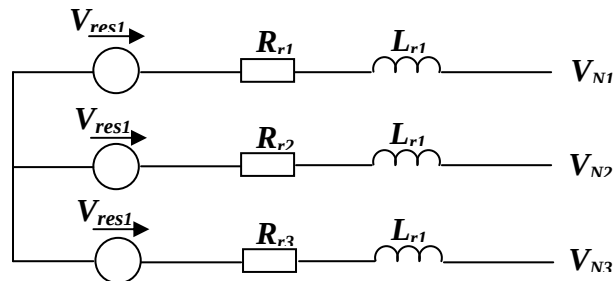
Dans ce chapitre, nous présenterons quelques dispositifs permettant de Cascade-redresseur-onduleur-MAS pour générer les deux tensions $Uc1$ et $Uc2$ à partir d'un réseau alternatif 50 Hz.

Ainsi on étudiera deux types de changeurs de fréquences réversibles :

- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux- MAS.
- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux à commande triangulo-sinusoïdale – onduleur triphasé à trois niveaux-MAS.
- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux à commande hystérésis – onduleur triphasé à trois niveaux-MAS .

IV.2. MODELISATION DU RESEAU ELECTRIQUE

IV.2. A. Repère abc



On note par V_{Ni} les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase.[6]

On simplifie le schéma et on déduit le système d'équations différentielles donnant le courant i_{ki} [1]

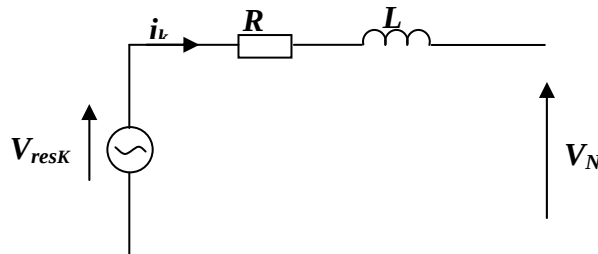


Fig.IV.1. schéma équivalent du réseau triphasé

En appliquant la loi des mailles au modèle de la figure (IV. 1) on trouve :

$$V_{\delta N} = V_{resk} - R \cdot i_k - L \cdot \frac{di_k}{dt} \quad (IV. 1)$$

V_{resk} et i_k ($k=1, 2,3$) : respectivement la tension et le courant de la phase du réseau triphasé.

$V_{\delta N}$ ($\delta=a, b, c$) : la tension liée au bras k du redresseur qui est en série avec l'impédance du Réseau (R et L).

Après la transformation de Laplace, le système prédéfini s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_S & 0 & 0 \\ 0 & R + L_S & 0 \\ 0 & 0 & R + L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

IV.2. B. Repère dq

Le passage du repère abc au repère tournant dq dans le sens direct, s'effectue à l'aide de la transformation de Park comme suit :

$$[V_{\delta Ndq}] = [V_{resdq}] - R \cdot [i_{dq}] - L \cdot \frac{d}{dt} [di_{dq}] \quad (IV.3)$$

$$T(\theta) \begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = T(\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} T(\theta) \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left[T(\theta) \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \right] \quad (IV.4)$$

L'utilisation des propriétés matricielles classiques permet d'obtenir le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

ω : Pulsation du réseau.

Dans notre cas la composante homopolaire est nulle, du fait que le neutre est isolé.

La formule s'écrit sous la forme matricielle en utilisant l'opérateur Laplacien, comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + LS & -L\omega \\ L\omega & R + LS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

IV.3 le Redresseur à Mli

IV.3.1 Topologies de base et caractéristiques [8]

Les redresseurs à commutation forcée (*redresseurs à MLI*) sont construits à base des interrupteurs entièrement contrôlable (ouverture et fermeture). Ceci permet la commutation des

interrupteurs une centaine de fois par période, ce qui est pas possible pour les redresseurs classique à diode ou à thyristors, où la commutation n'est possible qu'une fois par période. Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

(a)- le courant ou la tension peut être modulée (*modulation de largeur d'impulsions ou PWM*), donc produire de moins de perturbations harmoniques ;

(b)- le facteur de puissance peut être commandé ;

(c)- le redresseur peut être construit comme source de tension ou source de courant ;

Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI :

(1)- Redresseur source de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension continue;

(2)- Redresseur source de tension, où l'inversion de puissance est assurée par inversion du courant continu.

IV.3.2 Principe de fonctionnement du redresseur à MLI

Le redresseur de type pont de Greatz est constitué de transistors IGBT comprenant chacun une diode en antiparallèle d'une manière à assurer la continuité des courants de sources. Le bloc source est composé d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance R et une inductance L sur chaque phase.

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à *MLI* est de garder la tension à la sortie du redresseur égale à une valeur de référence désirée, en utilisant une boucle d'asservissement comme représenté sur (*Fig. III. 2*). Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence U_c . Le signal d'erreur produit les ordres de commande pour les transistors du redresseur. De cette façon, l'énergie peut venir ou retourner à la source alternative s'accordant avec les conditions de la tension de sortie de redresseur mesurée aux bornes du condensateur C . [8]

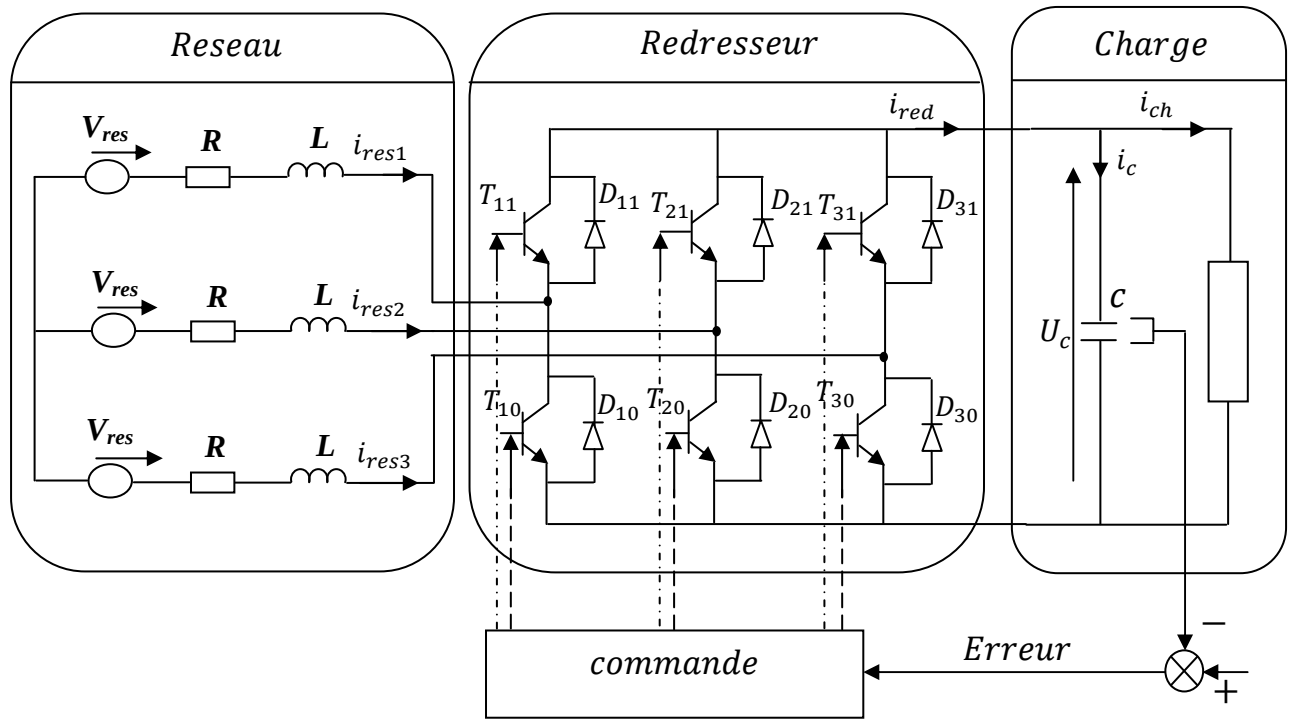


Fig.IV.2 Principe de fonctionnement de redresseur à MLI en boucle fermée

Quand le courant i_{red} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie d'alimentation à partir du réseau. Le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés de MLI pour les transistors. De cette façon des écoulements du courant du côté alternatif vers le côté continu et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand I_d devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande de la commande de décharger le condensateur et l'énergie retourne vers le réseau. [8]

Les tensions de réseaux sont définies comme suit:

$$\begin{cases} V_{res1} = V_r \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t) \\ V_{res2} = V_r \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 2 \cdot \pi/3) \\ V_{res3} = V_r \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 4 \cdot \pi/3) \end{cases} \quad (IV.7)$$

Les courants de référence sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} i_{ref1} = i_{eff1} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t) \\ i_{ref2} = i_{eff2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 2 \cdot \pi/3) \\ i_{ref3} = i_{eff3} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 4 \cdot \pi/3) \end{cases} \quad (IV.8)$$

IV.3.3.Organigramme de commande de la stratégie triangulo - sinusoïdale [8]

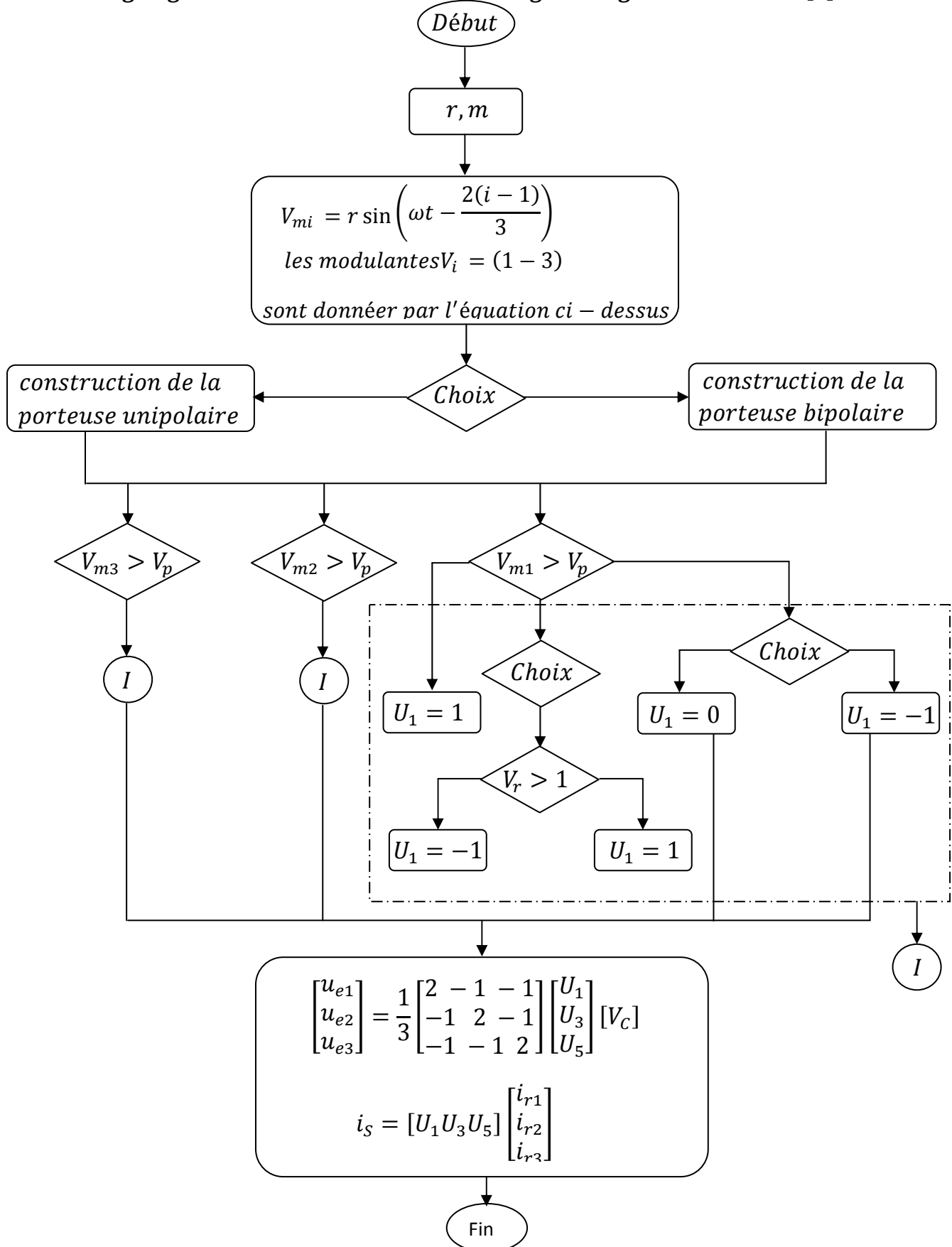


Fig.IV.3.Organigramme de commande de la stratégie triangulo – sinusoïdale de redresseur MLI à trois niveaux

IV.4. ETUDE DES DEFFERANTES CASCADES :

A- le redresseur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale

IV.4.1.Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé à trois Niveaux – MAS. ($R = 0.25\Omega$, $L = 10\text{mH}$, $C_1 = C_2 = 20\text{mF}$).

a structure générale de cette cascade est montrée dans la *figure (III. 3)*. L'onduleur et redresseur Sont commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuses.

Les tensions du réseau ont une valeur efficace de 220V . et une fréquence $f_{res} = 50\text{Hz}$. La cascade alimente le moteur triphasé.

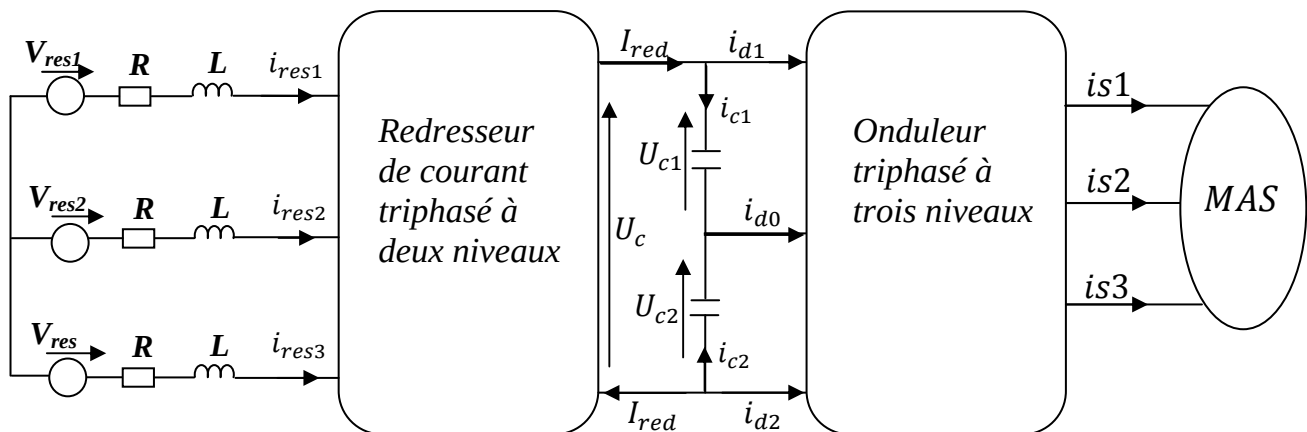


Fig.IV.4 Cascade un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - onduleur triphasé à trois niveaux -MAS

IV.4.1.2 Filtre intermédiaire pour cette cascade

Le modèle du filtre de cette cascade est défini par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} + i_{d1} \end{cases}$$

IV.4.1.3. résultat des Simulations et interprétations

Les **figures IV. 4** présentent les différentes grandeurs de la cascade. La *figure (a)* représente les tensions U_{c1} et U_{c2} et la différence entre les deux, qui divergent vers des valeurs grandes. La *figure (b)* présente le couple électromagnétique qui a une fréquence deux fois celle de l'onduleur. Le Courant d'une première phase et la vitesse de la MAS sont donnés à la *figure (c) et (d)* respectivement. La vitesse de synchronisme de la MAS est 1500tr/mn . Les *figures (e) et (f)* montrent respectivement le courant redressé I_{red1} , les courants de sortie de l'onduleur i_{d1} et i_{d2} . Les courants de réseau d'une phase de redresseur et la tension de réseau sont présentés par la *figure (g)*

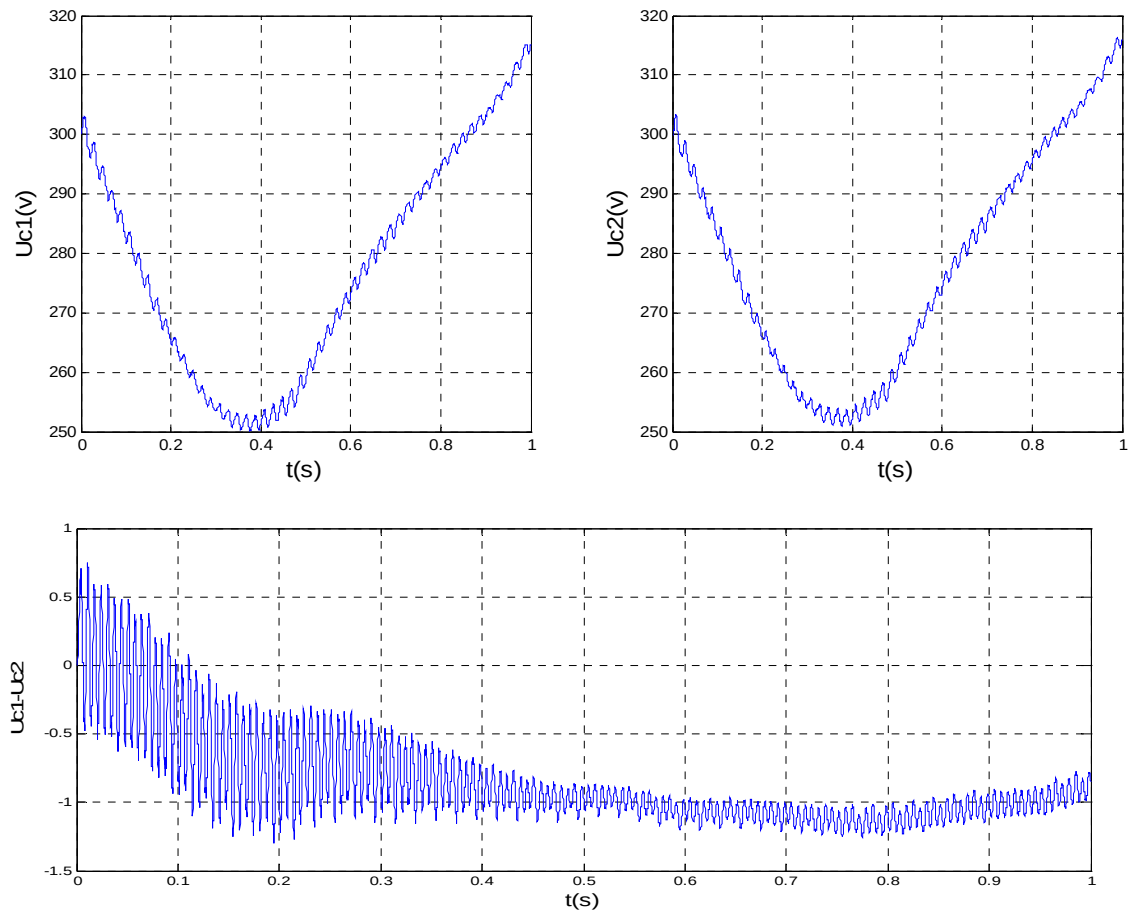


Fig.IV.4.a. les tensions U_{c1} et U_{c2} et leur différence

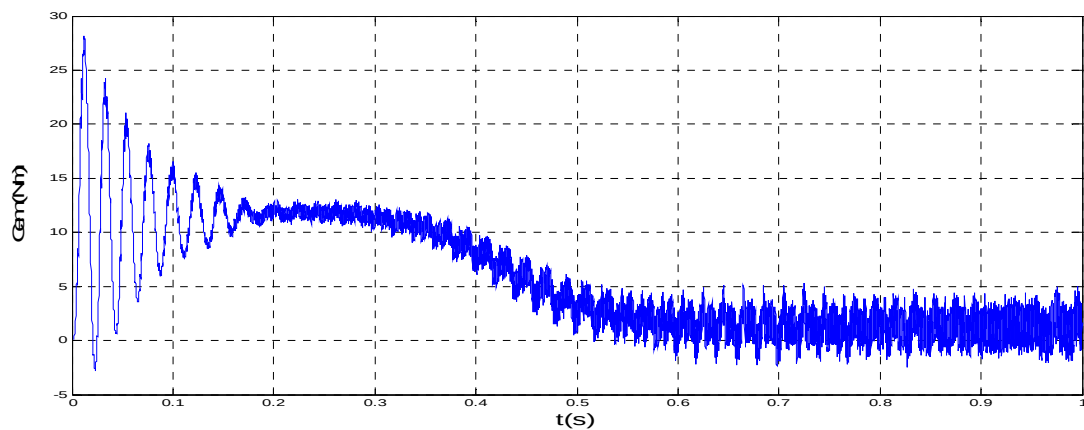


Fig.IV. 4.b. Le couple électromagnétique de la machine triphasée.

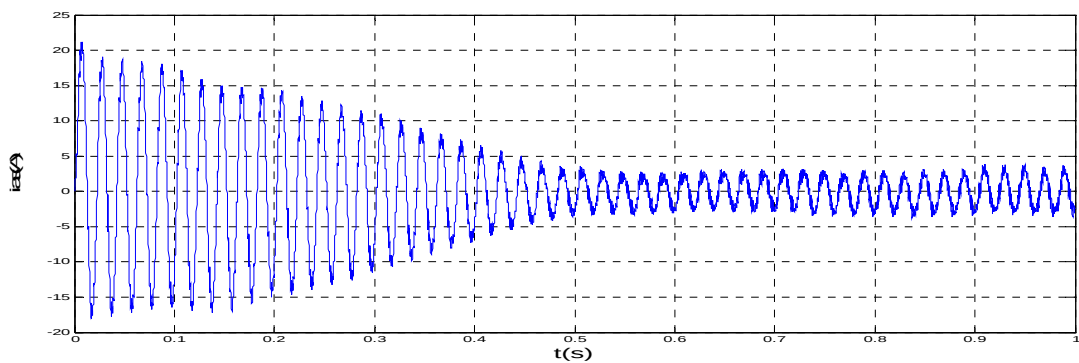


Fig.IV.4.c. Le courant d'un première phase du moteur

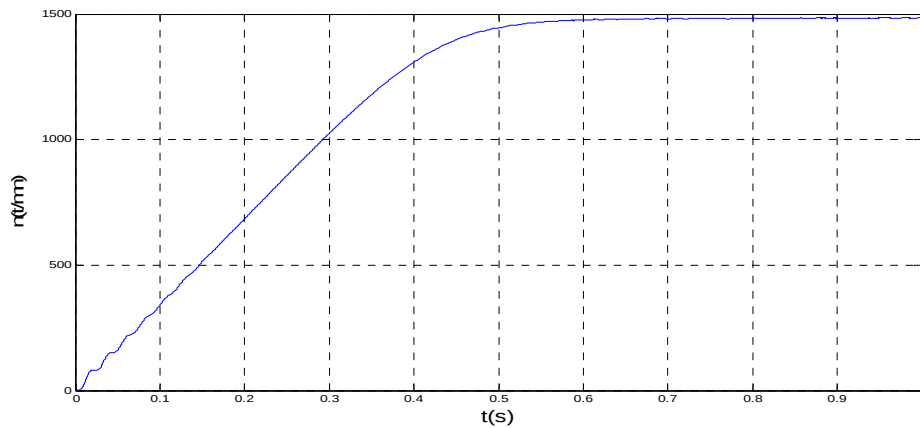


Fig.IV.4.d. La vitesse de la machine asynchrone.

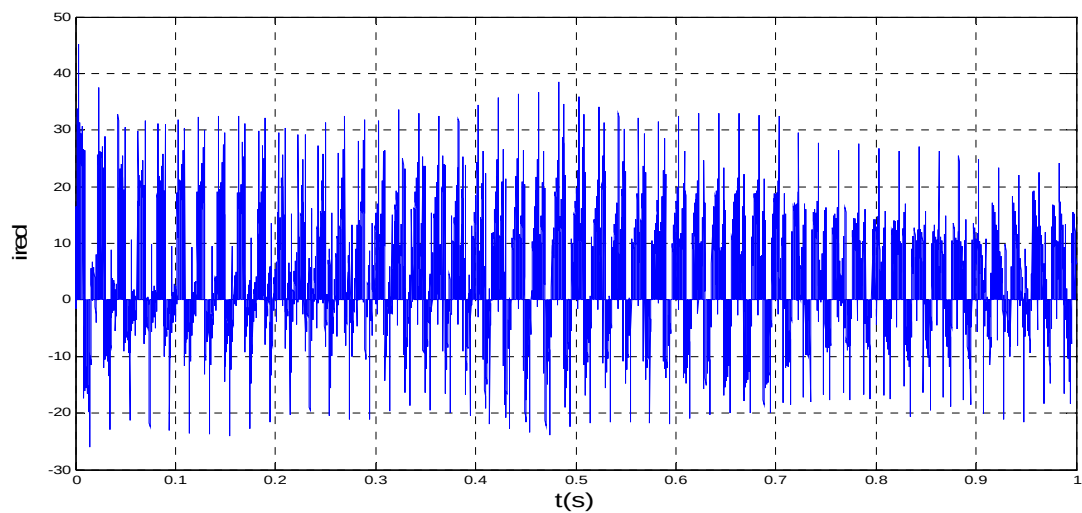


Fig.IV.4.e. Le courant redressé I_{red} du redresseur triphasé à deux niveaux.

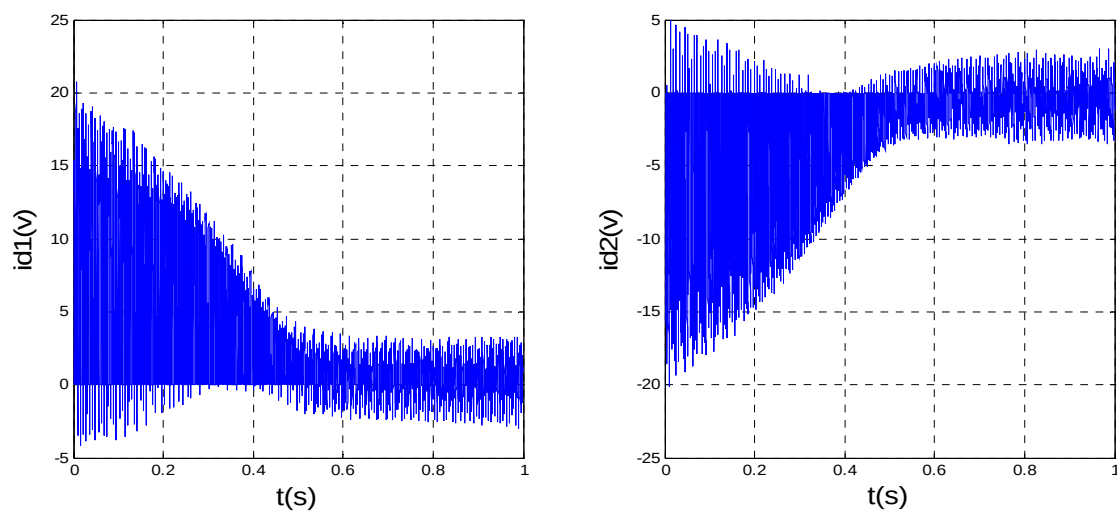


Fig.IV.4.f. Le courant $id1$ et $id2$ de l'Onduleur triphasé à trois niveaux.

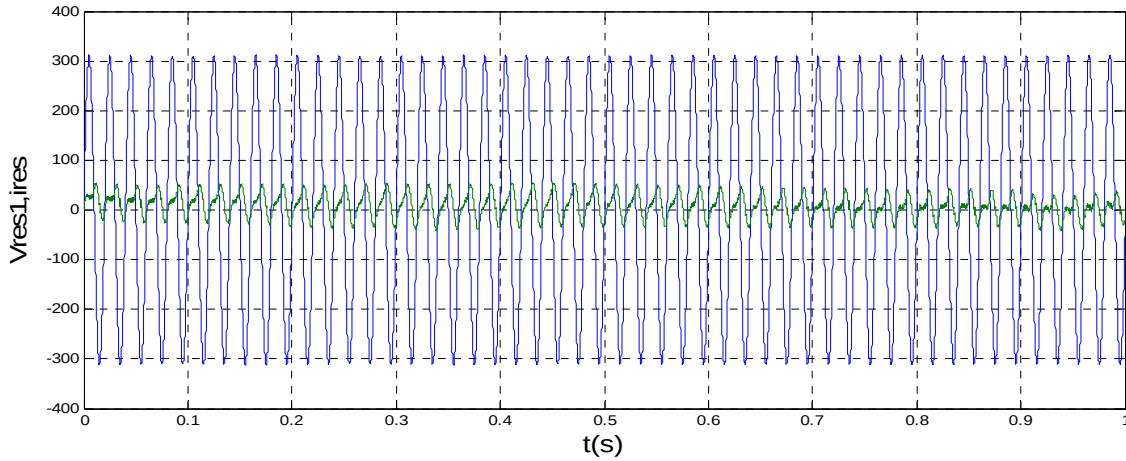


Fig.IV.4.g. Courant et tension d'une phase du réseau alimentant le redresseur triphasé à trois niveaux.

IV.4.2. Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux – Onduleur triphasé à trois niveaux – MAS. ($R = 0.25\Omega, L = 10mH, C_1 = C_2 = 20mF$).

La structure générale de cette cascade est montrée dans la **figure (IV.3)**. L'onduleur et Redresseur Sont commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à un porteuses. Les tensions du réseau ont une valeur efficace de 220V. La cascade alimente le moteur triphasé.

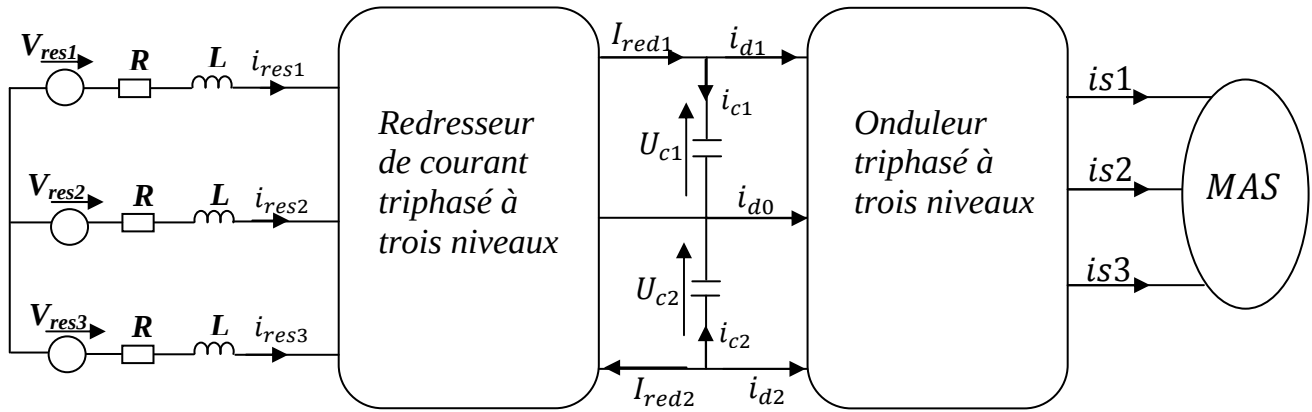


Fig.IV.5 Cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - onduleur triphasé à trois niveaux

IV.4.2.1 Filtre intermédiaire pour cette cascade

Le modèle du filtre dans cette cascade est défini par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} + i_{d1} \end{cases}$$

IV.4.2.2 Simulation et interprétation

Les différentes grandeurs de cette cascade sont présentées sur les **figures (IV.6)** :

La *figure (a)* montre le courant d'une phase de la machine asynchrone, qui se stabilise à partir de $t = 0.5s$. Le couple et la vitesse de cette dernière, (*figure. (b), (c)*). *figure (d)* Il n'y a pas de différence entre les deux cascades concernant les deux tension $Uc1$ et $Uc2$. Les courants de réseaux d'une phase de redresseur, (*figure. (e)*) avec la tension de réseau ce qui équivaut à un facteur de puissance unitaire. Les deux courants $Ired1$ et $Ired2$, $id1, id2$ redressés et l'onduleur sont montrés dans les (*figures (f), (g)*) respectivement. Dernière Les courants $ired0$ et $id0$ de redresseur respectivement de l'onduleur ont une valeur moyenne pratiquement nulle comme le montre la *figure (h)*.

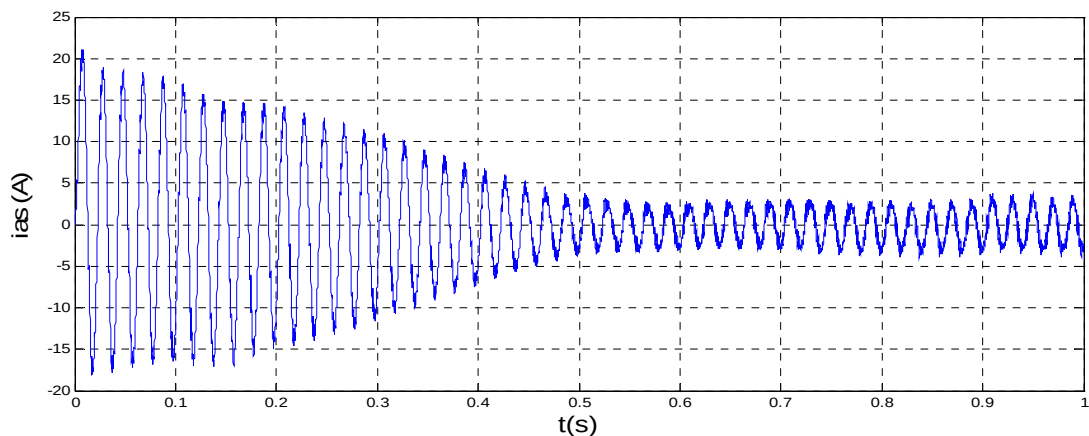


Fig.IV.6.a. Courant de la première phase du moteur triphasé.

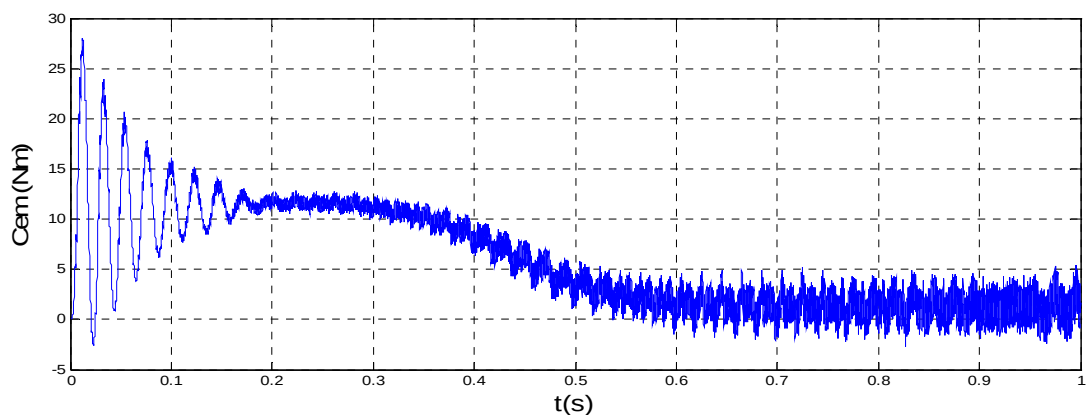


Fig.IV.6.b. Le couple électromagnétique de la machine triphasée.

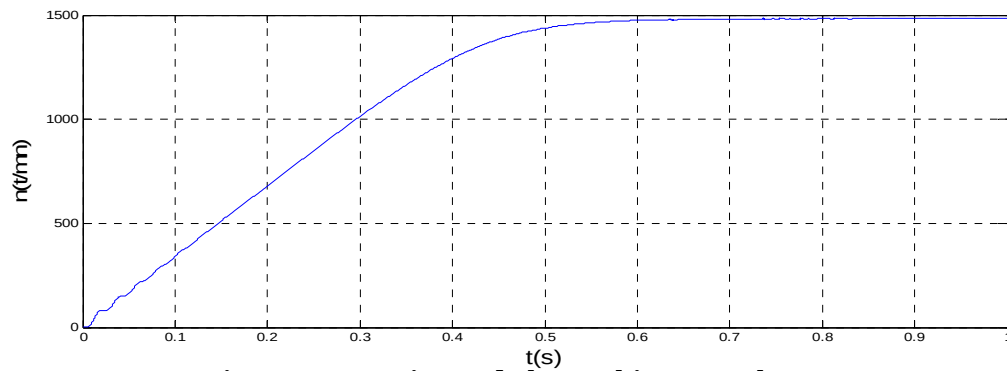


Fig.IV.6.c. La vitesse de la machine asynchrone.

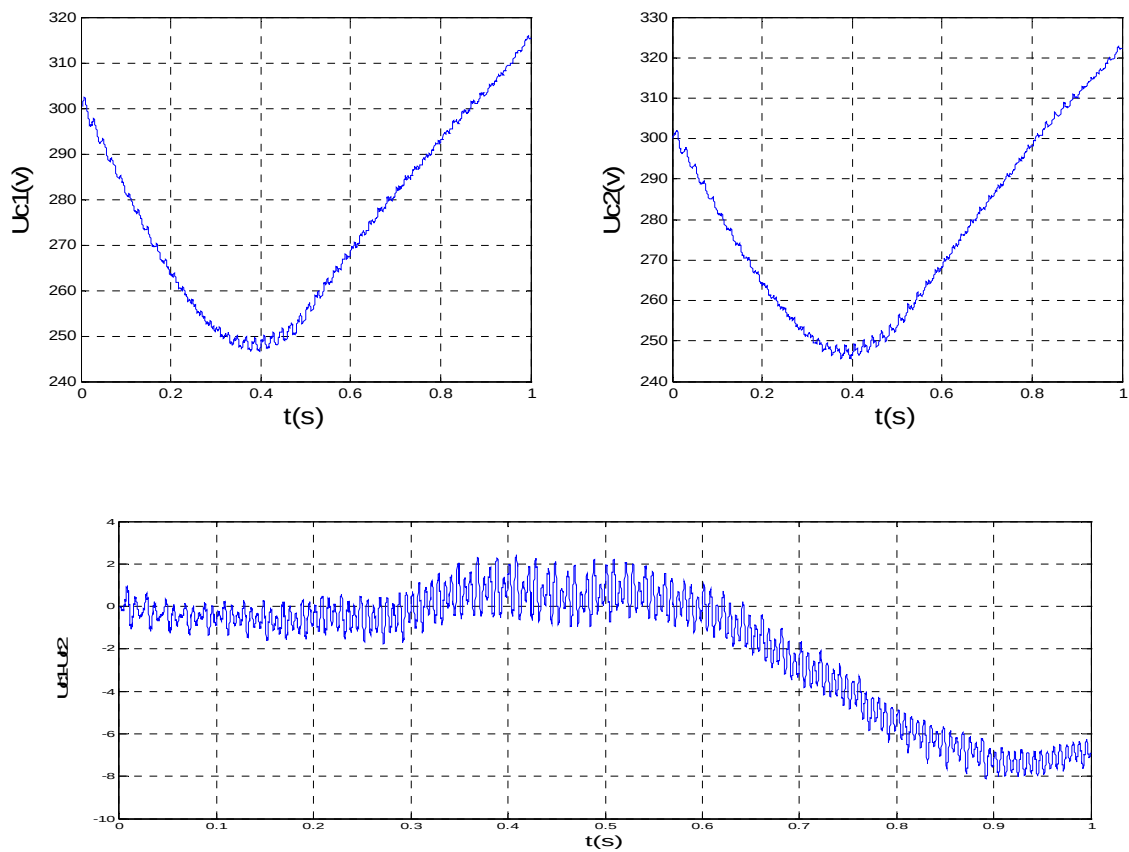


Fig.IV.6.d. les tensions U_{c1} et U_{c2} et leur différence

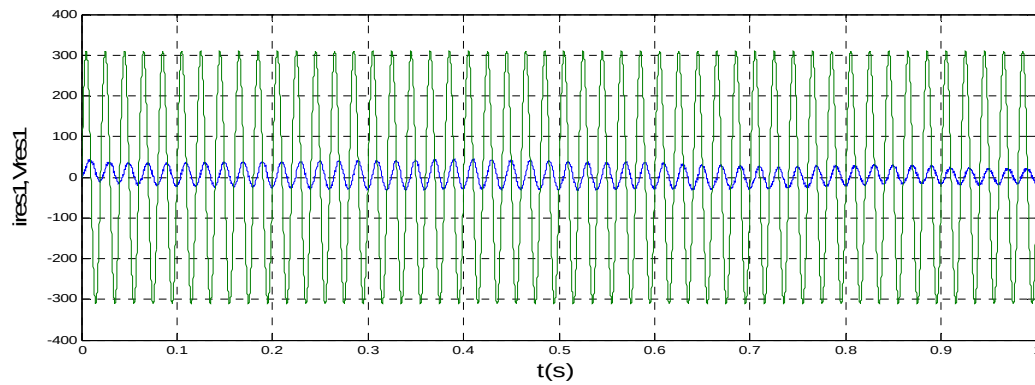


Fig.I V.6.e. Courant et tension d'une phase du réseau triphasé à trois niveaux.

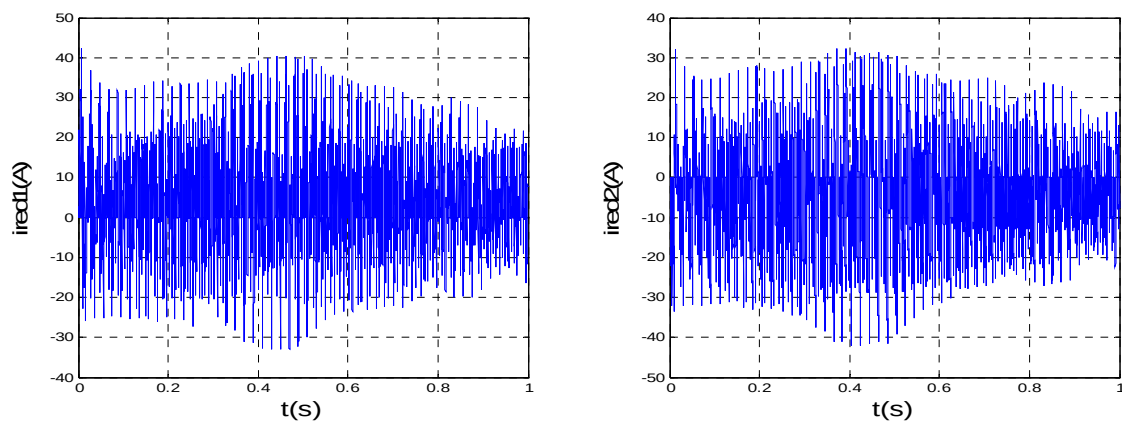


Fig.IV.6.g. courants ired1, ired2 de redresseur triphasée à trois niveaux

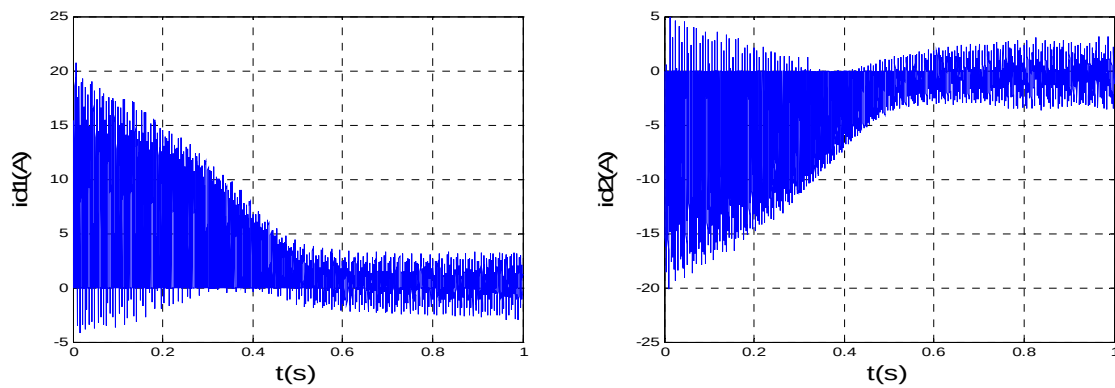


Fig.IV.6.g. courants id1, id2 de l'onduleur triphasée à trois niveaux

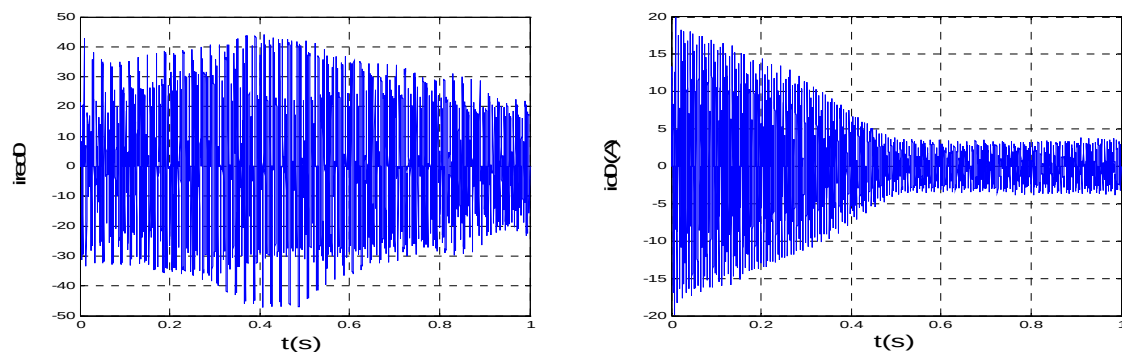


Fig. IV 6.h. courants ired0, id0 de redresseur.et l'Onduleur triphasé à trois niveaux

B- le redresseur est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant

B.1 Principe :

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références.

B.2 Algorithme de la commande

Pour le redresseur triphasé à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase $k, k = (1,2,3)$ ci-dessous. Soit ε_k l'écart entre le courant réel et le courant de référence défini par :

$\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$, la commande des interrupteurs sont détermines alors comme suit :

$$\Delta i \leq |\varepsilon_k| \leq 2 * \Delta i \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k1} = 0 \quad (IV.9)$$

$$\varepsilon_k > 2 * \Delta i \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k1} = 0 \quad (IV.10)$$

$$\varepsilon_k < -2 * \Delta i \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k1} = 1 \quad (IV.11)$$

Les courants de référence pour alimenter le redresseur sont donnés par le système :

$$\begin{cases} i_{ref1} = i_{eff1} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t) \\ i_{ref2} = i_{eff2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 2 \cdot \pi/3) \\ i_{ref3} = i_{eff3} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot t - 4 \cdot \pi/3) \end{cases} \quad (IV.12)$$

IV.3. Cascadé d'un redresseur de courant à trois niveaux avec - onduleur triphasé à trois niveaux -MAS

La structure générale de cette cascade est montrée par . L'onduleur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuses. Le redresseur est commandé par la stratégie d' hystérésis en courant cette stratégie qui assure un courant coté réseau en phase avec la tension donc un facteur de puissance unitaire.

La valeur efficace du courant de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 0.6A. Les tensions du réseau ont une valeur efficace de 220V. La cascade alimente le

IV. 3.1.Simulation et interprétation:

La *figure (IV. 7. a)* montre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} . La différence entre les deux tensions est pratiquement nulle.

Le courant de la première phase de la machine est montré dans la *figure (IV. 7. b)*.

Le couple et la vitesse de la machine sont donnés respectivement aux *figures (IV. 7. c)* .

Le couple a une fréquence deux fois celle de l'onduleur.

Le courant du réseau I_{res1} est donné à la *figure (IV. 7. d)*. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau ce qui équivaut à un facteur de puissance unitaire. Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} qui possèdent une valeur moyenne de 6A, sont montrés à la *figure (IV. 7. e)*.

Les courants i_{d1}, i_{d2} de l'onduleur sont donnés à la *figure (IV. 7. f)*. Les courants i_{red0} et i_{d0} de redresseur respectivement de l'onduleur ont une valeur moyenne pratiquement nulle comme le montre la *figure (IV. 7. g)*.

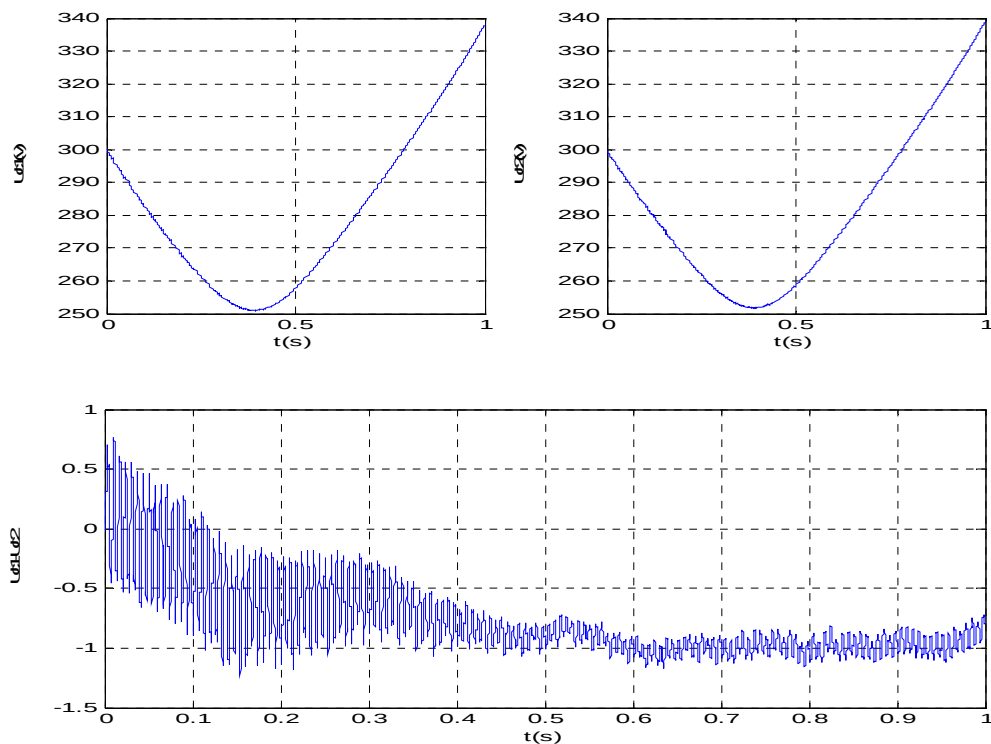


Fig. IV. 7.a. les tensions U_{c1} et U_{c2} et leur différence

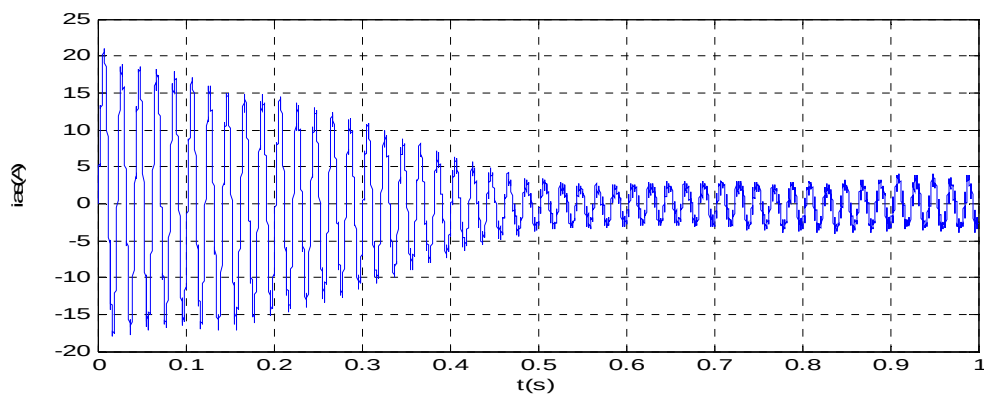


Fig. IV. 7. b. Le courant de première phase de stator

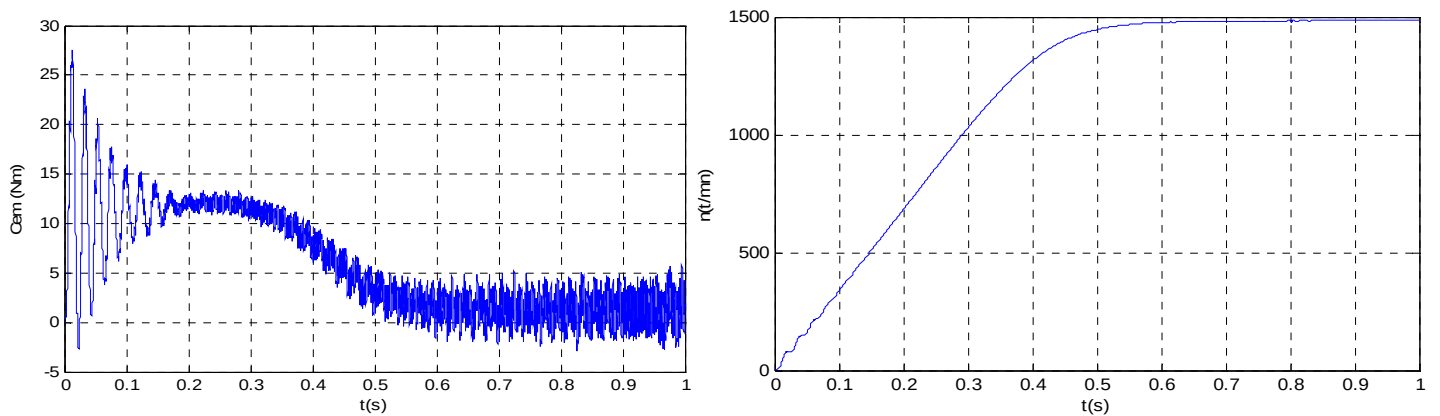


Fig . IV.7.c. le couple et la vitesse de la machine asynchrone.

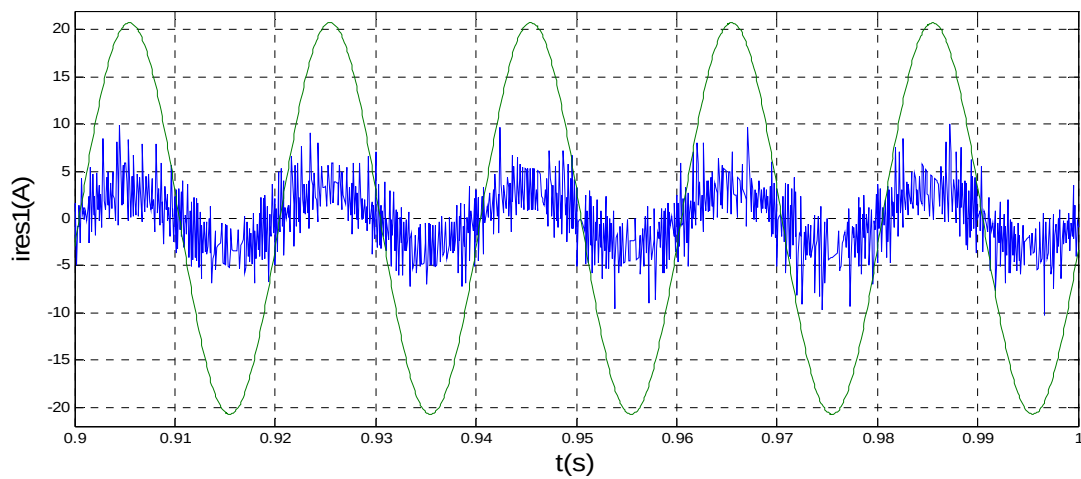


Fig . IV. 7.d. Courant et tension d'une phase du réseau alimentant le redresseur triphasé à trois niveaux.

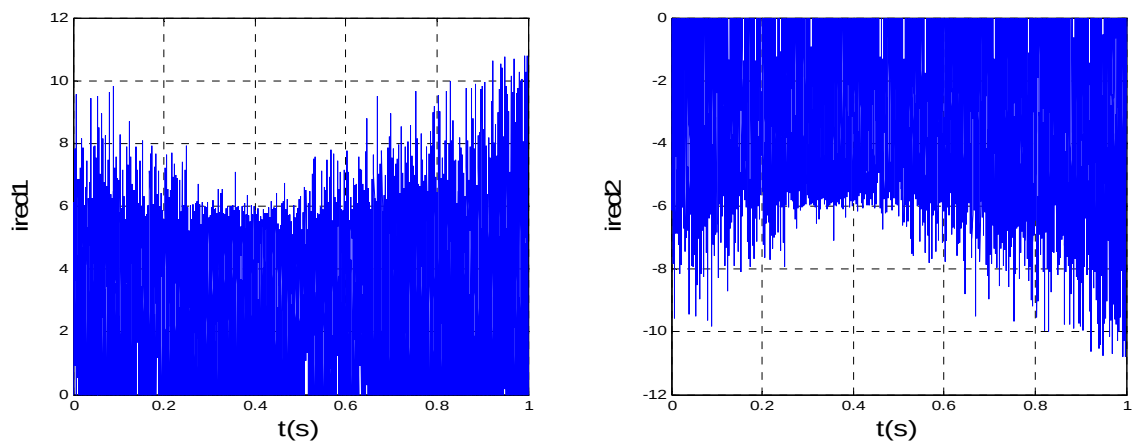


Fig . IV. 7.e. courants ired1, ired2 de redresseur triphasée à trois niveaux

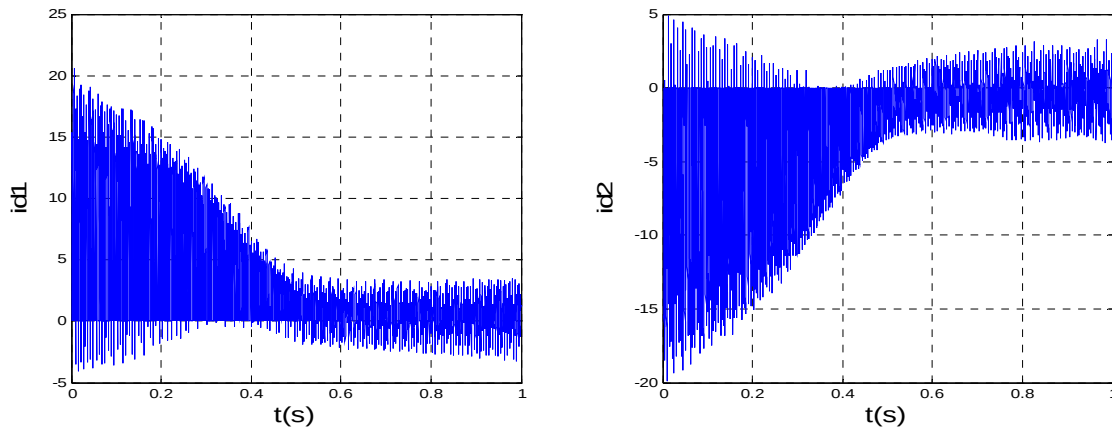


Fig . IV. 7.f. courants $id1$, $id2$ de l'onduleur triphasée à trois niveaux

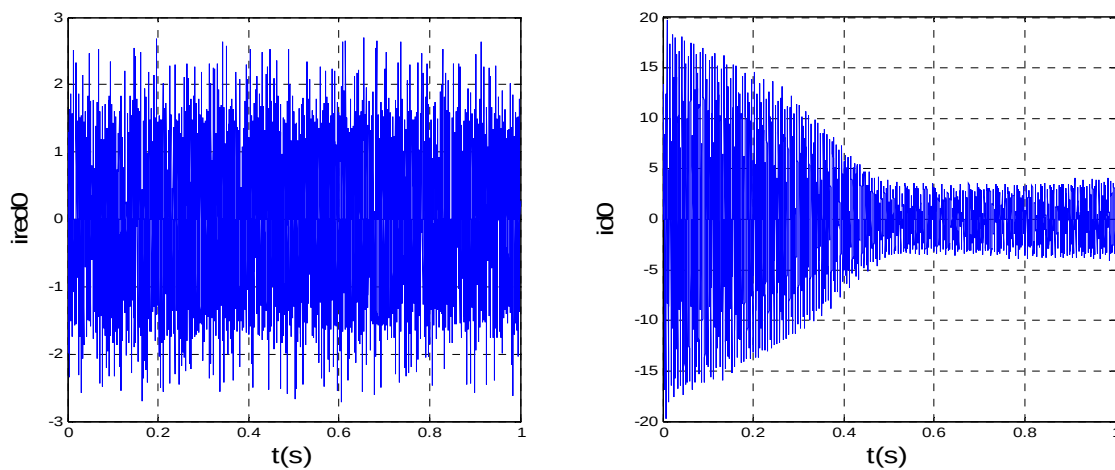


Fig . IV. 7.g. courants $ired0$, $id0$ de redresseur et Onduleur triphasé à trois niveaux

III.6. CONCLUSION :

L'étude de la cascades du redresseur de courant commandés par la stratégie triangulo – Sinusoïdale à un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone nous a permis de voir un courant coté réseau le plus sinusoïdal possible avec un facteur de puissance proche de l'unité. On a rencontré le problème de fluctuation du potentiel du point milieu M du à la dérivé des deux tensions $Uc1$ et $Uc2$. la solution de ce problème sera proposé dans le chapitre suivant.

Chapitre V

*CASCADE RESEAU- REDRESSEUR –
FILTRE- ONDULEUR-MAS AVEC
ASSERVISSMENT DU REDRESSEUR MLI*

V.1 Introduction

Au chapitre précédent, nous avons étudié des changeurs de fréquence ce qui nous a permis la mise en évidence du problème de fluctuation du potentiel du point milieu M dû à la dérivée des deux tensions U_{C1} et U_{C2}

Pour résoudre ce problème, on peut proposer les trois solutions suivantes qui donnent des performances plus au moins comparables pour la stabilité du potentiel du point M :

- ❖ Utilisation d'une alimentation continue d'entrée à point milieu.
- ❖ Utilisation de capacités $C1$ et $C2$ de valeurs importantes.
- ❖ Régulation des tensions U_{C1} et U_{C2} .

Afin de palier à ce problème nous étudierons dans ce chapitre l'asservissement de ces redresseurs. Nous asservirons les tensions U_{C1} et U_{C2} d'entrée de l'onduleur. La boucle de courant et de tension impose la valeur efficace des courants de référence.

V.2.ASSEVISSEMENT DE REDRESSEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

A- le redresseur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal

V.2.1.Modèles des boucles de courant et de tension : [1]

La boucle de tension impose la valeur efficace du courant de la référence du réseau correspondant à la puissance que doit échanger le réseau avec la charge continue. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de puissance instantanée, et on néglige les pertes dans le redresseur. Le système (V. 1. a) exprime les puissances d'entrée (P_e) et de sortie (P_s) du redresseur triphasé

La partie alternative d'entrée du redresseur triphasé à deux niveaux peut être modélisée par un circuit RL d'une phase comme le montre la figure (V. 1. b). V_{resk} est la tension d'une phase du réseau triphasé et U_k la tension d'une phase d'entrée du redresseur. La boucle de tension impose la valeur efficace du courant de la référence du réseau

$$\begin{cases} p_e = V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} & , k = (1,2,3) \\ p_e = \sum V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} \\ p_s = U_C \cdot I_{red} = U_C \cdot (i_c + i_{ch}) \end{cases} \quad (V. 1)$$

En négligeant, la puissance dissipée par l'effet joule dans les résistances R du réseau, on aboutit à :

$$p = V_{resk} \cdot I_{resk} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} + U_C \cdot I_{red}$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions V_{resk}

Correspondantes, on peut écrire alors :

$$p = 3 \cdot V_r \cdot I_e = U_C \cdot I_{red} \quad \text{avec :} \quad \begin{cases} V_{resk} = \sqrt{2} V_r \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \\ I_{resk} = \sqrt{2} I_e \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \end{cases} \quad (V.2)$$

Définissons les grandeurs i_c, i_{ch} et U_C . Comme site:

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2}, i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2}}{2}, U_C = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2}, I_{red} = i_c + i_{ch}.$$

Ainsi, en triphasé la puissance fluctuante est nulle. D'où aucune contrainte n'est imposée à la période d'échantillonnage T_v de la boucle de tension.

Le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (V.2) est présenté à la figure (V.1).

Est dans le coefficient $3V_r/U_C$ pour le triphasé.

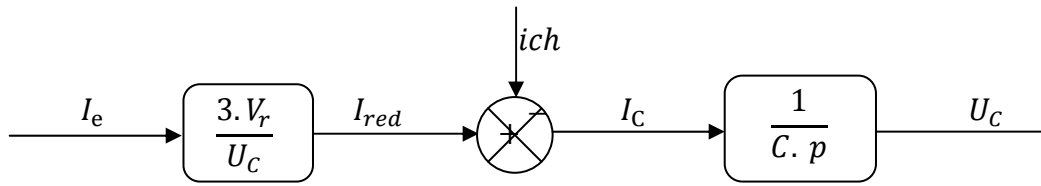


Fig. V.1.a. Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux

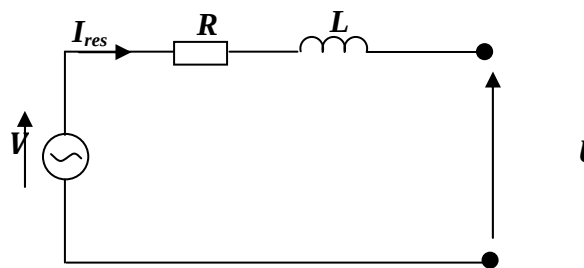


Fig. V.1.b. Modèle de la boucle de courant D'une phase de redresseur

V.2.2. Dimensionnement des régulateurs de tension et de courant

Pour asservir les tensions d'entrée de l'onduleur, on utilise un régulateur intégral proportionnel IP . et On utilise des régulateurs PI (proportionnel intégral) pour le courant.

V.2.2.1 Boucle de tension :

L'algorithme d'asservissement de la tension U_C est montré à la figure (V.2).

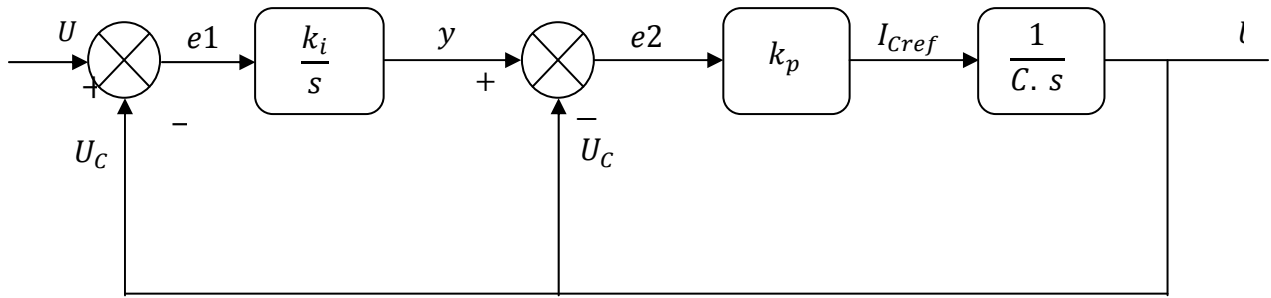


Fig. V.2. modèle équivalent de la boucle de tension

Calcul des paramètres de régulateur de tension:

La fonction de transfert du correcteur de la tension en boucle fermée est donnée par l'équation suivante ;
pour : $\omega_n = 50 \text{ rad/s}$; $\varepsilon = 1$.

$$G1(s) = \frac{k_p/C.s}{1 + k_p/C.s}$$

$$G1(s) = \frac{k_i/s.G1(s)}{1 + k_i/s.G1(s)}$$

$$G2(s) = \frac{k_i.k_p/C.}{s^2 + k_p/C.s + k_i.k_p/s.}$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = k_p k_i / C . \\ 2. \varepsilon. \omega_n = k_p / C \end{cases} \quad (\text{V. 6})$$

$$\begin{cases} k_i = \omega_n^2 . C ./ k_p \\ k_p = 2. \varepsilon. \omega_n / C \end{cases} \quad (\text{V. 7})$$

IV.2.2.2 Boucle de courant :

On asservit les courants des phases pour chacune de ces boucles courantes :

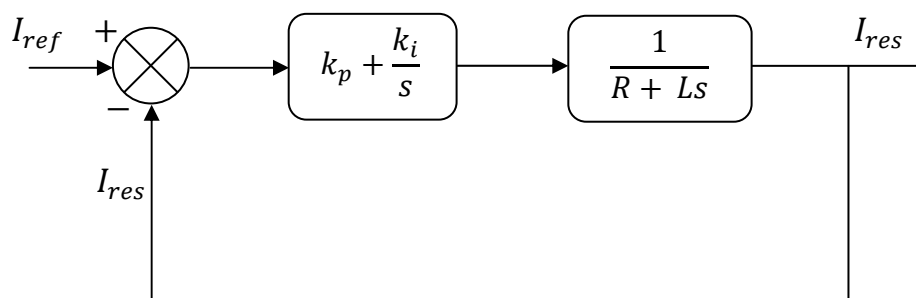


Fig. V.3. modèle équivalent de la boucle de courant du redresseur

Calcule des paramètres de régulateur de courant :

✓ boucle ouverte :

$$F1(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{R + Ls}\right)$$

✓ boucle fermée :

$$F2(s) \frac{F1(s)}{1 + F1(s)} = \frac{k_i + k_p \cdot s}{s^2 + (k_p + R)/L \cdot s + k_i/L}$$

-par comparaison au système du deuxième ordre :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = k_p/L. \\ 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n = R + k_p/L. \end{cases} \quad \begin{cases} k_i = \omega_n^2 \cdot L. \\ k_p = 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n - R. \end{cases} \quad (V.8)$$

V.3.Cascade un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux – machine asynchrone

On applique l'algorithme d'asservissement de la tension et de courant élaboré précédemment pour commander le redresseur triphasé à deux niveaux de cette cascade.

Les paramètres du réseau sont $R = 0.25 \, \Omega$ et $L = 10 \, mH$. Les paramètres du filtre de sortie sont $C1 = C2 = 20 \, mF$.

La valeur efficace du tension de réseau est $220V$ et une fréquence $res = 50Hz$.

La périodes d'échantillonnage de boucles du tension et boucles de courant sont donné respectivement $Tv = 2 \cdot 10^{-4}s$ et $Ti = 1 \cdot 10^{-4}s$.

Les paramètres des correcteurs sont est :

- boucle de tension : $Kpv = 2$ et $kiv = 25$.
- boucle de courant : $kpi = 15$ et $kii = 20$.

Les figures (V. 4. a) montrent que les asservissements des tensions U_{C1} et U_{C2} des redresseurs triphasés répondent parfaitement à toutes les perturbations. La différence $U_{C1} - U_{C2}$ est faible et devient pratiquement nulle en régime établi. Les courants des réseaux triphasés, alimentant le redresseur de

laCascade, suivent bien leurs références sinusoïdales. Les facteurs de puissances de ces réseaux sont pratiquement unitaires . Le courants redressés I_{red} des redresseurs triphasés sont donnés à la figure (V. 4. b).Les figures (V. 4. c) et (V. 4. d) et (V. 4. e) présentent les grandeurs du moteur triphasé (courant, couple et vitesse). Les courants de l'onduleur I_{d1} , I_{d2} sont donnés à la figure (V. 4. f).

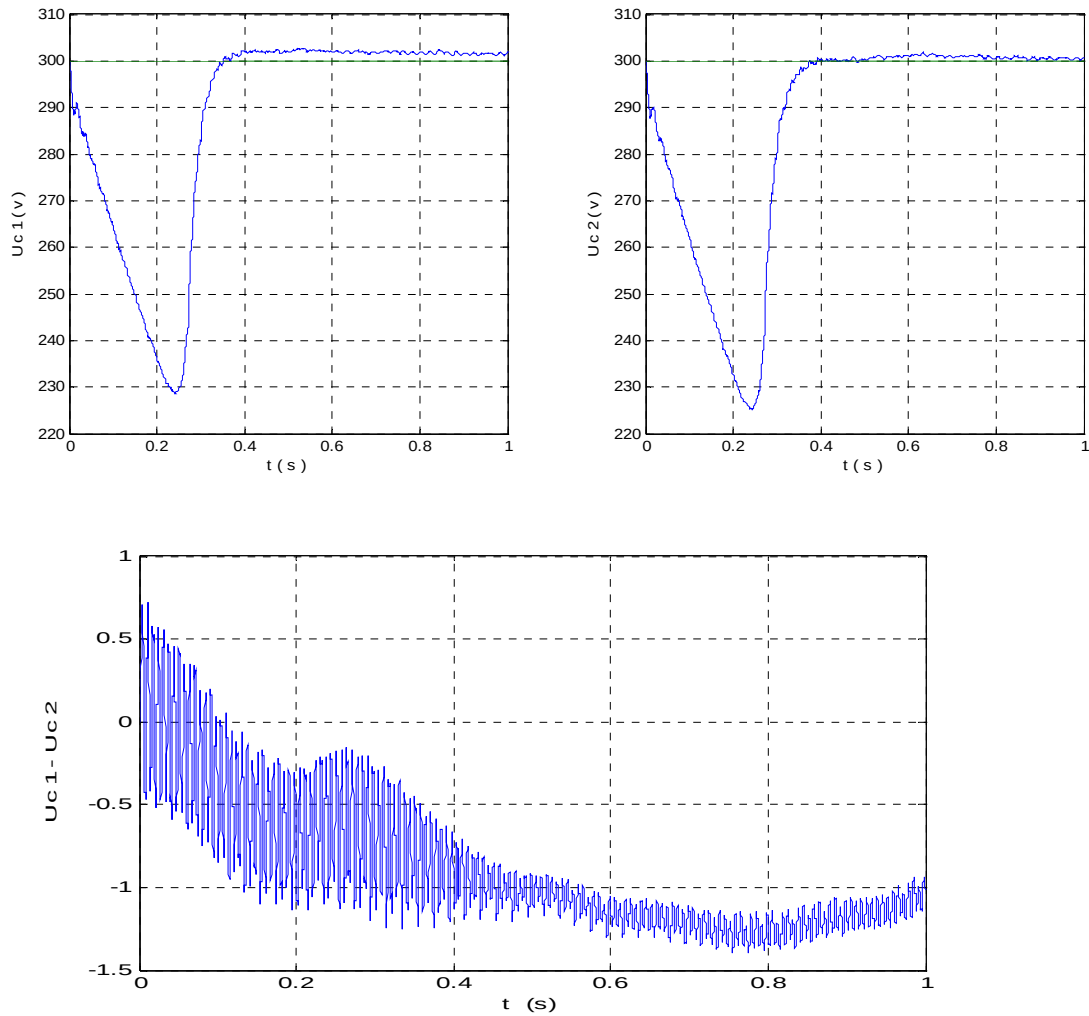


Fig. V.4.a. Tensions U_{c1} , U_{c2} ainsi que leur différence

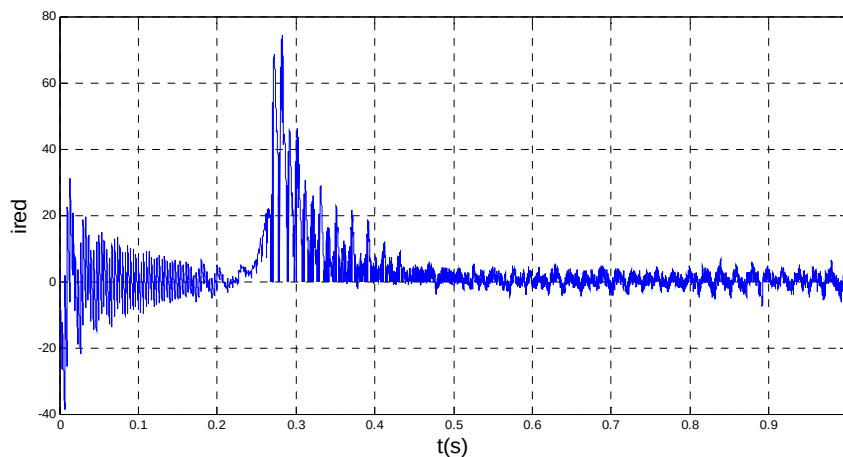


Fig. V.4.b. Le courants I_{red} de redresseur triphasé à deux niveaux

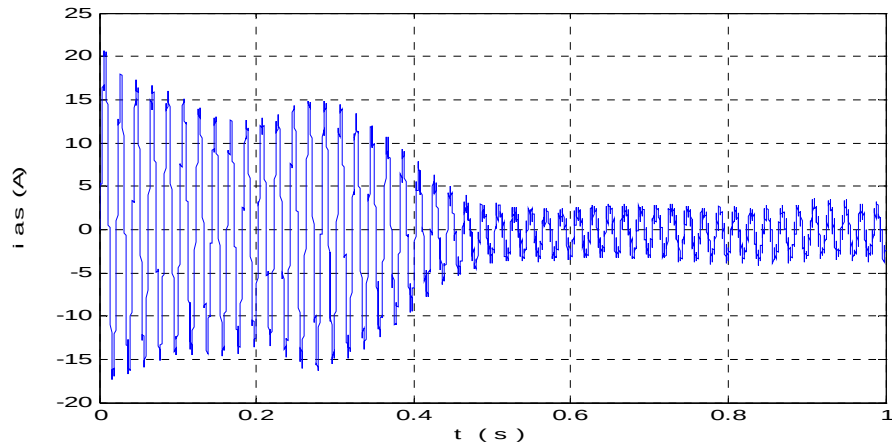


Fig. V.4.c Courant d'une phase du moteur triphasé

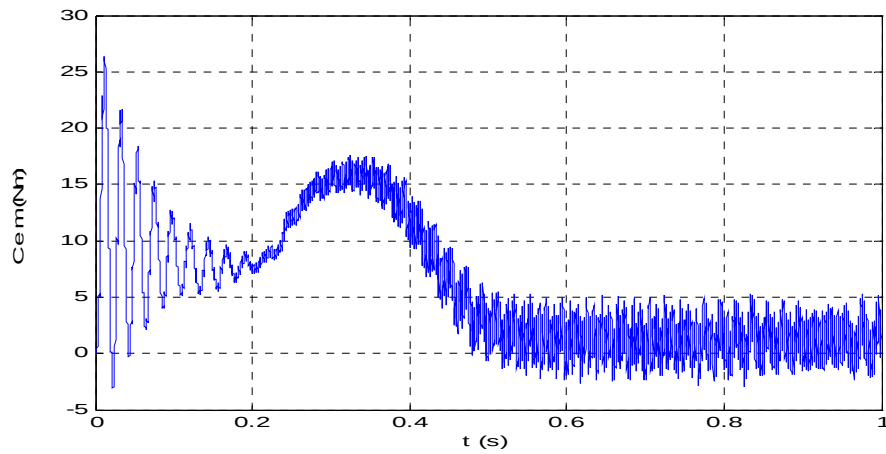


Fig. V.4.d Couple du moteur triphasé

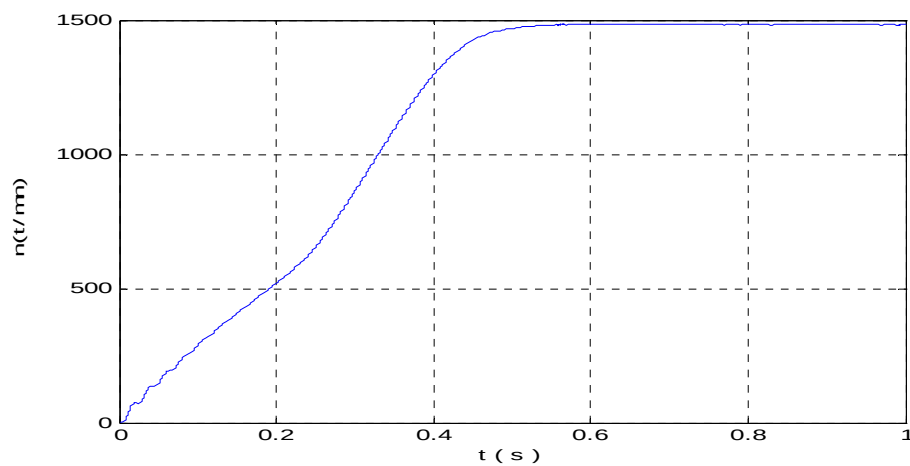


Fig. V.4.e Vitesse du moteur triphasé

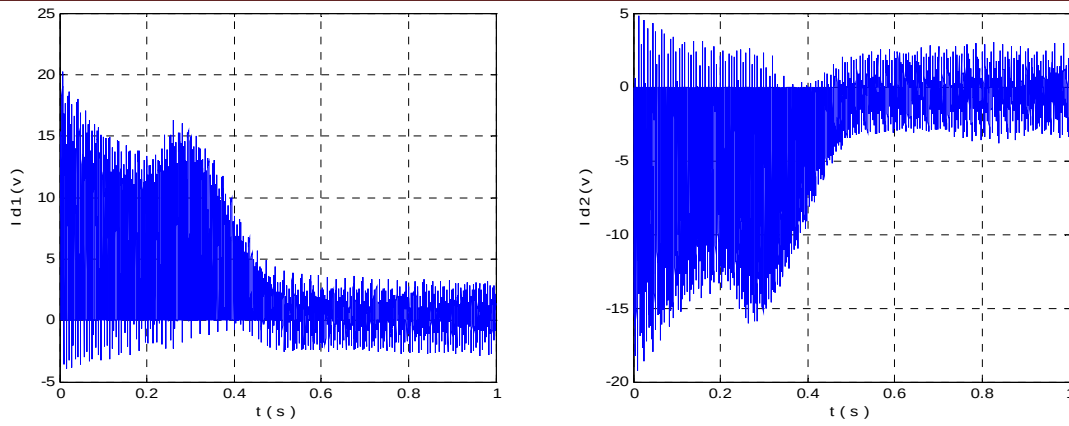


Fig. V.4.g courants Id1, Id2 de l'onduleur triphasé à trois niveaux

V.4 ASSERVISSEMENT DU REDRESSEUR MLI TRIPHASÉ A TROIS NIVEAUX

V.4.1. Modèle de la boucle de tension et de courant [1]

Comme pour le redresseur à trois niveaux, La boucle de tension impose toujours la valeur efficace I_e du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée et en négligeant les pertes joules dans la résistance R du réseau, on peut écrire :

$$\begin{cases} p_e = V_{resk} \cdot I_{resk} - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} & , k = (1,2,3) \\ p_e = \sum V_{resk} \cdot I_{resk} - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} \\ p_s = U_{C1} \cdot (i_{c1} + i_{ch}) + U_{C2} \cdot (i_{c2} + i_{ch}) = -U_{C1} \cdot I_{d1} + U_{C2} \cdot I_{d2} \end{cases} \quad (V.9)$$

On supposera dans la suite que : $U_{C1} = U_{C2} = U_C$; et $C1 = C2 = C$.

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_C comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} , i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2}}{2} , U_C = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2} , I_{red} = i_c + i_{ch} . \quad (V.10)$$

Alors la relation (V.9) permet d'écrire :

$$p_e = \sum V_{resk} \cdot I_{resk} = 2 \cdot U_C \cdot (i_c + i_{ch}) + \sum \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} , k = (1,2,3) \quad (V.11)$$

En supposant les systèmes de tension et de courant du réseau triphasé sinusoïdaux et équilibrés, la relation (V.11) devient :

$$p = 3 \cdot V_r \cdot I_e = 2 \cdot U_C \cdot (i_c + i_{ch}) \quad (V.12)$$

Le modèle de la boucle de courant et de tension du redresseur à trois niveaux déduit de cette relation (V. 12) est représenté à la figure (V. 5).

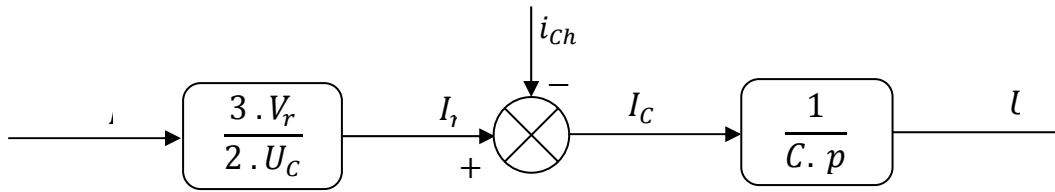


Fig. V.5.a Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à trois

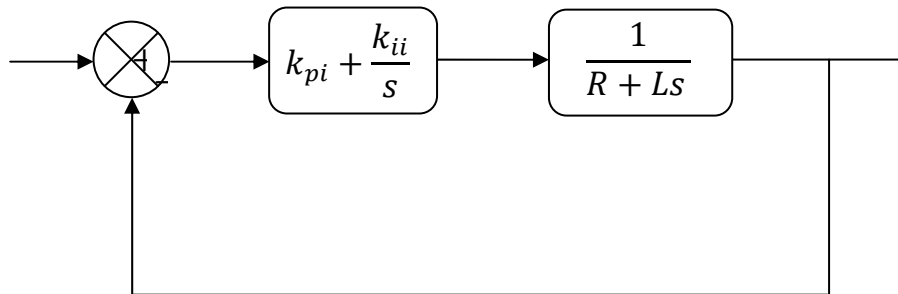


Fig.V.5.b. modèle équivalent de la boucle de courant du

Le calcul des régulateurs est le même que pour le redresseur à deux niveaux, les paramètres du régulateur *IP* sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{\omega_n^2 \cdot C}{K_p} \\ K_p = \frac{2 \cdot \varepsilon \omega_n}{C} \end{cases} \quad (V. 14)$$

V.5 Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux –onduleur triphasé à trois niveaux –machine asynchrone

On applique l'algorithme d'asservissement de courant et de tension élaboré précédemment pour commander le redresseur triphasé à trois niveaux de cette cascade.

Les paramètres du réseau triphasé sont $R = 0.25 \Omega$ et $L = 10 \text{ mH}$. Les paramètres de filtre de sortie sont $C_1 = C_2 = 20 \text{ mF}$. La valeur efficace du tension de réseau est 220 V avec une fréquence de $f_{res} = 50 \text{ Hz}$. Les paramètres de régulateur **PI** de courant et **IP** de tension sont calculés par la même méthode précédente (redresseur à 2 niveaux) ce qui permet d'avoir :

- $K_{ii} = 25$, $K_{pi} = 15$, avec une période d'échantillonnage $T_i = 0.0001 \text{ s}$ pour le courant.
- $K_{ii} = 25$, $K_{pi} = 2$, avec une période d'échantillonnage $T_v = 0.0002 \text{ s}$ pour la tension.

Les figures (V. 6) présentes les résultats de l'asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant la cascade onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo sinusoïdal ($r = 0.8, m = 21, f = 50\text{hz}$).

Les tensions $Uc1$ et $Uc2$ suivent bien la référence Uc_{ref} . Au départ, les tensions $Uc1, Uc2$ décroît rapidement car entre $[0, T_v]$ la valeur efficace de courant de référence est nulle et ensuite $Uc1, Uc2$ croit pour rejoindront leur références. Le décalage $Uc1 - Uc2$ reste toujours faible fig. (V. 6. a).

les courants $ired1$; $ired2$ et $id1; id2$ sont donné respectivement à la figure (V. 6. b). et (V. 6. c) .

les courants $ired0$; $ired0$ de point milieu sont donnés à la figures (V. 6. d).

Les grandeurs du moteur triphasé (courant, couple et vitesse) sont présentés aux figures (V. 6. e). Le couple et le courant se stabilisent après qu'ils ont été instables en régime transitoire .la vitesse de synchronisme du moteur est de 1500tr/s .

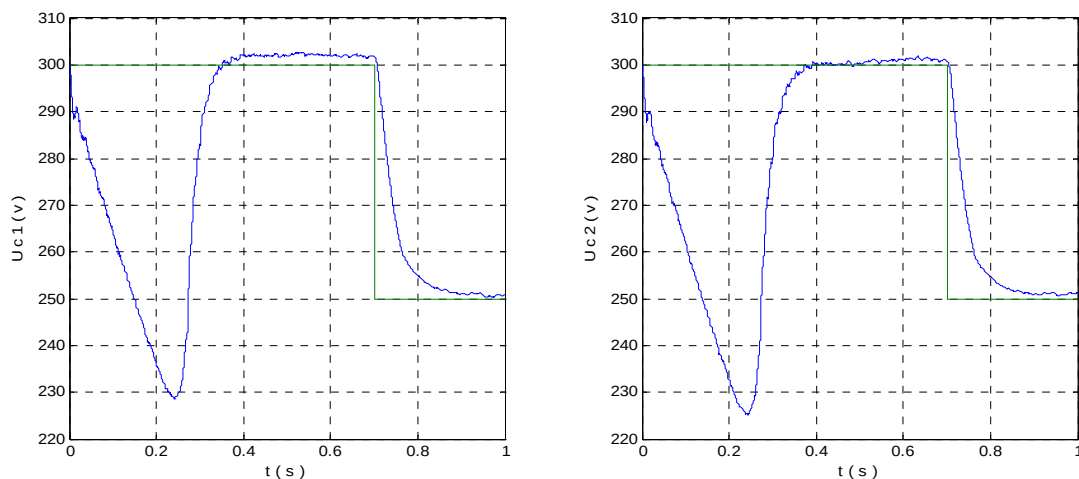


Fig. V.6.a. Tensions $Uc1, Uc2$ et Uc_{ref}

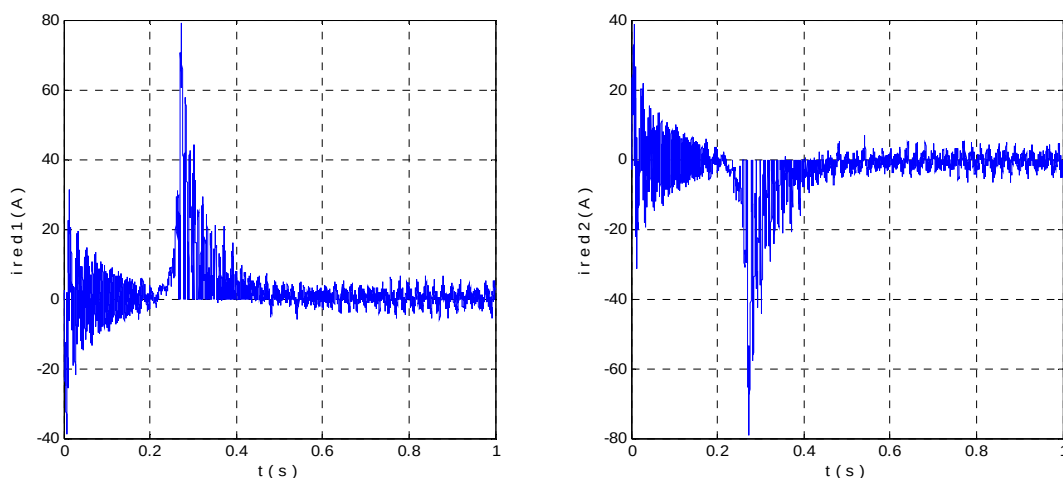


Fig. V.6.b. courants $Ired1$ et $Ired2$ de redresseur triphasé à trois niveaux

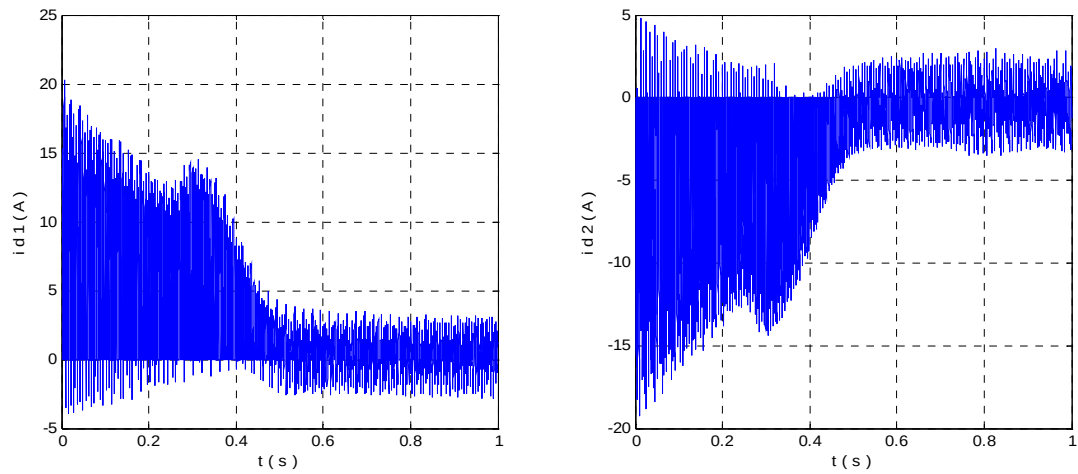


Fig. V.6.d. courants Id1, Id2 de l'onduleur triphasé à trois niveaux

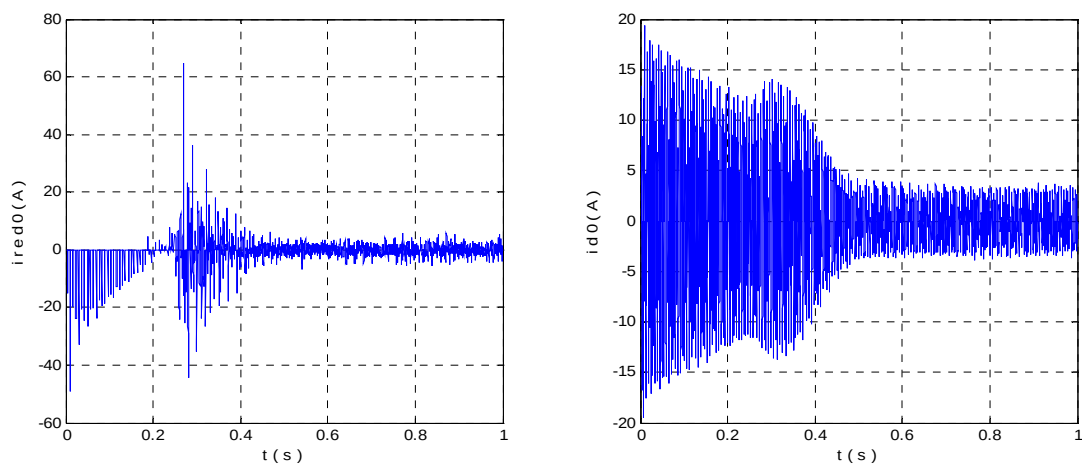


Fig. V.6.d. courants Id0, Ired0 de l'onduleur et redresseur triphasé à trois niveaux

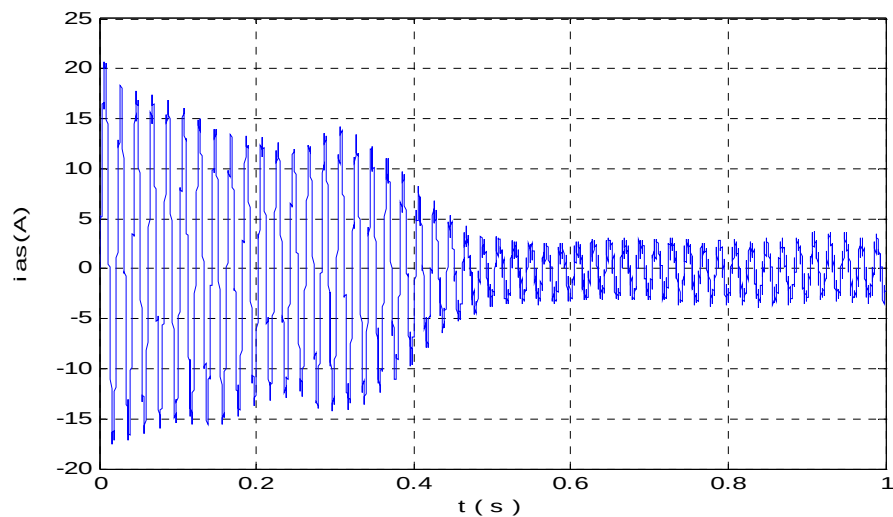


Fig. V.6.e. Courant d'une phase du moteur triphasée

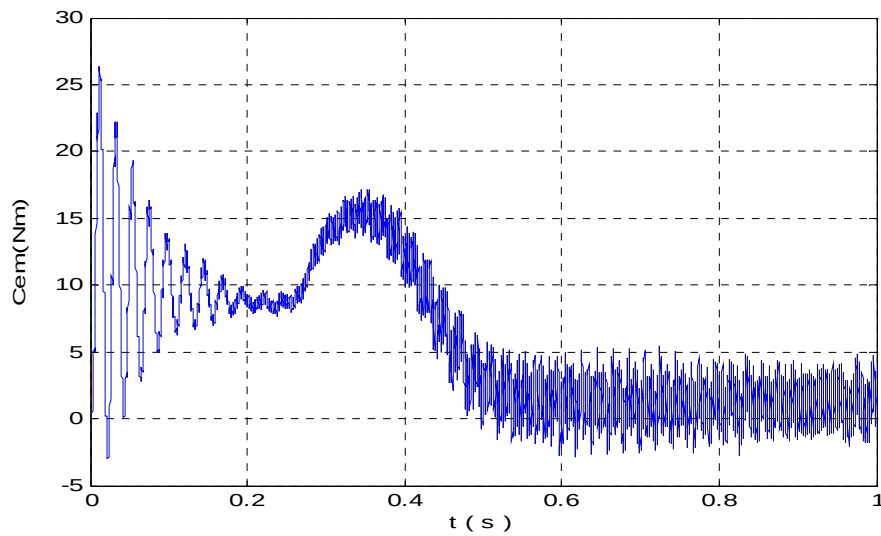


Fig. V.6.f. Couple du moteur triphasé

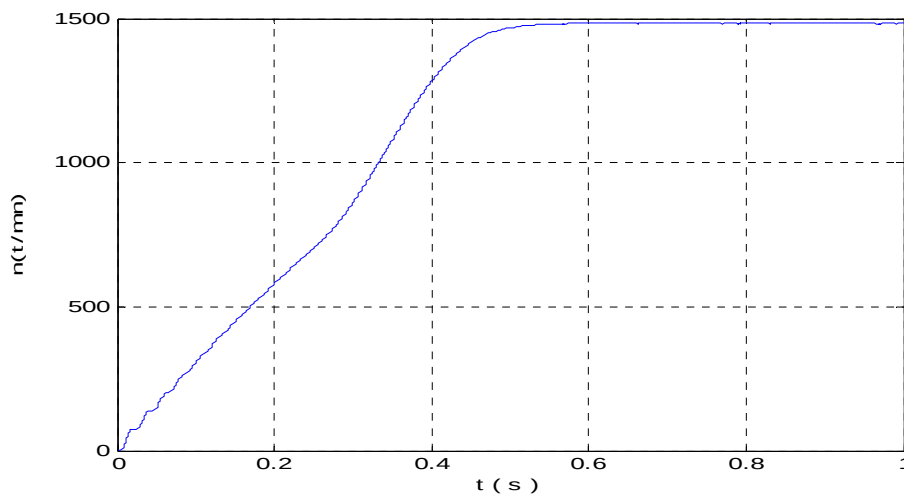


Fig. V.6.d. Vitesse du moteur triphasé

B- le redresseur est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant

La même méthode qui a été effectuée pour le redresseur MLI sera utilisée dans le cas d'un redresseur commandé par hystérésis en tenant compte que nous avons pas besoins de la boucle de courant car cette stratégie même est une boucle fermée du courant, ainsi que toute l'étude théorique et tous les valeurs numériques calculées précédemment sont analogues, les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes :

V.6. Cascade un redresseur de courant triphasé à deux niveaux –onduleur triphasé à trois niveaux –machine asynchrone

Montrent les résultats de l'asservissement suivant : Les figures (V.7.a) les tensions U_{C1} et U_{C2} redresseurs triphasés qui suivent bien la tension de référence U_{cref} . La différence entre ces deux tensions est pratiquement nulle.

Les figures (V.7.b) et (V.7.c) et (V.7.d) présentent les grandeurs du moteur triphasé (courant, couple et vitesse). Les courants de l'onduleur $Id1, Id2$ et Le courants de redresseur $Ired$ sont donnés respectivement à la figure (V.7.e) et (V.7.f) .

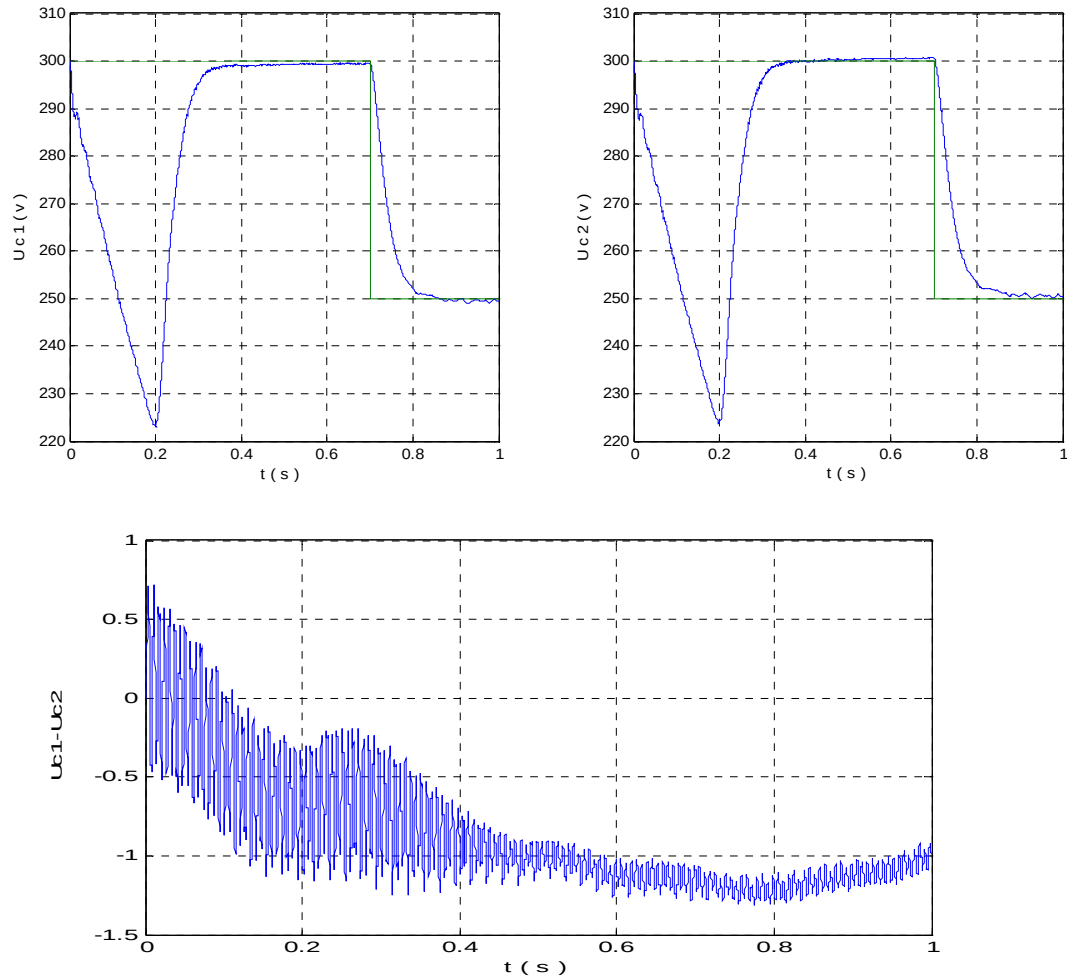


Fig. V.7.a. Tensions $Uc1$, $Uc2$ et Uc_{ref} ainsi que leur différence

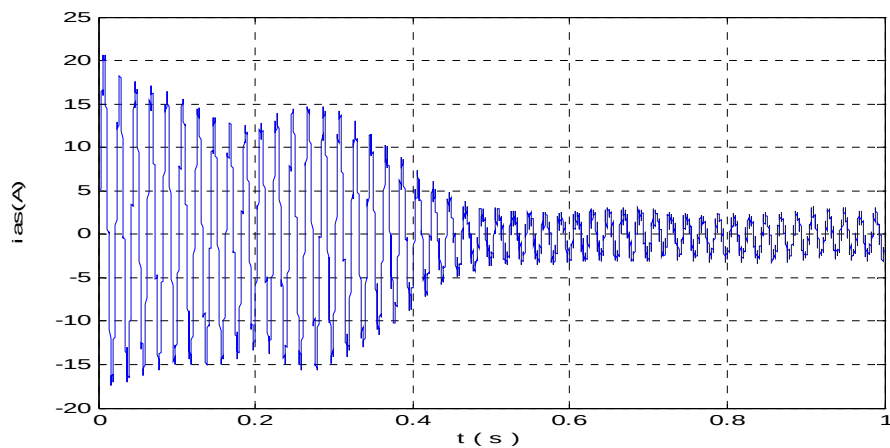


Fig. V.7.b. Courant d'une phase du moteur triphasé

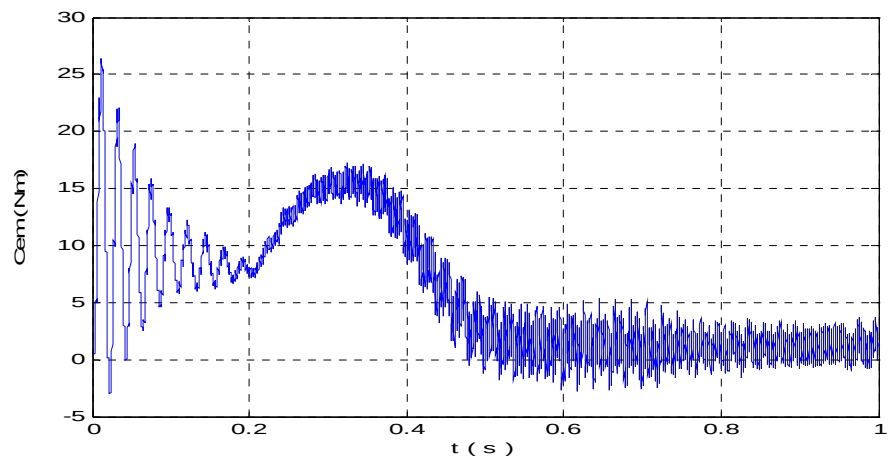


Fig.V.7.c. Couple du moteur triphasé

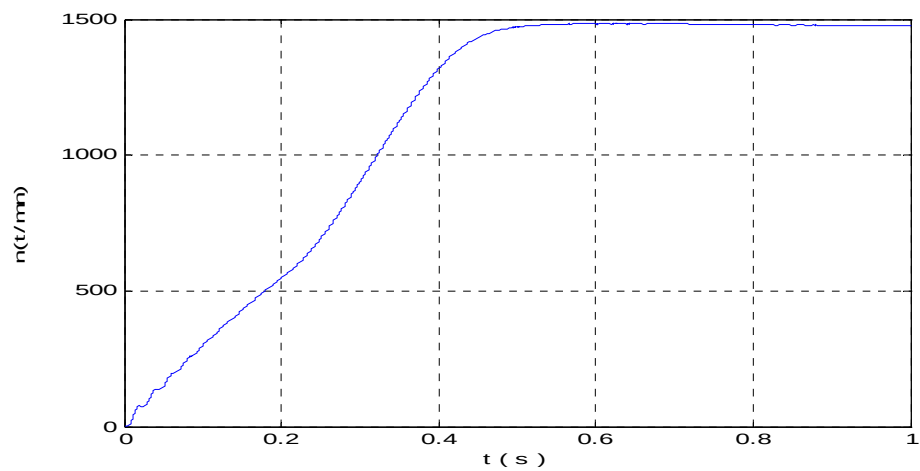


Fig.V.7.d. Vitesse du moteur triphasé

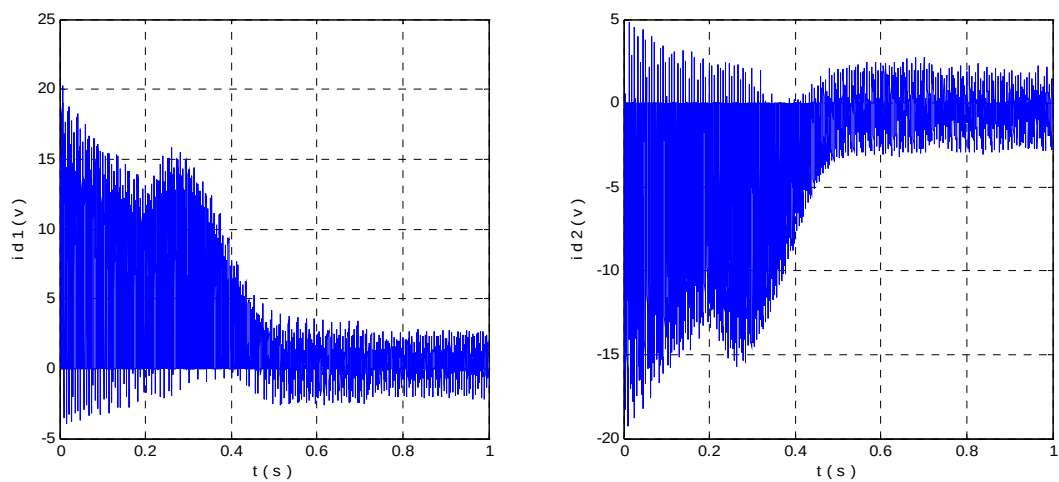


Fig.V.7.e. courants I_{d1} , I_{d2} de l'onduleur triphasé à trois niveaux

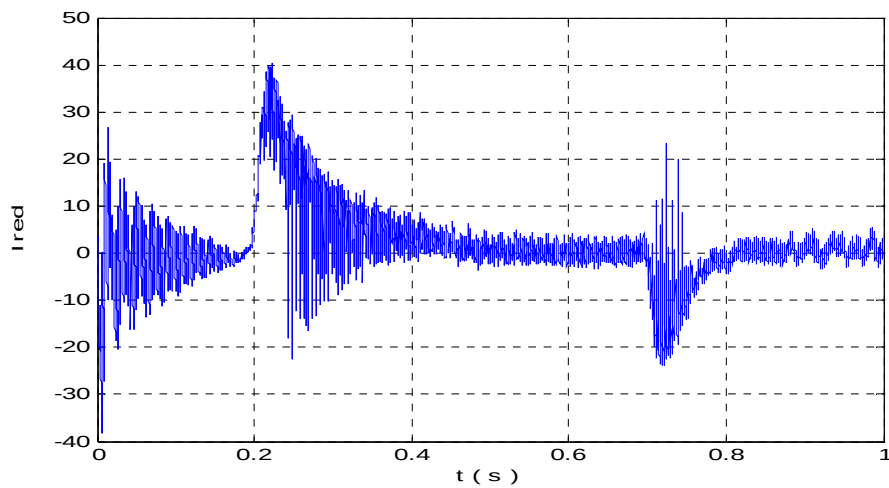


Fig.V.7.f. courants I_{red} de redresseur triphasé à deux niveaux

V.7. Cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux –onduleur triphasé à trois niveaux –machine asynchrone

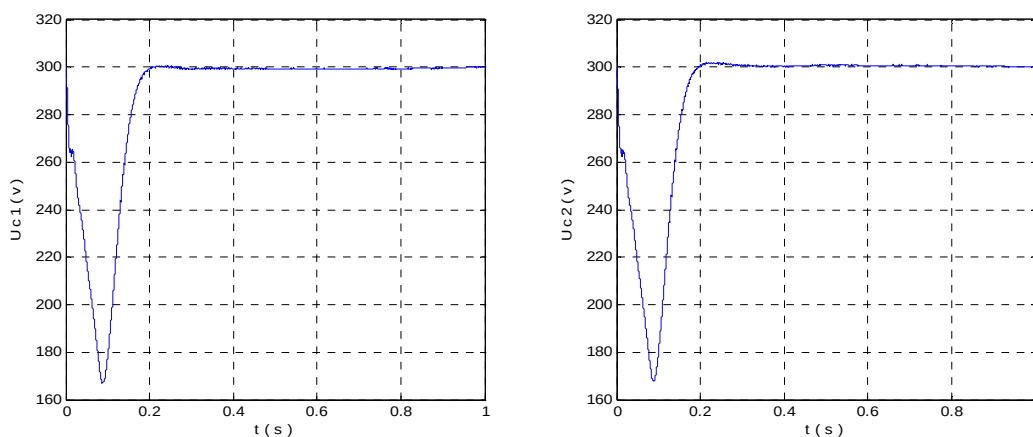
Les paramètres du réseau triphasé sont $R = 0.25\Omega$ et $L = 10mH$.

Les paramètres de filtre de sortie sont $C1 = C2 = 20\mu F$.

La valeur efficace du tension de réseau est $220V$ avec une fréquence de $f_{res} = 50Hz$.

Les figures (V.8. a) présentes les résultats de l'asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant la cascade onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($r = 0.8, m = 21, f = 50Hz$).

Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien la référence U_{cref} . Au départ, Le décalage $U_{C1} - U_{C2}$ reste toujours faible .Les figures (V.8. b) et (V.8. c) montrent respectivement le courant redresseur I_{red1}, I_{red2} et le courant de l'onduleur triphasé I_{d1}, I_{d2} .et les courant I_{red0} et I_{d0} sont donné aux figures (V.8. d).Les grandeurs du moteur triphasé (couple, courant et vitesse) sont présentés aux figures(V.8. e). Le couple et le courant se stabilisent après qu'ils ont été instables en régime transitoire .la vitesse de synchronisme du moteur est de $1500tr/s$. Les courants I_{res} du réseau triphasé suivent bien la tension d'un phase de réseau V_{res} alimentant le redresseur présentés aux figures (V.8. f).



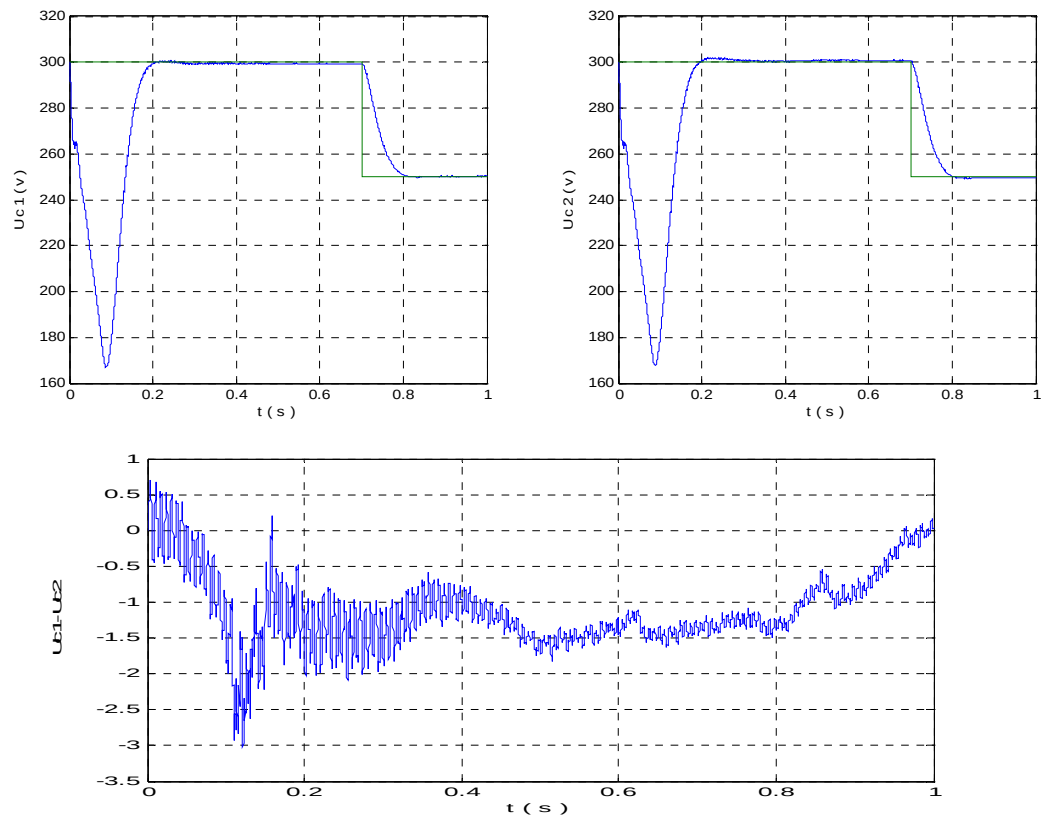


Fig. V.8.a. Tensions U_{c1} , U_{c2} et U_{cref} ainsi que leur différence

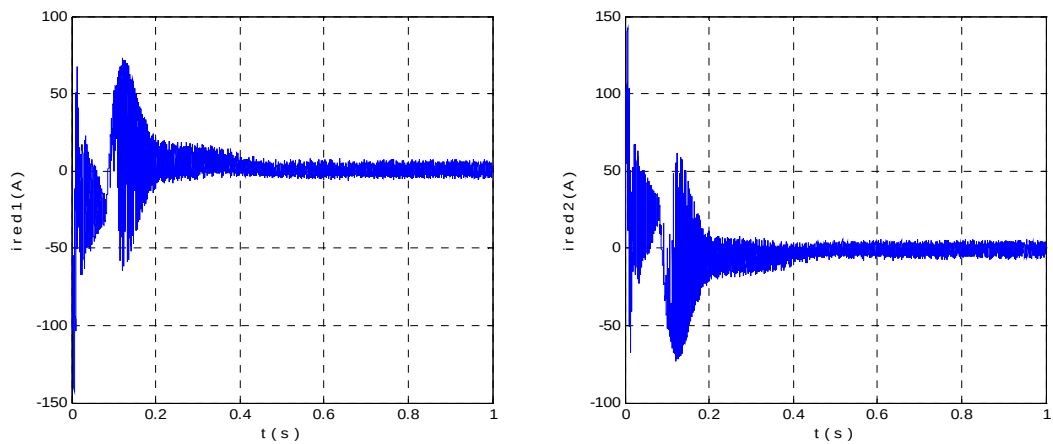


Fig. V.8.b. Courants I_{red1} , I_{red2} du redresseur triphasé à trois niveaux

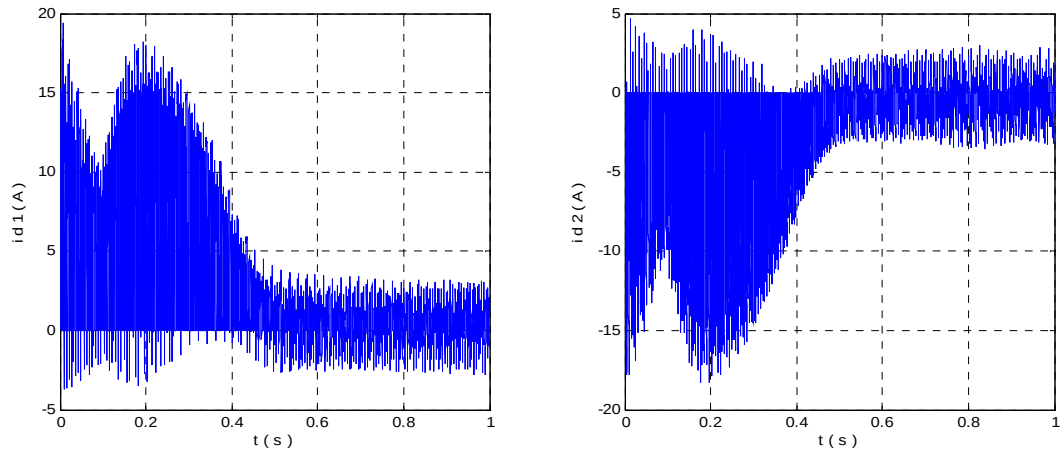


Fig. V.8.c. Courants I_{d1} , I_{d2} du l'onduleur triphasé à trois niveaux

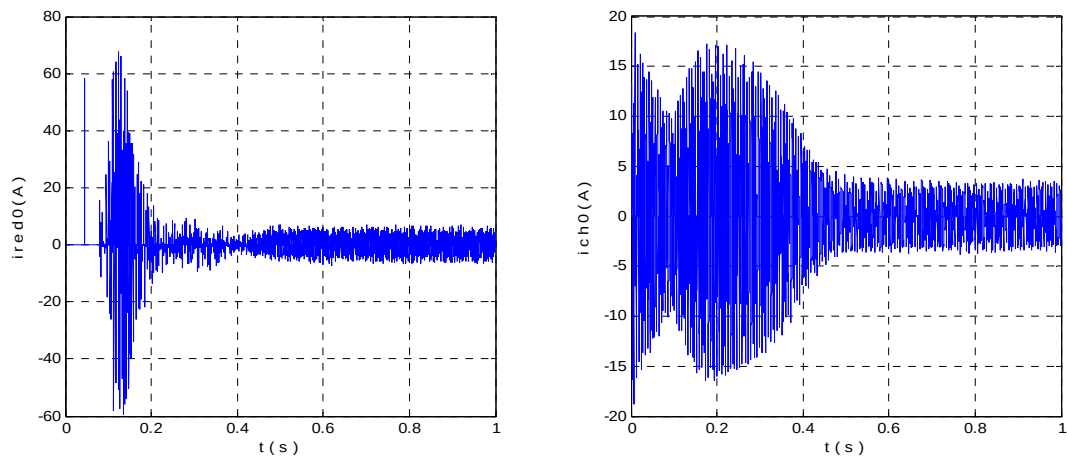
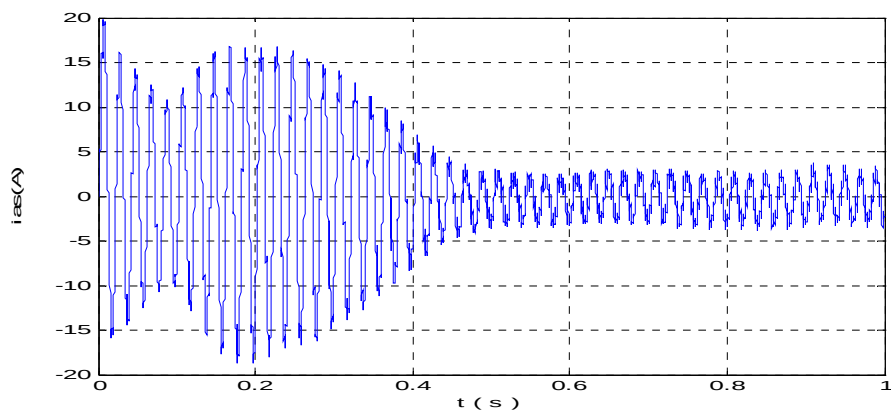


Fig. V.8.d. Courants I_{red0} , I_{d0} du point milieu M



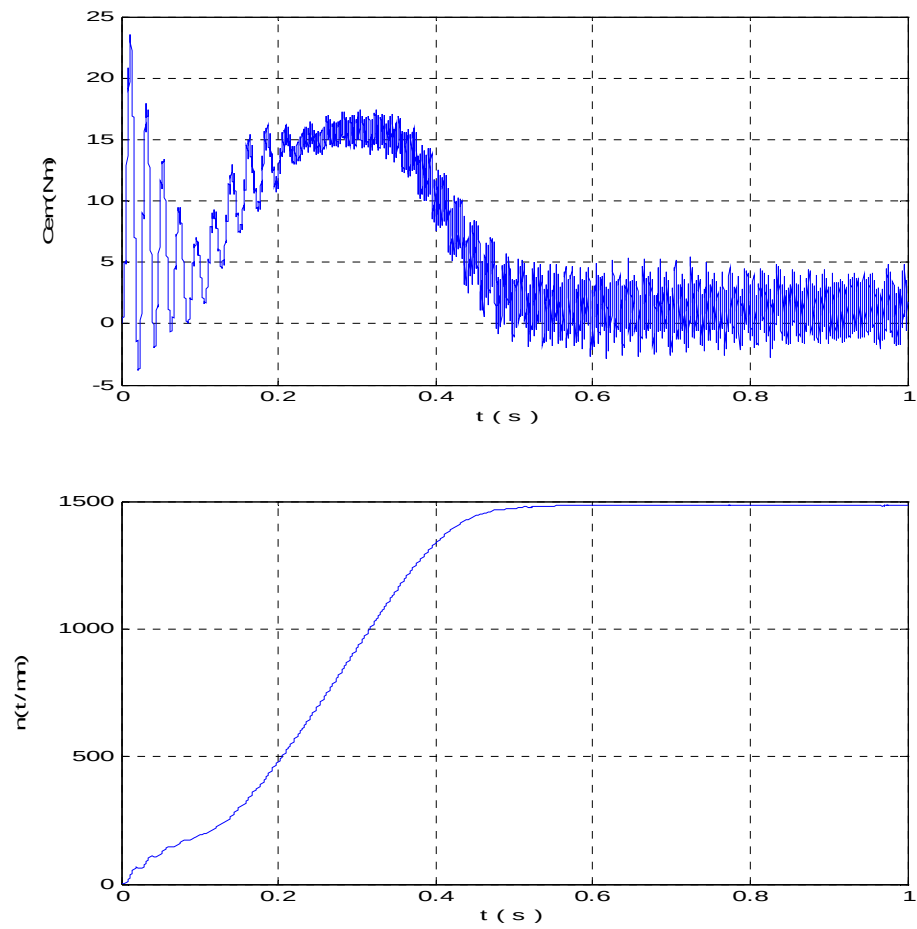


Fig. V.8.e. Paramètres de moteur triphasé (courant, couple, vitesse)

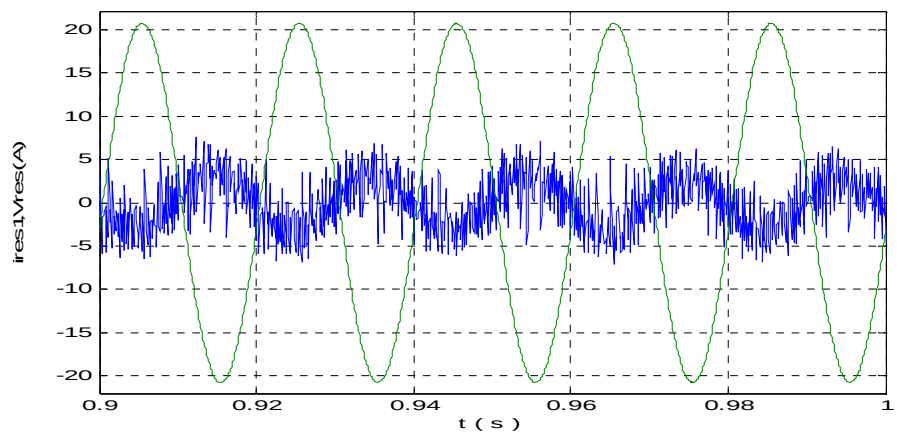


Fig. V.8.f. courant et tension d'une phase de réseau alimentant le redresseur Triphasés à trois niveaux

V.8. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'asservissement des tensions et des courants du redresseur triphasé à trois niveaux.

- ✓ L'asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} d'entrée de l'onduleur à trois niveaux permet d'avoir un faible décalage entre ces deux tensions uniquement pendant les régimes transitoires. En régime établi, la différence $U_{C1} - U_{C2}$ est pratiquement nulle.
- ✓ Avec cet asservissement, on peut aussi régler U_{C1} et U_{C2} , pour une stratégie donnée de l'onduleur de sortie à trois niveaux, afin d'avoir le meilleur taux d'harmoniques de la tension de sortie de cet onduleur et la valeur efficace désirée pour le fondamentale de cette tension. Cette propriété est particulièrement intéressante pour les asservissements des machines asynchrones triphasées.

Chapitre VI

*COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS
ALIMENTEE PAR
ONDULEUR A TROIS NIVEAUX*

VI.1 Introduction [12]

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile avec le moteur à courant continu ou le flux inducteur et le courant dans l'induit ont des commande distinctes ; à flux constants, le couple instantané est proportionnel au courant dans l'induit.

L'évolution de l'électronique de puissance, avec l'emploi de semi-conducteurs rapide et de processeurs de signaux permettant la réalisation en temps réel d'algorithmes de commande complexes, permet l'emploi du moteur asynchrone dans des applications nécessitant une dynamique importante. Pour cela, il faut découpler, comme en continu, la commande du flux et celle du couple. C'est la méthode du contrôle vectorielle ou flux orienté. Elle découle de la transformation de Park qui fait apparaître l'expression du couple instantané (III.21).

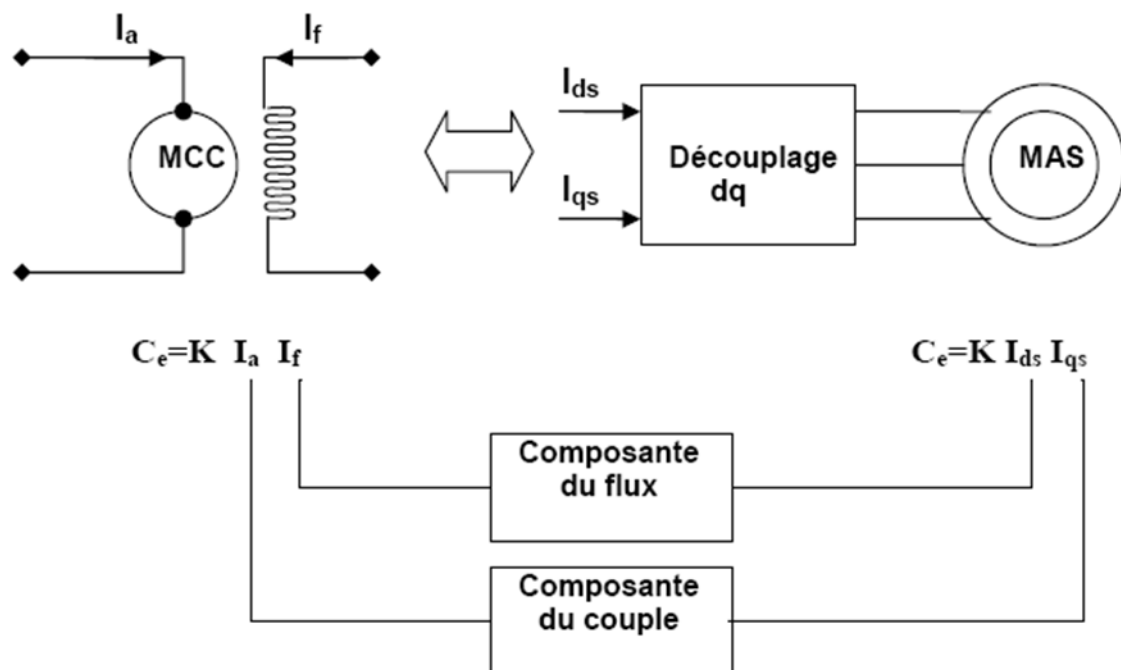


Figure (VI.1) représente le principe de découplage pour la machine asynchrone.

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

VI.2 Principe de la commande par orientation du flux. [13]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes **(d, q)** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux du référentiel. On se place donc dans un référentiel dq lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux (figure VI.2).

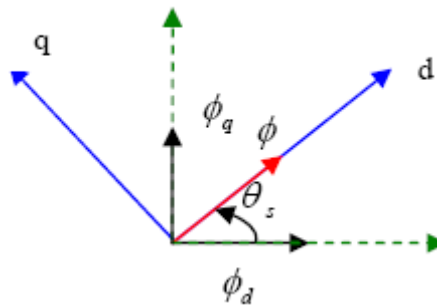
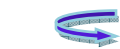


Figure VI.2: Principe de la commande vectorielle.

-  Nouvelle position de l'axe (d, q) après l'orientation
-  Position du flux
-  Position initiale des composantes du flux
-  Ancien repère (d, q)

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

$$\text{Donc : } \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \Rightarrow i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{VI.2})$$

On remplace le (VI.1) dans l'équation (III.21) on obtient :

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{VI.3})$$

Ou encore moyennant une constante K prés, le couple devient :

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \quad (\text{VI.4})$$

$$\text{Avec } K = p \frac{M^2}{L_r}$$

VI.3 Méthode de commande

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe **d** tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- Une commande indirecte où la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement. Cette méthode n'utilise pas un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.
- Une commande directe où la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique ou estimée en utilisant un modèle dynamique. Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime de fonctionnement.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur de flux :

- ❖ Commande directe utilisant un capteur de flux.
- ❖ Commande directe utilisant un estimateur de flux.

Dans ce chapitre nous étudions seulement la commande vectorielle indirecte.

VI.4 Système d'équations liées au flux rotorique [13]

Les équations (III.12, III.13) et (III.28) munies de la contrainte ($\phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r^2} R_r \phi_r \quad (\text{VI.5})$$

$$V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} - \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (\text{VI.6})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{VI.7})$$

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{VI.8})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \quad (\text{VI.9})$$

Les équations (VI.5) et (VI.6) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone e découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (VI.5), (VI.6) et (VI.7). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure « **fig. VI.3** ».

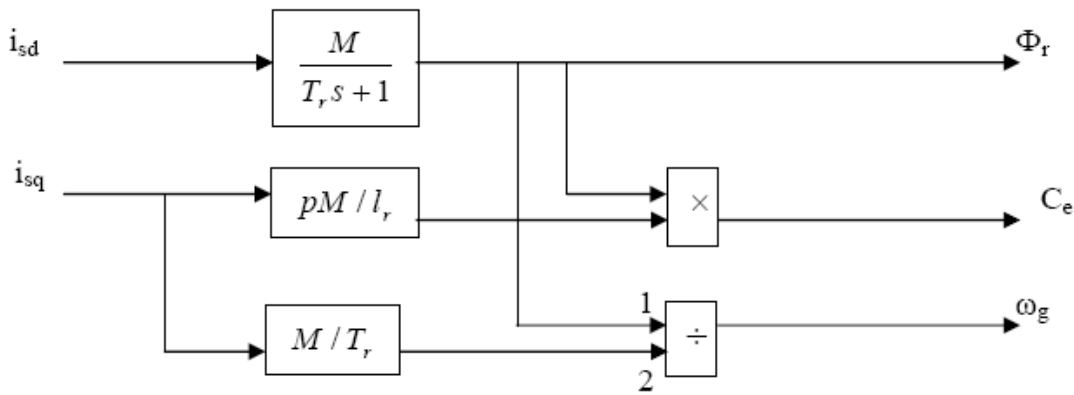


Fig. VI.3 Schéma-bloc de découplage par flux orienté

VI.5 Découplage par compensation [16]

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{VI.10})$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{VI.11})$$

Avec

$$e_d = -\omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} R_r \phi_r \quad (\text{VI.12})$$

$$e_q = -\omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (\text{VI.13})$$

Après compensation on voit clairement qu'il ya une relation directe, entre les nouvelle grandeurs commande, homogène à des tensions et les courants à contrôler. Les méthodes des découplages son

sensibles aux variations des paramètres. Ceci ne gênant si le découplage n'est pas utilisé comme moyen de contrôle mais associé à des correcteurs mono variables.

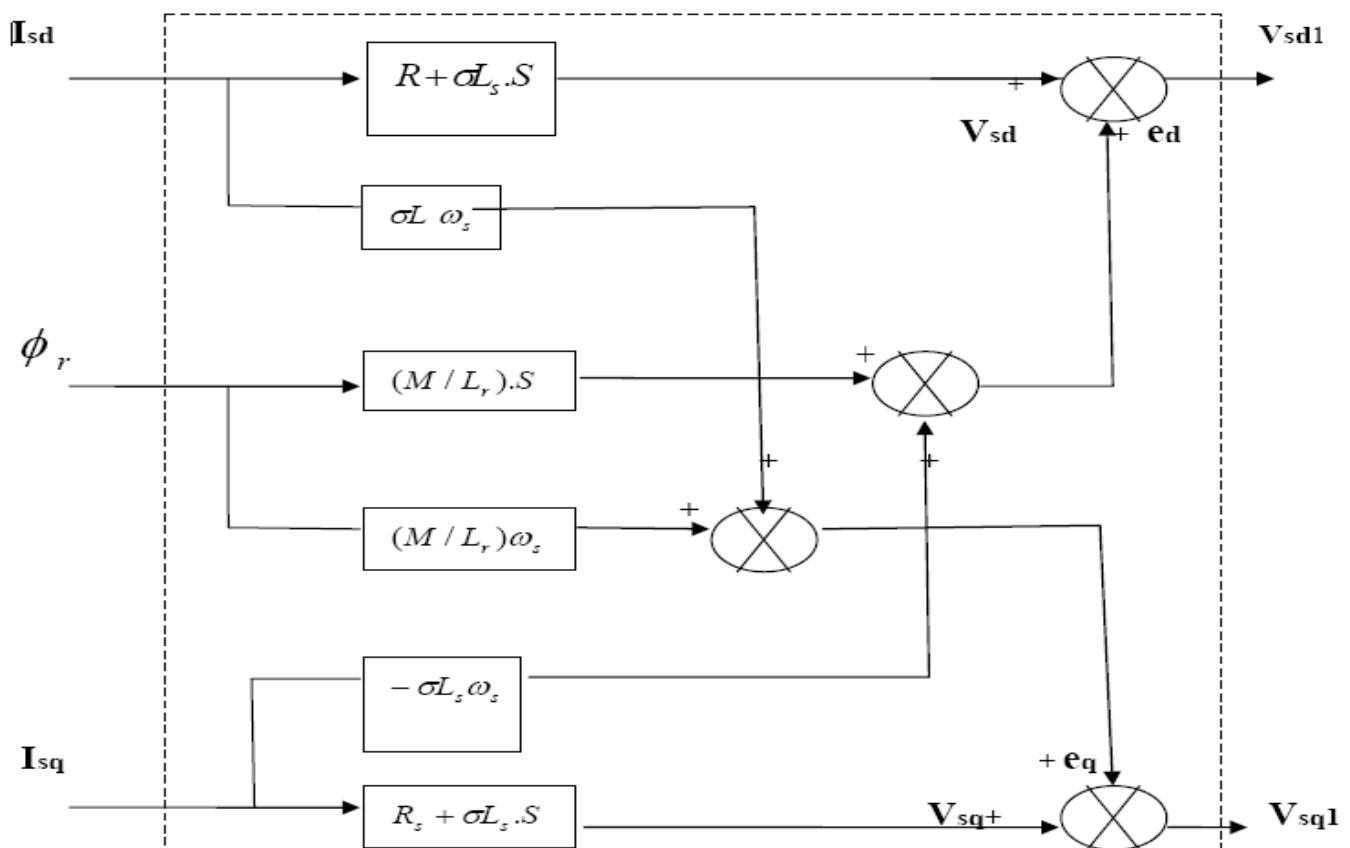


Fig. VI.4 Schéma de bloc de compensation.

VI.6 Fonctionnement à toute vitesse (bloc de défluxage)

VI.6.1 Définition :

La variation de la fréquence statorique est obtenue par des montages électriques spéciaux appelés convertisseurs de fréquence qui sont en général alimentés en amont par le secteur standard à tension et fréquence fixes (220/380V, 50HZ) et qui à leur tour alimentent la machine commandée à fréquence et tension réglables.

Le mode d'action sur la fréquence du stator devient plus bénéfique par une commande judicieuse du flux, car cela permet d'utiliser la machine dans une plage de vitesse aussi large que possible et avec des rendements meilleurs. Ce genre d'opération est dénommé opération à toute vitesse, où l'on distingue séparément deux zones de variation de vitesse.

- ❖ la zone de la sous-vitesse (fonctionnement hypo synchrone) est pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale de la machine. Dans ce cas, la commande doit maintenir le couple constant (maintenir le flux à une valeur nominale constante).
- ❖ La zone de survitesse (fonctionnement hyper synchrone) correspond aux vitesses supérieures à la vitesse nominale, dans ce cas le couple est inversement proportionnel à la vitesse (fonctionnement à puissance constant), le maintient d'une équipuissance nécessite l'augmentation de la fréquence glissée avec la vitesse.

VI.6.2 Bloc défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\text{Sous-vitesse : } \phi_r = \Omega_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

(VI.14)

$$\text{Su-vitesse : } \phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega|} * \phi_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad (\text{VI.15})$$

Avec

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

ϕ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

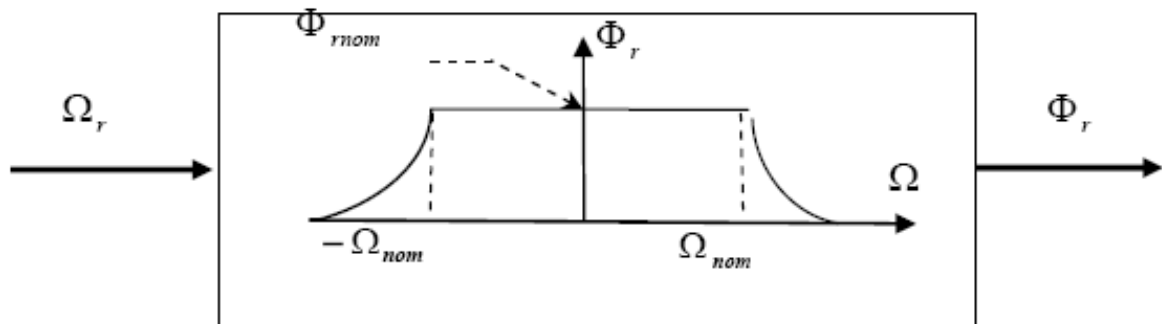


Fig. VI.5 Bloc de défluxage

VI.7 Régulation [14]

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(P\Omega + \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \right) dt \quad \text{Ou} \quad i_{qs} = \frac{\phi_r}{M} \quad (\text{VI.15})$$

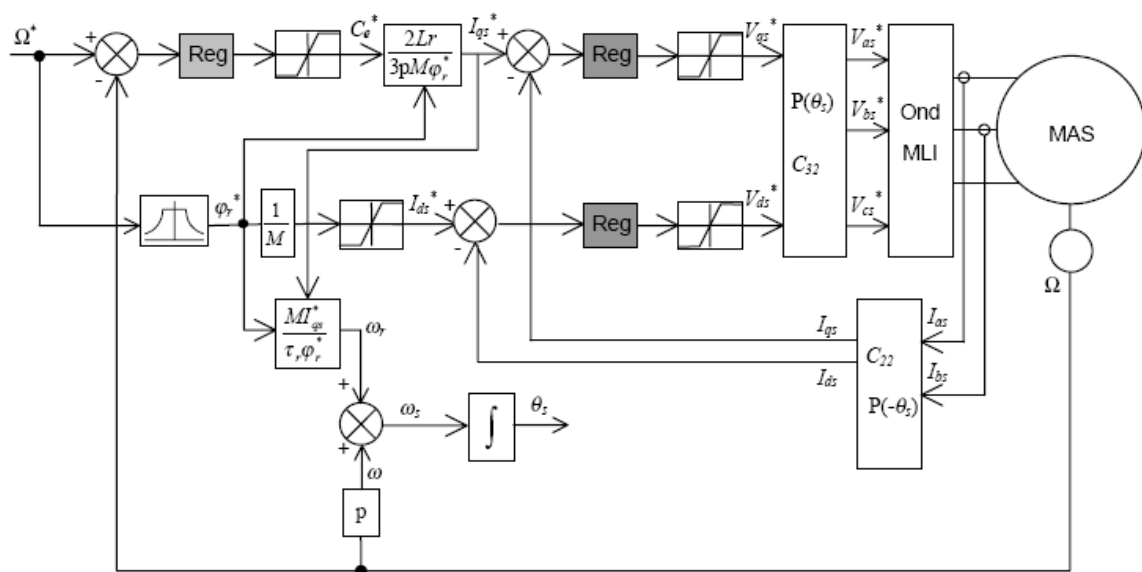


Fig. VI.6 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

VI.7.1 Régulation de vitesse

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur IP **Figure. VI.7**

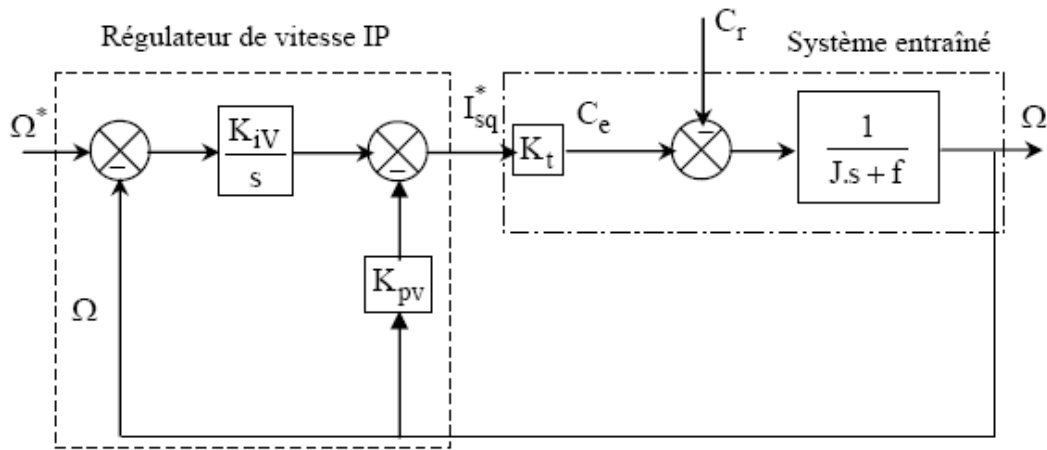


Fig. VI.7: Schémas bloc simplifié de régulateur de vitesse

$$C_e = K_t i_{sq}^*$$

Avec :

$$K_t = \frac{3pL_m^2}{2L_r} i_{sq}^*$$

Nous avons

$$F(\Omega_r) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{pv}P + k_{iv}}{P(JP + f)} \quad (\text{VI.16})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G(\Omega_r) = \frac{k_t k_{iv}}{JP^2 + (k_{pv}k_t + f)P + k_{iv}k_t} \quad (\text{VI.17})$$

Avec comparaison de l'équation de second ordre on a trouvé :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{k_{iv}k_t}{J} \\ \xi = \frac{k_{pv}k_t + f}{2\sqrt{Jk_tk_{iv}}} \end{array} \right. \quad (\text{VI.18})$$

Si on choisit $\xi=1$, la réponse indicielle de (VI.17) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (\text{VI.19})$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par t_{rep} et on obtient:

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n t_{rep}} (1 + \omega_n t_{rep}) \quad (\text{VI.20})$$

On choisit un t_{rep} souhaité, la résolution de (VI.19) donne ω_n et, d'après (II.28), les paramètres du régulateur IP sont:

$$\begin{aligned} \text{Sous implique } k_{iv} &= J\omega_n^2 \\ k_{pv} &= 2J\omega_n - f \end{aligned}$$

VI.7.2 Régulation des courants statorique i_{ds}

Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur MLI), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-pT_{qd}}$.

T_{qd} : représente le délai sur l'axe q $T_{qd} = T_{MLI} + T_{reg_iqs}$

Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre : $e^{-pT_{qd}} \approx \frac{1}{1 + pT_{qd}}$

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure «fig. VI.6».

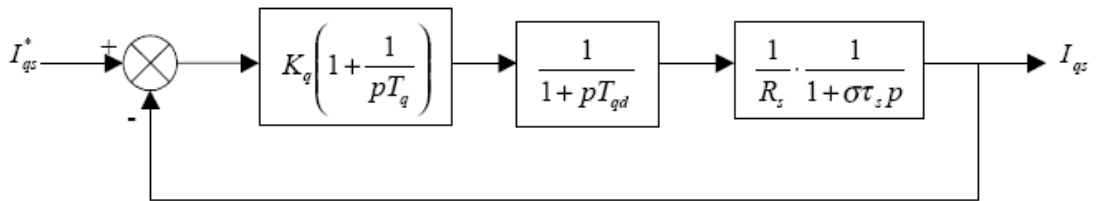


Fig. VI.8 schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{po} = K_q \frac{1 + pT_q}{pT_q} \cdot \frac{1}{1 + pT_{qd}} \cdot \frac{1/R_s}{1 + p\sigma\tau_s} \quad (\text{VI.21})$$

$$T_q = \sigma\tau_s$$

$$G_{po} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{P\sigma\tau_s(1 + PT_{qd})} \quad (\text{VI.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) devient :

$$G_{pf} = \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}} \cdot \frac{1}{P^2 + 2P\frac{1}{T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2 \cdot P\xi\omega_0 + \omega_0^2}$$

(VI.23)

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_s\sigma\tau_s}{K_qT_{qd}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}}} \end{cases}$$

Pour un amortissement $\xi = 0.7$ lors détermine un temps de réponse optimal et permet d'obtenir une bonne stabilité du système.

$$K_q = \frac{R_s\sigma\tau_s}{2T_{qd}} = \frac{\sigma L_s}{2T_{qd}}$$

$$T_q = \sigma\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

Avec :

$$K_p = K_q$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e$$

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour le courant i_{ds} .

VI.8 SIMULATION ET INTERPRETATION:

Avec $\phi_{ref} = 0.8web$ & $\omega = 100rad/s$

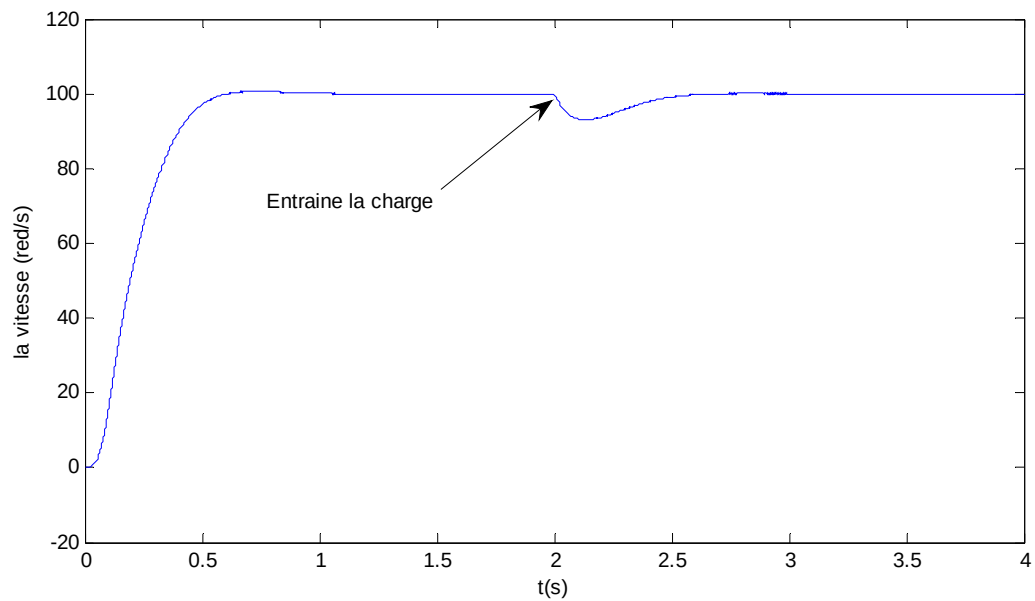


Fig. VI.9 La graphe de vitesse

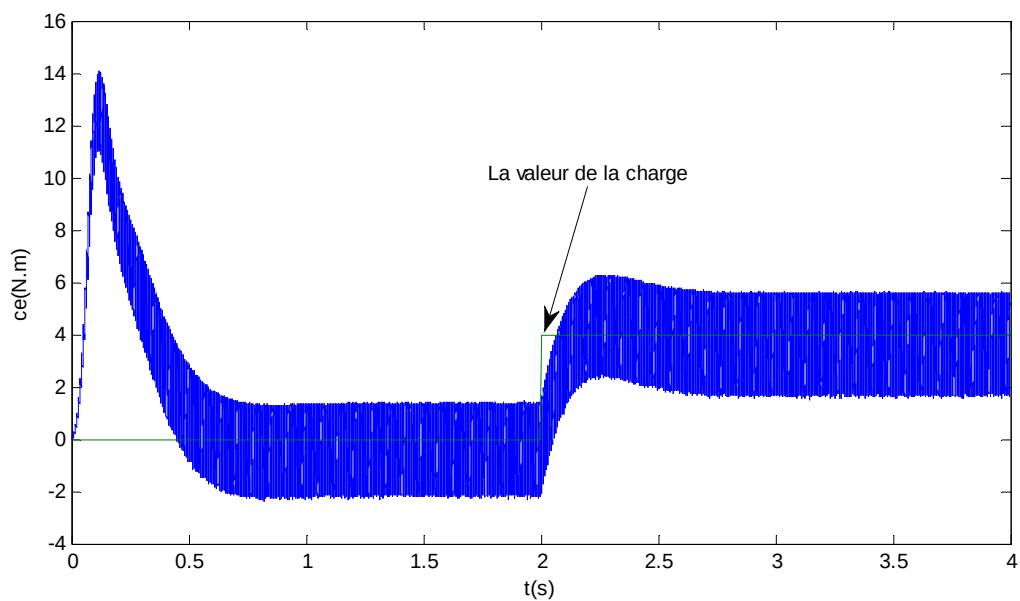


Fig. VI.10 le graphe de couple

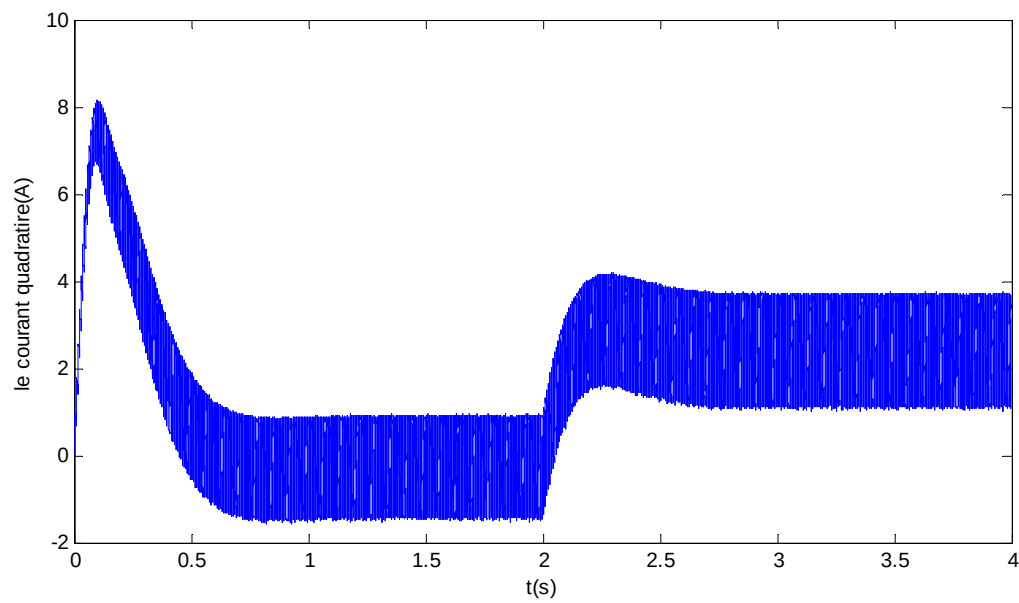


Fig. VI.11 le graphe de la courante quadrature

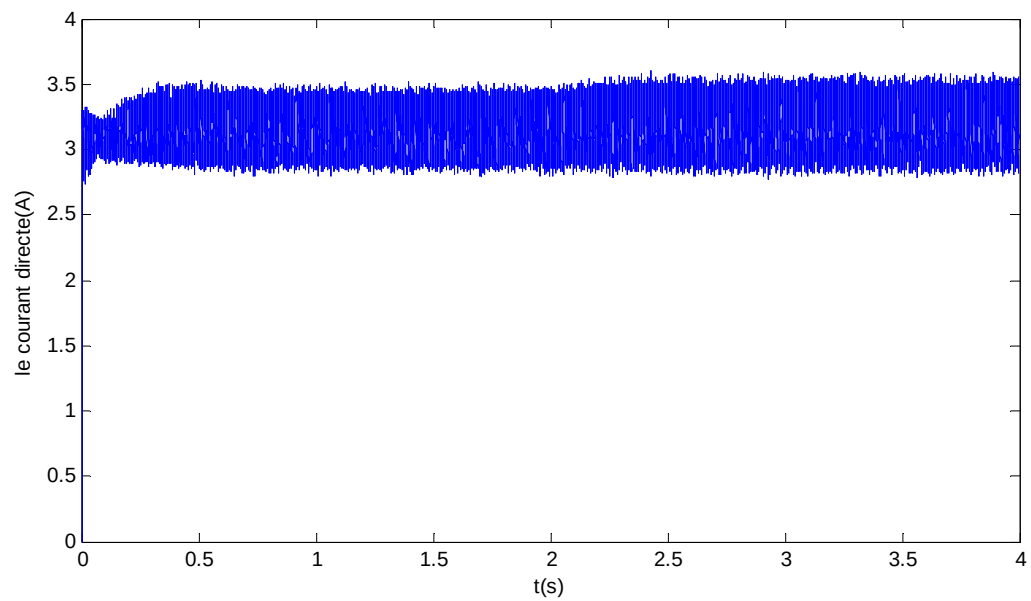


Fig. VI.12 le graphe de la courante directe

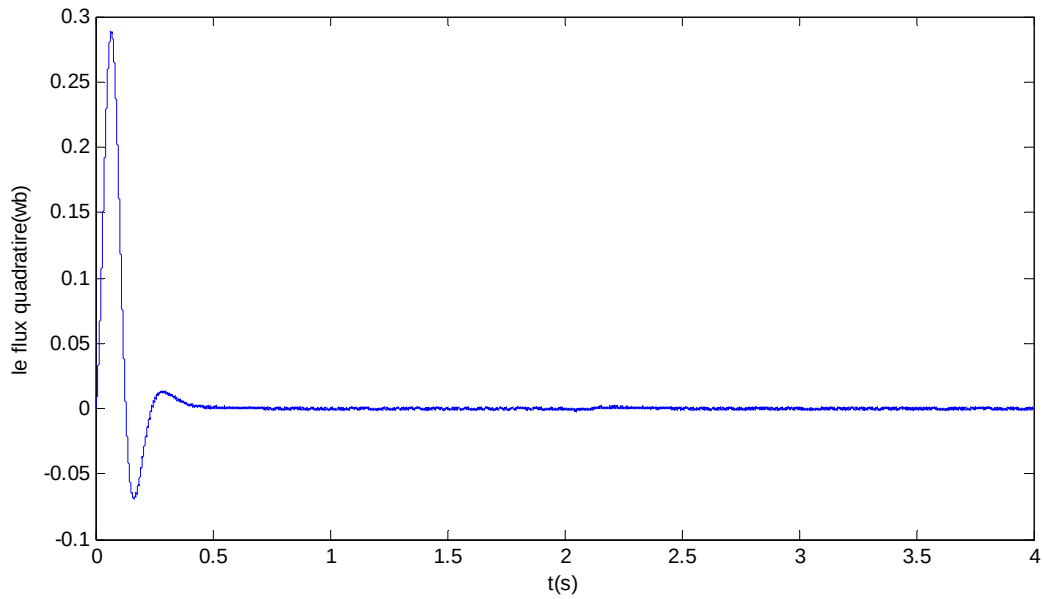


Fig. VI.13 le graphe du flux quadrature

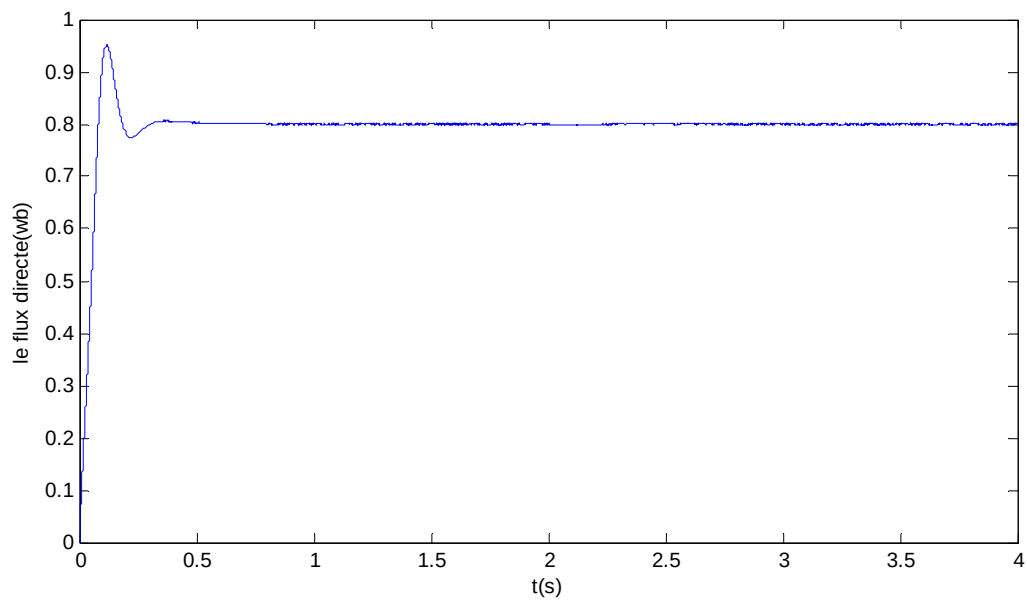


Fig. VI.13 le graphe du flux direct

On note que

L'allure de couple c'est la même avec le courant quadrature c'est l'effet de coefficient K_t .

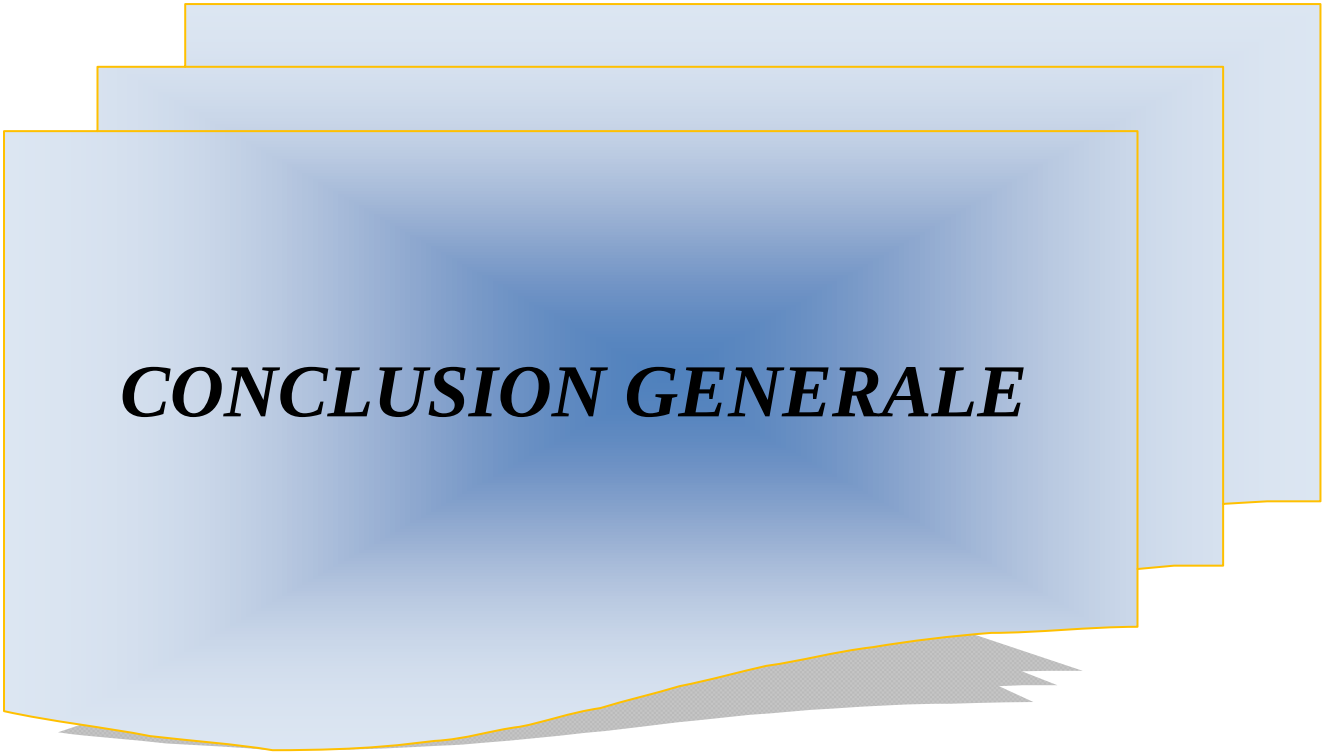
La vitesse est obtenue sans dépassement.

Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

VI.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons vu que la commande vectorielle indirecte est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple.

On conclut que, La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.



CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous nous sommes attachés à présenter la modélisation d'onduleur tension à trois niveaux et on a étudié la commande d'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion(PWM). Nous avons étudié la commande de l'onduleur avec la technique triangulo-sinusoïdale et hystérésis.

Puis on a donné le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée avec l'alimentation par cet onduleur. Ensuite, nous avons étudié les différentes cascades redresseur – onduleur et avec asservissement de ce redresseur en vue de garder les tensions de sortie constantes.

Nous avons analysé les différentes cascades suivantes :

- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - Onduleur triphasé à trois niveaux - MAS.
- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux -Onduleur triphasé à trois niveaux –MAS en utilisant les deux commande du redresseur à savoir la triangulo-sinusoïdale et hystérésis.

Cette étude nous a montrée la perturbation du potentiel du point milieu de filtre (C1, C2), avec l'utilisation d'un seul redresseur de courant à deux niveaux dans la cascade redresseur – onduleur la fluctuation du potentiel du point milieu M est très accentuée.

Dans le cinquième chapitre, on règle les tensions de sortie du redresseur par l'asservissement de deux boucles tension en utilisant un régulateur PI pour la boucle de tension et IP pour courant ainsi que la régulation avec une seule boucle de tension.

Enfin nous avons étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux. Nous avons utilisée la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique qui nous permis d'obtenir une commande du flux et du couple similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique et permanent.



Annexe I

Parameters du moteur asynchrone

$$U_n = 220/380,50(Hz)$$

$$L_s = 0.274 H$$

$$L_r = 0.274 H$$

$$M = 0.258 H$$

$$R_s = 4.85 Ohm$$

$$R_r = 3.805 Ohm$$

$$J = 0.031 Kg.m^2$$

$$f = 0.008$$

$$P = 2$$

Annexe II

Principe de l'asservissement du redresseur triphasé a trois niveaux

V.1. Dimensionnement du régulateur de courant et de tension

b. la boucle de courant

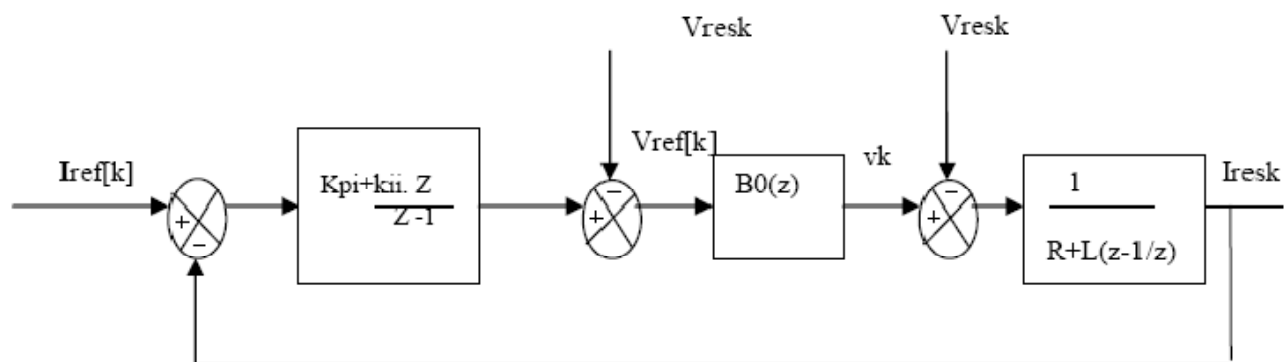


Fig.a. Algorithme de réglage d'une phase du courant du redresseur triphasé à trois niveaux

V.b la boucle de tension

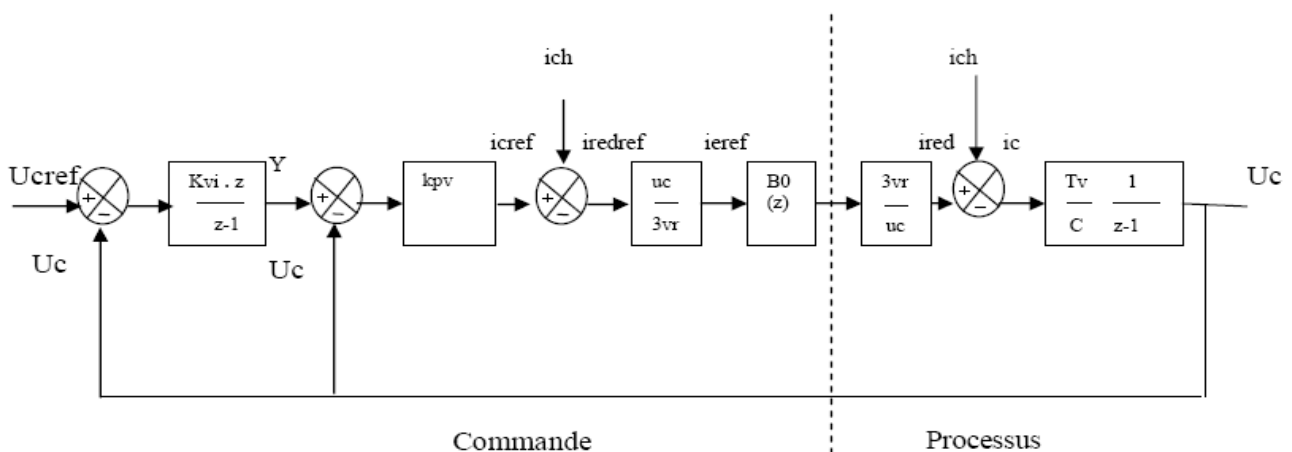
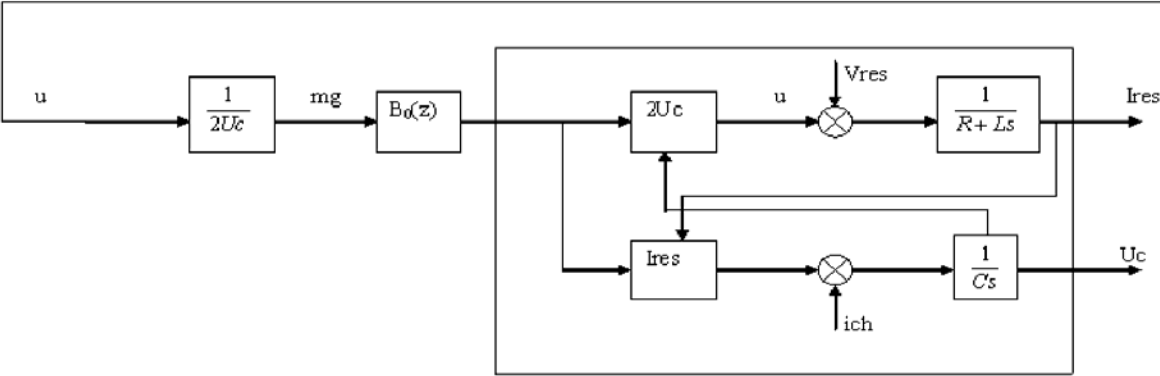
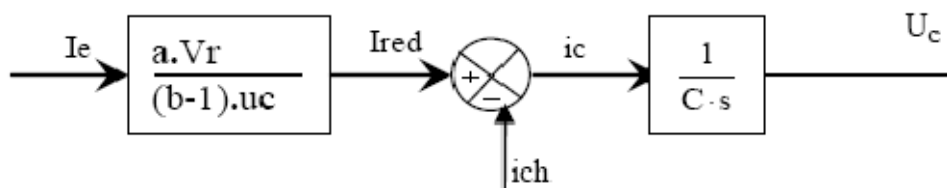


Fig. b. Algorithme de réglage de la tension U_c du redresseur triphasé à trois niveaux



V.2 Modèle général de la boucle de tension d'un redresseur monophasée ou triphasée, à deux ou trois niveaux

V.2 Modèle général de la boucle de tension d'un redresseur monophasée ou triphasée, à deux ou trois niveaux



b : nombre de niveau.

➤ **Explication de schémas de principe:**

a- la boucle de tension

$$e_v(k) = U_{cref}(k) - U_c(k)$$

$$y(k) = \frac{k_{iv}}{s} \cdot e_v(k) \rightarrow y(k) = y(k-1) + T_v \cdot k_{iv} \cdot e_v(k)$$

$$I_{cref}(k) = k_{pv} \cdot (y(k) - U_c(k)) .$$

$$I_{red_ref}(k) = I_{cref}(k) + i_{ch}(k)$$

$$I_{refq}(k) = I_{red_ref}(k) + i_{ch}(k) \left(\frac{(b-1)U_c(k)}{V_{resq}(k)} \right)$$

$$I_{refd}(k) = 0$$

b-la boucle de courant

$$e_{iv(d,q)} = I_{ref(d,q)} - I_{res(d,q)}$$

$$V_{refi(d,q)} = k_{pi} \cdot e_{iv(d,q)}(k) + \frac{k_{ii}}{s} \cdot e_{iv(d,q)}(k)$$

$$s \cdot (V_{refi(d,q)} - k_{ip} \cdot e_{iv(d,q)}(k)) = k_{ii} \cdot e_{iv(d,q)}(k)$$

$$V_{refi(d,q)}(k) = V_{refi(d,q)}(k-1) + (k_{pi} + T_{ii} \cdot k_{ip}) \cdot e_{iv(d,q)}(k) - k_{ip} \cdot e_{iv(d,q)}(k)$$

$$V_{ref(d,q)}(k) = V_{refi(d,q)}(k) - V_{res(d,q)}(k)$$



Annexe III

Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle

Boucle de courant

$$T_e = 200\mu s$$

$$T_q = 0.0064s$$

$$T_{MLI} = 100\mu s; \text{ donc } T_{qd} = 0,0003s$$

D'où

$$K_p = 51.7762$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e = 8.0833 * 10^3$$

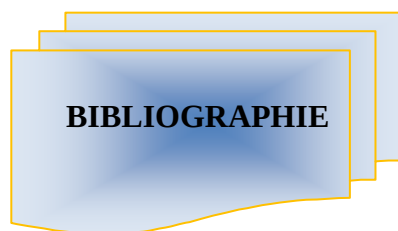
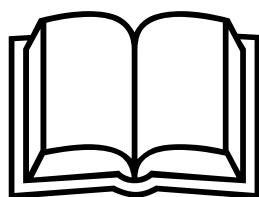
Boucle de la vitesse

$$K_t = 0.5$$

$$\text{Pour } \omega_0 = 4.75 \text{ red} / s$$

D'où

$$k_{iv} = 0.5890 \text{ et } k_{pv} = 2.7978$$



- [1] E.M.Berkouk, <<contribution a la commande des machines asynchrone monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux>>, Thèse de doctorat de CNAM, 1995.
- [2] B.Abdessamed, <<modélisation des machines électriques>> université, Batna.
- [3] M.STURTZER, E.SMIGIEL<<Modélisation et commande des moteurs triphasés>>Ellipses 2000.
- [4]M.BOUNEKHLA<< Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone>> Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences Soutenue publiquement le 30 mai 2004
- [5] X. Guillaud, <<Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bicommandables>>, Thèse de doctorat, Lille 1992.
- [6] A .Mourad. M. Mohamed. <<Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne>>, mémoire PFE ENP, 2006
- [7] B. Boubakr I. Mohand Laid. <<Commande Vectorielle de la Machine Synchrone Autopilotée à Pôles Saillants par un Onduleur Trois Niveaux Commandé en Tension>> mémoire PFE ENP, 2006
- [8] Abdessaid MITT.med.aissani commande directe de puissance d'un convertisseur AC/DC par DSP Thème d'ingénieur de l'institut en Génie électrique Ecole Nationale Polytechnique, 2005
- [9] J.P.Plateau,' Sur la conception d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion à faible pollution harmonique', Mémoire CNAM, Paris 1994.
- [10] F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiare, `les convertisseur de l'électronique de puissance volume IV ', 2eme édition, Lavoisier TEC & DOC, Paris 1995.
- [11] R.Ameur, N.Loirci, E.M.Berkouk, G.Manesse, ` commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC ', SNAPSEA, Annaba 1998.
- [12] G.SEGUIER, F.NOTELET<<Electrotechnique Industrielle>> 2^e édition TEC & DOC 1994
- [13] B.ALI, M.ALI<< Commande à base d'un régulateur RST de la machine à induction>> PFE Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2006.
- [14] Y.KHALED << Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé>> Magister Université Mohammed Khider de Biskra 2005