REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique

Université Dr. YAHIA FARES de Médéa

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

et Informatique

Projet Pour l'Obtention du Diplome Master en Génie Electrique

Option : Commande et Electronique Industriel

THEME

Etude et Commande des tensions d'entrée d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC : Application à la machine asynchrone

Dirigé par :

**Promoteur*

Dr : BOULKHRACHEF.S

**Co-Promoteur*

Dr : TLAMÇANI.A

Présenté par :

DAMICHE ABDERRAHMENE

AZOUGLI ELHOUCINE.

PROMOTION : 2012- 2013

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous tenons à remercier notre DIEU miséricordieux qui nous a donné la volonté, la force et la patience à achever ce travail.

Nos remerciements à nos parents, pour leurs soutiens et leurs encouragements pendant toute la vie et qui continueront à nous aider dans tous les projets de l'avenir. Ainsi que tous les membres de nos familles qui ont participé de prés ou de loin à nous encourager et nous aider dans notre projet.

Nous tenons d'abord à remercier le Dr BOULKHRACHEF et le qui nous a suivi en démarrent ce projet et qui n'a pas ménagé son effort pour tenir le bon chemin dans le domaine de recherche, sans lui, ce travail n'aurait pas été ce qu'il est aujourd'hui.

Nous adressons nos plus profonds remerciements au Dr TLAMÇANI. ; qui a assuré la continuité de l'encadrement de cette étude jusqu'au bout.

Nous remercions sincèrement tous les enseignants de l'université de MEDEA en particulier de Génie électrique qui ont participés à notre formation.

Nous voudrions également remercier de tout cœur Dr HANINI ; qui a déjà suivi nos travaux et nous a fait découvrir la vie de la recherche, au cours de ce projet.

Nous remercions profondément Mr MOUALDIA, Mr OULED CHERCHALI pour l'aide et pour les nombres explications, qu'ils nous ont patiemment données.

Nous remercions pareillement tous les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail, et d'avoir accepté de critiquer ce mémoire.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin, à la réalisation de ce travail.

DEDICACE

A la fin de ma formation, je tiens à dédier ce modeste travail :

Aux prunelles de mes yeux : mon père. Sans lui, je n'airais jamais atteint ce niveau d'études et je le respecte infiniment pour son soutien et ses encouragement successifs envers moi depuis l'école primaire et jusqu'au présent .ces sentiments trouvent également leur place dans mon cœur pour la tendresse de ma vie : ma mère .cette dame la plus généreuse au monde, a tout donné .Elle a prouvé son affection par ses sacrifices pour mon avenir.

A mes chers frères : Abdellah et sa femme Linda,

A mes chères sœurs : Khadîdja et son mari Youçef, Fatima, zineb

A mon plus chère amie lamis

A toute ma famille.

A mon binôme AZOUGLI Elhoucine

A mes chers amis zouhir, chouaib, ibrahim , halim, abdelhak,abderrahmane ,mohamed,ayoub,fouzi,hamza,fethi,lakhder,

Nourddine,ahmed,adel,wahid ,abdennoure,yahia,amine ,walid,azdine ,nouar,mahfoud,youcef ,imad,boubaker,rabeh,nacer,rafik,yakoub.

A tous mes amis surtout de classe Génie électrique, et tous mes collègues de ma promotion.

A tous mes amis sans exception.

ABDERRAHMANE

DEDICACE

A la fin de ma formation, je tiens à dédier ce modeste travail :

Aux prunelles de mes yeux : mon père. Sans lui, je n'airais jamais atteint ce niveau d'études et je le respecte infiniment pour son soutien et ses encouragement successifs envers moi depuis l'école primaire et jusqu'au présent .ces sentiments trouvent également leur place dans mon cœur pour la tendresse de ma vie : ma mère .cette dame la plus généreuse au monde, a tout donné .Elle a prouvé son affection par ses sacrifices pour mon avenir.

A mes chers frères : touhami et mouhamed et rabeh,ayoube, aberrahime

A mes chères sœurs sons exception

A toute ma famille et MOUHSIN ,MAHDI,MOUHAMED et BEN ALIA,ABD ELKADER.

A mon binôme DAMICHE ABDERRAHMANE

A mes chers amis zouhir, mohamed, ibrahim , hamza, ahmed,dahman ,djalale,toufik ,hafid, hakim,youcef,oussama, ,khaled,FOUADE,RACHIDE,fethi,lakhder,ismail , abd allah

Nourddine,ahmed,adel,wahid ,abdennoure,yahia,amine ,walid,azdine ,nouar,mahfoud,youcef ,imad,boubaker,rabeh,nacer,rafik,yakoub.

A tous mes amis surtout de classe Génie électrique, les jeunes de club sportif de WRBTD et à tous mes collègues de ma promotion.

Et a tous mes amis sans exception, a tous mes collègues de travaille

EL-HOUCINE

Sommaire

Introduction générale

CHAPITRE I : Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

I.1. Introduction…… 03

I.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC…… .03

I.2.1 structure de l'onduleur NPC à trois niveaux…….. 03

I.2.2 Concept de commande……... 03

I.2.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois nivaux…….....05

I.2.4 Cellule de commutation multi-tripôle……..……...06

I.2.5 Réseaux de pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux …….……07

I.2.6 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux…….……08

I.2.6.1 Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux……..…08

I.2.6.2 Fonction de connexion des Interrupteurs……..……09

I.2.6.3 Fonction de connexion des demi-bras……10

I.2.6.4 Fonction de conversion…….……10

I.2.6.4.1 Relations de conversion simple ……..13

I.2.6.4.2 Relations de conversion composée ……....13

I.2.6.5 Fonction génératrice et modèle de commande ……14

I.3 Modélisation de la machine asynchrone……...17

I.3.1 Description de la machine asynchrone à cage…….…18

I.3.2 Différentes propriété de la machine asynchrone ……18

I.3.3 Hypothèses simplificatrices……19

I.3.4 Equations générales…….……20

I.3.4.1 Equations électriques…….……20

I.3.4.2 Equations magnétiques……..……20

I.3.4.3 Equations mécaniques……21

I.3.5 Modélisation dans le repère de Park…….…22

I.3.5.1. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant……24

I.3.6. Résultats de simulation ……...26

I.3.6.1 Démarrage à vide……..……...26

II.3.7. Conclusion ……..…….29

CHAPITRE II : Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.1.Introduction ……..……...30

II.2. Généralités sur les MLI ……30

II.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion(MLI) ……..……30

II.3.1. Caractéristique de la MLI …….…….31

II.3.2. Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD) ……31

II.4. Commande triangulo sinusoïdale à une seule porteuse……. 31

II.4.1. Principe …….…….31

II.4.2. stratégie d'une porteuse triangulaire bipolaire ……..……32

II.4.2.1. Equation de la référence …….……...32

II.4.2.2. Equation de la porteuse ……..……. 33

II.4.2.3. L'algorithme de la commande…….33

II.4.2.4. Résultat de Simulation …….……33

II.4.2.5. Injection de l'harmonique trois ……35

II.4.3. Stratégie d'une porteuse triangulaire unipolaire …….37

II.4.3.1. Equation de la référence …….……37

II.4.3.2. Equation de la porteuse …….…….37

II.4.3.3. Algorithme de commande ……..37

II.4.3.4. Résultat de simulation ……37

II.4.3.5. Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois ……..40

II.4.4. Stratégie d'une porteuse en dent de scie bipolaire ……...41

II.4.4.1. Equation de la référence……..41

II.4.4.2. Equation de la porteuse …….……..41

II.4.4.3. Algorithme de commande …….……41

II.4.4.4. Résultat de simulation ……...42

II.4.5. Stratégie d'une porteuse en dent de scie unipolaire……..…43

II.4.5.1. Equation de la porteuse ……..44

II.4.5.2. Algorithme de commande ……..…44

II.4.5.3. Résultat de simulation ……...44

II.5. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses …….…….....45

II.5.1.Principe de la stratégie …….…….46

II.5.2 Stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires……...46

II.5.2.1 Equation de la référence ……46

II.5.2.2 Equation des deux porteuses ……..……46

II.5.2.3 Algorithme de commande ……..……...47

II.5.2.4 Résultat de simulation …….……...47

II.5.2.5 Stratégie avec injection de l'harmonique trois …….49

II.5 Conclusion ……50

CHAPITRE III: Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.1. Introduction …… 51

III.2.Cascade batterie - onduleur de tension triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasé……..51

III.3. Présentation du problème du déséquilibre des tensions ……..51

III.3.1. Modélisation du filtre intermédiaire ……..52

III.3.2. résultats de simulation ……...52

III.4. Equilibrage des tensions continues aux bornes des condensateurs ……..55

III.4.1. Circuit d'équilibrage résistif …….……...56

III.4.1.1. Modélisation et commande du circuit résistif …….……..56

III.4.1.2 résultats de simulation …….……58

III.4.2. Circuit d'équilibrage résistif optimisé ……62

III.4.2.1. Modélisation et commande du circuit résistif optimisé ……..…63

III.4.2.2. résultats de simulation ……...64

III.4.3. Circuit d'équilibrage inductif ……..…….…..65

III.4.3.1. Modélisation et commande du circuit inductif ……..…..65

III.4.3.2. résultats de simulation …… ..66

III.4.4. Circuit d'équilibrage mixte (R L) …….……68

III.4.4.1 Modélisation et commande du circuit mixte (RL série) ……..68

III.4.4.2. résultats de simulation …….....69

III.5.Conclusion …….……...70

Conclusion générale

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1 : Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Fig. I.2 : Bras d'onduleur à trois niveaux

Fig. I.3 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

Fig. I.4 : Réseaux pétri d'interrupteur bidirectionnel

Fig. I.5 : Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Fig. I.6 : Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux

Fig. I.7 : Réseau de pétri

Fig I.8 : Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Fig. I.9 : Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Fig. I.10 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Fig. I.11 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Fig. I.12 : Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

Fig. I.13 : Performances de la MAS avec application d'une charge (Cr = 10 N.m)

Fig. II.1 : Les différents signaux de la stratégie ; pour m=6, r=0,8

Fig. II.2.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

Fig. II.2.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

Fig.II.2.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

Fig. II.2.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

Fig. II.3 : Variation de V1eff en fonction de r, pour m=12

Fig. II.4 : Les défirent signaux de la stratégie avec injection de l'harmonique trois avec m=6, r=0.8

Fig. II.5 : Variation du fondamental en fonction de r, pour m=12 avec l'injection de l'harmonique trois

Fig. II.6 : Les différents signaux de la stratégie m=6 r=0.8

Fig. II.7.a : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

Fig. II.7.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

Fig. II.7.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

Fig. II.7.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

Fig. II.8 : Caractéristique de réglage

Fig. II.9 : Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire avec injection harmonique trois m=6

Fig. II.10 : Caractéristique de réglage dans le cas d'une injection de l'harmonique trois

Fig. II.11 : Les différents signaux de la stratégie

Fig. II.12.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

Fig. II.12.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

Fig. II.12.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

Fig. II.12.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

Fig.II.13 : Principe de la stratégie que les différents signaux pour m=6

Fig.II.14.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

Fig II.14.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

Fig. II.14.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

Fig. II.14.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

Fig.II.15 : Les différents signaux de la stratégie

Fig. II.16.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

Fig. II.16.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

Fig. II.16.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

Fig. II.16.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

Fig.II.17 : Variation de V_{1eff} en fonction de r pour m=12

Fig. II.18: Les différents signaux de la stratégie

Fig. II.19 : Variation de V_{1eff} en fonction de r

Fig. III.1 : Cascade batterie - onduleur de tension triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasé

Fig. III.2: Les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

Fig. III.3: La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2})

Fig. III.4: Le courant id1

Fig.III.5: Le courant Id2

Fig.III.6 : Le courant Id_0

Fig.III.7 : La déférence entre les deux tensions UC1 & UC2

Fig. III.8: Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

Fig.III.9 : Structure du circuit d'équilibrage résistif

Fig.III.10: Les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=25 Ω

Fig. III.11 : La somme des tensions avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.12: Le courant I_{d0} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.13 : Le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=25

Fig. III.14 : Les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=85 Ω

Fig. III.15 : La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.16 : Le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=85 Ω

Fig. III.17 : Le courant I_{d0} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.18 : Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

Fig. III.19 : Circuit D'équilibrage résistif optimisé

Fig. III.20 : Les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.21 : La déférence entre les deux tensions U_{c1}et U_{c2}

Fig. III.22 : Le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.23 : La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.24 : Circuit d'équilibrage inductif

Fig. III.25 : Les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

Fig. III.26 : Le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.27 : La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

Fig. III.28 : Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

Fig. III.29 : Circuit d'équilibrage mixte (RL série)

Fig. III.30 : Les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

Fig. III.31 : Le courant I_L

Fig. III.32 : Le courant I_{red}

Fig. III.33 : Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

LISTE DES TABLEAUX

Tab. I. 1 : Différentes configurations possibles du fonctionnement d'un bras

Tab. I.2 : D'excitation associée à la commande complémentaire proposée

Tab. II.1 : Comparaison entre les différentes stratégies

NOTATION

I. Onduleur

A, B, C : Indices correspondant aux trois phases « A », « B » et « C ».

M : Point milieu.

Uc : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.

K : Bras d'onduleur (K=l, 2,3)

S : S=1 bras du haut et S=0 ; Bras du bas.

Re : Réceptivité d'entrée

Rs : Réceptivité de sortie.

F_{ki}: Fonction de connexion d'interrupteur TD.

Fj : Fonction de commutation associée à la cellule n

N(t) : Matrice de conversion simple.

M(t) : Matrice de conversion composée.

Mg(t) : Matrice génératrice de conversion simple et composée

Nrg(t) : Matrice réduite de conversion simple.

Mgr(t) : Matrice réduite de conversion simple,

r : coefficient de réglage,

m : Indice de modulation

V: Amplitude maximale de la référence sinusoïdale.

U_m: Amplitude maximale de la triangulaire.

THD : Distorsion totale des harmoniques,

II.Machine asynchrone

a,b,c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d,q : Axes de référentiel de Park.

[P] : Matrice de Park.

α (rada) : Angle entre le stator et le rotor.

V (V) : Tension statorique.

Vsabc (V) : Tension statorique phase a, b ou c.

Vsdq(v) : Tension statorique sur l'axe d ou q.

is (A) : Courant statorique1515

$L_S(H) = l_S - M_S$: Inductance statorique par phase.

$\varphi_{sabc}(Wb)$: Flux statorique phase a, b ou c.

$\varphi_{sdq}(Wb)$: Flux statorique sur l'axe d ou q.

$V_r(V)$: 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.

$R_r(\Omega)$: Résistance rotorique par phase.

$l_r(H)$: Inductance propre rotorique par phase.

$M_r(H)$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$L_r(H) = lr - M_r$: Inductance rotorique par phase.

$\varphi_{rdq}(Wb)$: Flux rotorique sur l'axe d ou q.

$M = (3/2).M_{sr}(H)$: 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, il est obtenu lorsque les axes sont aligné.

P : Nombre paire de pôles.

$\omega_r(rad/s)$: Pulsation électrique rotorique.

$\Omega_r(rad/s)$: 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.

$T_S = L_S / R_S(s)$ $J(kg.m^2)$: Constant de temps statorique.

$f(Nm.s.rad^{-1})$: Coefficient de frottements visqueux.

$C_e(N.m)$: Couple électromagnétique.

$C_r(N.m)$: Couple résistant.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les machines électriques jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces machines sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la puissance de la vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée vu la simplicité de sa commande. Néanmoins, cette machine présente plusieurs inconvénients liés à son collecteur mécanique.

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

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

Pour ce type d'applications, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone afin d'assurer un entrainement à vitesse variable est assuré par un convertisseur de puissance tel que l'onduleur.

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

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

Actuellement, l'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique.

Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinée pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi-niveaux.

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

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

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Il existe plusieurs stratégies de la commande à modulation de largeurs d'impulsions. (MLI) , telles que la modulation triangule- sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle .

L'inconvénient majeur des onduleurs multi-niveaux à structure NPC est le déséquilibre qui se produit entre les tensions aux bornes des condensateurs d'entrée de l'onduleur,

Ce déséquilibre est provoqué par les courants circulant dans ces condensateurs, causant le chargement de certaines capacités et le déchargement des autres. Ce déséquilibre se répercute sur la tension de sortie de l'onduleur.

Le problème du déséquilibre s'aggrave d'avantage dans le cas des onduleurs de niveaux élevés, à cause de la multiplication des points milieux entre les condensateurs d'entrée.

Dans le cadre de notre travaille nous avons abordé l'étude d'un onduleur à trois niveaux à structure N.P.C (Neutral point Clamping) et l'équilibrage des tensions aux bornes les deux condensateurs sera étudié.

Dans le premier chapitre, nous présentons le modèle à trois niveaux à structure NPC.

Dans le deuxième chapitre est consacré à l'élaboration des stratégies de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC alimentant la MAS.

Enfin, dans le dernier chapitre le problème d'instabilité des tensions d'entrées de l'onduleur est étudié une solution matérielle basée sur l'adjonction des circuits d'équilibrages est aussi proposée.

CHAPITRE I

Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

I.1 Introduction

L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C.

La modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux fixe deux objectifs principaux :

- Etude du fonctionnement de l'onduleur et l'élaboration de son modèle de connaissance en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Pétri [1][2].
- Définition d'une commande complémentaire optimale de cet onduleur et le développement de son modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice.

I.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

I.2.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

Cet onduleur est dit à trois niveaux car il délivre trois niveaux de tension (+ Uc, 0,-Uc) La figure I.1 montre le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral point clamping).

Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des IGBT en antiparallèle avec des diodes. [3]

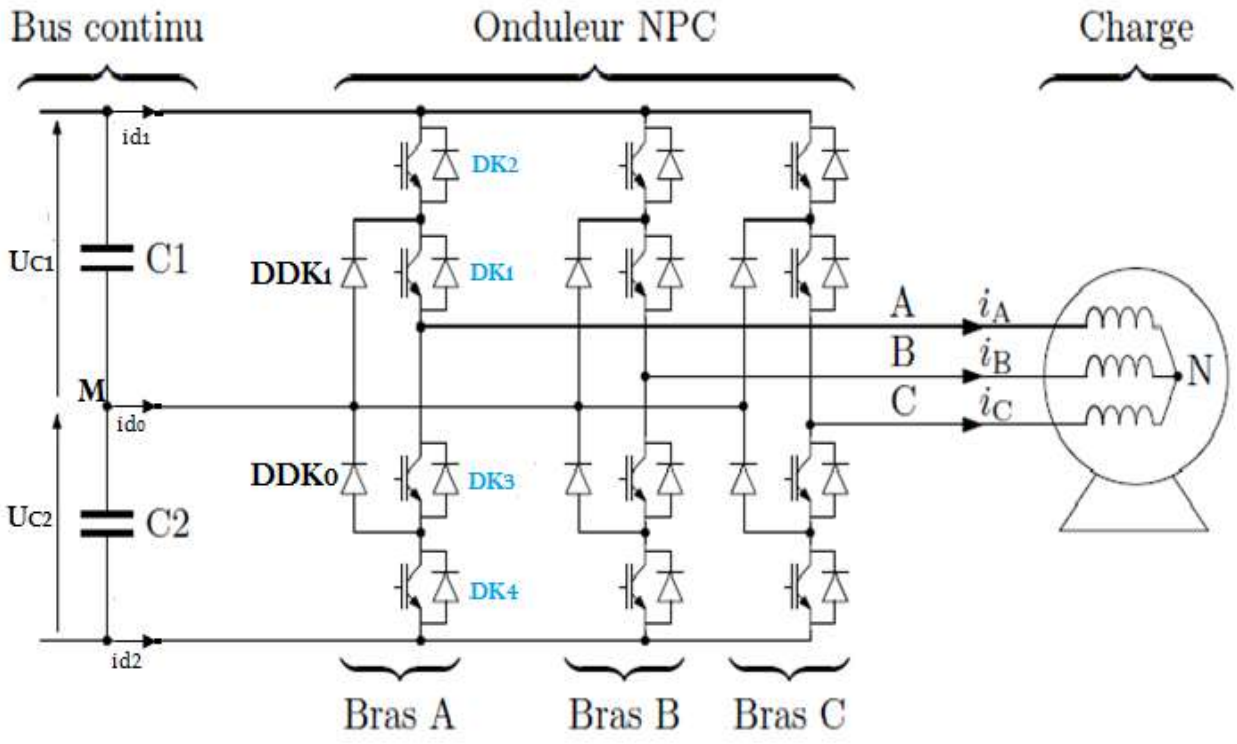


Figure I.1: Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue du convertisseur.

Pour modéliser l'onduleur triphasé a trois niveaux, il suffit de modéliser un seul bras. La figure I.2 montre la structure d'un bras K.

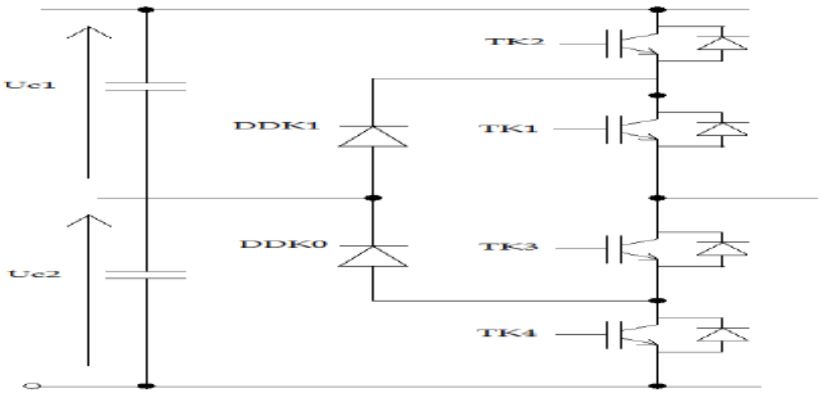


Figure I.2 : Bras d'onduleur à trois niveaux

I.2.2 Concept de commande

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge monophasée. Pour décrire le fonctionnement dynamique d'un tel dispositif, on utilise le réseau de Pétri avec des places correspondant à ses états possibles.

Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle, qui est un interrupteur à commutation libre. La figure I.3 représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel. Le réseau de Pétri de l'interrupteur bidirectionnel est représenté par la figure I.4.

Le réseau de Pétri décrit le fonctionnement dynamique de l'interrupteur qui dans le cas idéal est un élément énergiquement neutre puisqu'il met enjeu une puissance instantanée toujours nulle. Le régime dynamique correspond aux changements d'état de l'interrupteur [3]

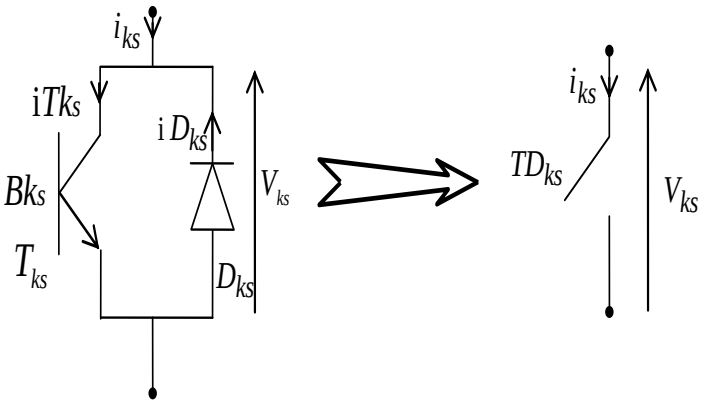


Figure I.3 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.

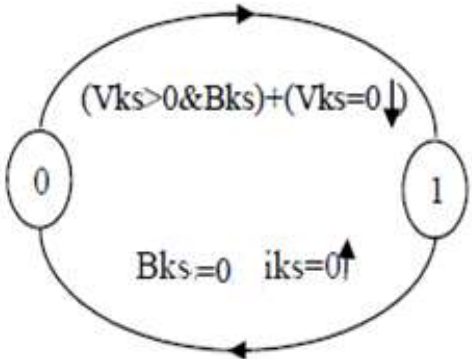


Figure I.4 : Réseaux pétri d'interrupteur bidirectionnel.

A.1. I.2.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois nivaux

Pour décrire les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur, nous regardons d'abord les valeurs que peut prendre une tension simple V_{AM}. Cette tension est totalement définie par l'état des quatre interrupteurs du premier bras.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. La figure I.5 représente ces différentes configurations (U_{c1}=U_{c2}= U_c).[1]

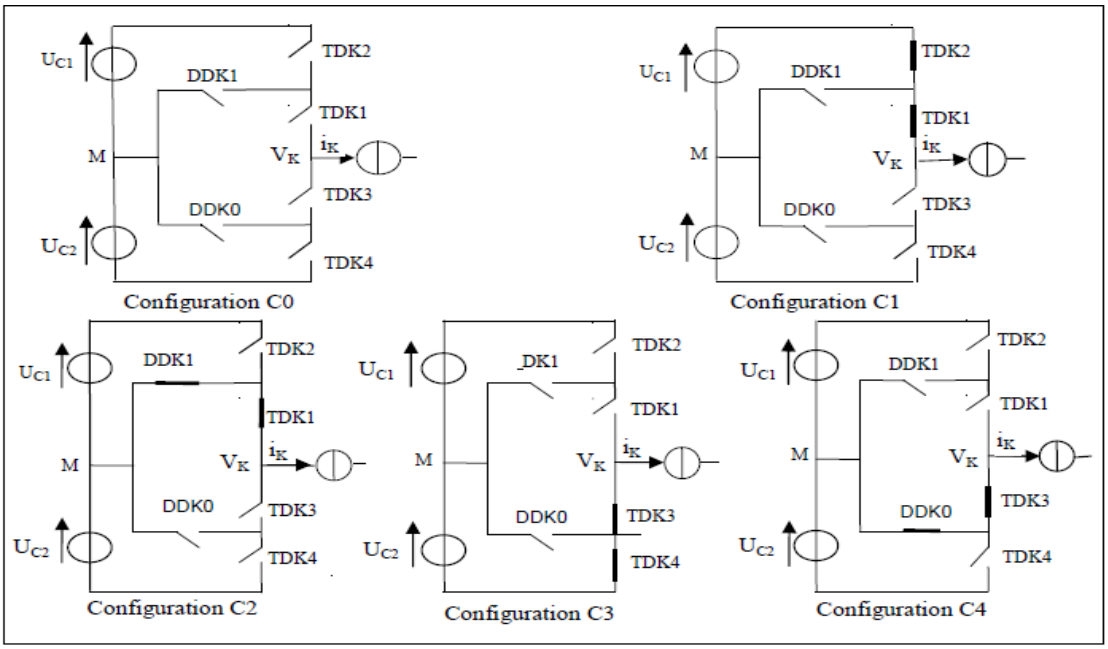


Figure I.5 : Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ses configurations sont données dans le tableau I.1

Tableau I.1 : Différentes configurations possibles du fonctionnement d'un bras

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
C_0	ik=0, Vk est dépend de la charge
C_1	Vk=Uc1
C_2	Vk=0
C_3	Vk = - Uc2
C_4	Vk=0

I.2.4 Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitué une cellule de commutation multitripôle [4][5], dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules(a),(b),(c) tripôles comme le montre la figure I.6 suivante:

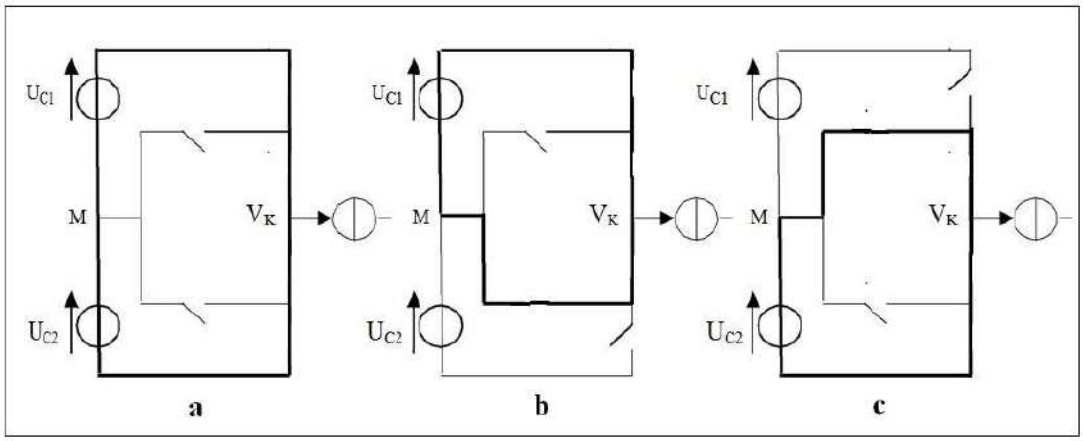


Figure I.6 : Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux

I.2.5 Réseau de pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Une fois que les cinq configurations du bras définies, et ses trois cellules triples possibles définies, l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations (en utilisant les conditions de commutation type dipôle et tripôle) donne les réceptivités du réseau de pétri de fonctionnement de ce bras d'onduleur.

La figures I.7 montre le réseau de pétri du fonctionnement du bras K del'onduleur. Le variable R_{mn} intervenant dans le réseau de pétri (figure I.7) représente la réceptivité de transition de la configuration C_m à la configuration C_n. Ces déférentes réceptivités R_{mn} sont données comme suit : [1][5].

- R01= BK1.&.(Umk1>0)&Bk2&(Umk2>0)]+[UmK1<0)&[Umk2<0)] ;
- R02= (Umk1>0)&Bk1&($\overline{Bk2}$+(Umk2<0)] ;
- R03= (Umk3>0)&Bk3&(Umk4>0)&Bk4]+[(Umk3<0)&(Umk4<0)] ;
- R04= (Umk3>0)&Bk3&($\overline{Bk4}$+(Umk4<0)] ;
- R10=(ik=0);
- R12=$\overline{Bk2}$&Bk1&(ik>0);
- R13=[$\overline{Bk1}$&(ik>0)]&[Bk3&Bk4&(ik<0)];
- R14=$\overline{Bk4}$&Bk3&(ik<0);
- R20=(ik=0↓)&$\overline{Bk3}$&[$\overline{Bk2}$+$\overline{Bk1}$];
- R21= Bk1&Bk2&(ik>0);
- R23=$\overline{Bk1}$&(ik>0);
- R30=(ik=0);

- R31=$\overline{Bk3}$&(ik<0)+(Bk1&Bk2&(ik<0));
- R32= Bk1&$\overline{Bk2}$&(ik>0);
- R34= Bk3&Bk4&(ik<0);
- R40==(ik=0)&$\overline{Bk1}$&[$\overline{Bk3}$+$\overline{Bk4}$] ;
- R41= Bk3&Bk4&(ik<0).

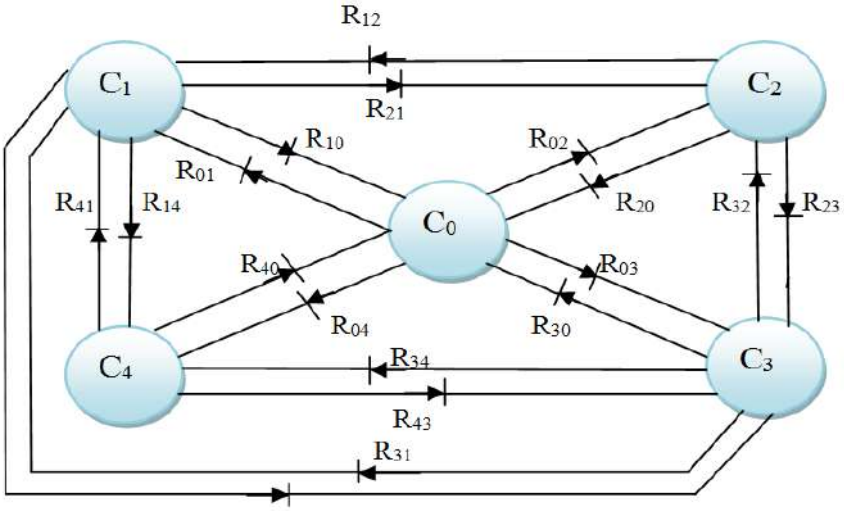


Figure I.7 : Réseau de pétri

I.2.6 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

I.2.6.1 Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus de la commande interne (grandeurs électriques), mais uniquement des transitions (commande externe) [1][4].

Dans la suite, on suppose que cette condition est toujours vérifiée. Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, ce qui peut causer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit trois commandes complémentaires, pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur.

L'interrupteur TD_{K1}, par exemple, peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras : TD_{K2}, TD_{K3}, TD_{K4}.

Ainsi, on écrit :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

Où: B_{ks} étant les signaux de commande du transistor T_{ks} du bras k.

Parmi les commandes précédentes, celle qui permet d'avoir les trois tensions: U_{C1}, 0, - U_{C2}, est la suivante:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (I.1)$$

Cette commande complémentaire donne les cas d'excitation suivants présentés dans le tableau I.2 :

Tableau I.2 : D'excitation associée à la commande complémentaire proposée

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	V_K
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	INCONNUE
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{C1}

Le cas inconnu est à éliminer lors de la formulation de l'algorithme de la commande.

I.2.6.2 Fonction de connexion des Interrupteurs

Cette fonction est liée à chaque interrupteur TD_{ki}, et décrit son état ouvert ou fermé. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire. [1] [4]

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 \text{ si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (I.2)$$

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

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad \text{(I.3)}$$

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad \text{(I.4)}$$

I.2.6.3 Fonction de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit une fonction de connexion des demi-bas, qu'on note comme suit : F_{km}^{b} ,Où **k** désigne le numéro du bras (**k=1, 2,3**) et **m** indique la position du demi-bas (**m=1**pour le demi- bras du haut et **m=0** pour le demi-bas du bas).

Les fonctions de connexion des demi-bas s'expérimente aux moyen de fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases} F_{k1}^{b} = F_{k1}.F_{k2} \\ F_{k0}^{b} = F_{k3}.F_{k4} \end{cases} \quad \text{(I.5)}$$

F_{k1}^{b} est associée au demi- bras du haut (la paire $\mathbf{T_{k1}}$, $\mathbf{T_{k2}}$) et F_{k0}^{b}est associée au demi bras du bas (la paire$\mathbf{T_{k3}}$, $\mathbf{T_{k4}}$). Le système d'équation (I.5) montre que la fonction de connexion des demi bras F_{km}^{b} vaut **1** dans le cas où les deux interrupteurs associés aux demi bras F_{km}^{b} sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

I.2.6.4 Fonction de conversion

Les potentiels des nouds A, B, C de l'onduleur triphasée à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :(on suppose $U_{C1} = U_{C2} = U_C$)

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_C \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_C \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_C \end{cases} \quad (I.6)$$

On constate d'après le système (I.6), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

Les fonctions de connexion de demi bras défini selon la relation (I.5) sont :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{12} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (I.7)$$

En introduisant l'expression de ces derrières dans les tensions d'entrés on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_C \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C \end{cases} \quad (I.8)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{C2} ; \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{33}F_{34})U_{C2} ; \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{BM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{C2} ; \end{cases} \quad (I.9)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 ; \\ V_{BN} = V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 ; \\ V_{CN} = V_c = (U_{CA} - U_{BC})/3 ; \end{cases} \quad (I.10)$$

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

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

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_C \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b} - F_{10}^{b} \\ F_{21}^{b} - F_{20}^{b} \\ F_{31}^{b} - F_{30}^{b} \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrées i_{dl} et i_{d2} en fonction des courants i_l, i_2 et i_3 de sa charge en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} id_1 = F_{11}.F_{12}.i_1 + F_{21}.F_{22}.i_2 + F_{31}.F_{32}.i_3 \\ id_2 = F_{13}.F_{14}.i_1 + F_{23}.F_{24}.i_2 + F_{33}.F_{34}.i_3 \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, le système (I. 13) s'écrit :

$$\begin{cases} id_1 = F_{11}^{b}.i1 + F_{21}^{b}.i2 + F_{31}^{b}.i3 \\ id_2 = F_{10}^{b}.i1 + F_{20}^{b}.i2 + F_{30}^{b}.i3 \end{cases} \quad \text{(I.14)}$$

Le courant i_{d0}, dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux différents courants de l'onduleur triphasé à trois niveaux par la relation suivante :

$$id_0 = F_{11}.F_{13}.i_1 + F_{21}.F_{23}.i_2 + F_{31}.F_{33.}i_3 \quad \text{(I.15)}$$

En introduisant les équations (I. 12) et (I. 13), le courant i_{d0} peut s'écrire comme suit :

$$Id_0 = i_1 + i_2 + i_3 - id_1 - id_2 \qquad (I.16)$$

La relation (I.15) peut être aussi exprimée en utilisant les fonctions de connexion des demi- bras comme indiqué ci-dessous :

$$id_0 = (i_1 + i_2 + i_3) - \left(F_{11}^b + F_{10}^b\right)i_1 - \left(F_{21}^b + F_{20}^b\right)i_2 - \left(F_{31}^b + F_{30}^b\right)i_3 \qquad (I.17)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur d'état s'écrit $[U_{c1,}\ U_{c2,}\ i_1, i_2\ ,\ i_3]$, leurs entrées internes sont :

$\mathbf{[V_A\ V_B\ V_C\ id_1\ id_2\ id_0]^t}$ **ou** $\mathbf{[V_{AB}\ V_{BC}\ V_{CA}\ id_1\ id_2\ id_0]^t}$

On définit les relations de conversion simples et composées comme suit [1][4] :

I.2.6.4.1 Relations de conversion simple

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b)/3 \\ F_{21}^b + F_{31}^b)/3 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b)/3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

On appelle [N(t)] la matrice de conversion simple.

I.2.6.4.2 Relations de conversion composée

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{pmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \text{avec} [M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b) & -(F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ F_{21}^b + F_{31}^b) & -(F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b) & -(F_{30}^b + F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \qquad (I.19)$$

On appelle [M(t)] la matrice de conversion composée.

La figure I.8 montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée à point milieu et à sa charge triphasée.

On distingue

♦ La partie commande représentée par le réseau de Pétri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion [N(t)].

♦ La partie opérative constituée par :

* Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion [N(t)].

* Un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

Afin d'homogénéiser ce modèle de connaissance en rendant le bloc discontinu continu, on utilisera les fonctions génératrices[l].

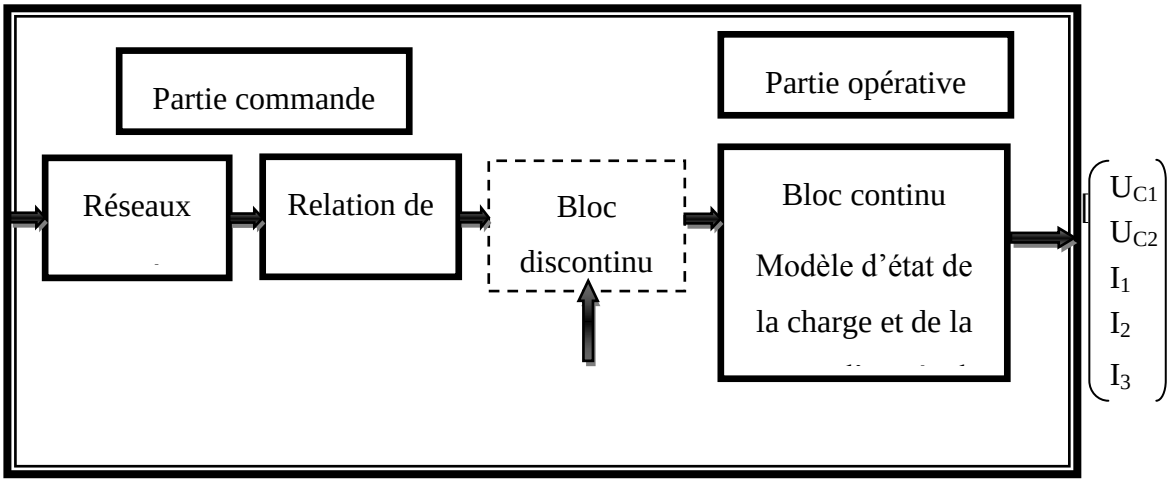


Figure I.8 : Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

I.2.6.5 Fonction génératrice et modèle de commande

On approxime le bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux par un bloc continu moyen grâce aux fonctions génératrices correspondantes aux différentes fonctions (connexion du bras, commutation et conversion) utilisées précédemment.

On utilise les fonctions génératrices des demi-bras au lieu de la fonction génératrice des interrupteurs à cause des produits entre les fonctions de connexion des interrupteurs existant dans les relations (I. 5) et (I. 8).

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle Te (Te infiniment petit), les (I.19). Les relations de conversion (I.18) et (I.19) de l'onduleur triphasé à trois niveaux deviennent respectivement (I.20) et (I.21) avec [Ng(t)] et [Mg(t)] respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_3 \end{pmatrix} = [Ng(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \qquad \text{avec}$$

$$[Ng(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11g} + F^b_{21g})/3 & -(F^b_{10g} + F^b_{20g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ F^b_{21g} + F^b_{31g})/3 & -(F^b_{20g} + F^b_{30g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} + F^b_{11g})/3 & -(F^b_{20g} + F^b_{30g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} - F^b_{10g}) & (1 - F^b_{21g} - F^b_{20g}) & (1 - F^b_{31g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad \text{(I. 20)}$$

Et

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{pmatrix} = [Mg(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \qquad \text{avec}$$

$$[Mg(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11g} + F^b_{21g}) & -(F^b_{10g} + F^b_{20g}) & 0 & 0 & 0 \\ F^b_{21g} + F^b_{31g}) & -(F^b_{20g} + F^b_{30g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} + F^b_{11g}) & -(F^b_{30g} + F^b_{10g}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} - F^b_{10g}) & (1 - F^b_{21g} - F^b_{20g}) & (1 - F^b_{31g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad \text{(I. 21)}$$

La figure I.9 représente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

Le graphe informationnel causal associé à cet onduleur est représenté à la figure I.10 On remarque que l'onduleur à trois niveaux présente également une réaction d'état unitaire.[4]

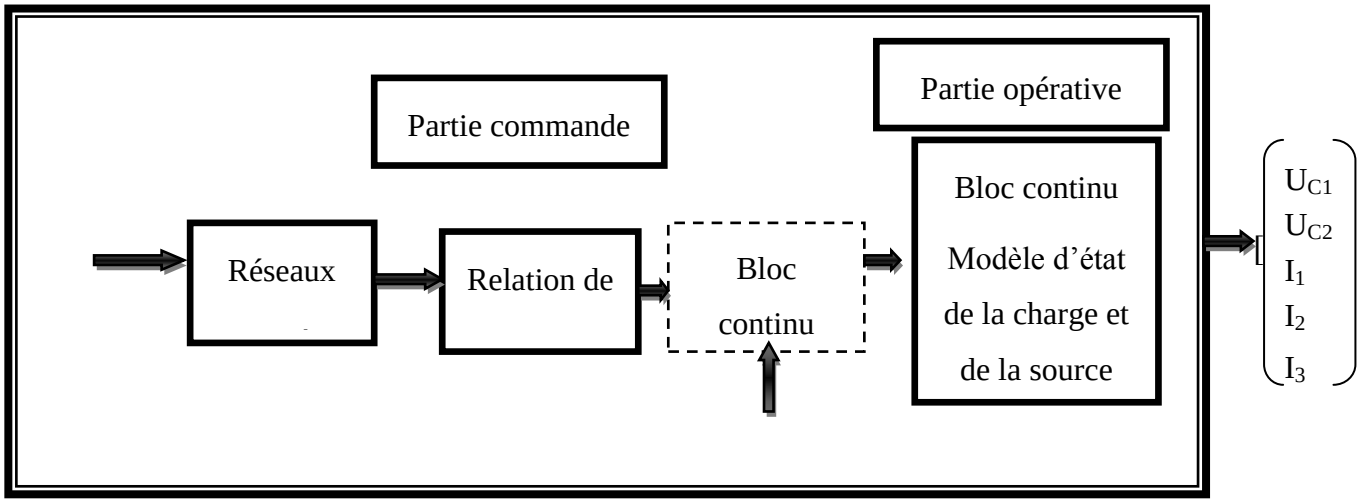


Figure I.9: Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux est isolé on a alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ id_0 = -(id_1 + id_2) \end{cases} \quad \text{(I. 22)}$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{c1}= U_{c2}= U_c$, le système (I.20) peut être réduit en utilisant seulement $V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, U_c, i_1, i_2$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [Nrg(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \qquad \text{avec}$$

$$[\mathrm{Nrg(t)}] = \begin{bmatrix} \frac{2\left(F_{11g}^{b} - F_{10g}^{b}\right) - \left(F_{21g}^{b} - F_{20g}^{b}\right) - \left(F_{31g}^{b} - F_{30g}^{b}\right)}{3} & 0 & 0 \\ \frac{-\left(F_{11g}^{b} - F_{10g}^{b}\right) + 2\left(F_{11g}^{b} - F_{10g}^{b}\right) - \left(F_{21g}^{b} - F_{20g}^{b}\right)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \left(F_{11g}^{b} - F_{31g}^{b}\right) & \left(F_{21g}^{b} - F_{31g}^{b}\right) \\ 0 & \left(F_{10g}^{b} - F_{30g}^{b}\right) & \left(F_{20g}^{b} - F_{30g}^{b}\right) \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

De même, la relation (I.20) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle) en remplaçant dans (I.22) les tensions simples V_A et V_B par les tensions U_A et U_B. On obtient ainsi la relation (I.23) ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [\mathrm{Mrg(t)}] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, [[\mathrm{Mrg(t)}]] = \begin{bmatrix} \left(F_{11g}^{b} - F_{10g}^{b}\right) - \left(F_{21g}^{b} - F_{20g}^{b}\right) & 0 & 0 \\ \left(F_{11g}^{b} - F_{10g}^{b}\right) - \left(F_{21g}^{b} - F_{20g}^{b}\right) & 0 & 0 \\ 0 & \left(F_{11g}^{b} - F_{31g}^{b}\right) & \left(F_{21g}^{b} - F_{31g}^{b}\right) \\ 0 & \left(F_{10g}^{b} - F_{30g}^{b}\right) & \left(F_{20g}^{b} - F_{30g}^{b}\right) \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

On appelle [Nrg(t)] et [Mrg(t)] respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée.

I.3 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son cout est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager.

Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est par exemple le cas des éoliennes.

I.3.1 Description de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif qui ne possède pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de la pulsation des courants du stator.

La machine à induction est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [6] [10].

Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre [2] [6]. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux.

L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner.

I.3.2 Différentes propriété de la machine asynchrone

✓ Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique B1 tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega s=\omega*p \qquad \text{(I. 25)}$$

Ωs: vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad/s

ω : Pulsation des courants alternatifs en rad/s.

$$\omega=2*\pi*f . \qquad \text{(I.26)}$$

p : nombre de paires de pôles

- Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation **Ω**
- Des courants induits circulent dans le rotor.
- L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor.
- Glissement

Le rotor tourne à la vitesse **Ω** plus petite que la vitesse de synchronisme **Ωs**. On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant. Ce glissement **g** va dépendre de la charge.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega s - \Omega}{\Omega s} \qquad \text{(I. 27)}$$

I.3.3 Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable.

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage a plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique.

Le stator sera compose de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de 2π/3 radians électriques, la phase a sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles- mêmes également régulièrement déphasées de 2π/3 radians électriques. [2]

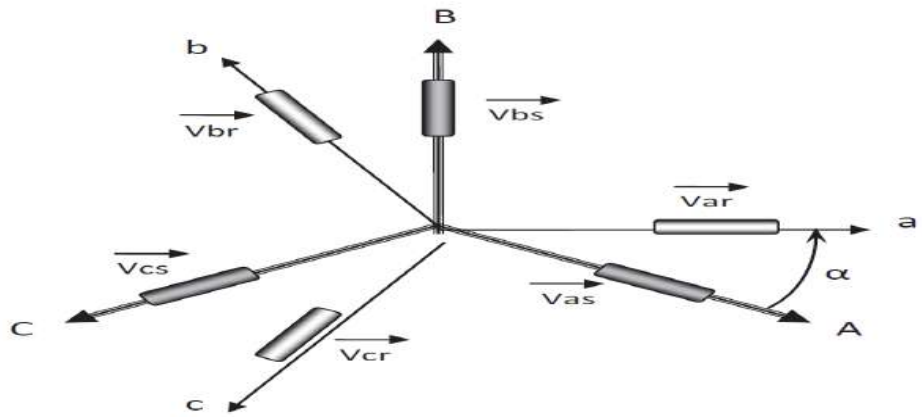


Figure I.10 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Les équations de la machine asynchrone à cage d'écureuil (rotor en court-circuit),

S'écrivent alors :

I.3.4 Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les equations électriques.
- Les equations magnétiques.
- Les equations mécaniques.

I.3.4.1 Equations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\text{Stator}\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad \text{(I. 28)}$$

$$\text{Rotor}\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \text{(I. 29)}$$

Avec :

- V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} , les trois tensions statoriques.
- I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} ; I_{ra} , I_{rb} , I_{rc} , les trois courants statoriques et rotoriques.
- φ_{sa} , φ_{sb} , φ_{sc} ; φ_{ra} , φ_{rb} , φ_{rc} , les flux à travers les phases du stator et rotor.

Les équations (I.28). Et (I.29) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator: } [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad \text{(I.30)}$$

$$\text{Rotor: } [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad \text{(I.31)}$$

I.3.4.2 Equations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad \text{(I.32)} \qquad [\varphi_R] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad \text{(I.33)}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{(I.34)} \qquad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.35)}$$

Si on désigne par θ l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident [3].

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(I.36)}$$

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

Telle que :

- L_s , L_r : inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- M_{sr} , M_{rs} : inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

En désignant par L_{sr} la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par M_{sr} sa valeur lorsque leur axes coïncident.

I.3.4.3 Equations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge a l'arbre, etc.…).

Il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles.

$$\mathbf{J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r} \quad \text{(I.37)}$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_{r=}\Omega r*p \qquad \text{(I.38)}$$

I.3.5 Modélisation dans le repère de Park

Pour remplacer les équations différentielles à coefficients en fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la Transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dites transformation de Park [4-6]. Ainsi pour un système de trois courants réels I_a, I_b, I_c, la transformation de Park d'angle génère deux composantes (i_d, i_q). Les deux systèmes sont liés par:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad \text{(I.39)}$$

Ou inversement due $P(\theta)$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \qquad \text{(I.40)}$$

En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (ou θ_S est l'angle électrique entre l'axe d et le stator) pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques $V_{sd}, V_{sq}, I_{sd}, I_{sq}$ relatives à deux enroulements fictifs S_d et S_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta}{dt}$ par rapport au stator.

- En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (ou θ_r est l'angle électrique entre le rotor et le stator) pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques

I_{rd} , I_{rq} dans les deux enroulements fictifs R_d et R_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta}{dt}$ par rapport au rotor.

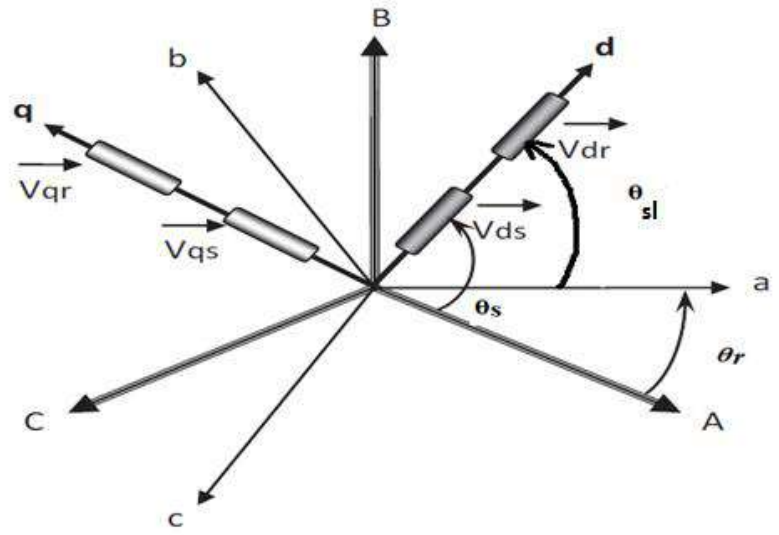


Figure I.11 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

On cherche évidement à ce que R_d et R_q tournent à la même vitesse que S_d et S_q, pour cela il faut que :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \ , \quad w = \frac{d_{\theta r}}{dt} \tag{I.41}$$

Où θ_{sl} est l'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

Parmi les diverses façons de remplir cette condition et ainsi permettre un autopilotage réalisant l'orientation du repère, trois cas sont particulièrement intéressants

Repère lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \qquad \text{et} \qquad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \tag{I.42}$$

Repère lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \qquad \text{et} \qquad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \tag{I.43}$$

Repère lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \text{et} \qquad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega \tag{I.44}$$

Où

- ω_s est la pulsation statorique.
- ω est la pulsation mécanique.
- ω_{sl} est la pulsation de glissement.

I.3.5.1 Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \tag{I.45}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \\ & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \tag{I.46}$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \end{cases} \tag{I.47}$$

$$\begin{cases}\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq}\end{cases} \quad \text{(I.48)}$$

A partir de l'équation (I- 48), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases}\mathrm{I_{rd}} = \dfrac{\varphi_{\mathrm{rd}} - \mathrm{M_{sr}\, I_{sd}}}{\mathrm{L_r}} \\ \mathrm{I_{rq}} = \dfrac{\varphi_{\mathrm{rq}} - \mathrm{M_{sr}\, I_{sq}}}{\mathrm{L_r}}\end{cases} \quad \text{(I.49)}$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (I.49) par leurs valeurs dans les équations (I-47), on obtient alors :

$$\begin{cases}\varphi_{sd} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r}\right) I_{sd} + \dfrac{M_{sr}}{L_r}\varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left(L_r - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r}\right) I_{sq} + \dfrac{M_{sr}}{L_r}\varphi_{rq}\end{cases} \quad \text{(I.50)}$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases}\dfrac{d\varphi_{sd}}{dt} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r}\right)\dfrac{dI_{sd}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r}\dfrac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \dfrac{d\varphi_{sq}}{dt} = \left(L_r - \dfrac{M_s^2}{L_r}\right)\dfrac{dI_{sq}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r}\dfrac{d\varphi_{rq}}{dt}\end{cases} \quad \text{(I.51)}$$

Pour le rotor à partir des équations (I.46) on obtient :

$$\begin{cases}\dfrac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rd} + \omega_{sl}\varphi_{rq} \\ \dfrac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r I_{rq} + \omega_{sl}\varphi_{rd}\end{cases} \quad \text{(I.52)}$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenues en (I.49), les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr}R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + \omega_{sl}\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr}R_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} + \omega_{sl}\varphi_{rd} \end{cases} \quad \text{(I.53)}$$

On obtient finalement à partir des équations (I.45), (I.50), (I.51) et (I.53) :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\,\varphi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= \frac{1}{\rho L_s} V_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{sq} + \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\,\varphi_{rd} \end{aligned} \quad \text{(I.54)}$$

On peut écrire les équations (I.53) et (I.54) sous forme d'équations d'état telles que [4]:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r}\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_S & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}}\omega \\ -\omega_S & -\left(\frac{1}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r}\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}}\omega & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}}_{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{U} \quad \text{(I.55)}$$

Avec :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad \text{(I.56)}$$

- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps rotorique et statorique.
- $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s I_r}$: coefficient de dispersion.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r}\left(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}\right) \quad \text{(I.57)}$$

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad \text{(I.58)}$$

I.3.6 Résultats de simulation

I.3.6.1 Démarrage à vide

La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales, Va, Vb et Vc. Pour un démarrage à vide (*Cr* = 0 N.m),

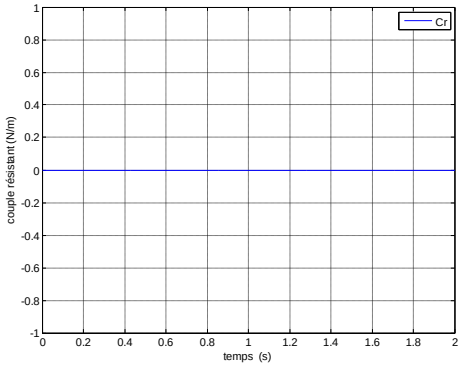


Figure I.12.a : Couple résistant (Cr)

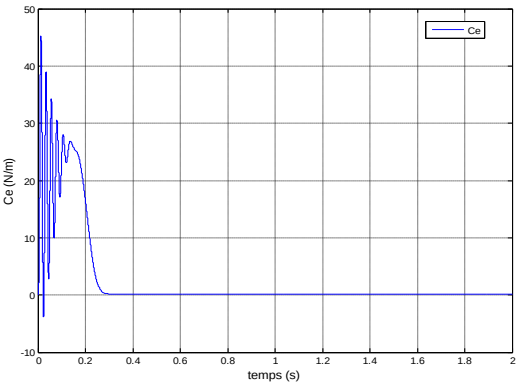


Figure I.12.b :Couple électromagnétique (Ce)

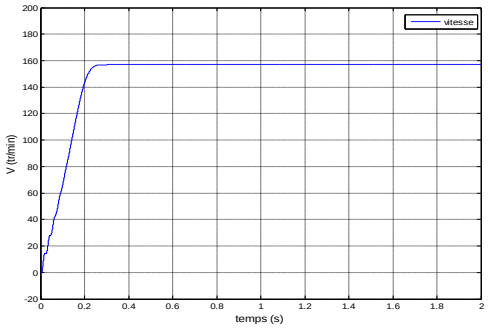


Figure I.12.c : La vitesse (tr/s)

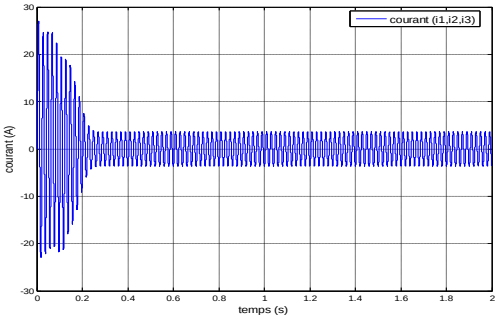


Figure I.12.d :Les trois courants de sortie de la machine

Figure I.12 : Performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales, *Va*, *Vb* et *Vc*. Pour un démarrage en charge (*Cr* = 10N.m).Partir de la valeur de 1 (s).

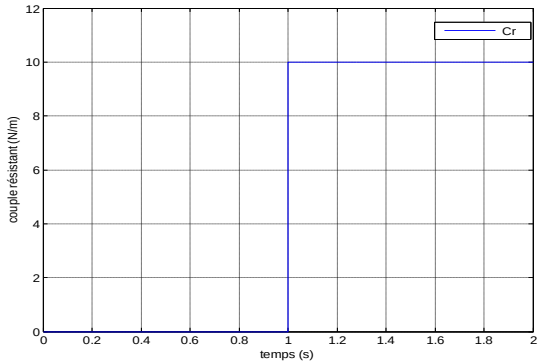


Figure I.13.a : Couple résistant (N/m)

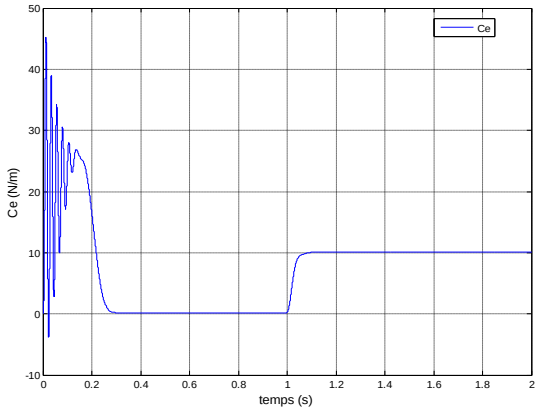


Figure I.13.b : Couple électromagnétique (N/m)

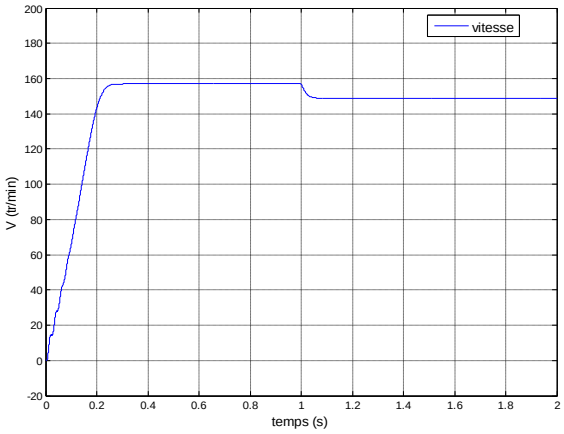


Figure I.13.c : La vitesse (tr/s)

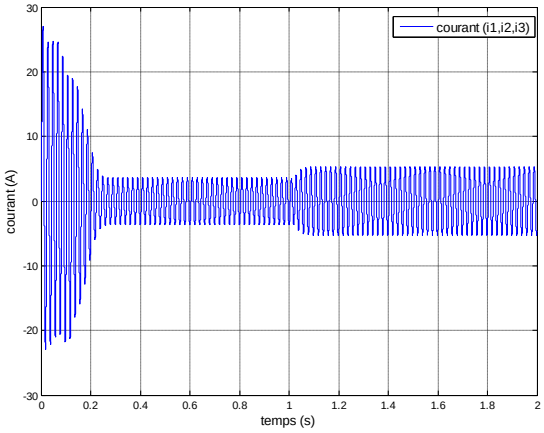


Figure I.13.d : Les trois courants de sortie machine (A)

Figure I.13 : Performances de la MAS avec application d'une charge (Cr = 10 N.m)

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

En régime transitoire**,** on remarque un accroissement linéaire de vitesse, avec une tendance à osciller a couse de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faibles valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 1 est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importants. Pendant le régime transitoire.

Le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime a vide vers un régime en charge à l'instant t=1s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sens oscillation, avec un très fiable dépassement.

I.4 Conclusion

En première phase, nous avons étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux, et introduit la structure élémentaire et défini l'interrupteur bidirectionnel en courant équivalant à la paire transistor-diode. L'analyse topologique d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre que chaque interrupteur supporte une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle supportée par l'onduleur à deux niveaux.

Pour modéliser l'onduleur à trois niveaux, on a commencé à le présenter, avec l'hypothèse de Commandabilité, le modèle de commande de cet onduleur c'est ainsi qu'on a introduit la notion de fonction de connexion des demi-bras et son unique commande complémentaire possible afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable.

Nous avons ensuite établi un modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux et présenté la fonction de conversion avec les relations de conversion. Nous avons aussi abordé l'étude de la fonction génératrice et du modèle de commande et présenté son graphe informationnel causal.

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

CHAPITRE II

Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.1.Introduction

L'obtention d'une tension alternative à la sortie de l'onduleur se fait par l'ouverture et la fermeture, des interrupteurs constituant notre convertisseur, selon une stratégie bien définie.

Différentes stratégies de commandes ont été développées par plusieurs auteurs. Dans ce chapitre on s'intéresse aux stratégies de commande suivantes :

- La commande par modulation de largeur d'impulsion à savoir :
  - La commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.
  - La commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

II.2 Généralités sur les MLI

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI. [6]

Les objectifs principaux d'une **MLI** sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie ;
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées ;
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable. [10]

II.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion(MLI)

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée, l'onduleur n'a pas la possibilité de produire à la sortie que des signaux que purement rectangulaires ou une combinaison linéaire entre ces derniers (dans le cas ou on considère que les interrupteurs sont idéals.

De là, si l'on dispose d'un système de signaux rectangulaire triphasé, dès lors elle sera affectée par la forte teneur en harmonique, qui ne peut pas être filtrée complètement par

le bobinage de la machine, ce qui exige un surdimensionnement du filtre. Ceci a donné l'idée de concevoir des formes d'ondes en escalier permettant d'approcher mieux la sinusoïde. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires [1].

L'utilisation du MLI offre plusieurs avantages :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie ;
- Elimination de certain harmonique en tension ;
- Elle repousse les harmoniques a des fréquences plus élevés ;
- Minimisation de l'ondulation en courant du couple électromagnétique ;
- Faible coût du filtre de sortie.

II.3.1 Caractéristique de la MLI

Si la référence est sinusoïdale, on définit deux grandeurs :

- L'indicée modulation **"m"** égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse sur la fréquence de la référence f_r (**$m=f_p/f_r$**) ;
- Le coefficient de réglage en tension **"r"** égal au rapport de l'amplitude V_m de la tentions de référence à la valeur crête U_{pm} de la porteuse (**$r=V_m/U_{pm}$**) ;

On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire dans ce qui suit on va prendre $V_{p\,max} = 1$ et $V_{r\,max} = r = 0.8$. [1] [10]

II.3.2 Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD)

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie(THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de tension. [1]

$$\mathbf{THD} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{V_1}} \left(\sum_{\mathbf{n=2}}^{\infty} \mathbf{V_n^2}\right)^{\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2}}} \qquad \text{(II.1)}$$

II.4 Commande triangulo sinusoïdale à une seule porteuse

II.4.1 Principe

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

- L'onde de modulation V_P(porteuse) de forme triangulaire ou en dent de scie, de fréquence (f_p=mf) très élevée ;m est entier >1 ;
- L'onde de référence sinusoïdale de fréquence f<f_p ;

Par la suit quatre stratégies sont étudiées, selon la forme de la porteuse :

- Porteuse triangulaire bipolaire ;
- Porteuse triangulaire unipolaire ;
- Porteuse en dent de scie bipolaire ;
- Porteuse en dent de scie unipolaire.

II.4.2 stratégie d'une porteuse triangulaire bipolaire

La figure II-1 présentée le principe de la commande proposée

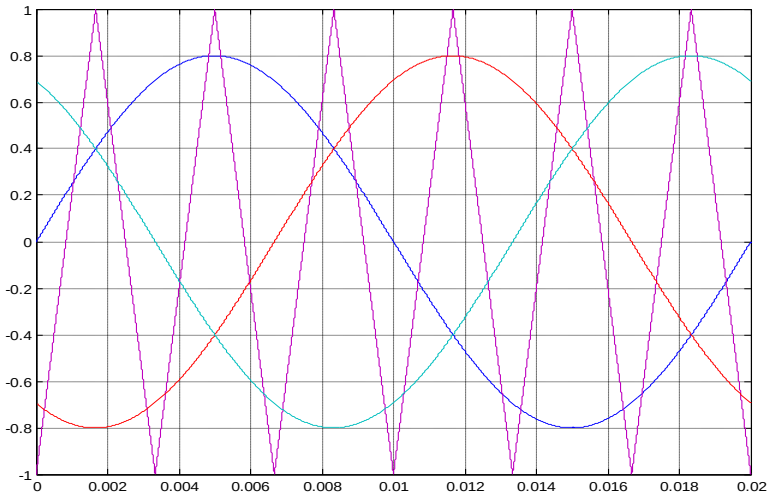


Figure II.1 : Les différents signaux de la stratégie ; pour m=6, r=0,8

II.4.2.1 Equation de la référence

Le système de tensions de références triphasé est donné par les équations (II-2)

$$V_{ref1} = r.\sin(wt - \varphi)$$
$$V_{ref2} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad \text{(II.2)}$$
$$V_{ref3} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.4.2.2 Equation de la porteuse

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_P} - 1 & si 0 \le t \le \frac{T_P}{4} \\ \frac{-4t}{T_P} + 2 & si \frac{T_P}{4} \le t \le \frac{3T_P}{4} \\ \frac{4t}{T_P} + 4 & si \frac{3T_P}{4} \le t \le T_P \end{cases} \quad (II.3)$$

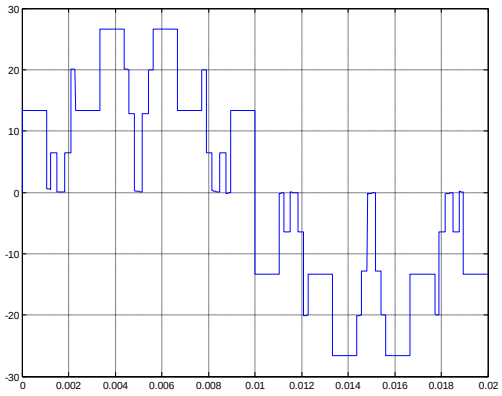
II.4.2.3 L'algorithme de la commande

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

$$\begin{aligned} &(|V_{ref.k}| \le V_P) \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \quad V_{AM}=0 \\ &(|V_{ref.k}| > V_P) et (V_{ref.k} > 0) \Longrightarrow B_{k.1} = B_{k.2} = 1 \quad V_{AM}= E \\ &(|V_{ref.k}| > V_P) et (V_{ref.k} < 0) \Longrightarrow B_{k.1} = B_{k.2} = 0 \quad V_{AM}= -E \end{aligned} \quad (II.4)$$

II.4.2.4 Résultat de Simulation

Les figure (II.2 :a.b. c. d) représente la tension de sortie V_A et son spectre d'harmonique respectivement pour m=6 ,m=9 ,m=21 m=36 et pour r=0.8



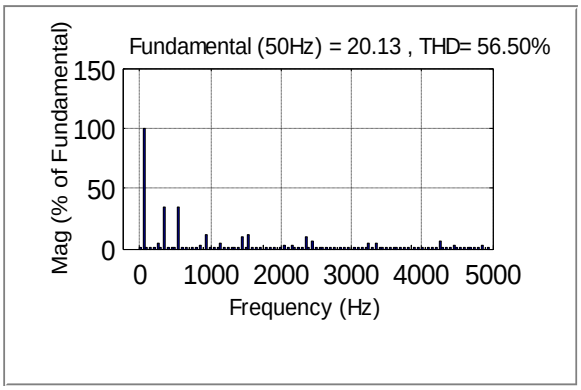


Figure II.2.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

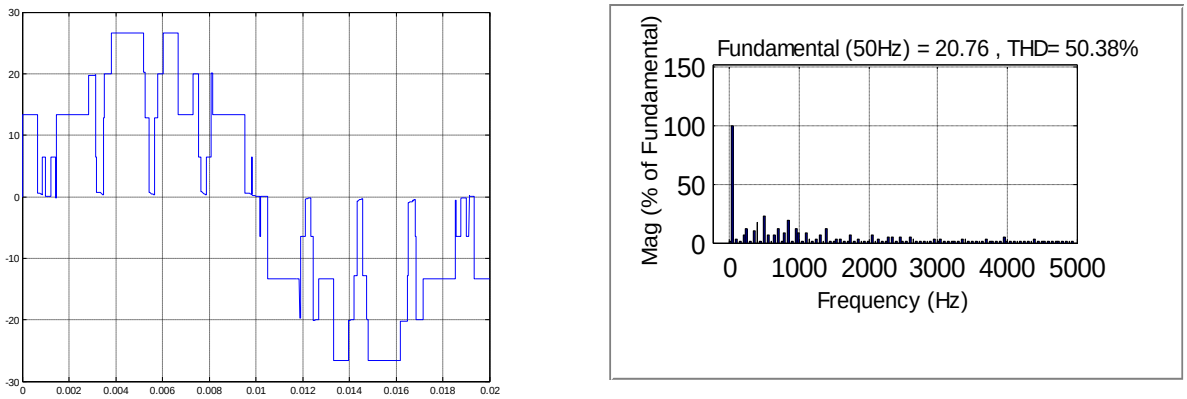


Figure II.2.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

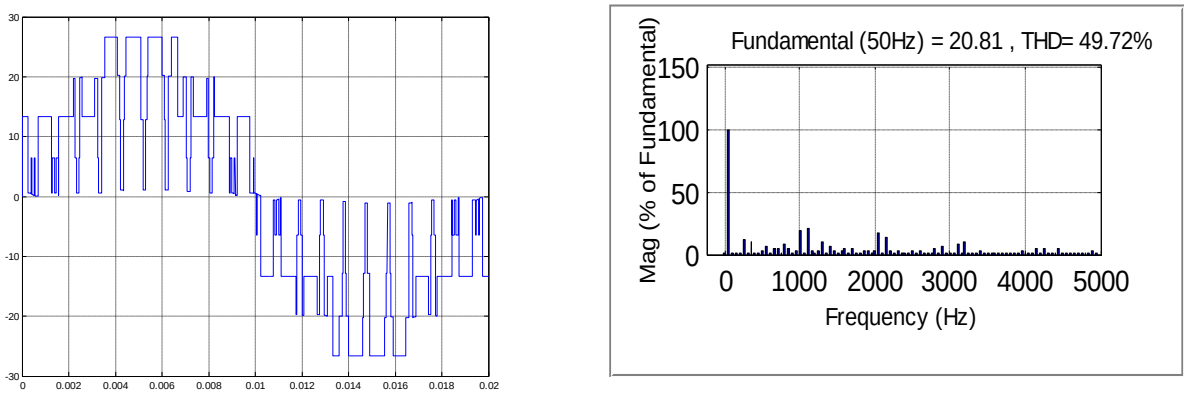


Figure II.2.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

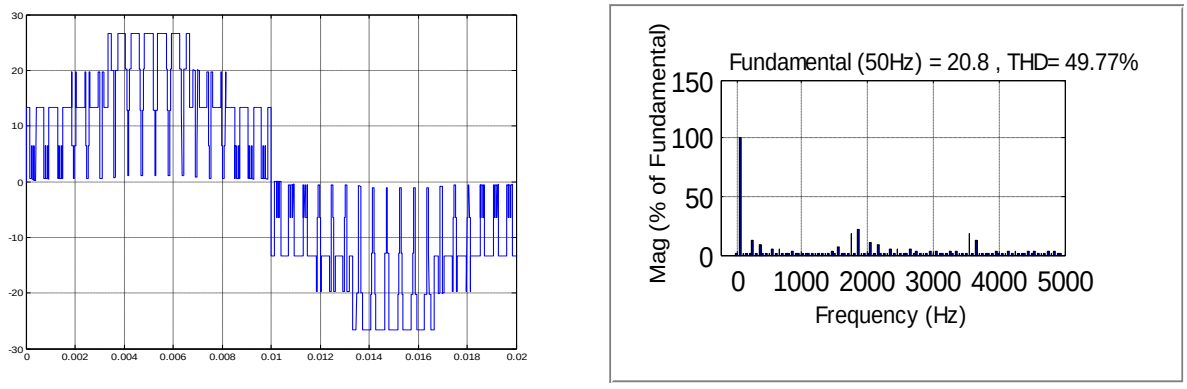


Figure II.2.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

A partir les représentations de La tension de sortie et son spectre harmonique avec des plusieurs valeurs de **m ,** nous avons remarqué que Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.* et nous avons vue pour les valeurs paires de **m**,

les harmoniques de rang impairs sont absents et pour les valeurs impaires de **m**, les harmoniques de rang pairs sont absents.

L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.3 représente la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandés par cette stratégie. Cette caractéristique de réglage est linéaire pour $r \leq 1$

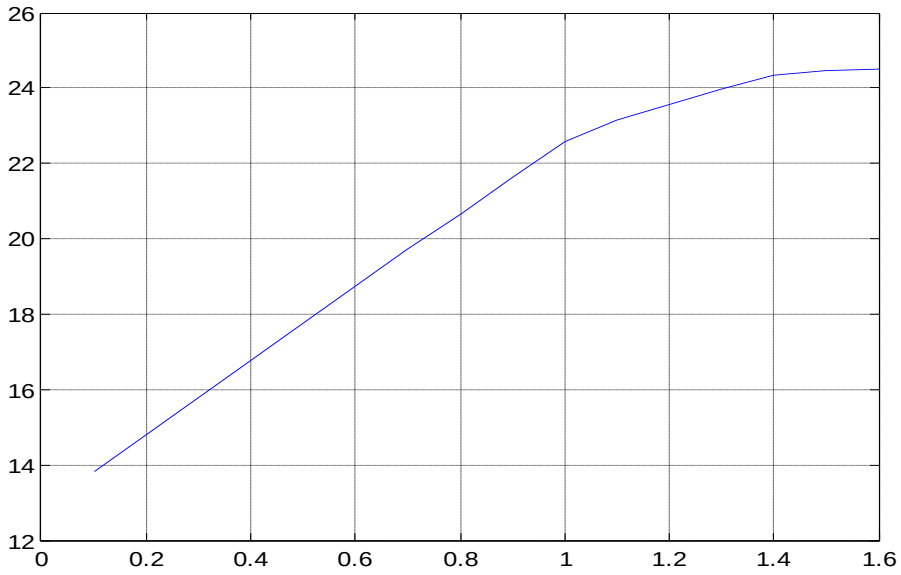


Figure II.3 : Variation de V1eff en fonction de r, pour m=12.

II.4.2.5 Injection de l'harmonique trois

Puisque les harmoniques du rang multiple de trois à la sortie de l'onduleur à trois niveaux sont nulles, alors on peut les injecter dans les tensions de références pour mieux élargir la zone linéaire de la caractéristique de réglage.

Les nouvelles tensions de références sont données par le système suivant

$$\begin{cases} V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi) + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi-\frac{2\pi}{3}) + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi-\frac{4\pi}{3}) + a.\sin(3wt)] \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

Avec a=0.2, l'amplitude de l'harmonique trois, $V_m = r = 0.8$.

Le même algorithme de commande est appliqué dans ce cas, le seul changement c'est bien dans la forme de la référence. [1]

La figure II.4 montre le principe de l'injection de l'harmonique trois

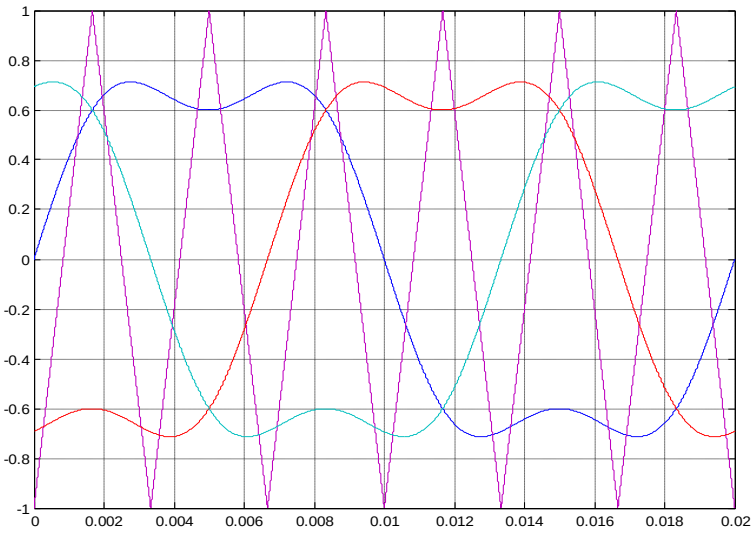


Figure II.4 : Les défirent signaux de la stratégie avec injection de l'harmonique trois avec m=6, r=0.8

La figure II.5 montre que la zone linéaire est élargie jusqu'au r=1,2, ce qui prouve l'intérêt de l'injection de l'harmonique trois dans l'onde de référence.

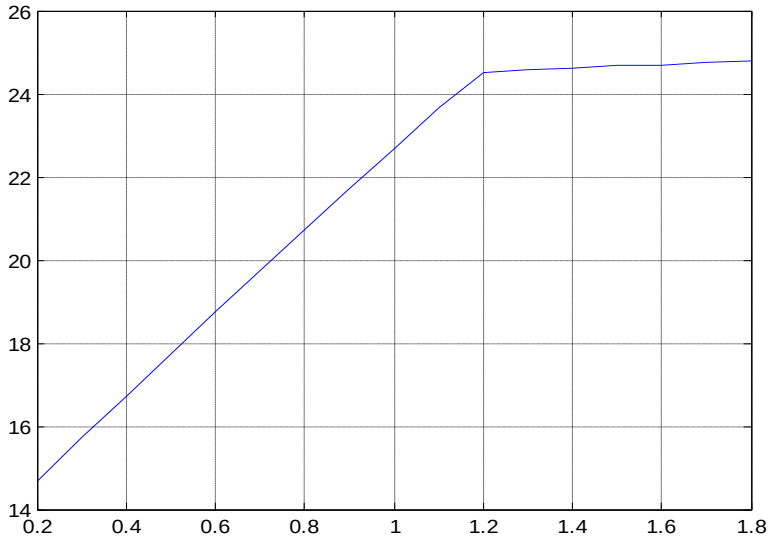


Figure II.5 : Variation du fondamental en fonction de r, pour m=12 avec l'injection de l'harmonique trois.

II.4.3 Stratégie d'une porteuse triangulaire unipolaire

La figure II.6 présente le principe de base et les différents signaux de cette stratégie.

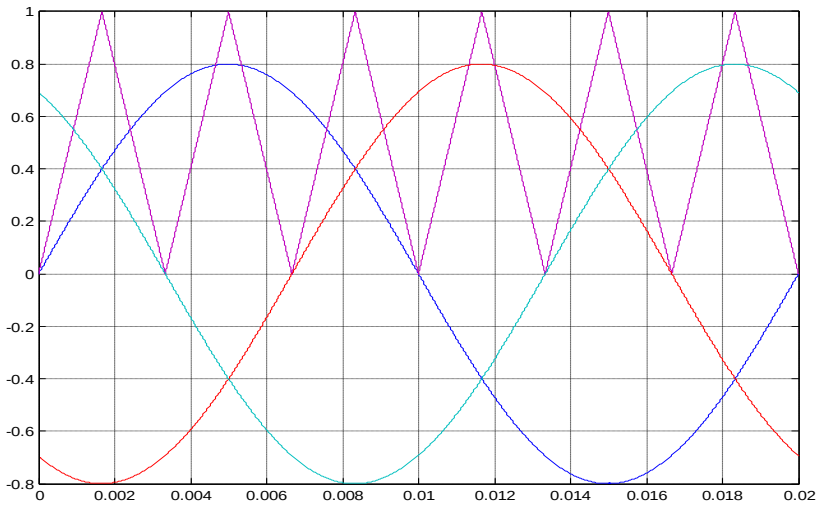


Figure II.6 : Les différents signaux de la stratégie m=6 r=0.8

II.4.3.1 Equation de la référence

Nous conservons toujours la forme de l'onde désirée à savoir :

$$V_{ref1} = r.\sin(wt - \varphi)$$

$$V_{ref2} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{ref3} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.4.3.2 Equation de la porteuse

Dans ce cas la porteuse est unipolaire traduit par l'équation suivante :

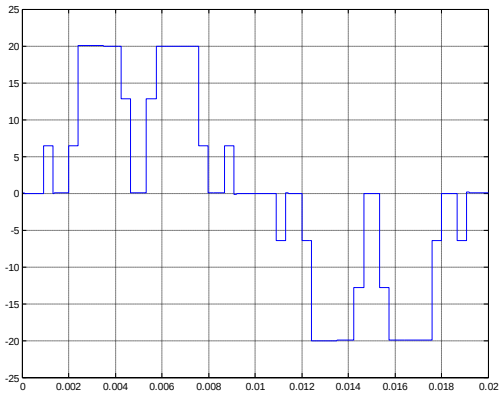
$$Vp = \begin{cases} \frac{2t}{T_P} & si 0 \le t \le \frac{T_P}{2} \\ \frac{-2t}{T_P} + 2 & si \frac{T_P}{2} \le t \le T_P \end{cases} \qquad (II.6)$$

II.4.3.3 Algorithme de commande

L'algorithme de commande reste le même comme le cas précédent.

II.4.3.4 Résultat de simulation

Les figures (II.7 :a.b.c.d) présentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=6 , m= 9 ,m=21et m=36 pour r = 0.8



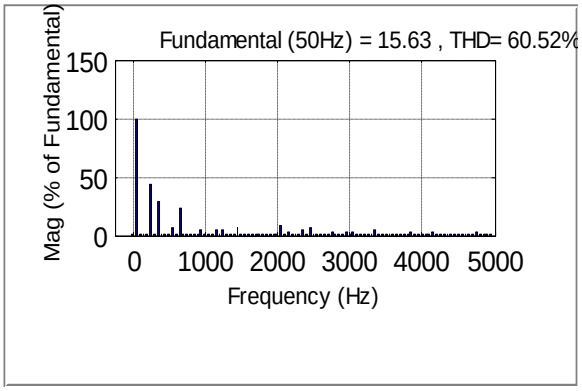
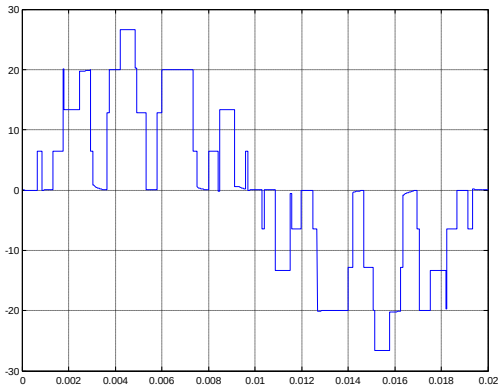


Figure II.7.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8



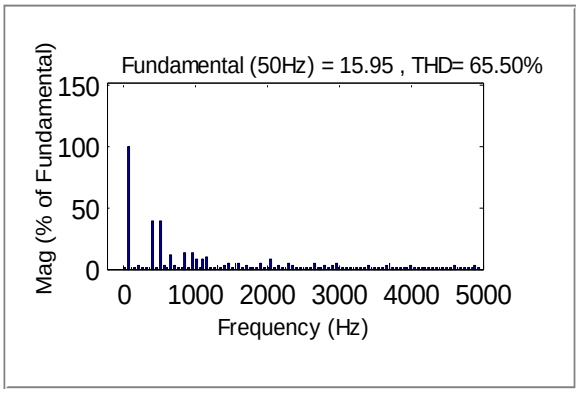
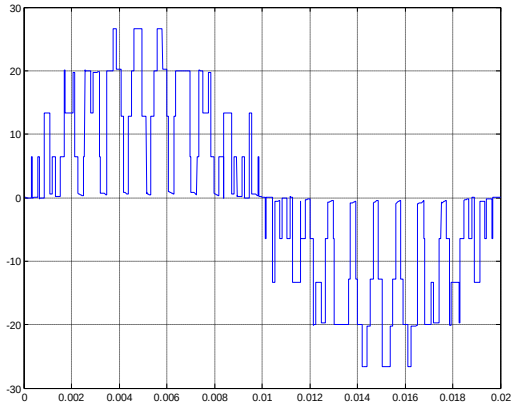


Figure II.7.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8



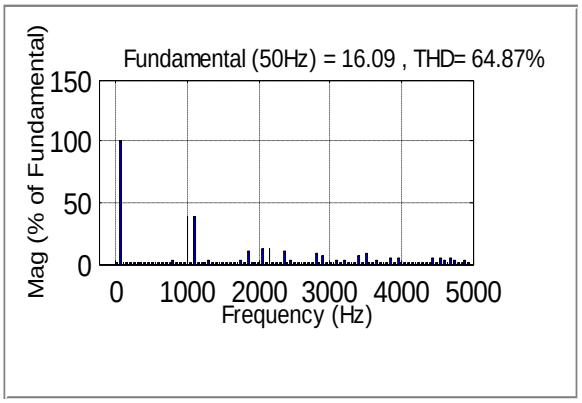


Figure II.7.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

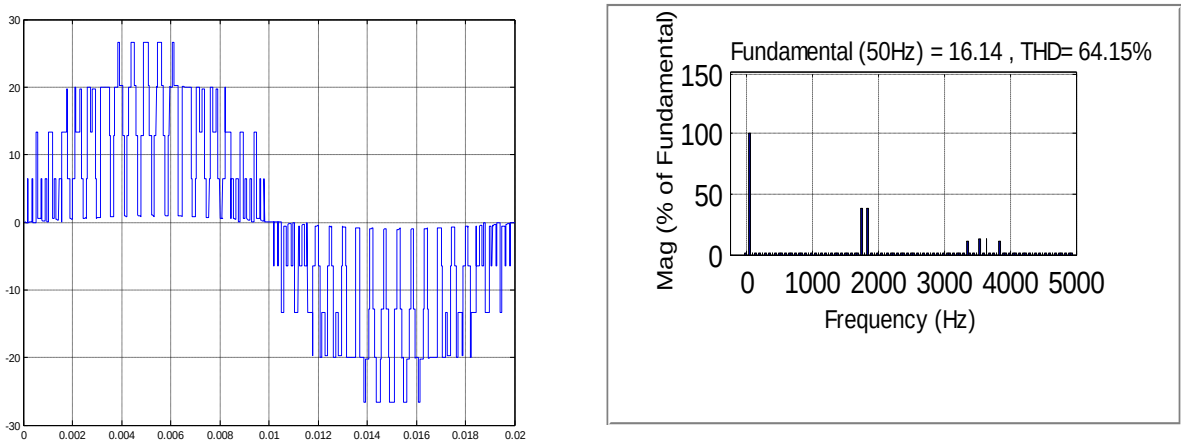


Figure II.7.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

A partir les représentations de La tension de sortie et son spectre harmonique avec des plusieurs valeurs de **m ,** nous avons remarqué que Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.* et nous avons vue pour les valeurs paires de **m**, les harmoniques de rang impairs sont absents et pour les valeurs impaires de **m**, les harmoniques de rang pairs sont absents.

L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.8 indique la linéarité de la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la même MLI à porteuse triangulaire unipolaire.

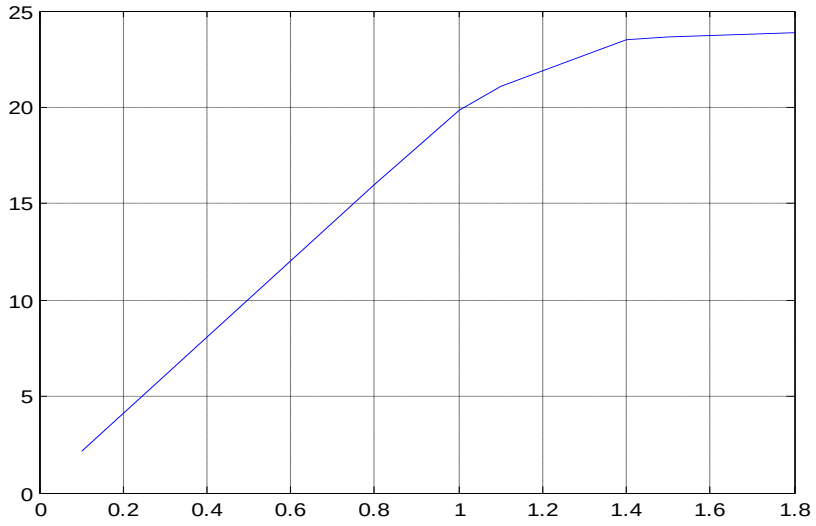


Figure II.8 : Caractéristique de réglage.

II.4.3.5 Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois

La figure II.9 montre que, dans ce cas, nous modifions uniquement la référence par celle de l'équation (II-1) ; alors que la porteuse demeure triangulaire unipolaire.

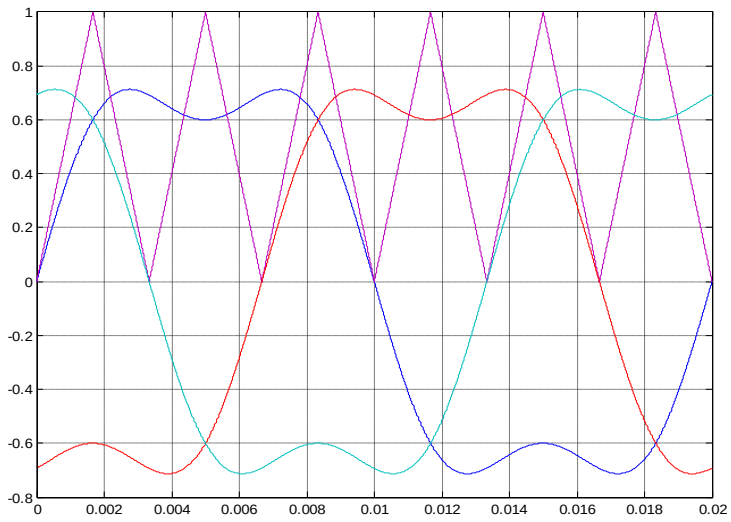


Figure II.9: Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire avec injection harmonique trois m=6

La figure II.10 présente les variations de la valeur efficace du fondamentale de la tension de sortie en fonction de r. L'injection de l'harmonique trois augmente la zone de linéarité de la caractéristique de réglage jusqu'au r=1.2.

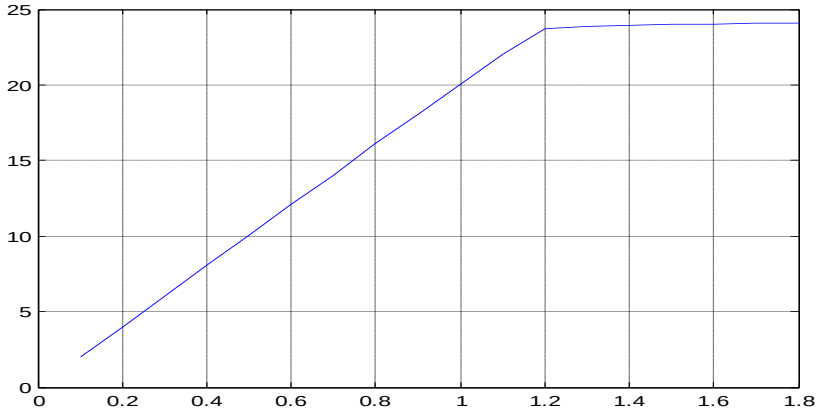


Figure II.10: Caractéristique de réglage dans le cas d'une injection de l'harmonique trois.

II.4.4 Stratégie d'une porteuse en dent de scie bipolaire

La figure II.11 présente le principe et différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuse en dent de scie bipolaire.

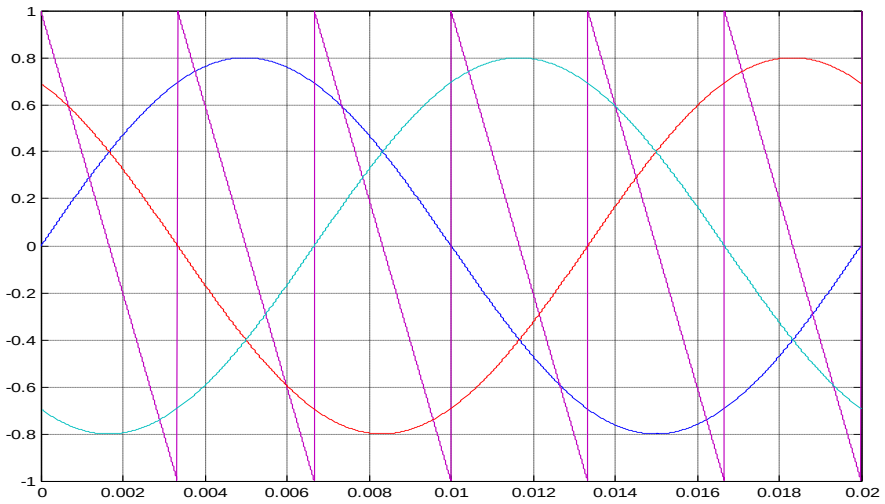


Figure II.11: Les différents signaux de la stratégie

II.4.4.1 Equation de la référence

La tension de référence de l'onduleur triphasé est donnée par l'équation (II-2).

II.4.4.2 Equation de la porteuse

La porteuse suit l'équation suivante :

$$V_P = 1 - \frac{2t}{T_P} \qquad \text{avec } 0 \le t \le T_P \qquad \text{(II-7)}$$

II.4.4.3 Algorithme de commande

La loi de commande des interrupteurs est basée sur l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned} &|V_{ref.k}| \le |V_p| \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = 0 \\ &|V_{ref.k}| > |V_p| \text{ et } V_{ref.k} > 0 \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \text{ et } V_{AM} = E \\ &|V_{ref.k}| > |V_p| \text{ et} V_{ref.k} < 0 \Longrightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = -E \end{aligned} \qquad \text{(II-8)}$$

II.4.4.4 Résultat de simulation

Les figures (II.12 :a.b.c.d) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=6 ; m=9 ; m=21 et m=36 pour r=0.8

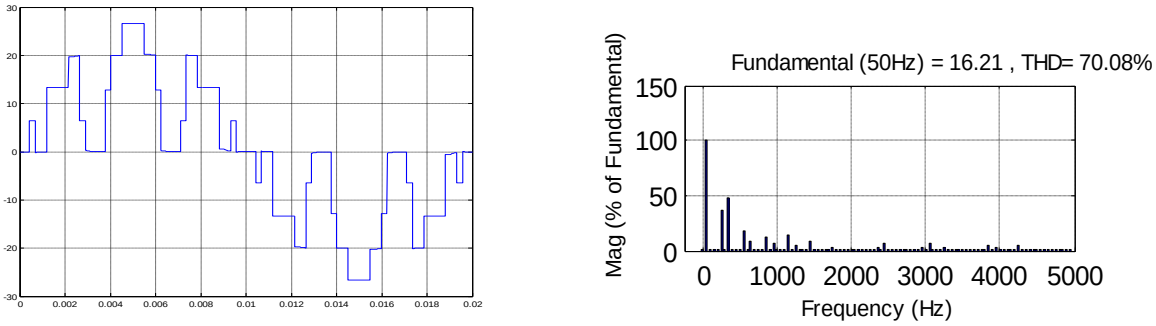


Figure II.12.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

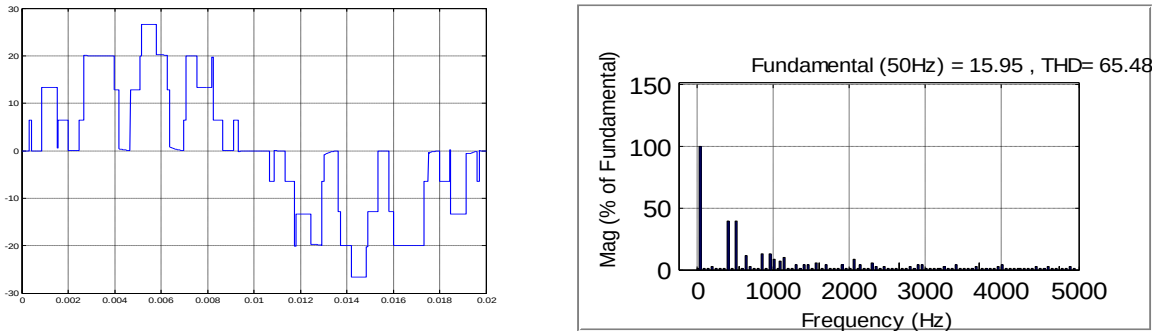


Figure II.12.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

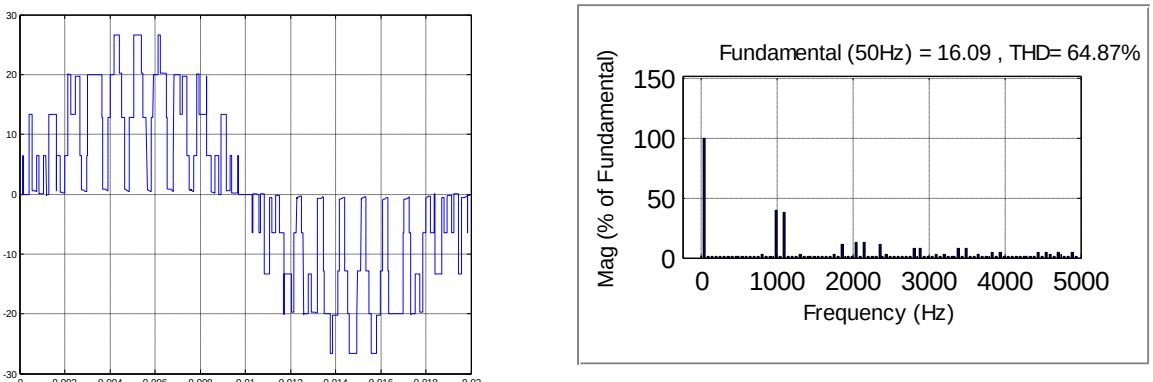


Figure II.12.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

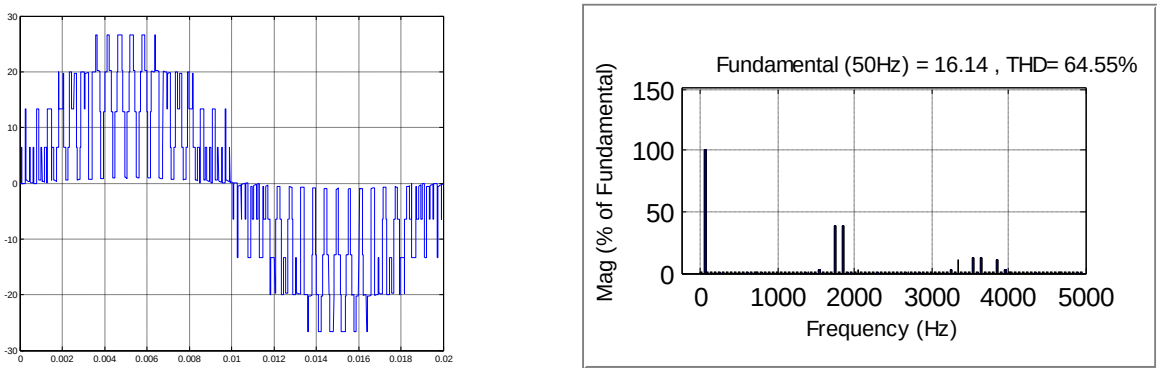


Figure II.12.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

A partir les représentations de La tension de sortie et son spectre harmonique avec des plusieurs valeurs de **m ,** nous avons remarqué que Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.* et nous avons vue pour les valeurs paires de **m**, les harmoniques de rang impairs sont absents et pour les valeurs impaires de **m**, les harmoniques de rang pairs sont absents.

L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.5 Stratégie d'une porteuse en dent de scie unipolaire

La figure (II.13) présente le principe de la stratégie que les différents signaux pour m=6 et r=0.8 la référence est une tension sinusoïdale triphasée.

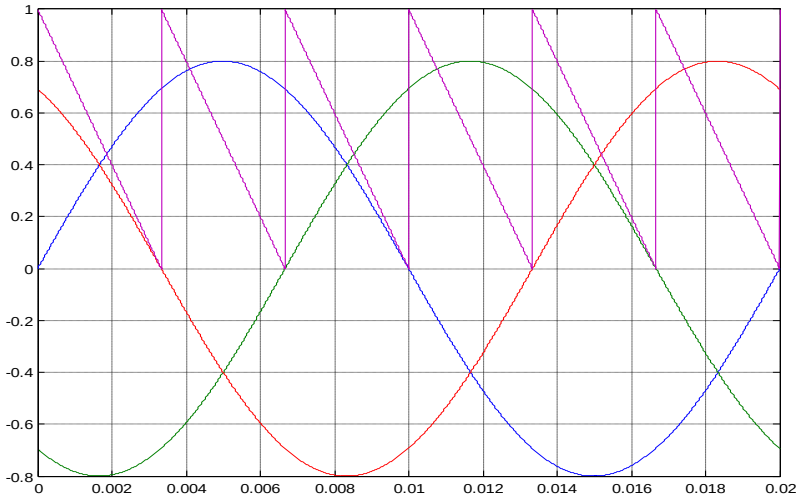


Figure II.13 Principe de la stratégie que les différents signaux pour m=6

II.4.5.1 Equation de la porteuse

L'équation de la porteuse unipolaire en dent de suie est donnée par :

$$V_p = \frac{-1}{T_p} * (t\text{-}T_P) \; ; \text{Avec } 0 \leq t \leq T_P \qquad \text{(II.9)}$$

II.4.5.2 Algorithme de commande

L'algorithme de commande reste le même que pour le cas précédent.

II.4.5.3 Résultat de simulation

Les figures (II.14:a.b.c.d) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=6.m=9.m=21et m=36 pour r=0.8

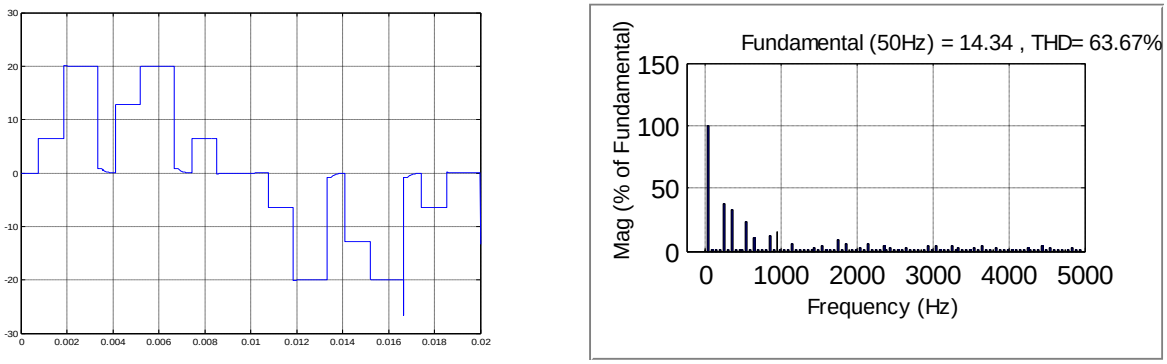


Figure II.14.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

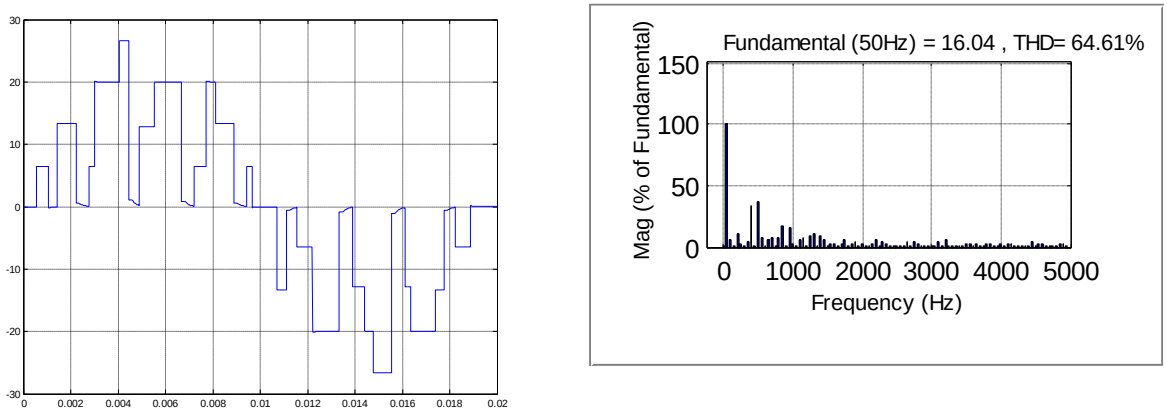
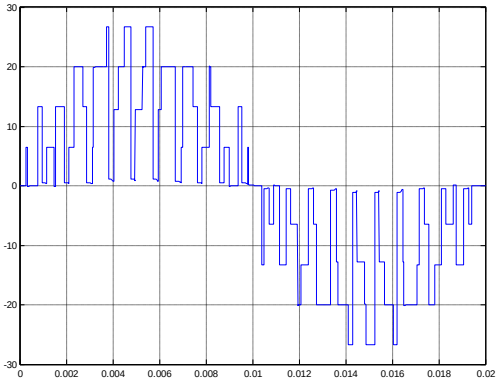


Figure II.14.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8



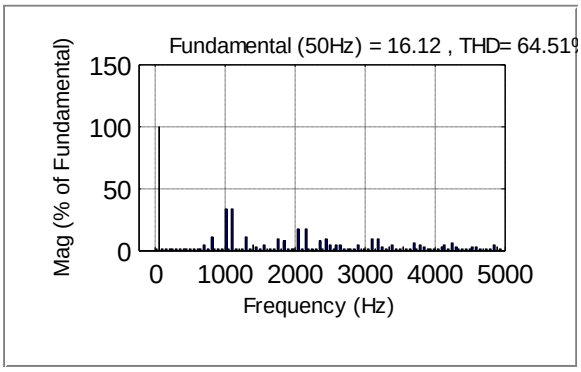
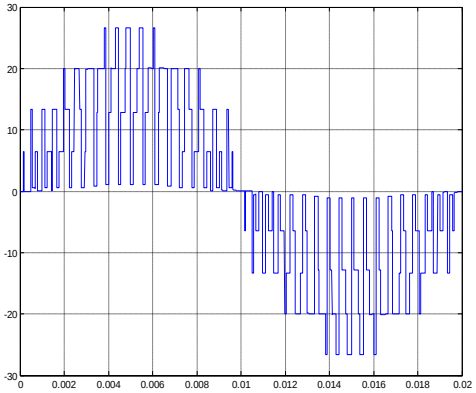


Figure II.14.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8



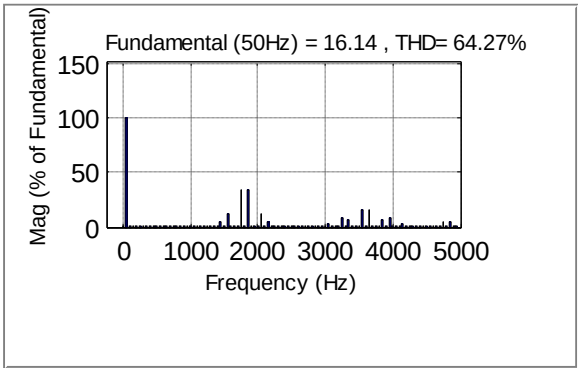


Figure II.14.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

A partir les représentations de La tension de sortie et son spectre harmonique avec des plusieurs valeurs de **m ,** nous avons remarqué que Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.* et nous avons vue pour les valeurs paires de **m**, les harmoniques de rang impairs sont absents et pour les valeurs impaires de **m**, les harmoniques de rang pairs sont absents.

L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.5 Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Afin d'améliorer le taux d'harmonique de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques déphasée de Tp/2. Plusieurs porteuses sont possibles à utilisées par exemple :

- Dent de scie bipolaire ou unipolaire.

La porteuse triangulaire et la porteuse en dents de scie permettent la symétrie des tensions par rapport au quart et à demi période, et un taux d'harmoniques plus faible. [1]

II.5.1.Principe de la stratégie

Puisque l'onduleur à trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, le principe de cette stratégie est basé sur la détermination des deux tensions intermédiaires de commande.

II.5.2 Stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires

La figure II.15 présente le principe de la stratégie ainsi que les différents signaux pour m=9 r=0.8

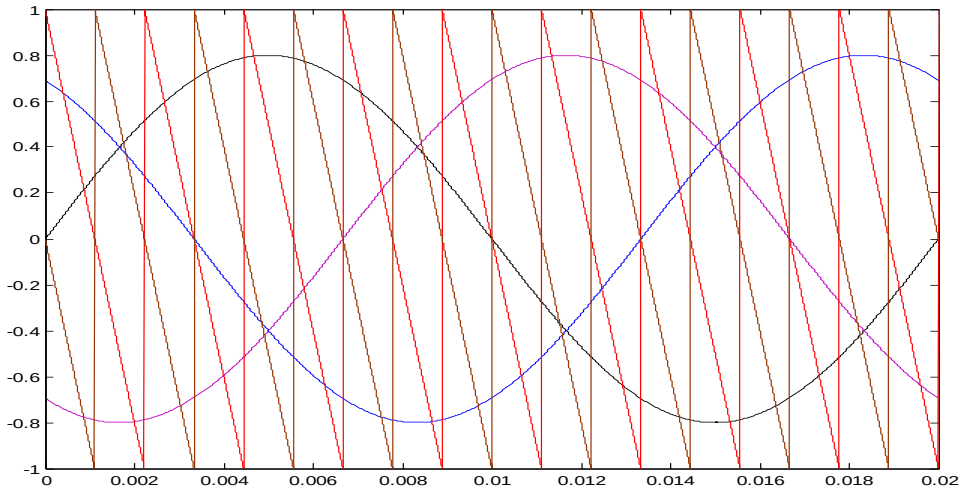


Figure II.15: Les différents signaux de la stratégie

II.5.2.1 Equation de la référence

La tension de référence de l'onduleur triphasé est choisie de forme sinusoïdale par l'équation (II-2).

II.5.2.2 Equation des deux porteuses

Les deux porteuses triangulaires sont données par :

$$V_{P1} = 1 - \frac{2t}{T_p} \quad ; \text{pour } 0 \leq t \leq T_p \tag{II-10}$$

$$V_{P2} = \begin{cases} -\frac{2*t}{T_p} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2 * \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \tag{II-11}$$

II.5.2.3 Algorithme de commande

L'algorithme de commande permettant de générer les impulsions de commande est le suivant :

$$V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} > V_{p2} \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \text{et } V_{AM} = E$$
$$V_{ref.k} < V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \Longrightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \text{et } V_{AM} = -E \quad \text{(II-12)}$$
$$V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \text{ ou } V_{ref.k} < V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} > V_{p2} \Longrightarrow$$
$$B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = 0$$

II.5.2.4 Résultat de simulation

Les figures (II.16:a.b.c.d) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=6, m=9, m=21 et m=36.pour r=0.8

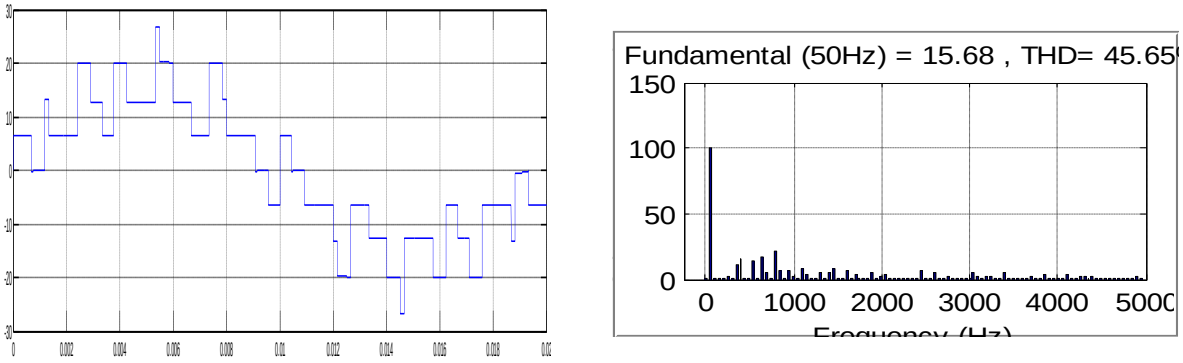


Figure I.16.a: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=6 r=0.8

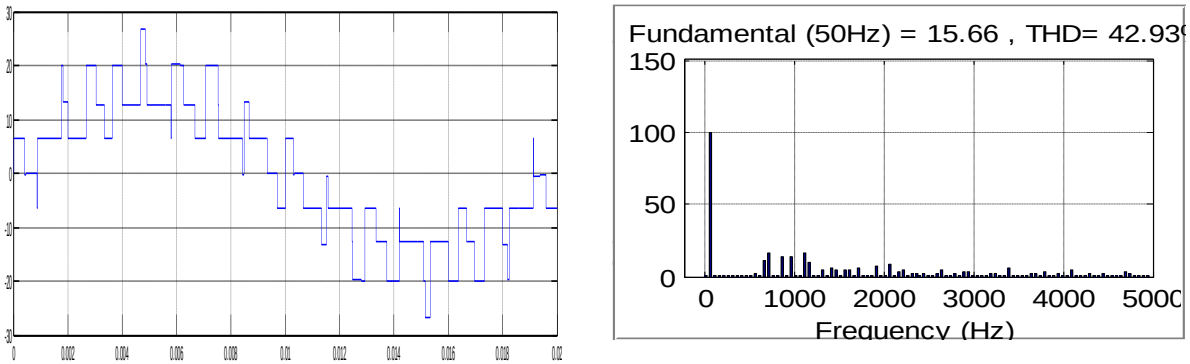


Figure I.16.b: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=9 r=0.8

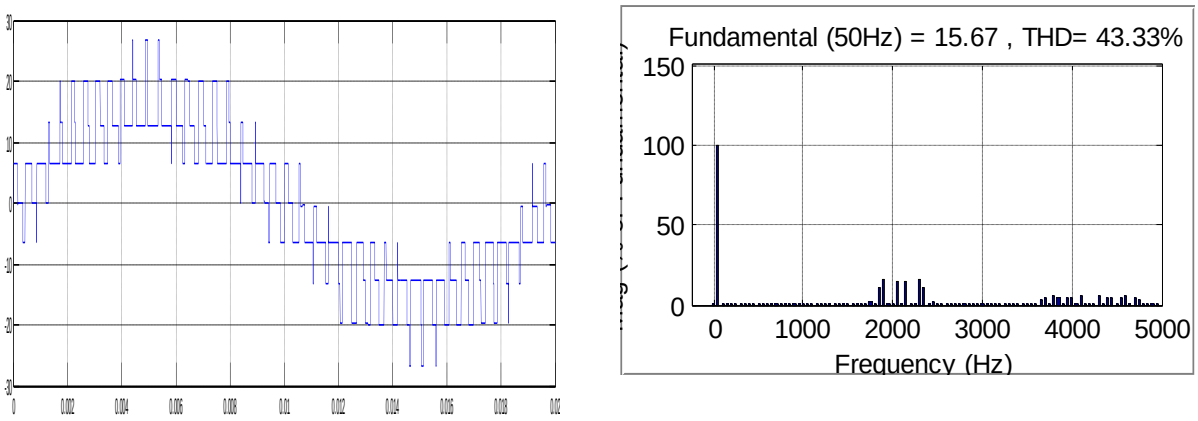


Figure I.16.c : La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

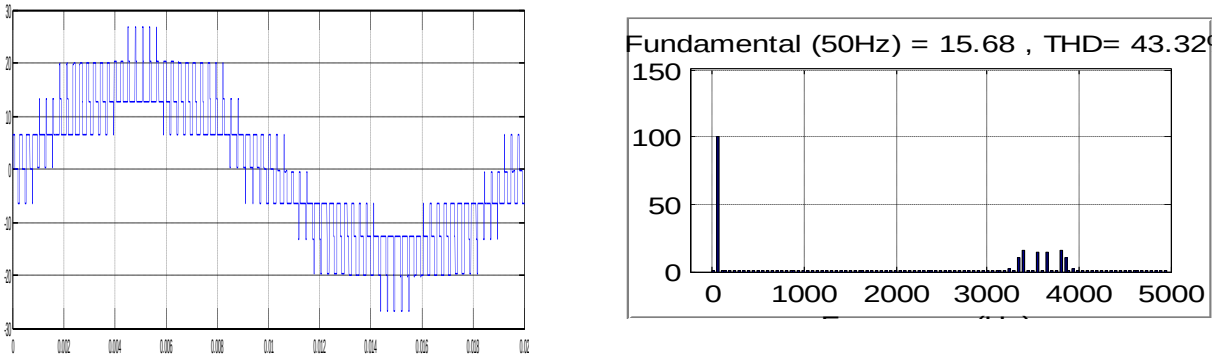


Figure I.16.d: La tension de sortie et son spectre harmonique pour m=36 r=0.8

La figures II.17 représente la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires.

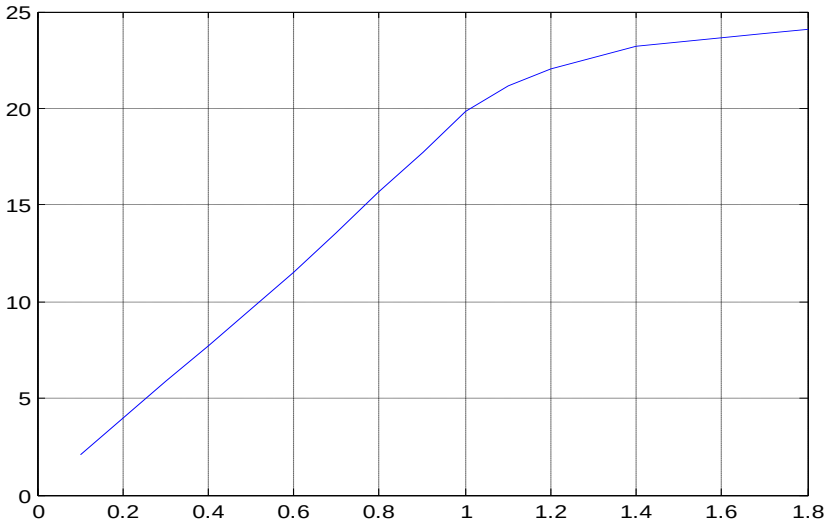


Figure II.17: Variation de V_{1eff} en fonction de r pour m=12

A partir les représentations de La tension de sortie et son spectre harmonique avec des plusieurs valeurs de **m ,** nous avons remarqué que Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.* et nous avons vue pour les valeurs paires de **m**, les harmoniques de rang impairs sont absents et pour les valeurs impaires de **m**, les harmoniques de rang pairs sont absents.

L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.5.2.5 Stratégie avec injection de l'harmonique trois

Comme pour la stratégie à une seul porteuse on utilise le même système d'équation qui donne les tensions de références avec la superposition de l'harmonique trois.

La figure II.18 présente les différents signaux de la stratégie.

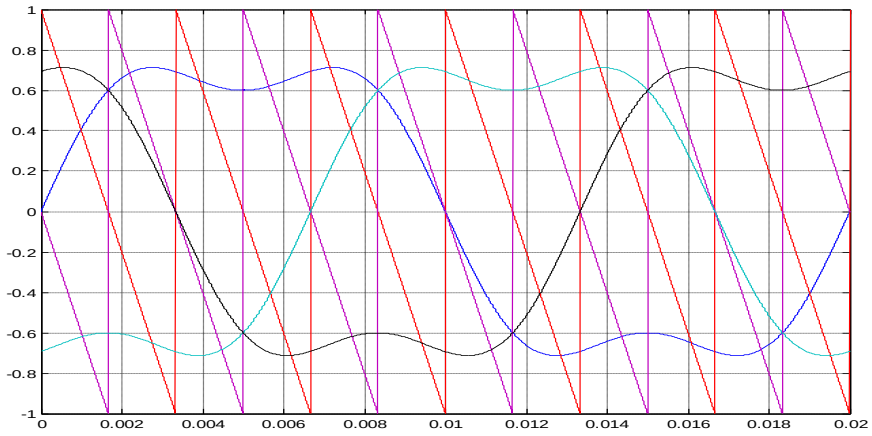


Figure II.18: Les différents signaux de la stratégie.

La figure II.19 présente la variation de la valeur efficace du fondamental en fonction du coefficient du réglage r, pour m=12.

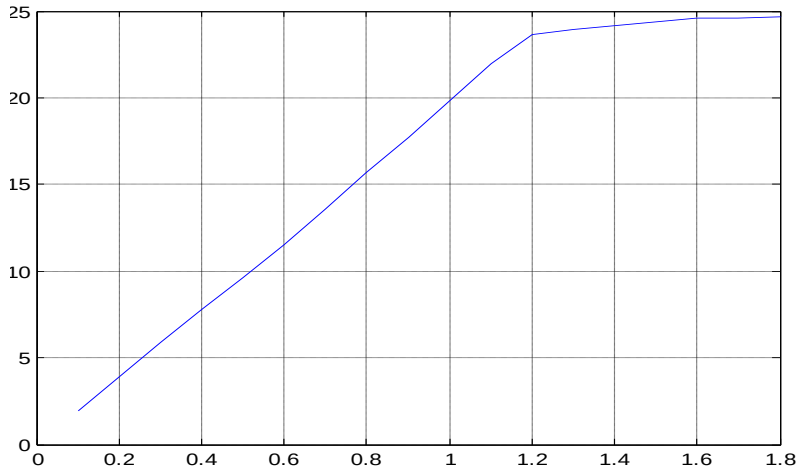


Figure II.19: Variation de V_{1eff} en fonction de r.

Une comparaison entre les différentes stratégies est faite dans le tableau II.1

Tableau II.1: Comparaison entre les différentes stratégies.

M	THD				
	Type 1	Type 2	Type 3	Type 4	Type 5
6	0.5650	0.6052	0.7008	0.6367	0.4565
9	0.5038	0.6550	0.6548	0.6461	0.4293
21	0.4972	0.6487	0.6487	0.6451	0.4333
36	0.4977	0.6415	0.6455	0.6472	0.4332

Type 1 : porteuse triangulaire bipolaire.

Type 2 : porteuse triangulaire unipolaire.

Type 3 : porteuse en dent de scie bipolaire.

Type 4 : porteuse en dent de scie unipolaire.

Type 5 : deux porteuses en dent de scie bipolaire.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié cinq stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, à savoir, la MLI à une et à deux porteuses. Pour la commande MLI nous avons remarqué que l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage. D'après la comparaison entre les différentes stratégies, la commande à deux porteuses en dent de scie bipolaire est la plus performante.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous montrons que les harmoniques de la tension de sortie se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de référence.

CHAPITRE III

Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié la modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC, les tensions d'entrée sont supposées constants et égales.

En fait, sans prendre des mesures d'équilibrage et d'asservissement, cette supposition est exagérée. Suivant le sens de leurs courants, les condensateurs placés dans le coté continu de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger, ce qui provoque une augmentation ou une diminution de leurs tensions.

III.2.Cascade batterie - onduleur de tension triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasé

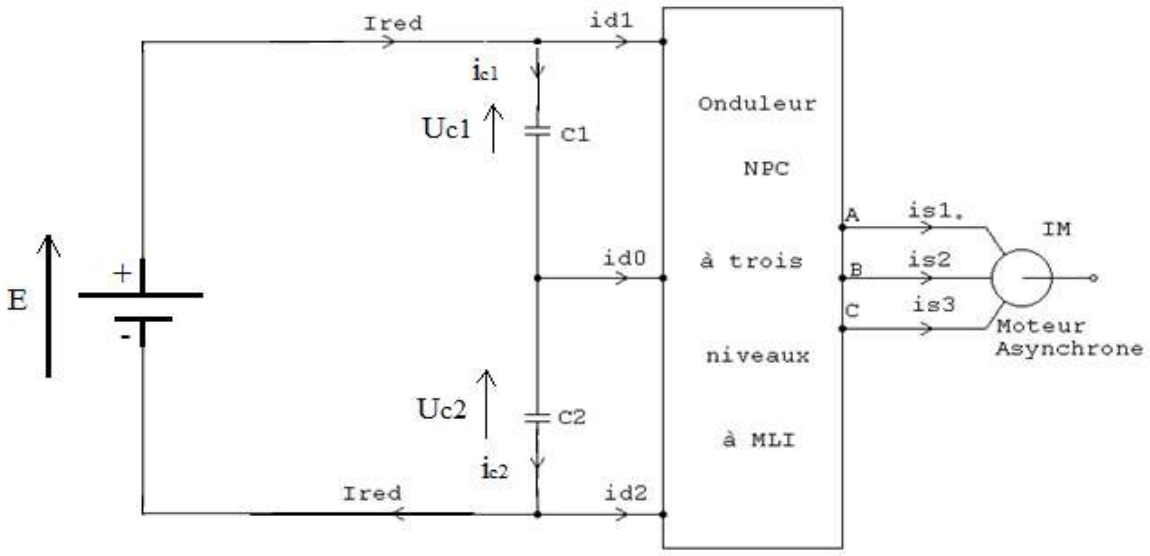


Figure III.1. Cascade batterie - onduleur de tension triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasé

III.3. Présentation du problème du déséquilibre des tensions

Dans cette partie la machine asynchrone est alimentée par la cascade batterie_ onduleur, l'onduleur triphasé à trois niveaux est commandé par la stratégie à deux porteuses en dent de scie bipolaires.

III.3.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La tension de la batterie est constante :

$$\frac{dE}{dt} = \frac{d(U_{c1}+U_{c2})}{dt} = I_{c1} + I_{c2} = 0 \qquad \text{(III.1)}$$

Le modèle du filtre est par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = I_{red} - I_{d1} \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = I_{red} + I_{d2} \end{cases} \qquad \text{(III.2)}$$

En utilisant l'équation III.1, le système III.2 est donnée par :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = \dfrac{1}{2}(-I_{d1} - I_{d2}) \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = -\dfrac{1}{2}(-I_{d1} - I_{d2}) \end{cases} \qquad \text{(III.3)}$$

III.3.2. résultats de simulation

Les paramètres de la machine asynchrone sons indiqués à l'annexe A

(C_1=C_2=2.2 e^{-3})

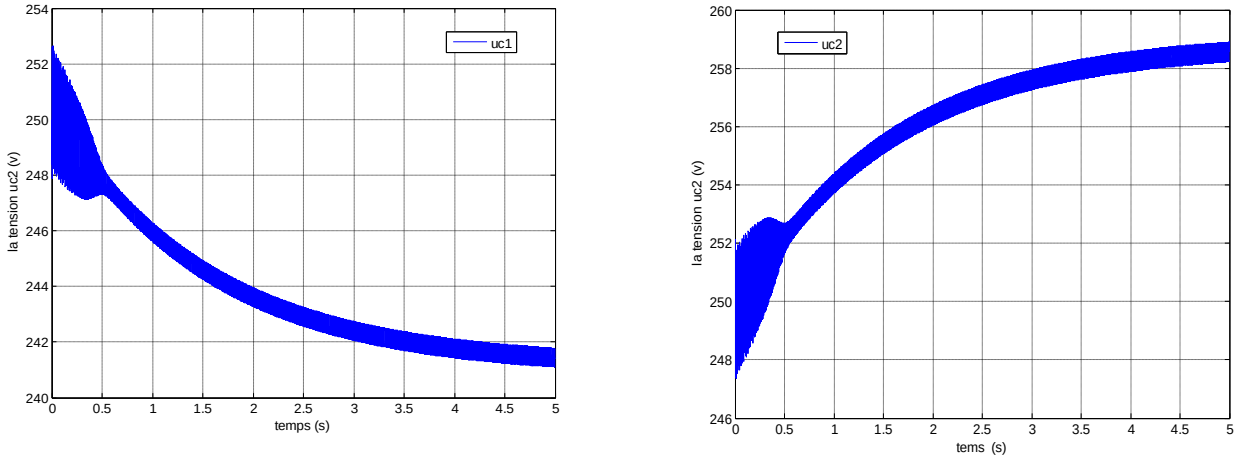


Figure III.2 : les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

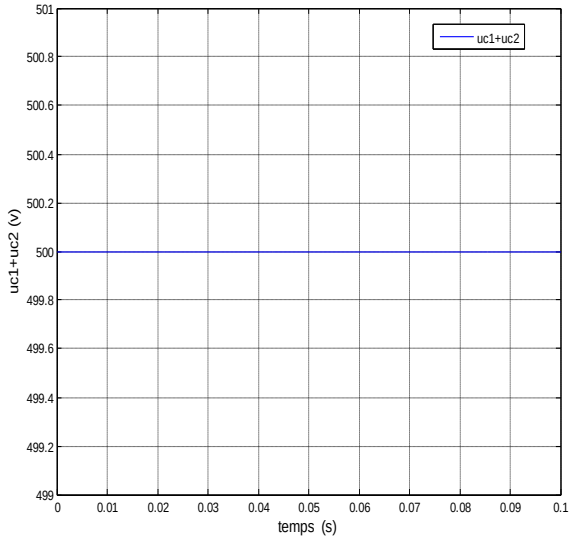


Figure III.3 La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2})

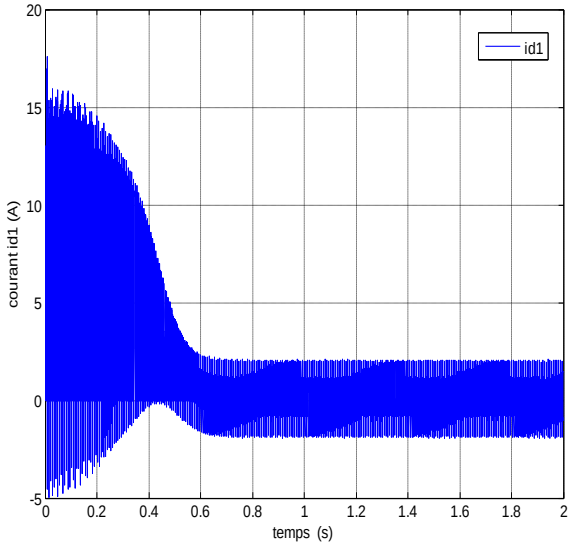


Figure III.4 le courant id1

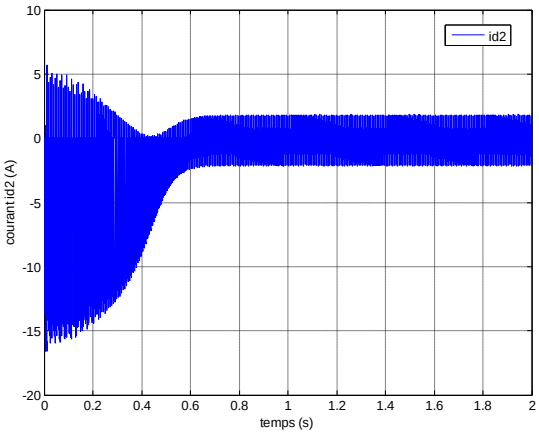


Figure II.5 Le courant Id_2

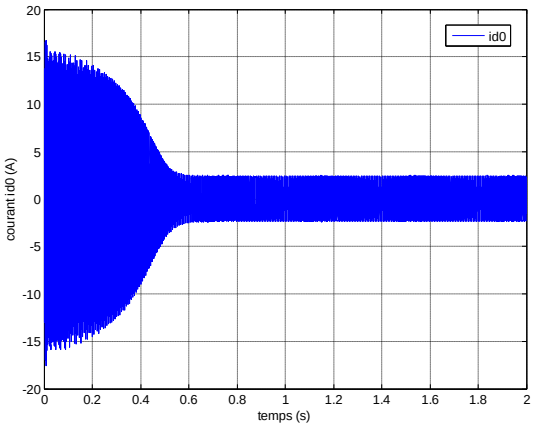


Figure II.6 Le courant Id_0

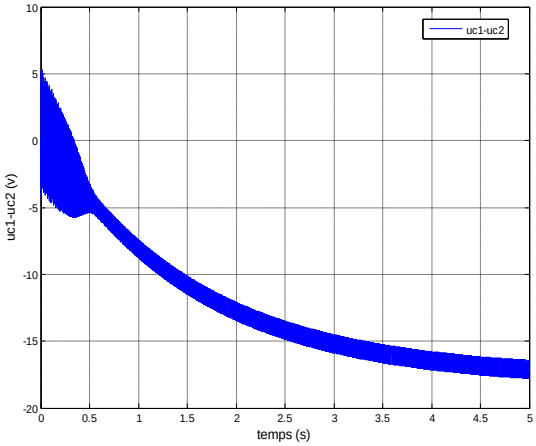


Figure III.7 La déférence entre les deux tensions uc1 & uc2

Les figure III.2 et III.7 a montrent la l'instabilité des tensions aux borne des condensateurs, et la différence entre les deux tensions U_{c1}- U_{c2}est importante.

Les courants d'entrés de l'onduleur représentés par la figure III.4 et III.5 ont la même allure mes inversé l'un par rapport à l'autre, on remarque aussi que la valeur moyenne des courants i_{d0} est nulle.

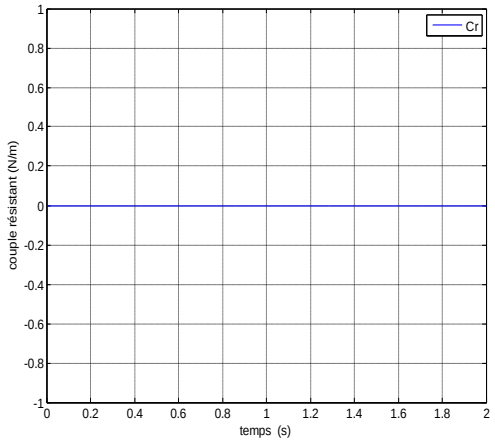


Figure I.8.a : Couple résistant (Cr)

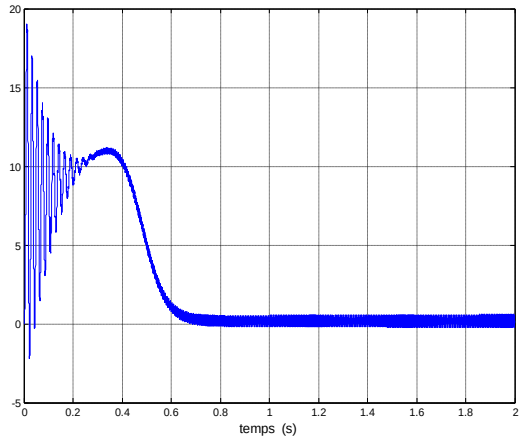


Figure I.8.b : Couple électromagnétique (Ce)

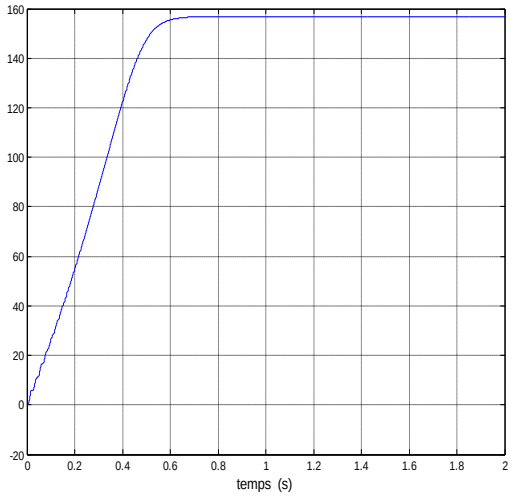


Figure I.8.c : La vitesse (tr/min)

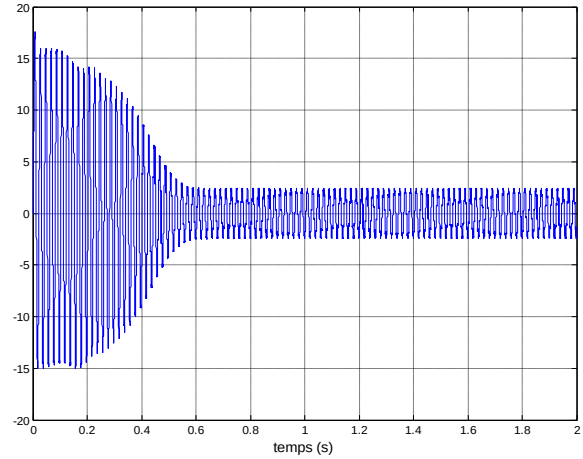


Figure I.8.d : Les trois courants de sortie de la machine

Figure III.8 : performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

III.4. Equilibrage des tensions continues aux bornes des condensateurs

Dans la partie précédente de ce chapitre, on a mis en évidence le problème du déséquilibrages des tensions aux bornes des condensateurs.

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

– Utilisation d'une alimentation continue d'entrée à point milieu (deux ponts redresseurs à deux niveaux ou un pont redresseur à trois niveaux).

– Utilisation de capacités C_1 et C_2 de valeurs importantes.

– Régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} par pont circuit auxiliaires [7] [11]

Dans cette dernière partie de ce chapitre on va étudier la troisième solution pour stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en utilisant les circuits d'équilibrages.

III.4.1. Circuit d'équilibrage résistif

Constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque condensateur. Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des tensions U_{c1} et U_{c2}.

Le principe de fonctionnement de ce circuit est basé sur la dissipation de l'excès de charge des condensateurs dans des résistances connectés en parallèle par le biais d'un interrupteur de puissance. [11]

III.4.1.1. Modélisation et commande du circuit résistif

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

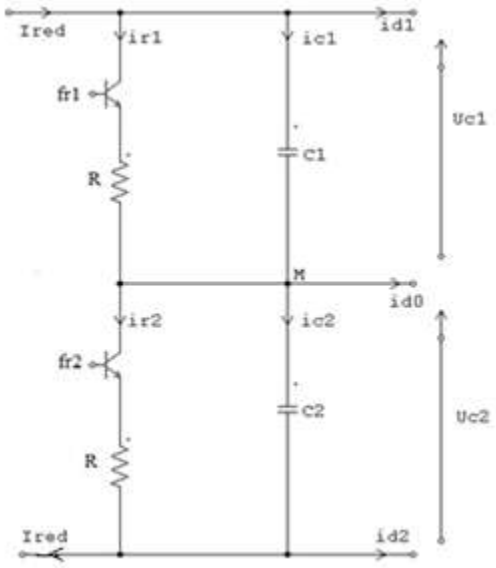


Figure.III.9 Structure du circuit d'équilibrage résistif

A partir de la loi de maille dans la figure (III.1) on a l'équation suivante :

$$E=U_{c1}+U_{c2} \quad \text{(III.4)}$$

$$\mathbf{E}=\frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{c}}\int I_{c1}\,dt+\frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{c}}\int I_{c2}\,dt \quad \text{(III.5)}$$

E c'est la tension de la source continue, supposée constante,

U_{ci} (i=1,2) sont les tensions aux bornes des condensateurs,

I_{ci} (i=1,2) sont les courants dans les condensateurs,

E est supposée constante, on déduit que :

$$\frac{dE}{dt}=\frac{d(UC1+UC2)}{dt}=I_{c1}+I_{c2}=0 \quad \text{(III.6)}$$

Le modèle de ces filtres est définit par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1\ \dfrac{du_{c1}}{dt}=I_{c1}=I_{red}-I_{d1}-I_{r1} \\ C_2\ \dfrac{du_{c2}}{dt}=I_{c2}=I_{d1}-I_{red}-I_{r2} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

A partir de l'équation (III.6) le système (III.7) est donner par :

$$\begin{cases} C_1\ \dfrac{du_{c1}}{dt}=I_{c1}=\dfrac{1}{2}(-I_{r1}+I_{r2}-I_{d1}-I_{d2}) \\ C_2\ \dfrac{du_{c2}}{dt}=I_{c2}=-\dfrac{1}{2}(-I_{r1}+I_{r2}-I_{d1}-I_{d2}) \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{r1} = f_{r1}\dfrac{U_{c1}}{R} \\ I_{r2} = f_{r2}\dfrac{U_{c2}}{R} \end{cases} \qquad \text{(III.9)}$$

L'algorithme de commande des transistors est définit comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } U_{c1} > U_{c2} \Longrightarrow (f_{r1}=1)\ \&\ (f_{r2}=0) \\ \text{Si non} \qquad\quad (f_{r2}=1)\ \&\ (f_{r1}=0) \end{cases} \qquad \text{(III.10)}$$

Avec f_{rk} (k=1,2) : étant les ordres de commande des deux transistors

III.4.1.2 résultats de simulation

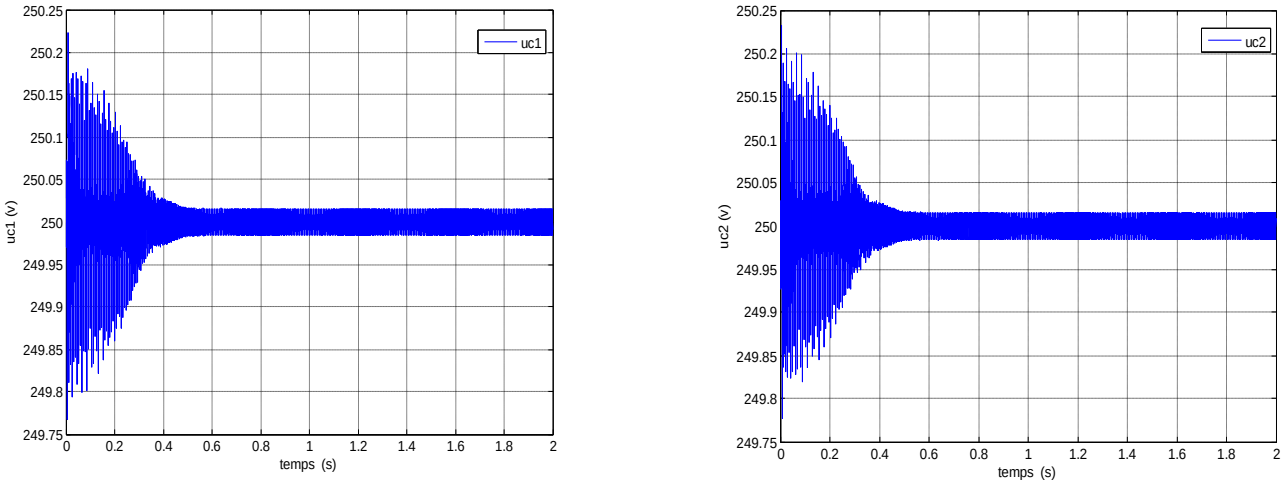


Figure III.10 : les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=25 Ω

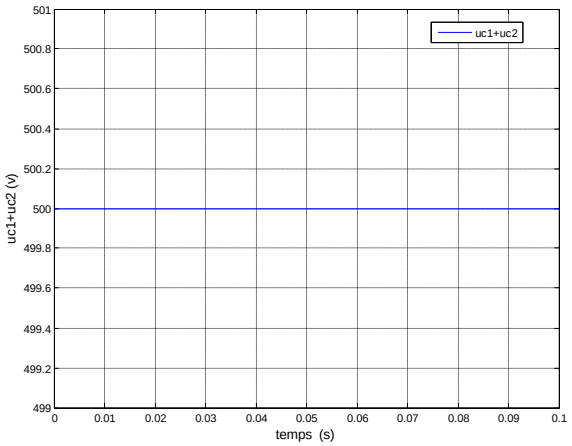


Figure III.11 La somme des tensions avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

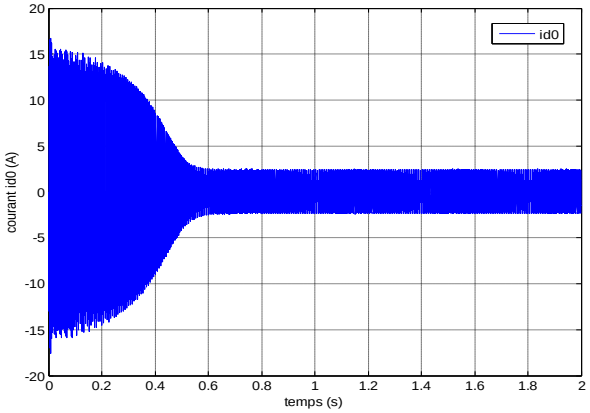


Figure III.12 le courant I_{d0} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

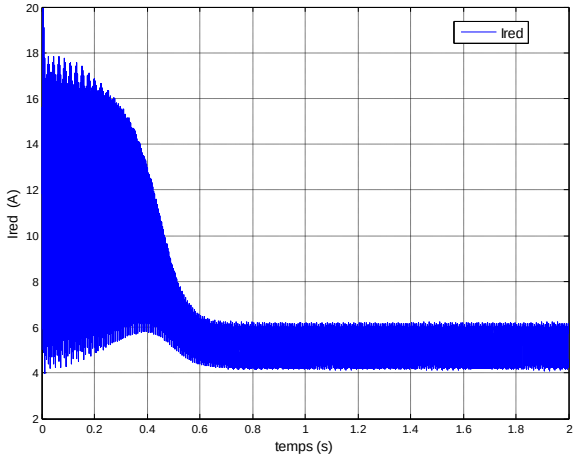


Figure III.13 le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=25

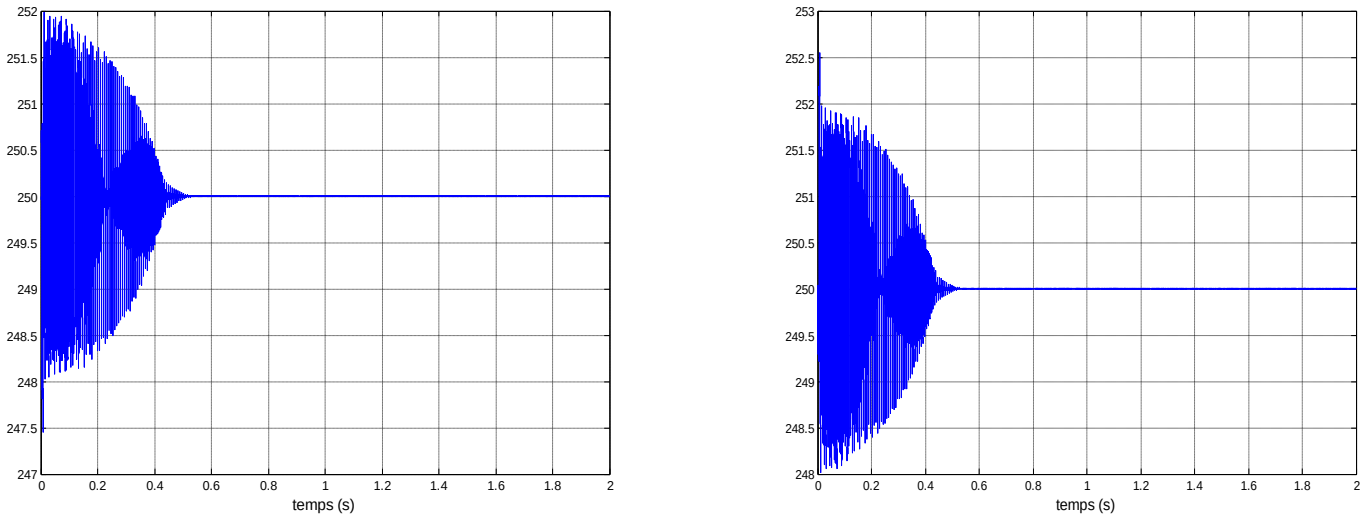


Figure III.14 les tensions aux borne des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=85 Ω

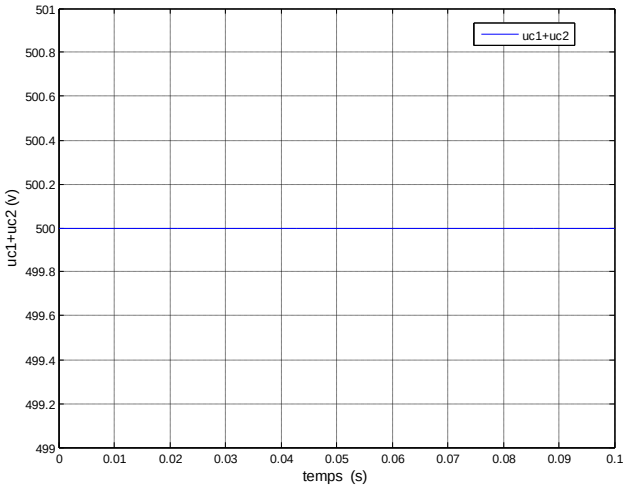


Figure III.15 La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

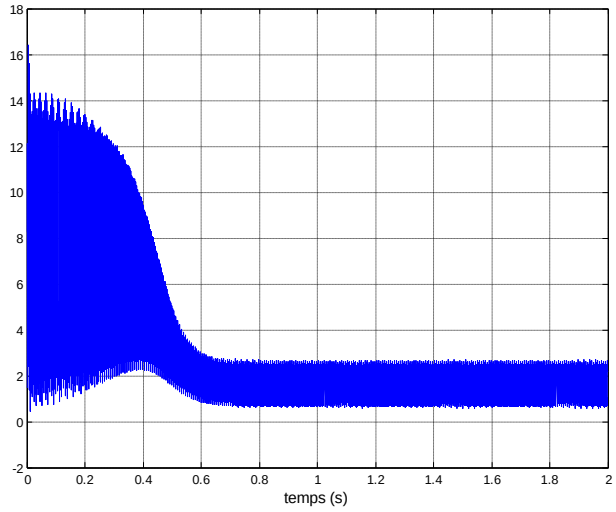


Figure III.16 le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage R=85 Ω

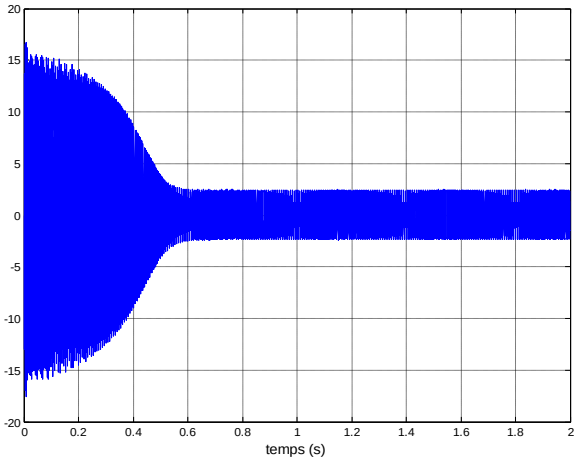


Figure III.17 le courant I_{d0} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

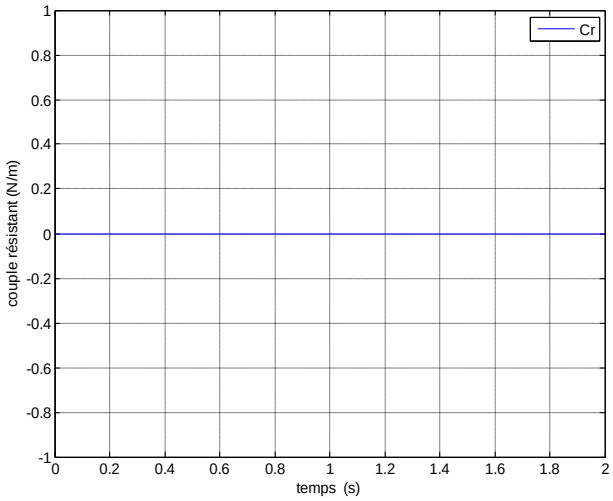


Figure I.18.a : Couple résistant (Cr)

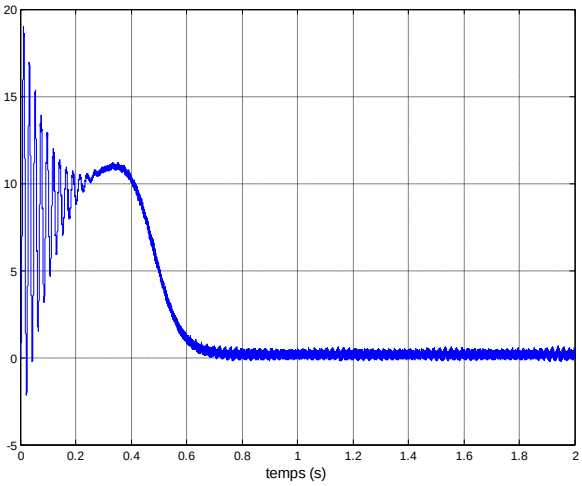


Figure I.18.b :Couple électromagnétique (Ce)

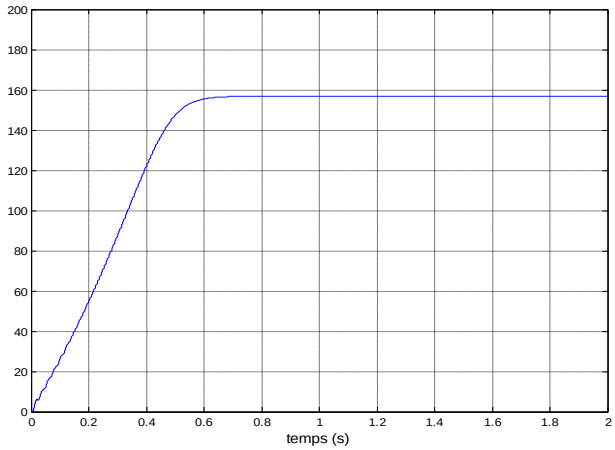


Figure I.18.c : La vitesse (tr/min)

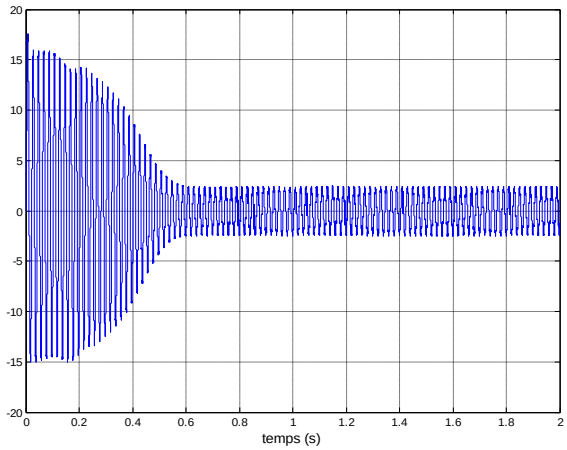


Figure I.18.d : Les trois courants de sortie de la machine

Figure III.18 : performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

- Les figure III.14 a montre la tension redressée délivrée par la batterie, et on remarque bien que la somme $U_{c1}+U_{c2}$ est constante.
- La différence entre les deux tensions $U_{c1}-U_{c2}$ est nulle.
- l'équilibrage des tensions dépend fortement de la valeur de la résistance utilisée. Plus que R est faible en aura une meilleure stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, mais cette diminution de R augmente les pertes par effet Joule.
- La figure (III.18) montre les performances de la MAS alimentée par la cascade batterie –onduleur à trois niveaux à structure NPC.

III.4.2 Circuit d'équilibrage résistif optimisé

L'optimisation du circuit d'équilibrage nous permet de diminuer le nombre des composants comme il est représente par la figure III.19

L'idée est que la somme des deux tensions U_{c1} et U_{c2} est maintenue constante par la batterie, donc le contrôle d'une seule tension à la valeur de référence mis automatiquement la deuxième tension à sa valeur de référence.

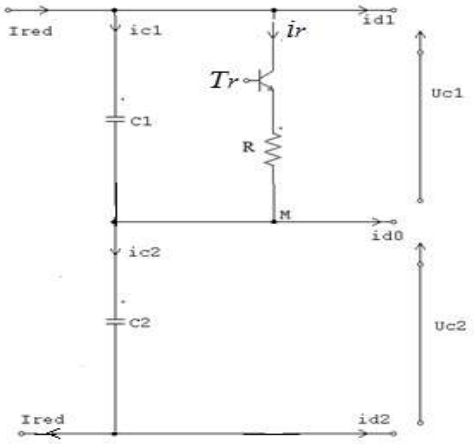


Figure III.19 Circuit D'équilibrage résistif optimisé

III.4.2.1 Modélisation et commande du circuit résistif optimisé

Le modèle de ce filtre est définit par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = I_{red} - I_{d1} - I_r \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = I_{d2} + I_{red} \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

A partir de l'équation III.11

$$I_{red} = \frac{1}{2}(I_r - I_{d1} - I_{d2}) \quad \text{(III.12)}$$

Le modèle (III 13) est donner par :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = \dfrac{1}{2}(-I_r - I_{d1} - I_{d2}) \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = -\dfrac{1}{2}(-I_r - I_{d1} - I_{d2}) \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$

Avec :

$$I_{r1} = T_r \frac{U_{c1}}{R} \quad \text{(III.14)}$$

L'algorithme de commande du transistor (T_r) est définit comme suit :

$$\text{Si} \quad U_{c1} > U_{c2} \Longrightarrow (T_r=1) \qquad \text{(III.15)}$$

III.4.2.2 résultats de simulation

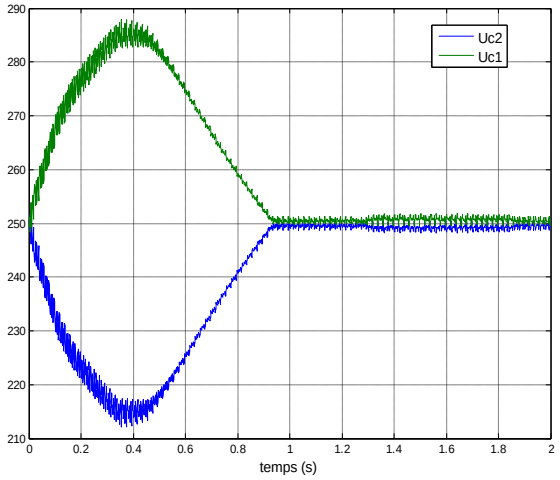


Figure III.20 les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

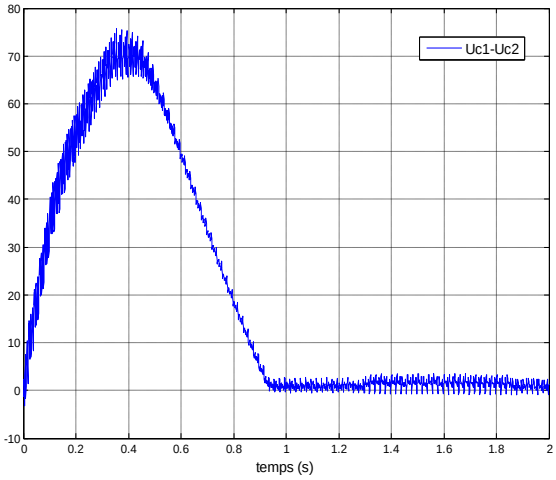


Figure III.21 La déférence entre les deux tensions U_{c1}et U_{c2}

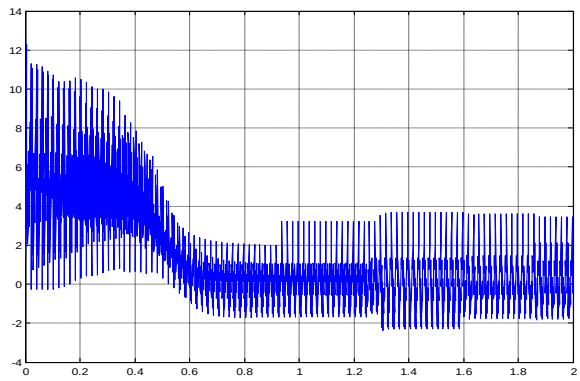


Figure III.22 le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

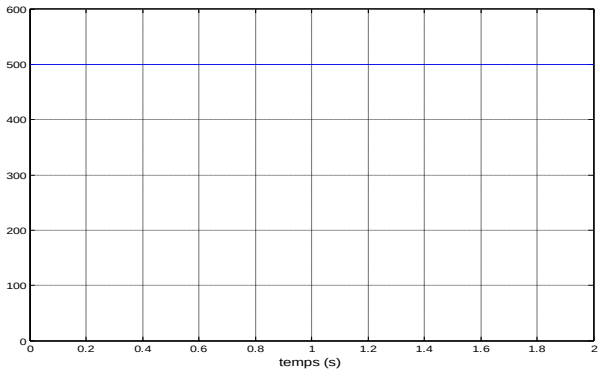


Figure III.23 La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

- la stabilité des tensions U_{c1} et U_{c2} prend un temps plus que le circuit précédent
- La différence entre les deux tensions U_{c1}-U_{c2} est nulle.

III.4.3 Circuit d'équilibrage inductif

Dans le but de réduire les pertes par effet Joule, On utilise un circuit d'équilibrage inductif formé par deux interrupteurs et une inductance,

La Figure III 24 représenté le circuit inductif utilisé :

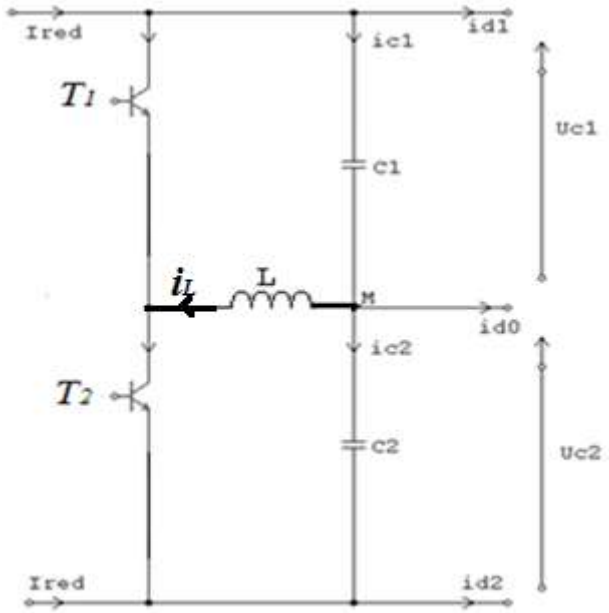


Figure III.24 Circuit d'équilibrage inductif

III.4.3.1 Modélisation et commande du circuit inductif

Le modèle du filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = \dfrac{1}{2}(I_L - I_{d1} - I_{d2}) \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = -\dfrac{1}{2}(I_L - I_{d1} - I_{d2}) \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

Avec :

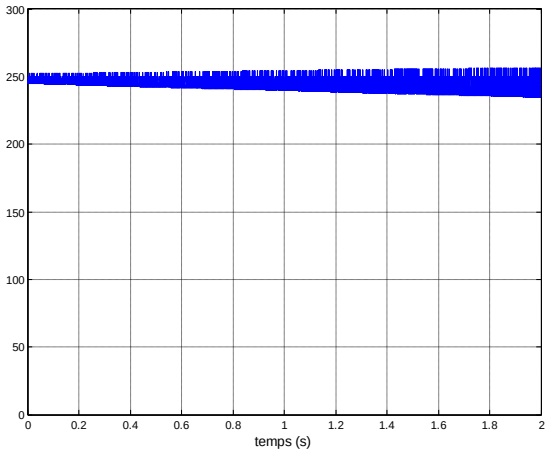
$$L \frac{dI_L}{dt} = -T_1 U_{c1} + T_2 U_{c2} \quad \text{(III.17)}$$

L'algorithme de commande des transistors est donner par :

$$\begin{cases} \text{Si } U_{c1} > U_{c2} \Longrightarrow (T_1=1)\ \&\ (T_2=0) \\ \text{Si non} \qquad\quad (T_2=1)\ \&\ (T_1=0) \end{cases} \tag{III.18}$$

III.4.3.2 résultats de simulation

La valeur de l'inductance du circuit d'équilibrage utilisé est de L=0.05 mH



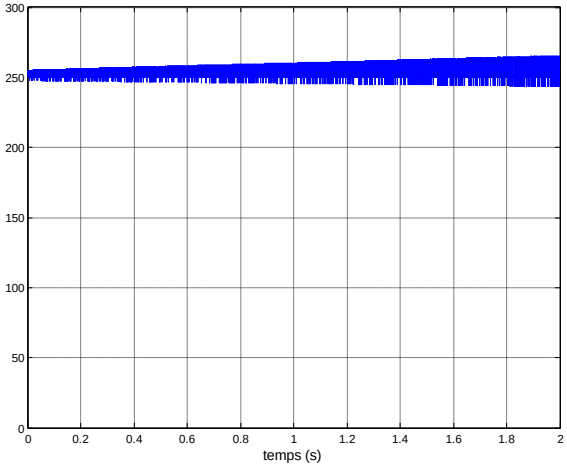


Figure III.25 : les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

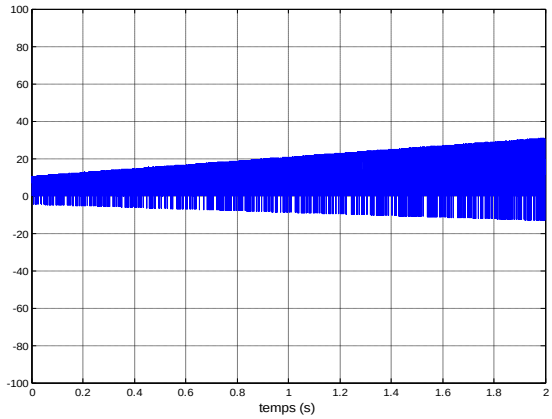


Figure III.26 le courant I_{red} avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

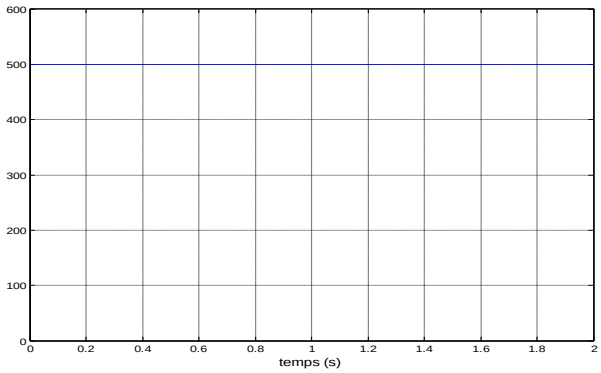


Figure III.27 La somme des tensions (U_{c1}+U_{c2}) avec l'application de l'algorithme d'équilibrage

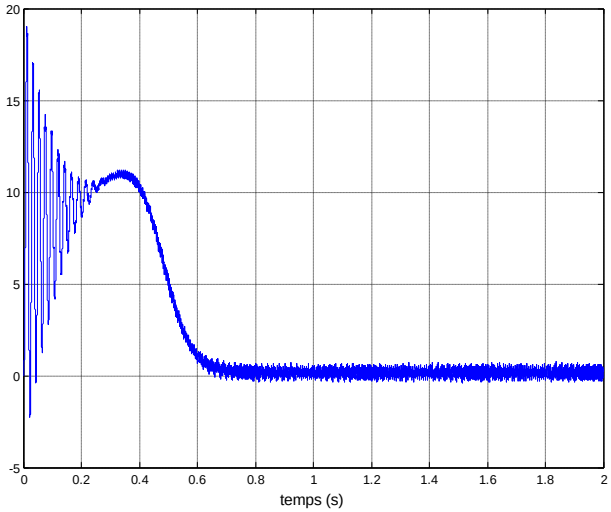


Figure I.28.a le couple de la machine N/m

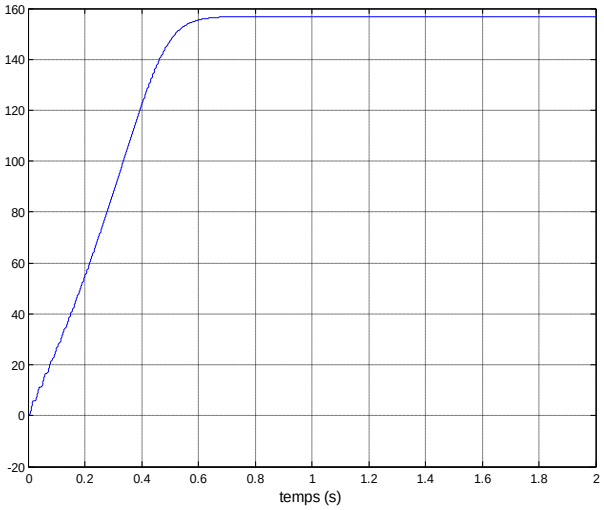


Figure I.28.b La vitesse (tr/min)

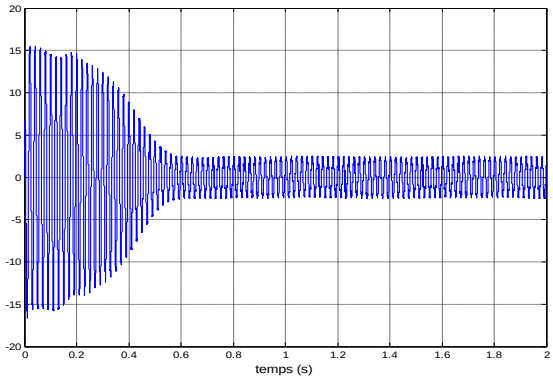


Figure III.28.c : les courants de la machines

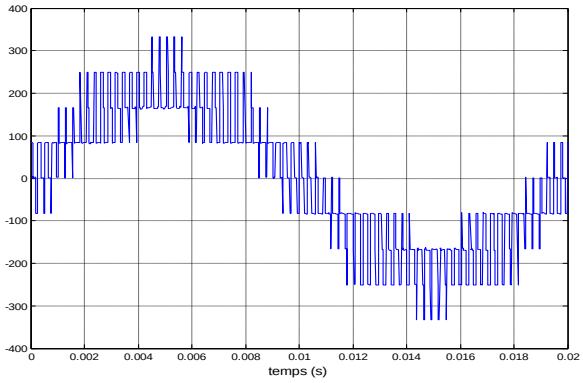


Figure III.28.d la tension Vas

Figure III.28 performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

- La figure (III.25) montre que le circuit purement inductif engendre des ondulations dans les tensions des condensateurs.
- La forme du courant dans la bobine est oscillatoire non amorti

Afin d'améliorer la stabilité des tensions des condensateurs, la mise en série ou en parallèle d'une résistance avec le circuit inductif est indispensable

III.4.4 Circuit d'équilibrage mixte (R L)

Dans le but de réduire les pertes par effet Joule et les oscillations qui nous trouvons dans les circuits passées, On utilise un circuit d'équilibrage mixte formé par deux interrupteurs et une inductance avec résistance en série,

La Figure III .29 représenté le circuit mixte utilisé

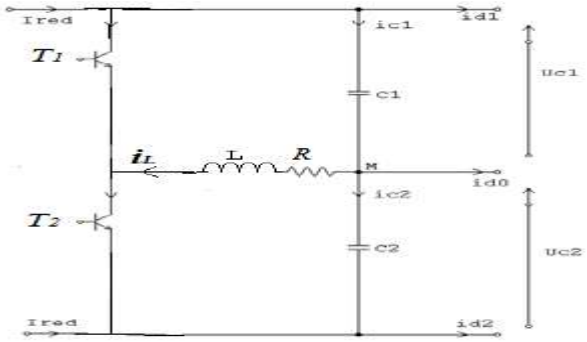


Figure III.29 Circuit d'équilibrage mixte (RL série)

III.4.4.1 Modélisation et commande du circuit mixte (RL série)

Le modèle du filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{du_{c1}}{dt} = I_{c1} = \dfrac{1}{2}(I_L - I_{d1} - I_{d2}) \\ C_2 \dfrac{du_{c2}}{dt} = I_{c2} = -\dfrac{1}{2}(I_L - I_{d1} - I_{d2}) \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

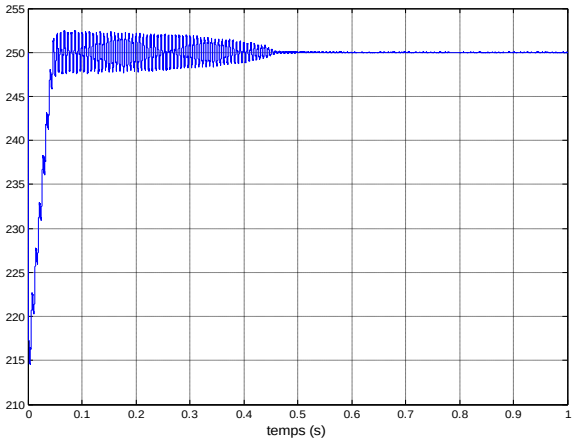
Avec :

$$L \frac{dI_L}{dt} = -T_1 U_{c1} + T_2 U_{c2} + R I_L \quad \text{(III.17)}$$

L'algorithme de commande des transistors est donner par :

$$\begin{cases} \text{Si } U_{c1} > U_{c2} \Longrightarrow (T_1=1) \,\&\, (T_2=0) \\ \text{Si non} \qquad\quad (T_2=1) \,\&\, (T_1=0) \end{cases} \quad \text{(III.18)}$$

III.4.4.2 résultats de simulation



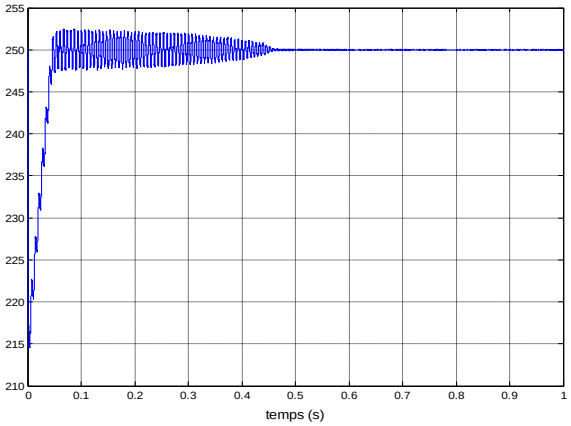


Figure III.30 les tensions aux bornes des condensateurs U_{c1}et U_{c2}

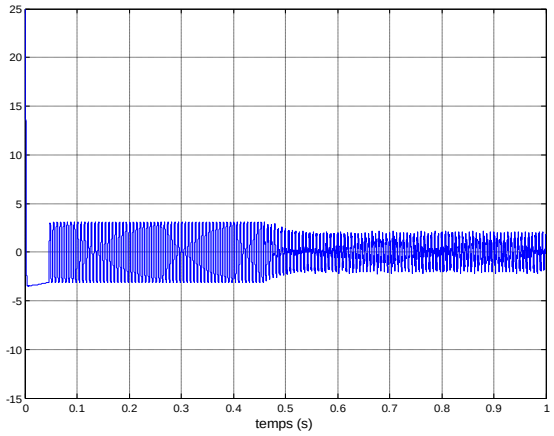


Figure III.31 le courant I_L

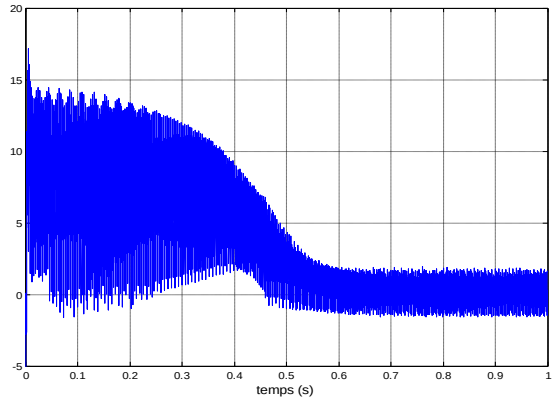


Figure III.32 le courant I_{red}

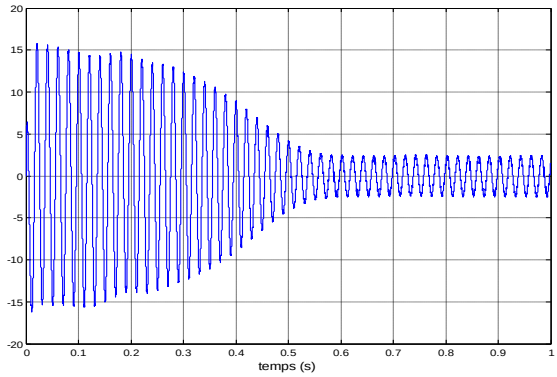


Figure III.33.a les courants de la machines

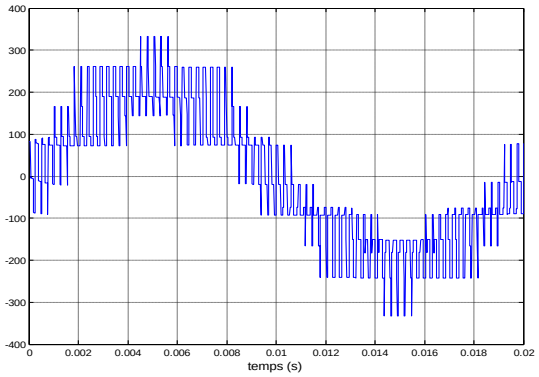


Figure III.33.b la tension Vas

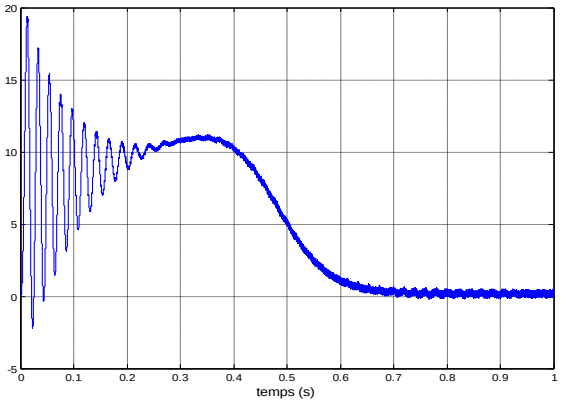


Figure I.33.c le couple de la machine N/m

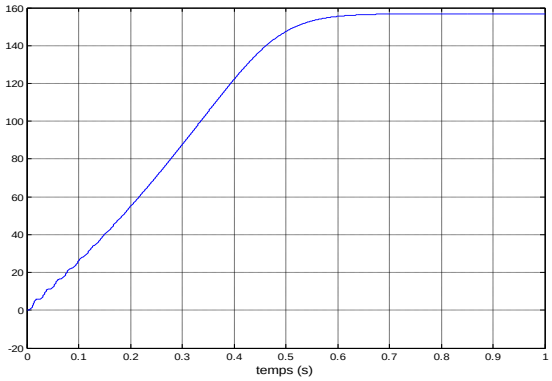


Figure I.33.d La vitesse (tr/min)

Figure III.33 performances de la MAS (Cr = 0 N.m)

On a vue que le circuit d'équilibrage mixte (R L série) permet a minimisé les oscillations des tension qu'ils sont présentés par la figure III.30 et minimisé les perte joule a cause l'inductance qu'il est placé en série avec la résistance .

III.5.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité le déséquilibre des tensions continues à l'entrée de l'onduleur à trois niveaux pour résoudre ce problème l'adjonction des circuits d'équilibrage avec le filtre intermédiaire est utilisée dans le cas du circuit résistif, l'équilibrage des tensions dépend fortement de la valeur de la résistance utilisée. Plus que R est faible en aura une meilleure stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, mais cette diminution de R augmente les pertes par effet Joule.

L'insertion du circuit d'équilibrage inductif assure une stabilité du bus continu, avec une faible valeur des pertes joule.

Le circuit inductif engendre des oscillations aux niveaux des tensions des condensateurs Une autre solution est aussi valable pour la stabilité des tensions d'entrées de l'onduleur, réalisé par la mise en série d'une résistance avec l'inductance,

Ce circuit nous a permet de résoudre le problème de l'oscillation du tension engendrés par l'inductance et de minimiser les perte joule.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Dans le cadre de ce mémoire, nous avons étudié le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Afin d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter la structure de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons constaté que cette structure nécessite douze interrupteurs et six diodes ainsi que deux sources d'alimentation continue. Nous avons donné ensuite les différentes configurations possibles pour cet onduleur.

Par la suite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone et nous avons vue que l'utilisation des hypothèses simplificatrices concernant la machine asynchrone devient une étape vraiment nécessaire qu'on ne peut pas s'en passer. Grâce à la transformation de Park, nous avons réduit le nombre des équations de six vers quatre équations globales.

Dans le deuxième chapitre on a présenté les différentes stratégies de commande de type MLI. Nous avons étudié la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse et la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Nous avons remarqué que la commande triangulo-sinusoïdale présente un spectre harmonique très satisfaisant. D'après cette présentation une comparaison entre ces stratégies de commande à été faite, nous avons remarqué que la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dente de scie c'est la plus performante.

A fin d'exploiter pleinement les avantages offerts par l'onduleur à trois niveaux, la troisième partie a été dédiée à l'étude d'une solution matérielle au problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur. Cette solution est basée sur l'adjonction des circuits auxiliaires appropriés capables de stabiliser les tensions du filtre capacitif intermédiaire. Le circuit optimisé semble plus intéressent en terme de simplification de la commande des interrupteurs, et l'insertion de l'inductance diminue les pertes Joule de l'installation. A noter que, l'insertion de ce type de circuits conduit forcément à une augmentation du coût et de la complexité de commande des changeurs de fréquence proposés. La variation non contrôlée de la fréquence de commutation des circuits auxiliaires est un autre inconvénient qui mérite d'être signalé.

Notre travail pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier:

- Proposition de nouveaux algorithmes de commande à fréquence de commutation fixe pour les composants semi-conducteurs des circuits d'équilibrage ;
- Proposition de méthodes pour le dimensionnement des éléments des circuits d'équilibrage ;
- Investissement dans les commandes modernes, capables d'assurer la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur avec un minimum de pertes et de complexité du filtre capacitif.

Bibliographie

[1] O. SELLAMI, M.GACHI « réalisation et commande d'un onduleur triphasé a trois niveaux a structure NPC» , Médéa, 2012

[2] J. P. HAUTIER, G. MANESSE, « Utilisation des réseaux de pétri pour l'analyse

des systèmes électrotechniques », Technique de l'Ingénieur, traité Génie Electrique,

PARIS ,1992.

[3] MOHAMED GAAD, « Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à trois niveaux à Structure NPC Application à la conduite de Machine Asynchrone », Mémoire de Magister EMP, 2000.

[4] RACHID AZAIZIA, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à double Alimentation alimentée par un Convertisseur Multuniveaux », Mémoire de Magister UMBB ,2008.

[5] E.M.BERKOUK, « Contribution à la conduite des Machines Asynchrones

Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects.

Application aux Gradateurs et Onduleurs Multi niveaux », Thèse de Doctorat, CNAM,

1995, PARIS.

[6] : M. OUBIDAR, S. BENDAOUD «Machine synchrone/asynchrone »,Projet de fin d'etude EN INGÉNIERIE DANS LE CADRE DU PROGRAMME EN GÉNIE ÉLECTROMÉCANIQUE,

[7] DJEBBAR MOHAMED SALAH , « étude comparative des redresseurs cascade et multiniveaux a commande MLI», Mémoire de Magister MENTOURI-CONSTANTINE, 2005.

[8] TOUFOUTI RAID, « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone » ,02/06/2008

[9] DIAF Youssouf , BEN ANTER Djamel « Modélisation et commande d'un Onduleur triphasé pilote par MLI a Structure multi niveaux »,2012

[10] DJAAFER LALILI « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux, Application à la Conduite de la Machine Asynchrone», ENP 18 Avril 2009

[11] «analyse et simulation d'une cascade de deux redresseur de courant à MLI –onduleur multiniveaux NPC. Application à la conduite d'une MSAP».

F.BOUCHAFAA , E.BERKOUK, BOUCHERIT, 3éme conference on Electrical Engineering-October- 2004- BATNA.

[12] CHIBANI .R , E .M .BERKOUK, M .S.BOUCHRIT , «stabilisation des tensions d'entrée d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC par un nouveau pont de clamping»,volume 2 N°1 /janvier 2011 . ENP

ANNEXE

Paramètres de la machine asynchrone triphasée :

Puissance nominale	Pn = 1.5 kW
Nombre de paire de pôles	P = 2
Tension nominale	Vn = 220V
Résistance de l'enroulement statorique	Rs = 4.85Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	Rr = 3.805Ω
Inductance de l'enroulement statorique	Ls = 0.274 mH
Inductance de l'enroulement rotorique	Lr = 0.274 mH
Inductance mutuelle	Lm = 0.258 mH
Moment d'inertie	J = 0.031 kgm²
Fréquence nominale	F = 0.001136Hz