

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE
Domaine : Sciences et technologies
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Machines électriques
Présenté par :

M^{elle} BOUANANE Nourelhouda

M^{elle} BAADI Chahrazed

Thème:

**COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE
ETOILE ALIMANTEE PAR ONDULEUR
MULTI-NIVEAUX**

Soutenu publiquement

Le :09/07/2019

Devant le jury :

M^r Sahraoui Lazhar

MAA

Président

UKM Ouargla

M^r Bouakaz Ouahid

MAA

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^r Khettaiche Laid

MAA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Remerciement

Nous disons merci

**Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a donné la
force de faire ce Modeste travail.**

Merci pour nos aimables familles.

Merci pour nos professeurs,

Surtout pour notre cher professeur pour M^r Bouakaz Ouahid son

**Encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement
de ce travail.**

Merci pour le jury M^r Sahraoui Lazhar et M^r Khetache Laid.

Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide.

Un Remerciement spécial aux étudiants de la 2^{ème}

Année Master de la

Spécialité de génie électrique spécifiquement machines électriques

**Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué
de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.**

Dédicace

Le dédié ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affectation

A mon père avec toute ma reconnaissance

A mon grand-père et mes grande- mères

A mes frères et mes sœurs

A mes oncles et mes tantes

A mes cousins et cousines

A tous mes amis

A tous mes voisins

Bouanane, Baadi
08/Juliet/2019

REMERCIEMENT

DEDICACE

SOMMAIRE.....I

NOTION.....III

LISTE DES FIGURE.....V

LISTE DE TABLEAUX.....VII

INTRODUCTION GENERAL.....I

Chapitre. I Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction.....3

I.2. Caractéristiques des machines multiphasées..... 3

 I.2.1 Machines multiphasées de type 1 4

 I.2.2 Machines multiphasées de type 2 4

I.3. Domaines d’application.....6

I.4. Avantages des machines multiphasées..... 7

I.5. Inconvénients des machines multiphasées 7

I.6 Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....8

 I.6.1 Présentation de la machine asynchrone double étoile..... 8

 I.6.2 Principe de fonctionnement de la MASDE.....9

 I.6.3 Hypothèses simplificatrices.....10

I.6.4.Équations générales de la machine10

 I.6.4.1 Équations des tensions..... 10

 I.6.4.2 Équations magnétiques de la MASDE..... 10

 I.6.4.3 Énergie magnétique.....13

 I.6.4.4 Couple électromagnétique..... 13

 I.6.4.5 Equations mécaniques..... 13

I.6.5 Transformation a base de Park..... 14

 I.6.5.1 Choix du référentiel14

 I.6.5.2 Modèle de Park de la MASDE.....14

 I.6.5.3 Application de la transformation de Park14

 I.6.5.3.1 Équations des tensions..... 15

 I.6.5.3.2 Équations magnétiques..... 15

 I.6.5.3.3 Équation mécanique..... 16

 I.6.5.3.4 Couple électromécanique17

I.6.6 Mise sous forme d'équation d'état	15
I.7. Résultats de simulation.....	24
I.8. Interprétation des résultats	28
I.9 Conclusion.....	229

Chapitre II : les onduleurs multi-niveaux

II.1.Introduction.....	25
II.2 Les onduleurs multi-niveaux.....	26
II.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux	26
II.4. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	24
II.4.1.Les onduleurs multi-niveaux avec diode de bouclage	28
II.4.1.1.Topologies NPC	28
II.4.1.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.....	30
II.4.1.1.2.1.1 Hypothèse.....	31
II.4.1.1.2.1.2 Commande complémentaire.....	31
II.4.1.1.2.1.3.Modélisation aux valeurs instantanées.....	31
II.4.1.1.2.1.4 Modèle de connaissance.....	32
II.4.1.1.3.Avantages et inconvénients.....	32
II.4.3.Onduleurs multi niveaux en cascade	33
II.4.3.1.Alimentation des cellules	33
II.4.3.2 La structure d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont en H.....	33
II.4.3.3 Avantages et inconvénients.....	36
II.5.Domains d'applications des onduleurs multi-niveaux.....	36
II.6. commande MLI des onduleurs multi-niveaux.....	36
II.6.1.Principe de la MLI sinus triangle.....	36
II.6.2 Caractéristiques de la MLI sinus triangle	38
II.6.3 Modèle triphasé de la MLI sinus-triangle	38
II.7.Résultat de simulation.....	39
II.7.1.Schémas de simulation de commande onduleur trois niveaux.....	39
II.7.2.Simulation de MASDE alimenté par un onduleur multi-niveaux	41
II.7.2.1.Commande MLI sinusoïdale 3N.....	41
II.8 Interprétation.....	43
II.9.conclusion	43

Chapitre III: commande directe de couple

III.1. Introduction.....	46
III.2. Caractéristiques principales de la commande directe du couple.....	47
III.3. Les avantages et les inconvénients de la DTC	47
III.3.1 Les avantages	48
III.3.2. Les inconvénients	48
III.4. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	48
III.4.1 Modèle Vectoriel.....	49
III.5.Principe de la commande DTC.....	51
III.5. 1.Modèle Vectoriel de la machine tout flux.....	51
III.5.2.Règles du contrôle du flux et du couple.....	52
III.5.2.1 Règles du contrôle du flux.....	53
III.5.2.2 Règle du contrôle du couple.....	53
III.6. Algorithme DTC au sens Takahashi.....	53
III.7.Structure de la commande DTC d'une MAS.....	55
III.7.1.Structure.....	57
III.7.2 Régulateur à Hystérésis.....	57
III.7.3.Estimation du flux et du couple.....	57
III.8.Calcul du régulateur de vitesse.....	58
III.9.Performances du régime permanent (Tests de Robustesse).....	60
III.10.Schémas de simulation.....	60
III.11.Résultats de simulation.....	62
III.12. Interprétation des résultats de simulation.....	62
III.13.Conclusion.....	62
CONCLUSION GENERALE.....	64
ANNEXE	
BIBLOGRAPHI	
RESUME	

Notations et Symboles

nph	Nombres de phases.
i	Le courant.
V	La tension.
s1, s2, r	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
as1, bs1, cs1.	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
as2, bs2, cs2	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
ar, br, cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Les résistances statoriques et rotorique.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
L_{sr}	L'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
C_{em}	Le couple électromagnétique.
C_e	Le couple résistant.
K_f	Le coefficient de frottement.
J	Le moment d'inertie.
P:	nombre de pair de pole.
θ_m	Angle magnétique.
θ_e	Angle électrique
d,q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
θ_m, Ω_m	La position et la vitesse mécanique du rotor.
ω_r	La pulsation électrique rotorique.
ω_s	La pulsation électrique statorique.
ω_{coord}	La vitesse angulaire des axes (d, q).
ω_{gl}	La pulsation électrique de glissement.
φ_r	Le flux rotorique.
N	Vitesse de rotation de la machine (tr/mn)
G_{abc}	grandeurs triphasées équilibrées.
G_{dq0}	grandeurs biphasées dans le repère (d, q)..
A	matrice d'évolution du système.
X	vecteurs d'état.
B	vecteur de commande

Notations et Symboles

U	vecteur d'entrée
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
N	Nombre de niveaux
V_k	Le potentiel du nœud k du bras k
D	Diode
K	Interrupteur
m	Indice de modulation
r	Coefficient de réglage
f	Fréquence de référence
f_c	Fréquence de porteuse
V_α	Vecteur direct de tension de référence
V_β	Vecteur quadrature de tension de référence
3N	Trois niveaux
Notations	
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel - Intégrale.
NPC	Neutral Point Clamped
MPC	Multiple Point Clamped
ΔΦS	Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-
commutation	

Chapitre I

Figure I.1 : Exemple d’application d’une machine asynchrone double étoile7

Figure I.2: Présentation des enroulements de la MASDE..... 8

Figure. I.3: Modes de fonctionnement suivant le glissement.....9

Figure I.4: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....16

Figure. I.5: Schéma Simulink de la MADES alimentée par des tensions.....24

Figure .I.6.: Alimentation triphasée équilibrée.....24

Figure I.7: Le couple électromagnétique (N.m)25

Figure I.8: La vitesse W_m (rad/s).....25

Figure I.9: Le courant I_{ds1} , I_{ds1} (A).....25

Figure I.10: Le courant I_{qs1} , I_{qs2} (A).....26

Figure I.11: Le courant I_{dr} , I_{qr} (A).....26

Figure.I.12 : Flux rotorique d_r et q_r (Wb).....26

Figure I.13: Le couple électromagnétique.(Wb) en charge.....27

Figure I.14: La vitesse W_m (rad/s) en charge.27

Figure I.15: Flux rotorique φ_{ds1} et φ_{ds2} (Wb).....27

Figure.I.16: Les courants des phases I_{S1} , I_{S2} (A).....27

Figure.I.17: Courant rotorique I_{dr} et I_{qr} (A).....28

Figure.I.18: Courant statorique I_{ds} et I_{qs} (A).....28

ChapitreII

Figure.II.1: présente les schémas de principe d'un onduleur autonome.....26

Figure II.2: Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)..... 27

Figure II.3 : Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....28

Figure. II.4: Structures NPC à trois niveaux29

Figure. II-5: structure d'un bras de l’onduleur à trois niveaux de tension.....28

Figure. II-6: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.....31

Figure.II.7: Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à trois niveaux à diodes blocage.....30

Figure.II.8: Structure d’un bras d’onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.....33

Liste des Figure

Figure II.9: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en pont en H.....	34
Figure II.10: Schéma de principe de la commande «sinus -triangle».....	39
Figure.II.11: Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasé.....	39
Figure.II.12: Schéma de principe d'une commande« sinus -triangle» triphasée.....	37
Figure.II.13: Exemple de chronogramme d'une commande MLI «sinus-triangle».....	39
Figure .II.14: Schémas de simulation de commande onduleur trois niveaux.....	39
Figure.II.15: Les tensions onduleurs V_{ao}, V_{bo} et V_{co} (V).....	39
Figure.II.16: Les tensions onduleurs V_{an}, V_{bn} et V_{cn} (V).....	40
Figure.II.17: Les tensions onduleurs V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} (V).....	40
Figure.II.18: Simulation Schémas de MASDE alimenté par un onduleur multi niveaux.....	41
Figure.II.19: Tensions V_{ao}, V_{bo} et V_{co} à la sortie de l'onduleur.....	41
Figure.II. 20: Tensions V_{an}, V_{bn} et V_{cn} à la sortie de l'onduleur.....	42
Figure. II.21: Tensions V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} à la sortie de l'onduleur.....	42
Figure. II.22: Couple de MASDE en charge.....	42
Figure.II.23: Vitesse de MASDE en charge.....	42
Figure.II.24: Le courant statoriques de MASDE en charge.....	43

ChapitreIII

Figure.III. 1: schéma d'implantation de la commande DTC	46
Figure.III.2: Représentation de vectrices tensions générées par l'onduleur	50
Figure.III.3: Evolution de flux stator dans le plan $\alpha \beta$	52
Figure III.4: l'étoile V_1, V_6 et les 6secteur de la DTC classique.....	54
Figure. III.5: Contrôle du flux par hystérésis.....	56
Figure. III.6: Comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	56
Figure. III.7: Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse.....	58
Figure III.8. Schémas de simulation de commande DTC.....	60
Figure III.9. les tension et les courants	60
Figure III.10. Test de robustesse pour la variation du couple.....	61
Figure III.11. Test de robustesse pour la variation du flux	61

Liste des Tableaux

Tableau I.1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1)	5
Tableau I.2 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2).....	6
Tableau. II.1: Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras	29
Tableau II.2 : Etats possibles de l'onduleur cascade à trois niveaux.....	34
Tableau III.1: Table de vérité des séquences de l'onduleur.....	50
Tableau. III.2: Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôle.....	55

Introduction Générale

Introduction générale

Depuis les premières de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec l'avènement des moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit tout en gardant le flux d'induction constant.

Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable c'est dire vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones.

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour les entraînements électriques dans l'industrie, où elles offrent des bonnes performances tel que la fiabilité, la robustesse, une simplicité de construction, et le coût. Pour ces raisons elles ont remplacées les machines à courant continu. Néanmoins cette machine reste limitée en puissance.

les années 20, et dans le but d'assurer une motorisation électrique pour des applications de grande puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale à titre d'exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines multiphasées.

Ce type des machines ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages, dont on peut citer, la segmentation de puissance, la Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, et de l'amélioration de la fiabilité.

L'une des machines multiphasées que nous allons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone Double Etoile MASDE'. Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux statorique et de couple électromagnétique de la machine.

Les variables contrôlées sont (flux statorique et le couple électromagnétique) sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs instantanées à l'intérieur d'une bande autour de la valeur désirée. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation .

La commande directe du couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux du couple et du flux désirés. La séquence de la commande des interrupteurs est donc directement issue des régulateurs du flux et du couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne de la tension par modulation de largeur d'impulsion.

L'objectif de ce mémoire est l'étude la commande DTC d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par onduleurs multi-niveaux .

À cet effet, le premier chapitre sera consacré pour l'étude la modélisation de la MASDE, l'étude par simulation est effectuée sous l'environnement Simulink du Matlab.

Le deuxième chapitre, on présentera en détail des convertisseurs multi-niveaux Les structures fondamentales de la conversion multi-niveaux seront discutées comprenant les avantages et inconvénients , ainsi la modélisation des onduleurs à trois niveaux qui seront utilisés ultérieurement.

Finalement, le dernier chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile, et on présentera des simulations numériques ainsi que l'interprétation des résultats obtenus.

On terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.

Chapitre: I
Modélisation de la Machine asynchrone
Double Etoile

I.1 Introduction

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [1]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière, la modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [2] [3]

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous nous intéresserons au mode de fonctionnement « Moteur », et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée.

I.2 Caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type [4] [5]. On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donne suivant le d'écart angulaire entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles ; par exemple une machine double étoile (6 phases) $\alpha=0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha=30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit :

le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :

$$n_{ph} = n_p \alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

I.2. 1.Machines multiphasées de type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tab. I.1). $n_{ph} = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$) [6]

I.2.2 Machines multiphasées de type 2 [6] :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (n_{ph}) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (Tab.I.2). Dont « α » représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$. Donc on a toujours : $n_{ph} = n_{ph}\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$

Le tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machine multiphasées de type 1.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_e)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I.1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) [4] [6].

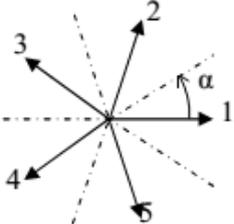
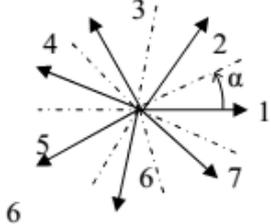
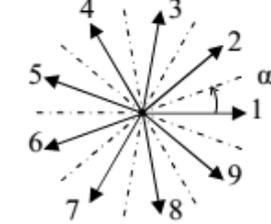
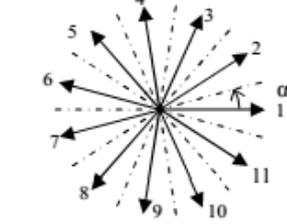
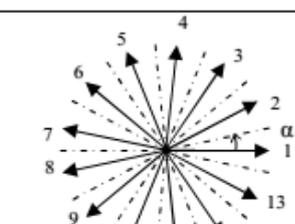
Nombre de phases n_{ph}	Nombre de phase n_{pha}	Décalage angulaire (α degré)	Représentation des axes des bobine
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I. 2: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2) [7] [4] [6].

I.3. Domaines d'applications de la Machine asynchrone double étoile

La machines asynchrone double étoile (MASDE) est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées par rapport aux alternateurs conventionnels. Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la figure I.1). [1]

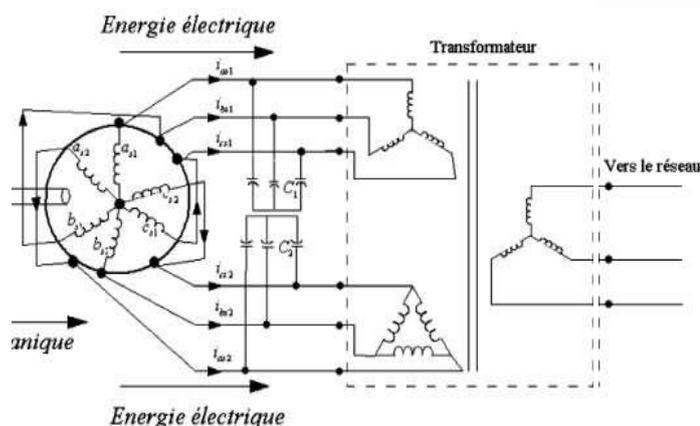


Figure I.1 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

1.4 Avantages des machines multiphasées

Comme les autres machines, la MASDE présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

Parmi Ses avantages on peut citer :

1-La segmentation de puissance : comme la machine multiphasée contient plusieurs phases donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases [6].

2-Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [5]

3-Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.

4-Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [9] [3]

5-les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [9]

6-les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit.(Fonctionnement en régimes dégradés) [9] [2]

1.5 Inconvénients des machines multiphasées

Tout d'abord, la MASDE est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants:

1- Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [1]

2- l'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [10]

3- Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multi phasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [5]

I.6 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.6.1 Présentation de la machine asynchrone a double étoile

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoile sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$) chacun d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibré, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

On peut considérer la machine asynchrone à double étoile comme représentée par les bobinages de la figure (I-2). [2] [3]

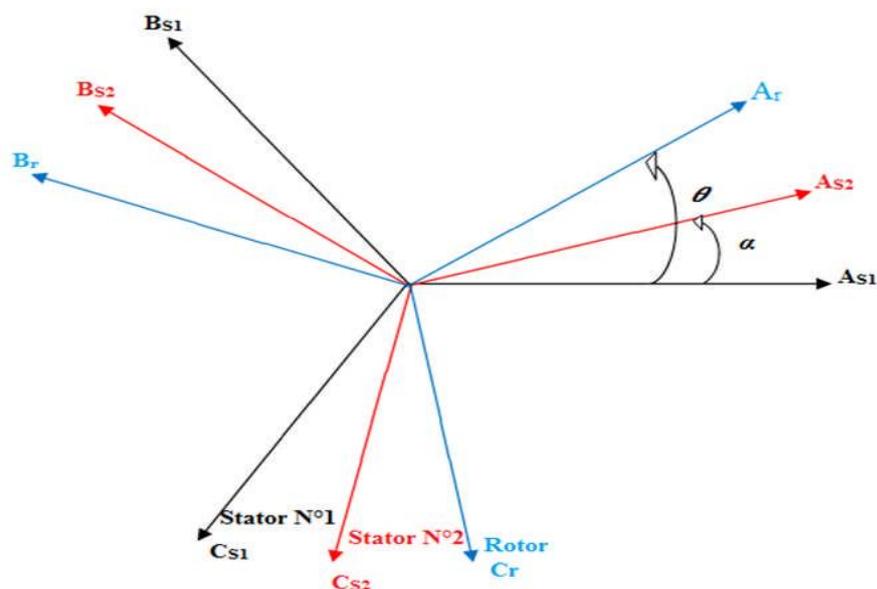


Figure I.2 : Représentation des enroulements de la MASDE.

I.6.2 Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s » [2].

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad/s}$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement:

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_r - \omega_s}{\omega_r} \quad (\text{I.1})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont utilisé par:



Figure. I-3: Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.6.3 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices, [10] on considère les hypothèses suivantes :

- le circuit magnétique est non saturé.
- les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées. [11] [3]
- l'entrefer est constant.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- effet de peau négligé.
- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique. figure (I-2) modes de fonctionnement. [12]

I.6.4.Équations générales de la machine :

I.6.4.1 Équations des tensions

Par application de la loi de Faraday à l'un des ses enroulements statorique et rotorique de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation: [13] [14]

On déduit pour l'ensemble des phases, statorique

Pour étoile 01:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa1} = R_{s1}I_{sa1} + \frac{d\Phi_{sa1}}{dt} \\ V_{sb1} = R_{s1}I_{sb1} + \frac{d\Phi_{sb1}}{dt} \\ V_{sc1} = R_{s1}I_{sc1} + \frac{d\Phi_{sc1}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.3)$$

Pour l'étoile2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa2} = R_{s2}I_{sa2} + \frac{d\Phi_{sa2}}{dt} \\ V_{sb2} = R_{s2}I_{sb2} + \frac{d\Phi_{sb2}}{dt} \\ V_{sc2} = R_{s2}I_{sc2} + \frac{d\Phi_{sc2}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.4)$$

(1.5)

Pour rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ra} = 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{array} \right.$$

Le rotor étant en court-circuit ses tension sont nulles .

Sous forme matricielle:

Pour l'étoile1:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d[\Phi_{s1}]}{dt} \quad (1.6)$$

Pour l'étoile2:

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\Phi_{s2}]}{dt} \quad (1.7)$$

Pour rotor:

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (1.8)$$

On pose:

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1}$:Resistance dune phase du stator 1

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2}$:Resistance dune phase du stator 2

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr}$:Resistance dune phase du rotor

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Les vecteur de tension ,courant et le flux totaux statoriques:

$$[V_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} V_{aS1} \\ V_{bS1} \\ V_{cS1} \end{bmatrix}; \quad [I_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} I_{aS1} \\ I_{bS1} \\ I_{cS1} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aS1} \\ \Phi_{bS1} \\ \Phi_{cS1} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} V_{aS2} \\ V_{bS2} \\ V_{cS2} \end{bmatrix}; \quad [I_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} I_{aS2} \\ I_{bS2} \\ I_{cS2} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aS2} \\ \Phi_{bS2} \\ \Phi_{cS2} \end{bmatrix}.$$

$$[I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

I.6.4.2 Équations magnétiques de la MASDE :

Les flux sont exprimés en fonction des courants par [16]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,S1}] \\ [\Phi_{abc,S2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc,S1}] \\ [I_{abc,S2}] \\ [I_{abc,r}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire : [15]

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar}+L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & (L_{br}+L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & (L_{cr}+L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; \quad [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; \quad [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$$

I.6.4.3 Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [10] [12]

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [\Phi_{s2}] [I_{s2}])^t + [\Phi_r] [I_r]^t \quad (I.16)$$

I.6.4.4 Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} W_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} W_{mag} \quad (I.17)$$

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_{s1}] \frac{d}{d\theta r} [L_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta r} [L_{s2,r}] [I_r]^t \quad (I.18)$$

I.6.4.5 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad J \frac{d\Omega}{dt} = C \quad (I.19)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [5]:

$$C_{em} = \frac{p}{2} * [[I_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [I_{abc,r}]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [I_{abc,r}]^t] \quad (I.20)$$

I.6.5 Transformation a base de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park. [10]

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q).

La matrice de Park en générale:

$$[p_{(\theta)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$[G_{dqo}] = [p_{(\theta)}][G_{abc}]$$

La transformation de Park inverse $[G_{abc}] = [p_{(\theta)}]^{-1}[G_{dqo}]$.

Sachant que : $[p_{(\theta)}]^{-1} = [p_{(\theta)}]^t$

***Pour l'etoil1:**

$$[p_{(\theta s1)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Pour l'etoil 2:

$$[p_{(\theta s2)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Pour rotor:

$$[p_{(\theta r)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.6.6 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes [14]. [5]

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [2]

a-Référentiel lié au stator « α, β »

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coord}=0$). Dans ce cas, la phase a_{s1} et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

b-Référentiel lié au rotor « x, y »

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_s donc ($\omega_{coord}=\omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

c-Référentiel lié au champ tournant « d, q »

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coord}=\omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

I.6.7. Modèle de Park de la MASDE

La figure (I-4) représente le modèle de Park de la MASDE. [11] [3]

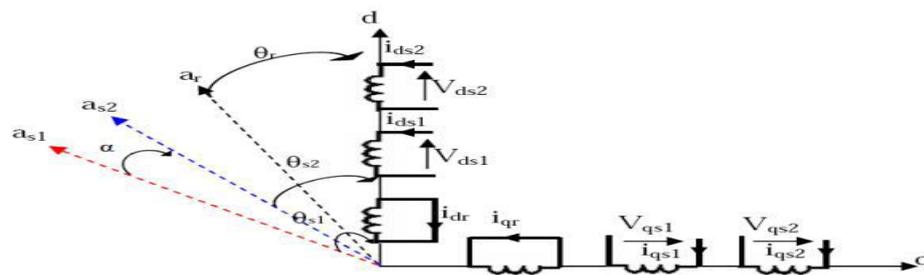


Figure I. 4: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

I.6.8 Application de la transformation de Park [14]

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant et appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

➤ Transformation de Park des tensions:

$$[V_{dqo,s1}] = [p(\theta_{s1})] [V_{s1}] \quad (\text{I.25})$$

$$[V_{dqo,s2}] = [p(\theta_{s2})] [V_{s2}] \quad (\text{I.26})$$

➤ Transformation de Park des courants:

$$\begin{cases} [I_{dqo,s1}] = [p(\theta_{s1})] [I_{s1}] \\ [I_{dqo,s2}] = [p(\theta_{s2})] [I_{s2}] \\ [I_{dqo,r}] = [p(\theta_r)] [I_r] \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

➤ Transformation de Park des flux:

$$\begin{cases} [\Phi_{dpo,s1}] = [p(\theta_{s1})] [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{dpo,s2}] = [p(\theta_{s2})] [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{dpo,r}] = [p(\theta_r)] [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Avec:

$$[V_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix}, [V_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix}, [V_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix},$$

$$[I_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix}, [\Phi_{dpo,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix}, [\Phi_{dpo,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix}, [\Phi_{dpo,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix}$$

I.6.8.1 Équations des tensions :

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (I.2), (I.3) et (I.4)

nous donne :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

➤ Pour l'étoile 2

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

➤ Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit : $V_{ar}=0, V_{br}=0, V_{cr}=0,$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Avec

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_S, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_S - \omega_r = \omega_{gl}$$

Sous forme d'equation:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_S \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_S \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_S \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_S \Phi_{ds2} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{I.32})$$

I.6.8.2 Équations magnétiques :

La décomposition de l'équation (I.8) donne:

$$\begin{cases} [\Phi_{abc,s2}] = [L_{s2,s2}][I_{sabc1}] + [L_{s1,s2}][I_{sabc2}] + [L_{r,s2}][I_r] \\ [\Phi_{,r}] = [L_{r,s1}][I_{sabc1}] + [L_{r,s2}][I_{s2,s2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (I.34)$$

Appliquant la transformation de Park sur le système d'équation (I.34)

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,s1}] &= [p(\theta_{s1})][L_{s1}][p(\theta_{s1})]^{-1} + [p(\theta_{s1})][L_{s1}][p(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_{s1})][L_{s1,1r}][p(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,s1}] &= [p(\theta_{s2})][L_{s2}][p(\theta_{s2})]^{-1} + [p(\theta_{s2})][L_{s2}][p(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_{s2})][L_{s1,2r}][p(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

Pour le rotor :

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo,r}] &= [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_{s1})]^{-1} [I_{dqo,s1}] + [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dqo,s2}] \\ &\quad + [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo,r}] \end{aligned}$$

I.6.8.3 Équation de puissance:

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P = V_{ds1} I_{ds1} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs1} I_{qs1} + V_{qs2} I_{qs2} \quad (I.35)$$

En introduisant le système d'équation (I. 32) dans l'expression de la puissance instantanée (I.36) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[(R_{s1} I_{ds1} + \frac{d[\phi_{ds1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1}) (I_{ds1}) \right] \left[(R_{s2} I_{ds2} + \frac{d[\phi_{ds2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2}) (I_{ds2}) \right] \right\} \\ + \frac{3}{2} \left\{ \left[(R_{s1} I_{qs1} + \frac{d[\phi_{qs1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds1}) (I_{qs1}) \right] \left[(R_{s2} I_{qs2} + \frac{d[\phi_{qs2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds2}) (I_{qs2}) \right] \right\} \quad (I.36)$$

$$P = \frac{3}{2} [R_{s1} (I_{ds1})^2 + (R_{s2} (I_{ds2})^2 + [R_{s1} (I_{qs1})^2 + [R_{s2} (I_{qs2})^2] + \frac{3}{2} \left[\left(\frac{d[\phi_{ds1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \right. \\ \left. \left(\frac{d[\phi_{ds2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) I_{ds2} + \left(\frac{d[\phi_{qs1}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds1} \right) I_{qs1} + \left(\frac{d[\phi_{qs2}]}{dt} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) I_{qs2} \right] \quad (I.37)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules.
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

I.6.8.4 Couple électromécanique :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (I.38)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (I.39)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (I.40)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant dans (I.40), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} PL_m [(I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - [(I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}] \quad (I.41)$$

Le couple électromagnétique peut être déduire a partir du flux rotorique:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (II.42), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{I.44})$$

Finalement, l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.45})$$

I.6.9 Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

avec:

$$\left. \begin{aligned}
\frac{d \phi_{ds1}}{dt} &= V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\
\frac{d \phi_{qs1}}{dt} &= V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds1} \\
\frac{d \phi_{ds2}}{dt} &= V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\
\frac{d \phi_{qs2}}{dt} &= V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds2} \\
\frac{d \phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{rq} \\
\frac{d \phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{rd} \\
J \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega
\end{aligned} \right\} \quad (\text{I.46})$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\phi_{md} &= L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\phi_{mq} &= L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
\end{aligned} \right. \quad (\text{I.47})$$

on peut écrire:

$$\left\{ \begin{aligned}
I_{ds1} &= \frac{\phi_{ds1} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\
I_{ds2} &= \frac{\phi_{ds2} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\
I_{qs1} &= \frac{\phi_{qs1} - \phi_{mq}}{L_{s1}} \\
I_{qs2} &= \frac{\phi_{qs2} - \phi_{mq}}{L_{s2}} \\
I_{dr} &= \frac{\phi_{dr} - \phi_{mq}}{L_r} \\
I_{qr} &= \frac{\phi_{qr} - \phi_{mq}}{L_r}
\end{aligned} \right. \quad (\text{I.48})$$

En remplaçant (I.49) et (I.32), on obtient:

I.7. Resultats de simulation:

La figure (I.5) représente le schéma bloc de la MADES alimentée par des tensions.

Premier cas :

Fonctionnement a vide les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement a vide $C_r = 0$.

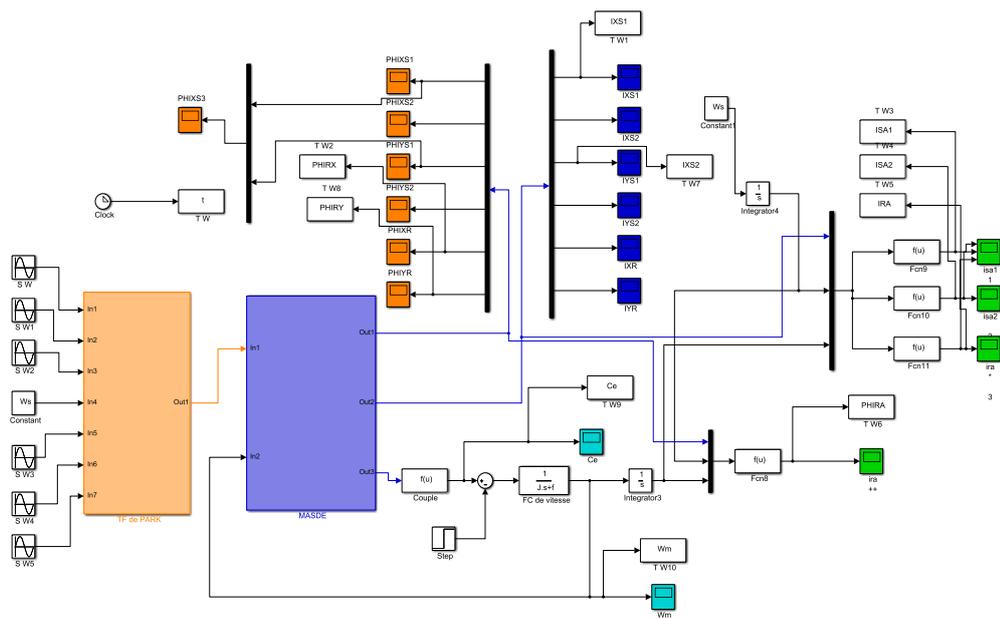


Figure.I.5: schéma simulink de la MADES alimentée par des tensions.

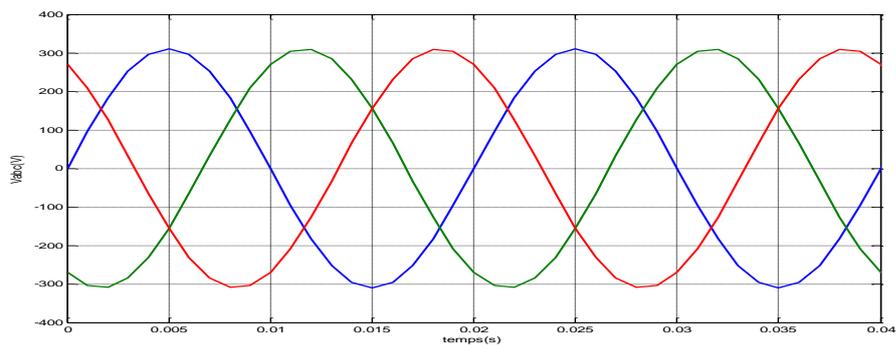


Figure.I.6. Alimentation triphasée équilibrée

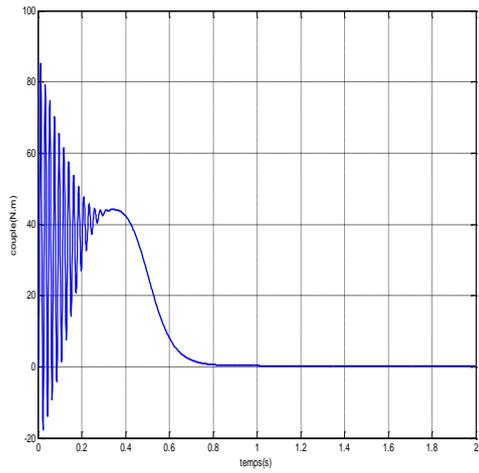


Figure I.7: le couple électromagnétique (N.m)

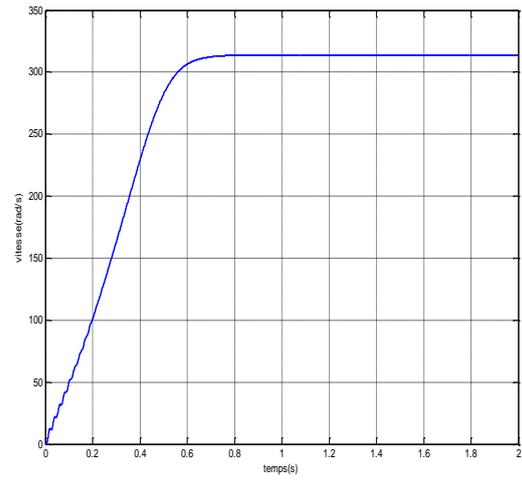


Figure I.8: la vitesse ω_m (rad/s).

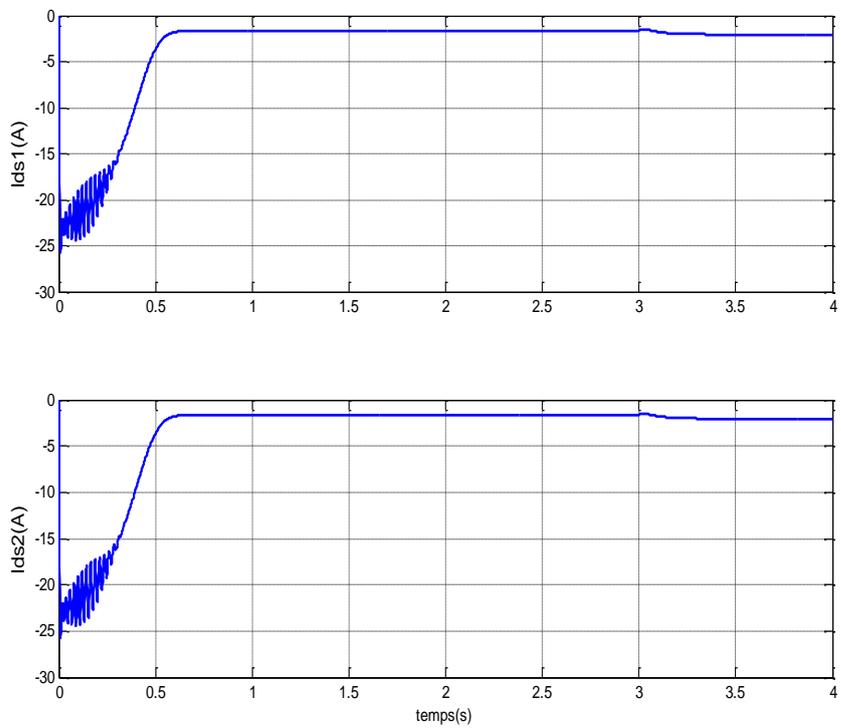


Figure I.9: le courant I_{ds1} , I_{ds2} (A)

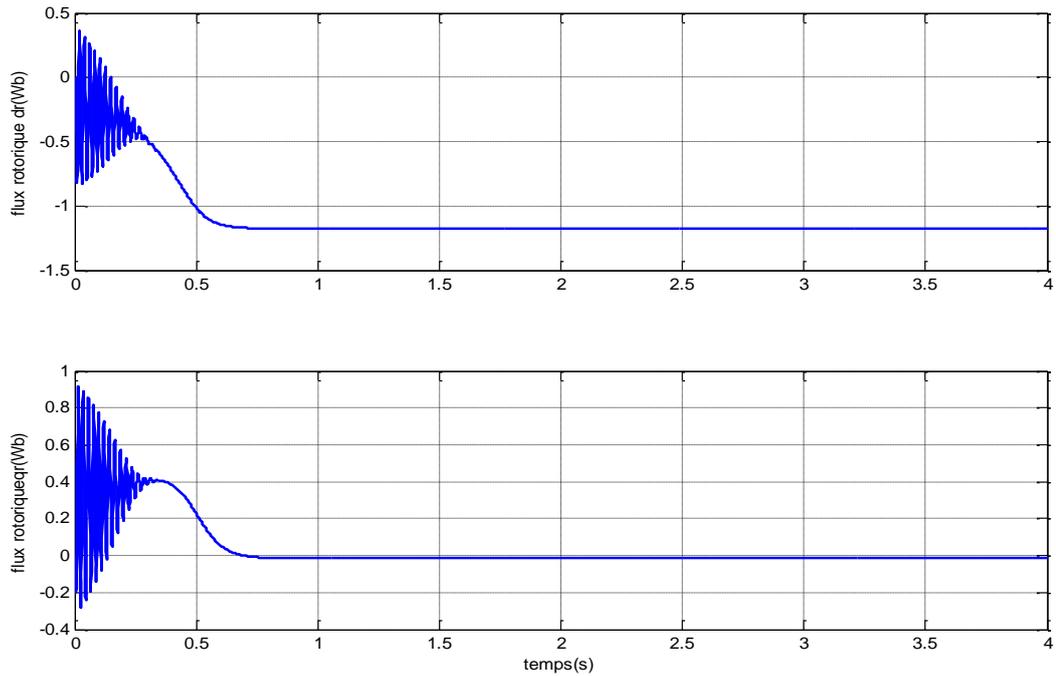


Figure I.10. flux rotorique ϕ_{dr} et ϕ_{qr} (Wb)

Deuxième cas :

Fonctionnement en charge Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 4\text{s}$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

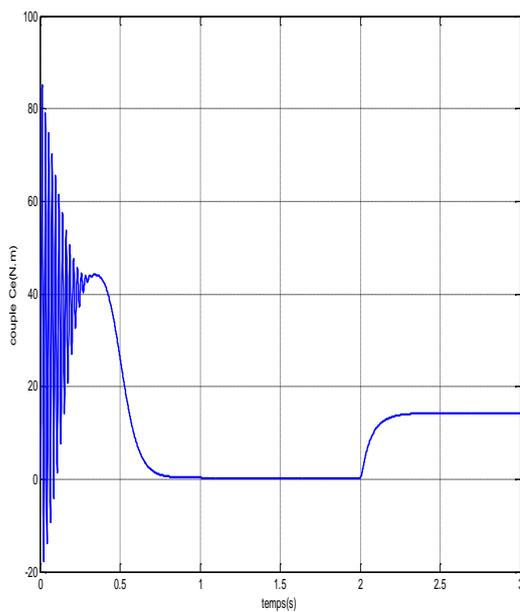


Figure I.11: le couple électromagnétique.(N.m) en charge

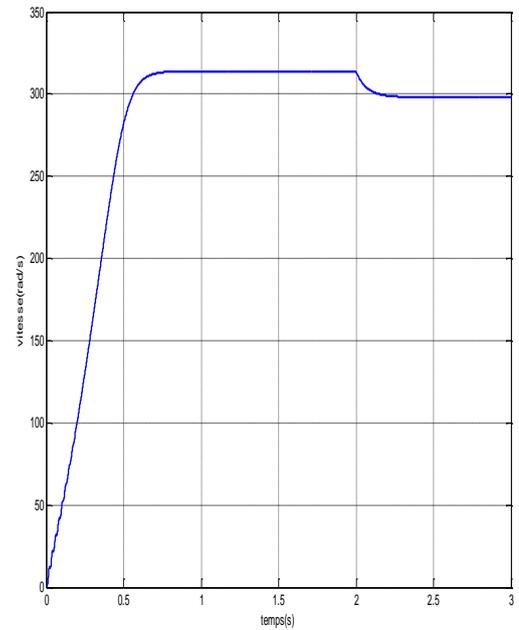


Figure I.12: la vitesse W_m (rad/s)en charge.

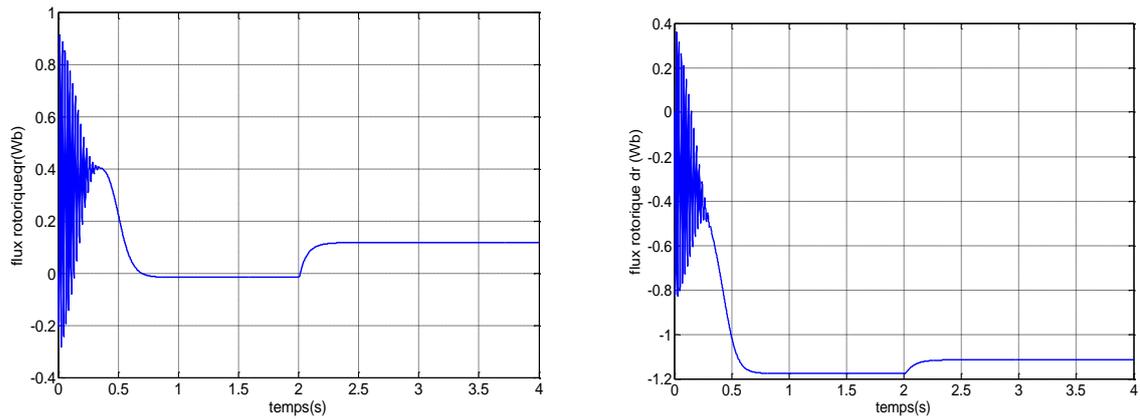


Figure I.13: flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} (Wb)

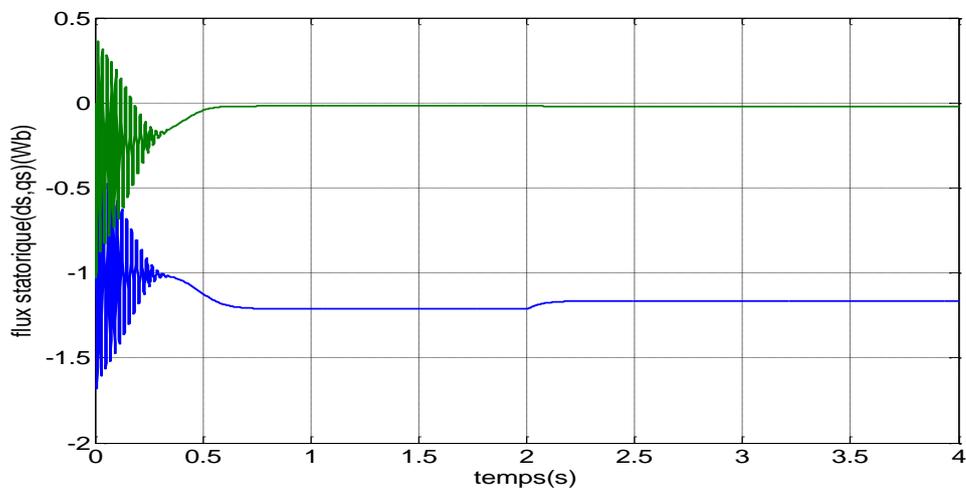


Figure I.14: flux statoriques ϕ_{ds1} et ϕ_{ds2} (Wb)

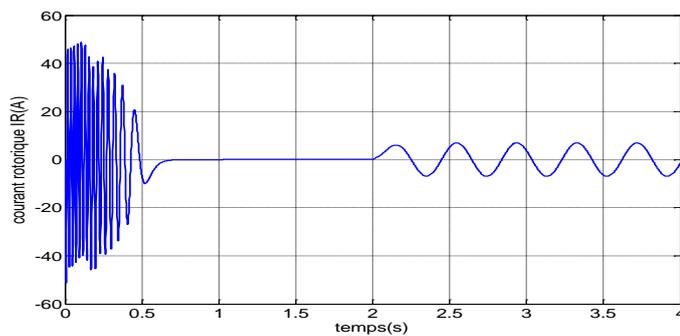


Figure I.15: le courant de phase I_r (A)

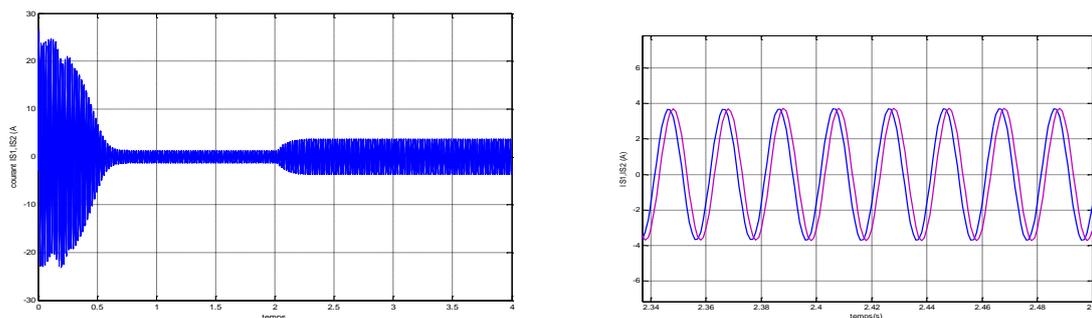


Figure I.16: Courant statorique I_{ds} et I_{qs} (A)

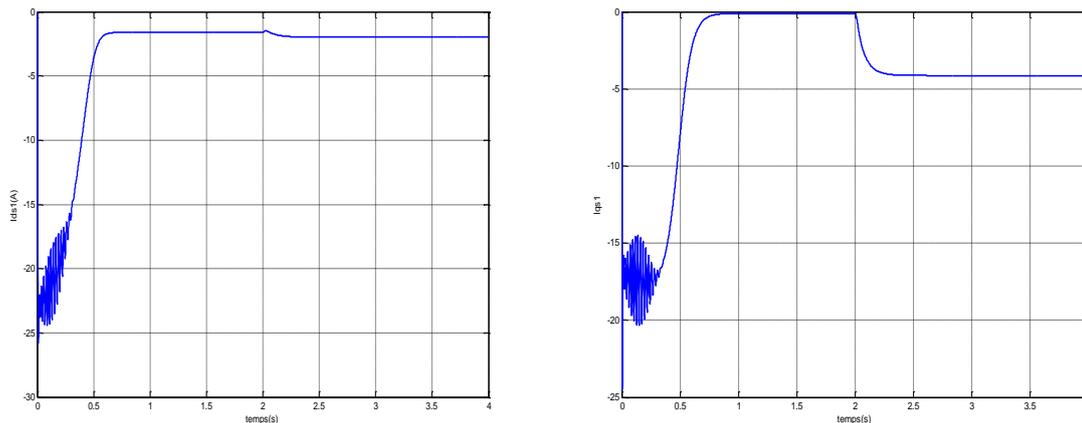


Figure.I.17: Courant statorique I_{ds1} et I_{qs1} (A)

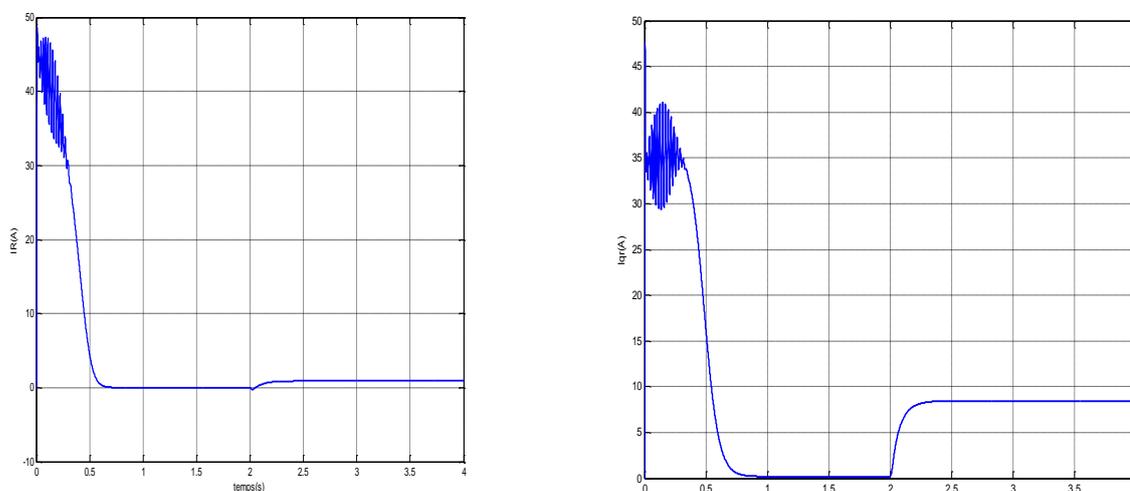


Figure.I.18: Courant rotorique I_{dr} et I_{qr} (A)

I.8. Interprétation des résultats :

D'après les résultats on remarque que la vitesse de rotation se stabilise presque à 312 rad/s après un régime transitoire d'environ 1s. En appliquant une charge à l'instant $t = 2$ s on constate que la vitesse de rotation chute jusqu'à la valeur $N = 299.65$ rad/s vitesse nominale (figure I.12). Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 80 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement, la machine produit un couple de 0.27 N.m. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple atteint une valeur de 11.01 N.m (figure I.11). Les courants statoriques I_{as1} et I_{as2} ont une forme Sinusoïdale et de même amplitude (Les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$ etc.). Dans le régime Transitoire, Les courants de la machine très importants, leur amplitude atteint la valeur 27A. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent

pour atteindre la valeur crête de 2.8 A d'amplitude. Et après avoir appliqué la charge, on constate que le courant augmente et atteint une valeur crête de 4 A (figure I.16).

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone triphasée à double étoile, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit où nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge.

Les résultats de simulation numérique obtenus montrent bien le fort couplage existant entre le couple et le flux et cela nécessite un réglage de la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

Chapitre: II

Onduleur Multi-niveaux

II.1. Introduction

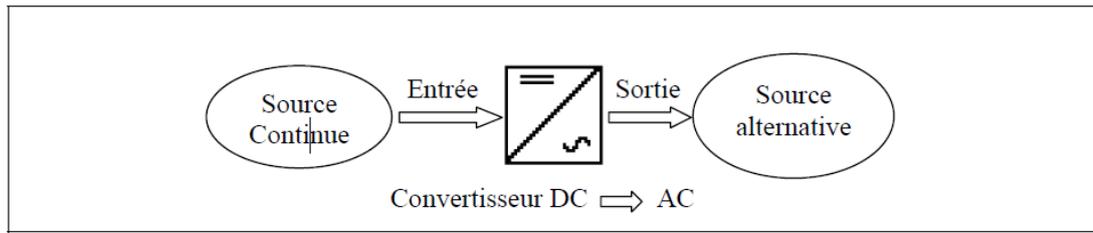
Un onduleur est un convertisseur statique permet d'assurer la conversion continue/alternative (DC/AC) de l'énergie électrique. Cette conversion d'énergie est assurée à l'aide d'un dispositif de semi conducteur de l'électronique de puissance commandé (IGBT, GTO, MOSFET,...etc.). L'onduleur permet d'obtenir aux bornes de la charge une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace de la tension. La figure (II.1) présente les schéma de principe d'un onduleur autonome.

Les onduleurs multi- niveaux permettent de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture. La première structure d'onduleurs multi- niveaux apparus est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux proposé par Nable.

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

Ce chapitre porte, sur l'étude détaillée de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement). Afin de généraliser les principes employés dans la topologie NPC, nous allons les appliquer à l'onduleur à diodes de bouclage à trois niveaux ; nous allons établir le modèle mathématique en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bas.

Enfin nous allons voir les différentes techniques de commande MLI : la modulation sinusoïdale.



La figure (II.1) présente les schéma d'un onduleur autonome.

II.2. Les onduleurs multi-niveaux

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Par leur structure, Les onduleurs à trois niveaux sont réversibles. Il peuvent fonctionner en onduleur pour transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

Dans ce qui suit, on adoptera la convention générateur pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension [16].

II.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux

Ce paragraphe a pour but d'introduire le principe général du comportement multi-niveaux. La figure (II.2) aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multi-niveaux . Un Convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (II.2.a), dans la quelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal [17].

La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou V_{dc1} . Sur la figure (II.2.b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0, V_{dc1} ou $V_{dc1}+V_{dc2}$. dans la figure (II.2.c) le cas général de (N) niveaux est présenté par:

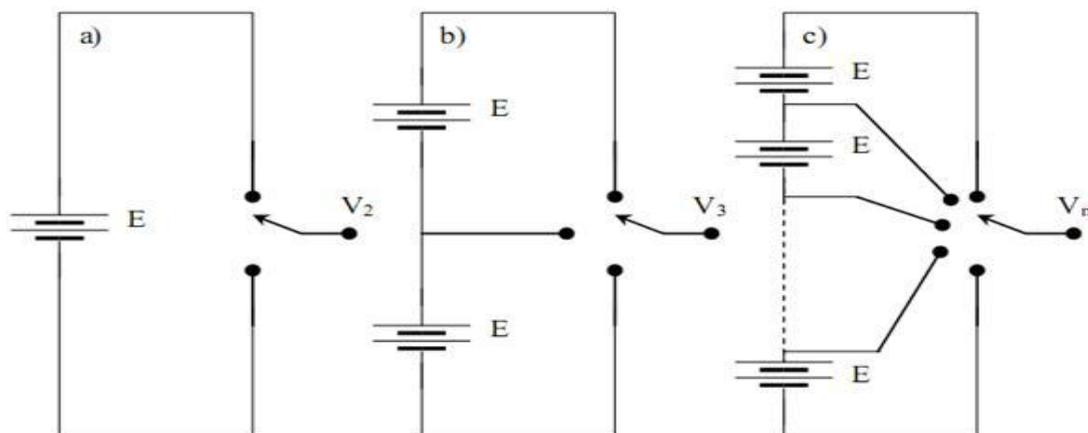


Figure II.2 Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)

En général, les convertisseurs multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans les quels la tension de sortie est synthétisée à partir de plusieurs niveaux de tension discrète.

II.4. les Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des topologies de base des onduleurs multi-niveaux. La figure (II-3) représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveau les plus récentes :

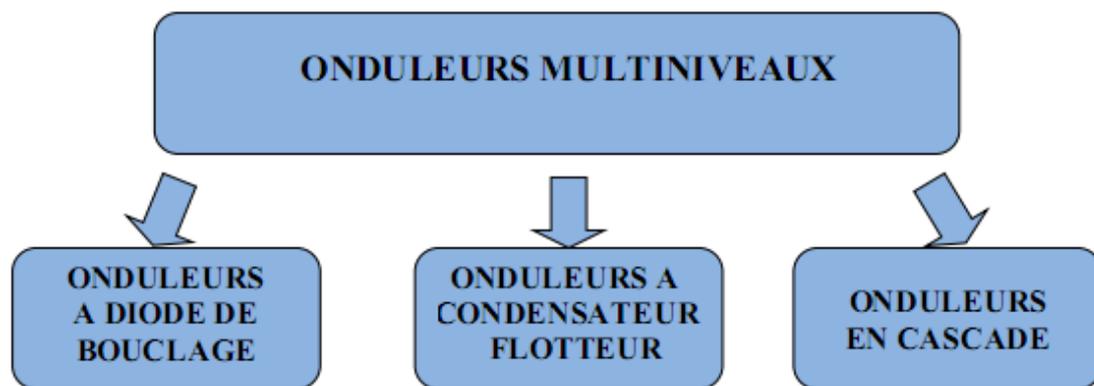


Figure II.3 différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Deux catégories d'onduleurs multi-niveaux sont actuellement répertoriées.

La première catégorie regroupe les onduleurs principaux en trois groupes [16] :

- 1) les onduleurs à diodes de bouclage (en anglais clamping diodes) : Neutral Point Clamped (NPC) et Multiple Point Clamped (MPC)
- 2) l'onduleur à condensateur flotteur (ou Flying Capacitor (FC) ou à cellules imbriquées).
- 3) l'onduleur à pont en cascade (H-bridge).

La deuxième catégorie des onduleurs multi-niveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie. Ainsi, on peut citer entre autres [17]:

- 1) NPC en cascade (CDC),
- 2) H-bridge en cascade (CMH),
- 3) NPC et H-bridge en cascade (CDCH)

II.4.1 Les onduleurs multi-niveaux avec diodes de bouclage

II 4.1.1 Topologies NPC

La première topologie d'ondeur de tension multi-niveaux est la structure NPC (Neutral Point Clamped) [11]. Les onduleurs NPC à trois niveaux sont donnés par la figure (II.4). Les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence 0. Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $V_{dc}/(N-1)$, V_{dc} étant la tension d'entrée totale appliquée

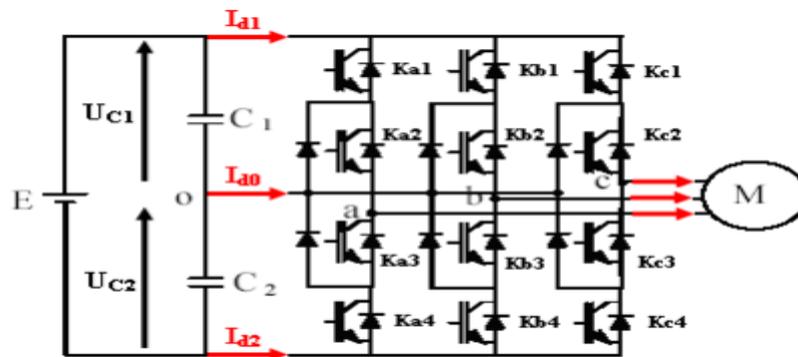


Figure II.4 Structures NPC à trois niveaux

II.4.1.1.1 Modélisation de l'ondeur de tension à trois niveaux de type NPC

Le circuit de puissance de l'ondeur multi-niveaux est donné par la figure (II-5) :

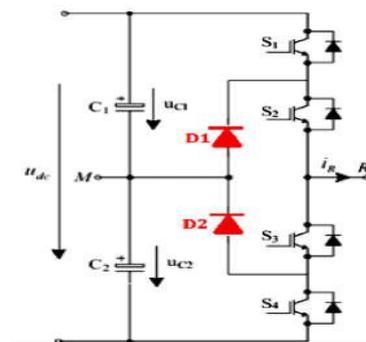


Figure. II-5 Structure d'un bras d'Onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC

Pour simplifier la complexité de la structure de l'ondeur à trois niveaux, on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel (figure II-6) et vu la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras.

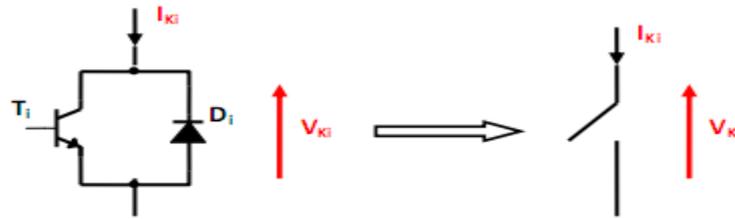


Figure. II-6. Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable).
- La commande interne définie par les signes du courant du bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs, par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [18].

✓ Configuration a trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations et Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont présentées au tableau(II.1) (Morigine des potentiels et V_k le potentiel du nœud k du bras). [19]

La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k=0$
E1	$V_k=+U_{c1}=U_c/2$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c2}=U_c/2$
E4	$V_k=0$

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

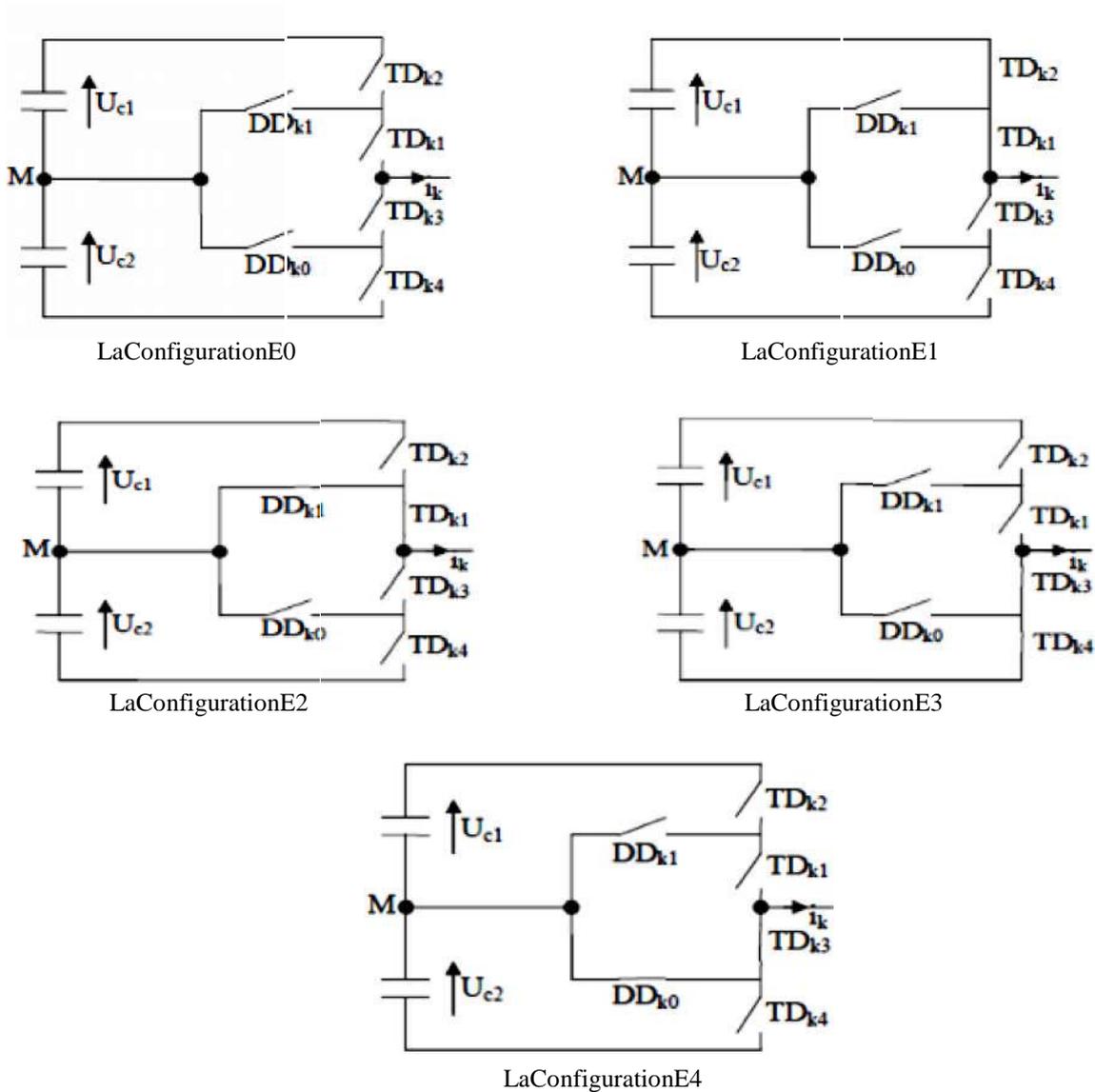


Figure.II.7:Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à trois niveaux à diodes blocage

II.4.1.1.2.1.1 Hypothèse

Les tensions d'entrée de l'on traduit par le fait que, quel que soit le courant I_k , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante U La chute de tension aux bornes des semi d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

II.4.1.1.2.1.2. Commande complémentaire

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

$$B_{k1} = \overline{B_{k4}}$$

$$B_{k2} = \overline{B_{k3}}$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k . Avec $k = 1, 2, 3$

Fonction de connexion

On définit les fonctions de connexion de demi- bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1} = \overline{F_{k4}} \\ F_{k2} = \overline{F_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$\left\{ \begin{array}{l} 1: \text{demi-bras de haut} \\ 0: \text{demi-bras de bas} \end{array} \right.$

$$\begin{cases} F_1^b = F_1 F_2 \\ F_0^b = F_3 F_4 \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

II.4.1.1.2.1.3 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au Point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{am} = F_{k1} F_{k2} U_{c1} - F_{k3} F_{k4} U_{c2} = (F_{k1} F_{k2} - F_{k3} F_{k4}) U_c \\ V_{bm} = F_{k21} F_{k22} U_{c1} - F_{k23} F_{k24} U_{c2} = (F_{k21} F_{k22} - F_{k23} F_{k24}) U_c \\ V_{cm} = F_{k31} F_{k32} U_{c1} - F_{k33} F_{k34} U_{c2} = (F_{k31} F_{k32} - F_{k33} F_{k34}) U_c \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec: $U_c = U_{c1} = U_{c2}$

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

$$\begin{cases} V_{am} = F_1^b U_{c1} - F_0^b U_{c2} = (F_1^b - F_0^b) U_c \\ V_{bm} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cm} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = V_{am} - V_{nm} \\ V_{bn} = V_{bm} - V_{nm} \\ V_{cn} = V_{cm} - V_{nm} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{am} + V_{bm} + V_{cm} - 3V_{nm} = 0 \text{ donc: } V_{nm} = \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm})$$

$$\begin{cases} V_{an} = V_{am} - \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \\ V_{bn} = V_{bm} - \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \\ V_{cn} = V_{cm} - \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

II.4.1.1.2.1.4 Modèle de connaissance

Les tensions simples sont données comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1^b - F_0^b \\ F_{12}^b - F_{20}^b \\ F_{13}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.4.1.1.3. Avantages et inconvénients

Les topologies NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-un sont énumérés ci-dessous : [20]

- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- N'utilise pas des transformateurs.
- La forme d'onde à trois niveaux résultante a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes ;[21]

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage; [22]

Par contre l'inconvénient de cette structure est :

- Lors que le nombre de niveaux est supérieur à trois ,l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs dévient complexe, car il est intimé au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation. [23]
- L'exigence des diode sa fréquence de commutation s'élève et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit .
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes.
- Le nombre de diodes devient excessivement élevé avec l'augmentation du nombre de niveaux.[24]

II.4.2. Onduleurs multi niveaux en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont en état pour la stabilisation de plasma Par Marchesoni et al. en 1988 [25], Le principe de base de cette topologies la connexion de plusieurs onduleurs monophasés à sources continues séparées .

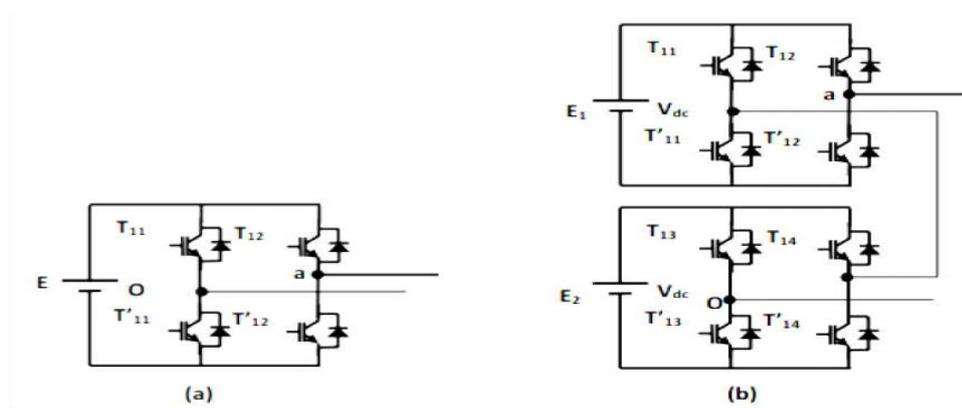


Figure II.8. Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux. [26]

II.4.2.1. Alimentation des cellules

La principale difficulté de cette topologie réside dans l'alimentation des ponts en H. Il faut autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules.

Pour des applications ne nécessitant pas d'apport de puissance active, on peut se passer d'alimentation et se contenter d'éléments stockeurs, comme des condensateurs. C'est par exemple le cas avec la compensation statique de réactif ou d'harmoniques.

Cette structure est très avantageuse pour ce type d'applications, les eu l'inconvénient étant que le s'échanges de puissance entre phases ne sont pas possibles, ce qui a pour effet d'augmenter la fluctuation de tension (par rapport à une structure permettant ces échanges). Pour d'autre applications, lorsque la réversibilité en puissance n'est pas requise, on peut se contenter de réaliser le sources de tension avec des redresseurs à diode. [27]

II.4.2.2 La structure d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont en H

Est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet voir figure (II.9). Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension.

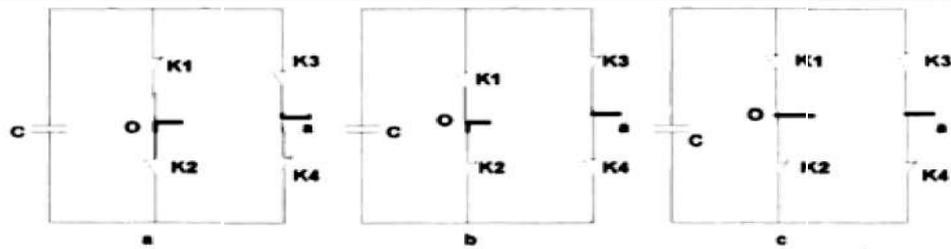


Fig II.9: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en pont en H.

Nous avons trois séquences de fonctionnement possibles:

•**Séquence1** :Génération du niveau maximum

Dans ce cas ,les interrupteurs $K1 ; K4$ sont passant se t $K1 ; K4$ sont bloqués comme le montre la figure((II.10)-a).Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = +E$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K2, K3$ vaut: $V_{k2}=V_{k3} = -E$

•**Séquence2** :Génération du niveau intermédiaire

Dans ce cas, les interrupteurs $K2, K4$ sont passants et $K1, K3$ sont bloqués comme le montre la figure((II.10)-c).Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = 0$

La tension inverse appliqué eaux interrupteurs $K1, K3$ vaut:

$$V_{k1}=V_{k3} = +E$$

•**Séquence3** :Génération du niveau minimum

Dans se cas, les interrupteurs $K1, K4$ sont bloqués et $K2, K3$ sont passants comme le montre la figure((II.10)-b). Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = -E$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K1, K4$ vaut:

$$V_{k1}=V_{k4} = +E$$

Les trois états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau(II.2).

K1	K2	K3	K4	V _{ao}
1	1	0	1	V_{dc}
0	0	1	0	$-V_{dc}$
0	1	1	1	0

Tableau II.2 : Etats possibles de l'onduleur cascade à trois niveaux.

II.4.2.3 Avantages et inconvénients

Les convertisseurs multi-niveaux en cascade présentent les avantages suivants : [29]

- La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevées ;
- Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi-niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants ;
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire) ;
- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, si bien que la commande des interrupteurs en dévie aisée ;
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage ; Par contre l'inconvénient de cette structure est :
- Il exige des sources de tension continue galvaniquement isolées pour chaque pont H, qui limite les possibilités d'application ; [30]
- Pour un système triphasé, ce type d'onduleur exige plus d'interrupteurs de puissance qu'un onduleur traditionnel (et par conséquent l'augmentation du coût) .

II.5. Domaines d'applications des onduleurs multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux étaient destinés à la base à résoudre certains problèmes posés par l'utilisation des convertisseurs à deux niveaux de tension, monophasés ou triphasés. Ils sont donc utilisés afin de régler la fréquence et l'amplitude de la tension, mais aussi pour le transfert d'énergie entre une ou plusieurs sources d'alimentation à courant continu ou alternatif et une charge à courant alternatif monophasé ou triphasé. Cette utilisation ouvre plusieurs opportunités d'applications, dont quelques-unes sont :

- Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine.
- Application dans l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des bâtiments maritimes;
- Application dans le domaine des réseaux électriques.
- Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques.

II.6. Commande MLI

II.6.1. Principe de la MLI sinus-triangle

Nous nous intéresserons à une technique analogique « la commande sinus triangle ». Cette technique consiste à comparer entre elles :

- Une onde de référence U_m , la modulatrice, de forme sinusoïdale et de fréquence f .
- Une onde de modulation U_p , la porteuse, généralement triangulaire, de haute fréquence f_p , telle que : $f_p \gg f$.

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (II.11). Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

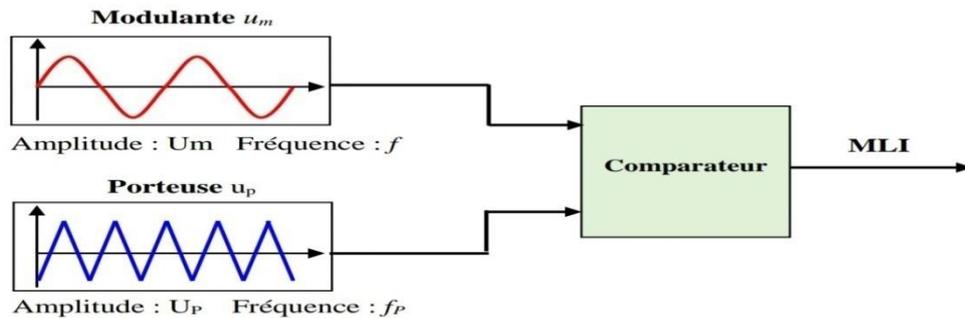


Figure II.10. Schéma de principe de la commande «sinus -triangle».

La figure (II.11) présente un exemple de chronogramme pour ce type de comparaison intersective, généralement afin de réaliser une commande MLI triphasée on génère un système sinusoïdale de tension de référence V_{ar}, V_{br}, V_{cr} , déphasée de 120° que l'on compare à une tension de modulation triangulaires commune afin de produire trois signaux de commande de type MLI bipolaire (ou unipolaire).

Porteuse Modulante

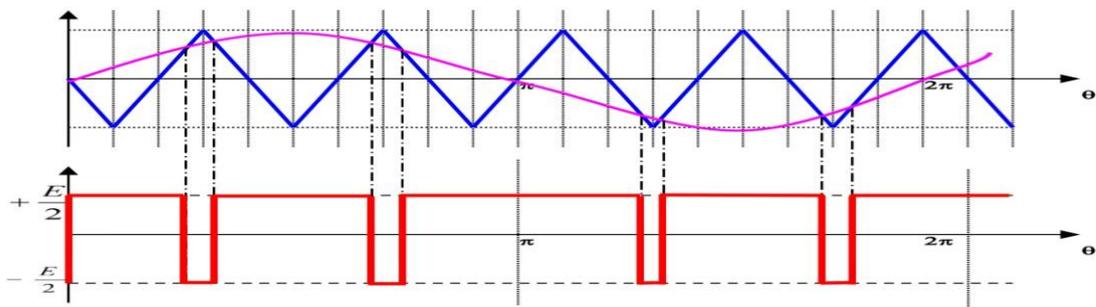


Figure.II.11. Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasé.

Les figures(II.12) et (II.13). Représentent respectivement le schéma de principe d'une commande MLI sinus-triangle triphasée et un exemple de chronogramme obtenu.

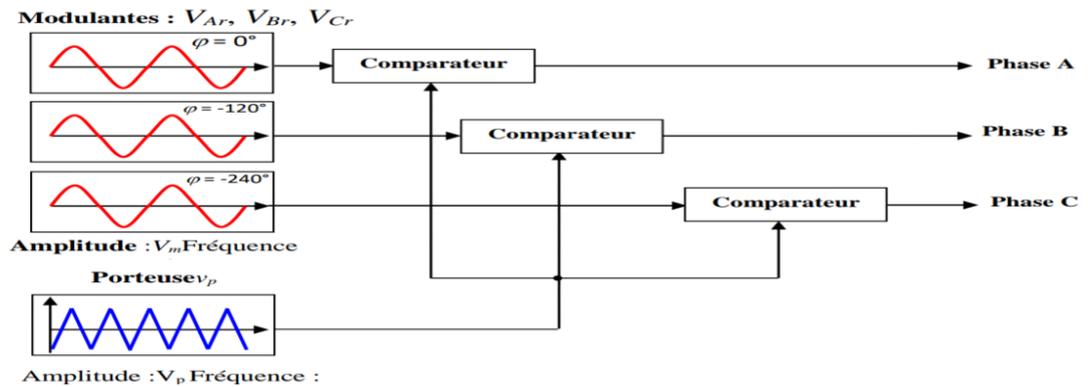


Figure.II.12. Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle» triphasée.

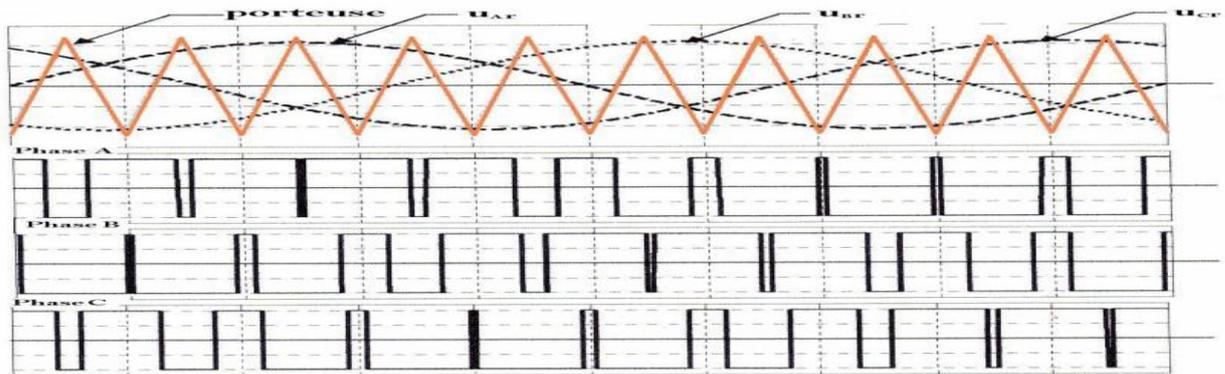


Figure.II.13. Exemple de chronogramme d'une commande MLI «sinus-triangle».

II.6.2 Caractéristiques de la MLI sinus triangle

La tension de référence étant une sinusoïde, deux paramètres caractérisent la commande l'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence,

$$m = f_p / f$$

le coefficient de réglage r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation : $r = V_p / V_0$

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de charge qui augmente [31].

Dans la pratique, on adopte toujours un rapport cyclique de valeur inférieure à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, et particulièrement dans les applications de la vitesse variables, où l'on fait varier la fréquence et la tension [32].

Deux cas se présentent :

la modulation asynchrone, f_p n'est pas un multiple entier de f (cas où f_p est gardée constante et où l'on fait varier f de manière continue) la modulation synchrone, f_p est un multiple entier de f , la tension de sortie est alors périodique, de période T égale à $(1/f)$.

Avec ce type de modulation, m peut être soit pair soit impair. Si l'indice de modulation est impair alors les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sa décomposition en série de Fourier ne comporte que des termes en sinus et impairs.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire pour m pair, on obtient dans le développement une composante continue ainsi que des termes harmoniques pairs et impairs.

Il est intéressant de remarquer que l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation a pour résultat de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique, mais qui a pour effet d'introduire «du déchet de tension». Il est donc, non seulement nécessaire d'opter pour une valeur impaire pour m , mais également d'optimiser cette valeur.

De plus, la valeur de m est limitée par les temps des commutations des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. La tension de commande délivrée par le comparateur ne pouvant prendre que deux valeurs distinctes, nous sommes en présence d'une onde bipolaire image de la tension de sortie.

II.6.3 Modèle triphasé de la MLI sinus-triangle

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux SA , SB , SC de type MLI sinus-triangle décalés de 120° l'un par rapport à l'autre. On emploie donc trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence f et d'amplitude V_m et une porteuse commune.

Equations des modulatrices :

$$\begin{aligned} V_{Ar} &= V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{Br} &= V_m \sin(2\pi ft - (2\pi/3)) \\ V_{Cr} &= V_m \sin(2\pi ft - (4\pi/3)) \end{aligned}$$

Equation de la porteuse :

$$\begin{aligned} X_1(t) &= V_p(-1 + (4t/t_p)) & \text{Si } t \in [0, t_p/2] \\ X_2(t) &= V_p(3 - (4t/t_p)) & \text{Si } t \in [t_p/2, t_p] \end{aligned}$$

Etats des interrupteurs :

$$\begin{cases} 1 & \text{Si } (V_{mABC} - (X(t)) \geq 0 \\ 1 & \text{Si } (V_{mABC} - (X(t)) < 0 \end{cases}$$

II.7.Résultat de simulation

II.7.1.Schémas de simulation de commande ondulateur trois niveaux

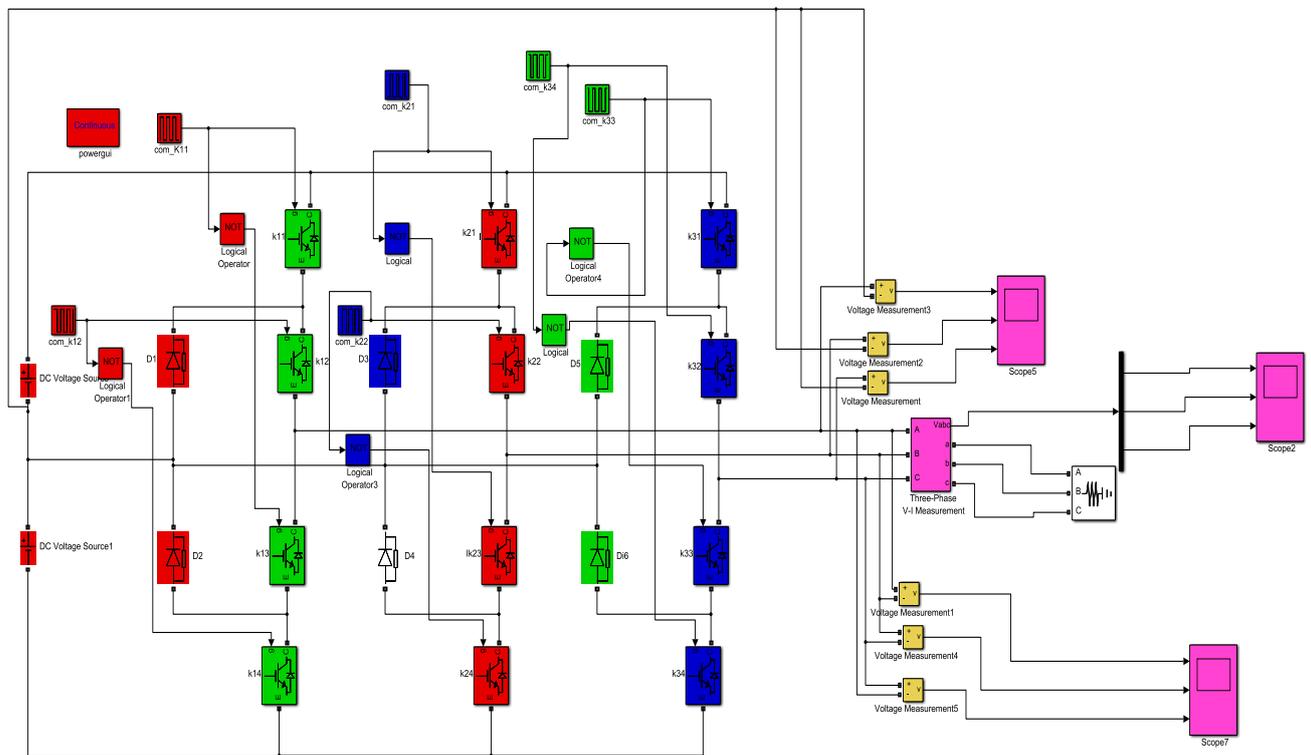


Figure II.14.Schémas de simulation de commande ondulateur trois niveaux

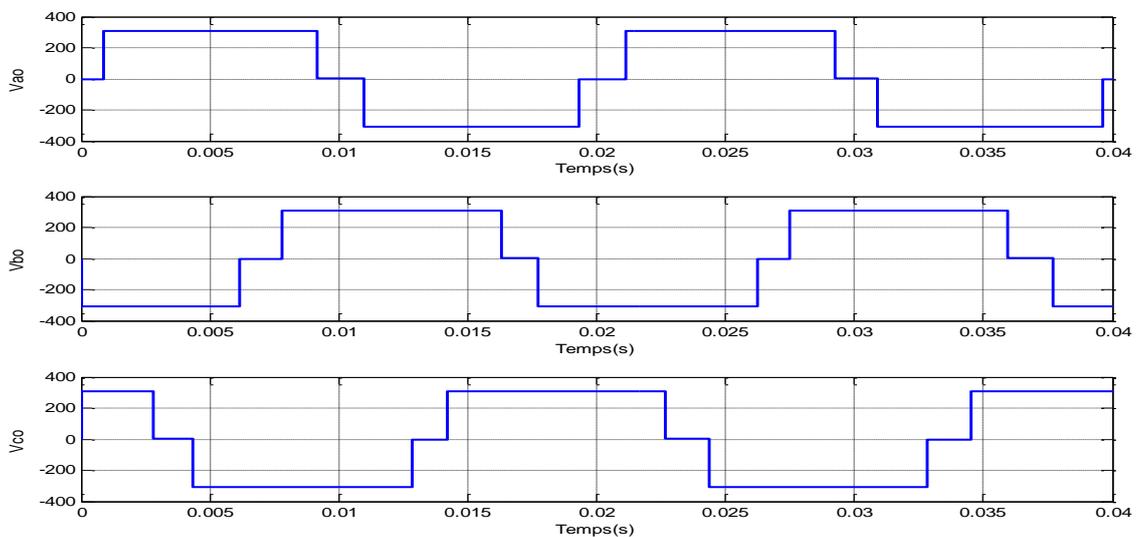


Figure II.15 les tensions onduleurs V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} (V)

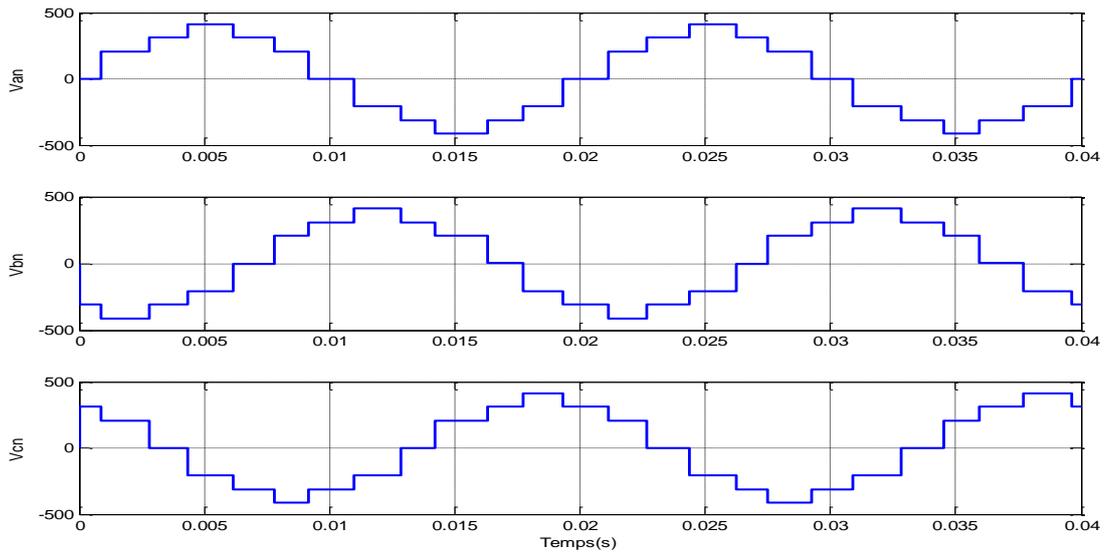


Figure .II.16 les tensions onduleur V_{an} , V_{bn} et V_{cn} (V)

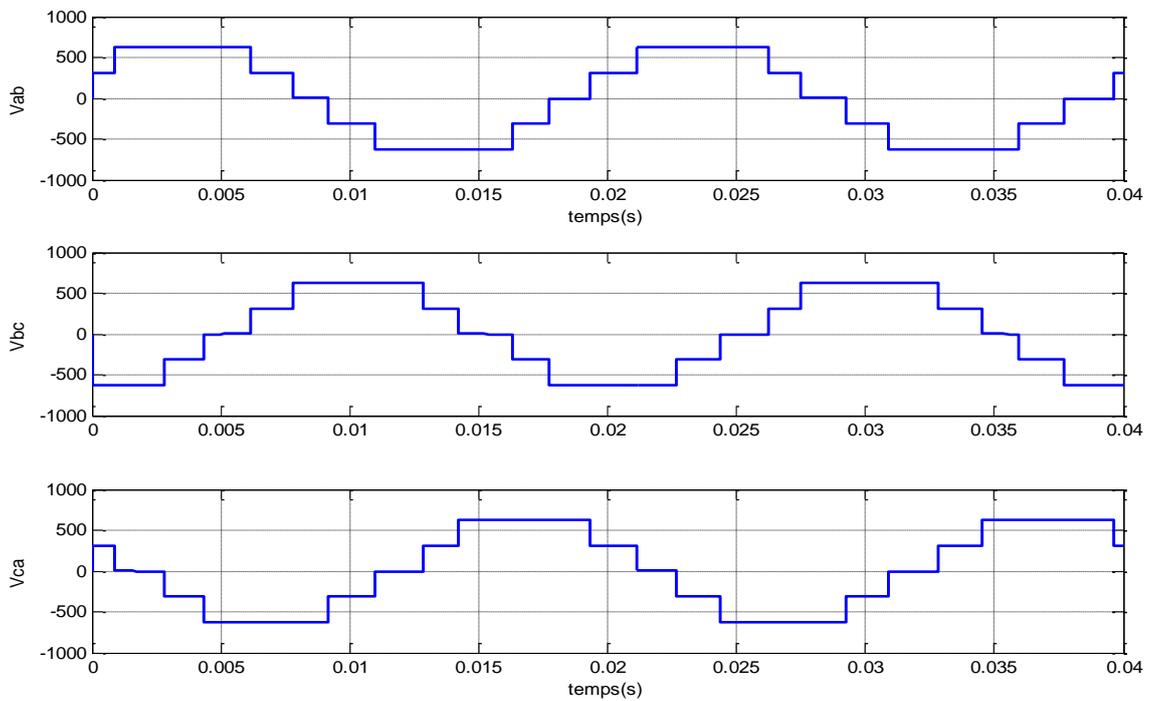


Figure .II.17 les tensions onduleurs V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} (V)

II.7.2.Simulation de MASDE alimenté par un onduleur multi-niveaux

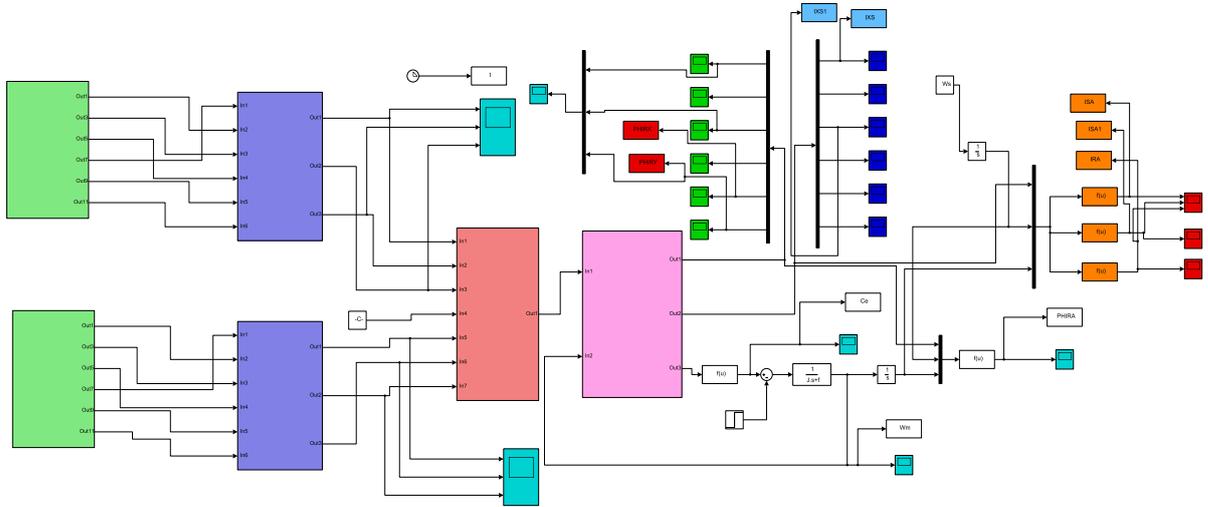


Figure II.18.Simulation Schémas de MASDE alimenté par un onduleur multi-niveaux

II.7.2.1.Commande MLI sinusoïdale 3N

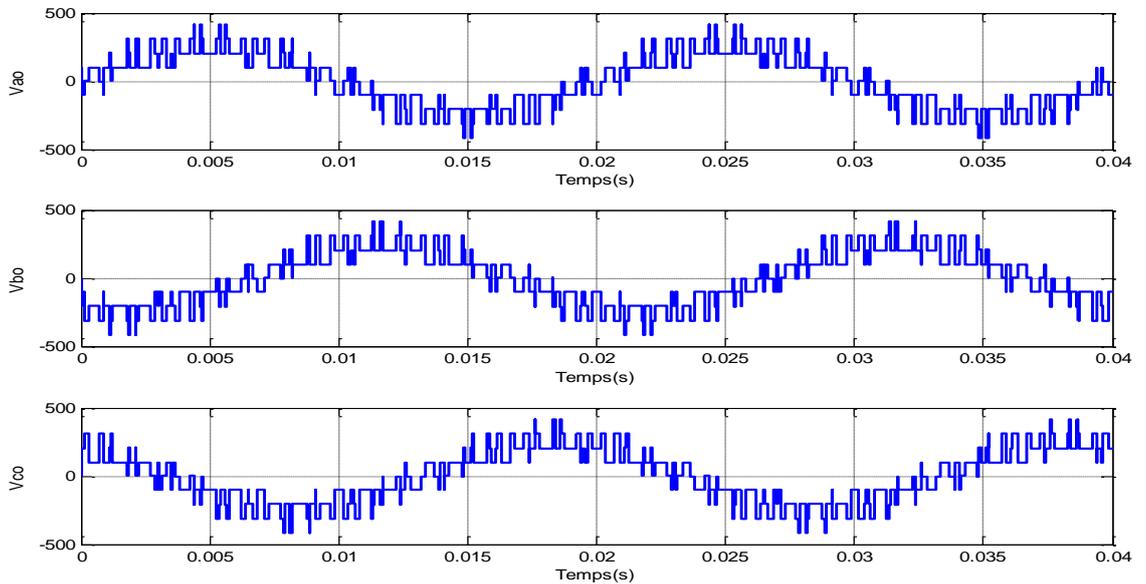


Figure II.19.Tensions V_{ao} , V_{bo} et V_{co} à la sortie de l'onduleur.

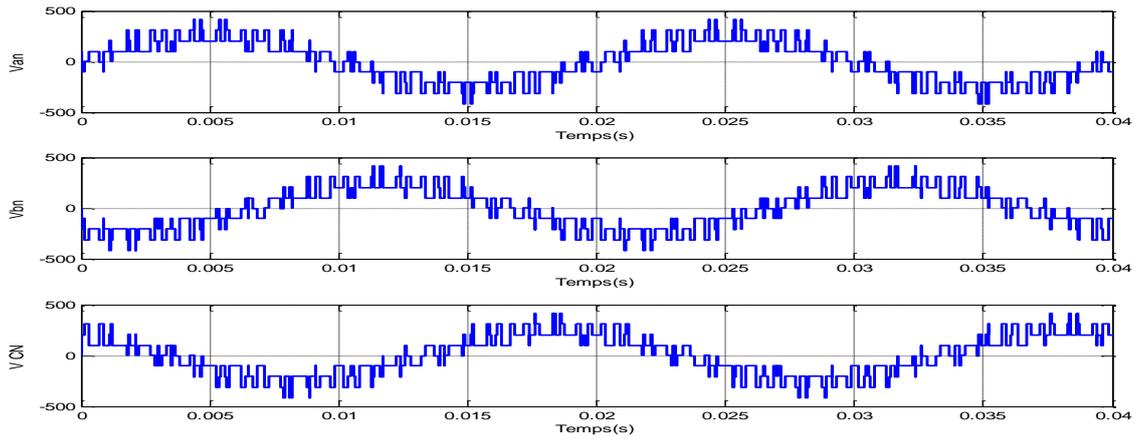


Figure II. 20 Tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} à la sortie de l'onduleur.

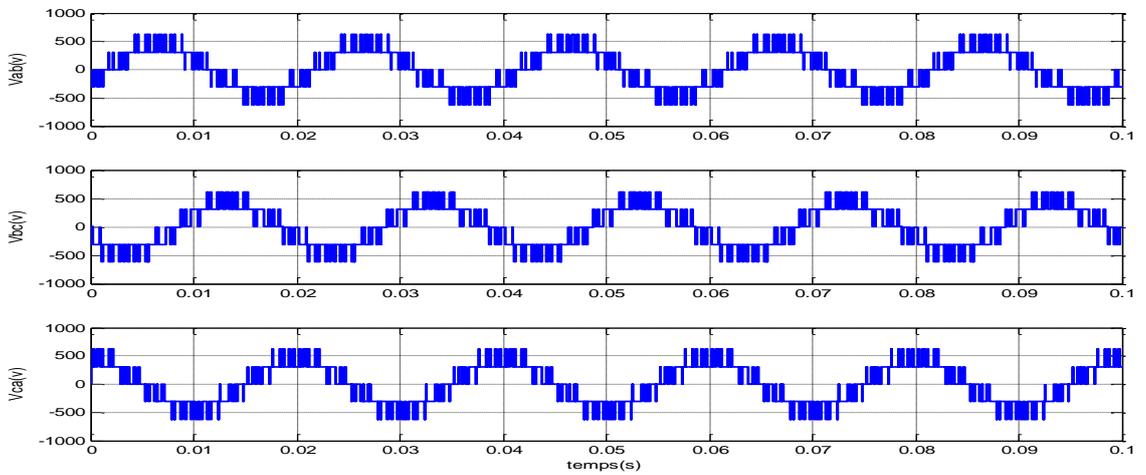


Figure II.21 Tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} à la sortie de l'onduleur.

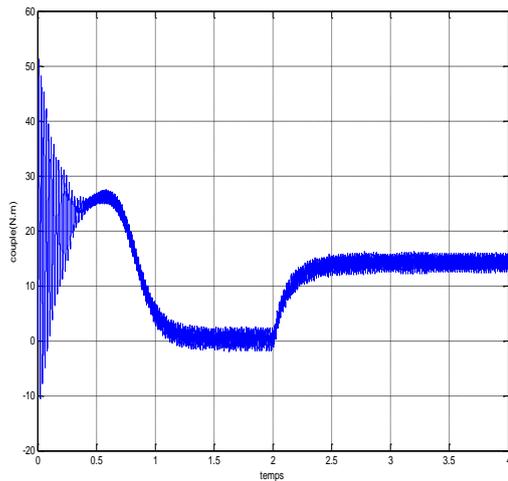


Figure .II.22 couple de MASDE en charge

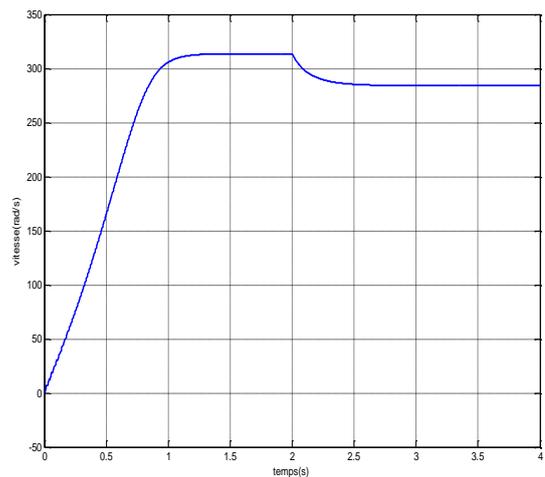


Figure .II.23 vitesse de MASDE en charge

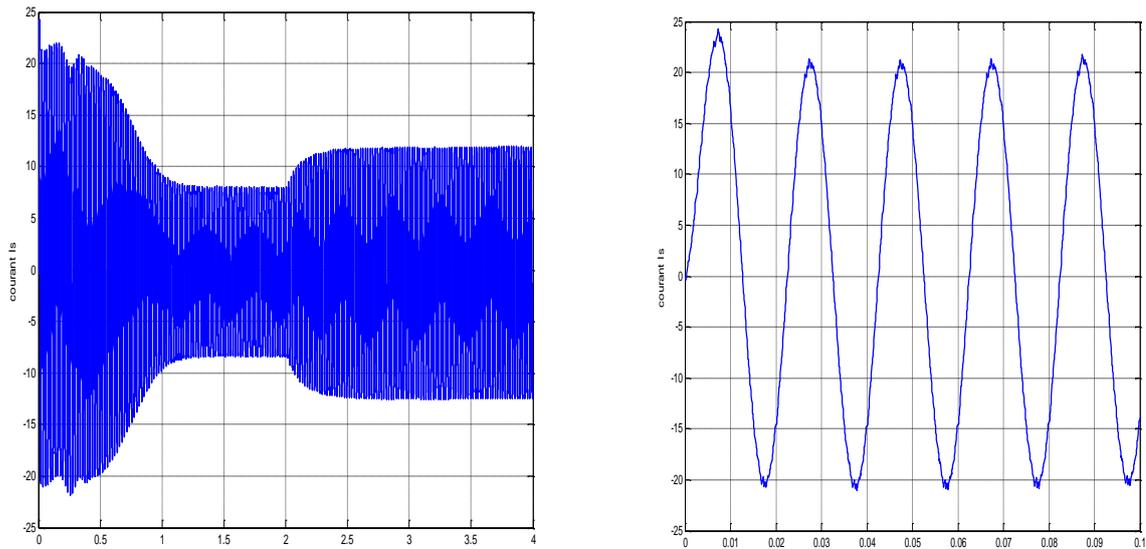


Figure .II.24. le courant statorique de MASDE en charge

II.8. Interprétation des résultats de simulation

La simulation de la machine asynchrone avec l'onduleur de tension à trois niveaux associée avec la machine asynchrone réduit les ondulations du couple électromagnétique.

La figure(III.18) représente les résultats de simulation de la MASDE alimentée par trois onduleurs de tension à commande MLI. Les résultats montrent clairement que les courbes sont similaires à celles obtenues par alimentation directe par le réseau. Cependant, on constate qu'il y a une apparition nette d'ondulations surtout dans les allures du couple électromagnétique et des courants statoriques, pour les deux étoiles.

Ces ondulations sont principalement dues aux harmoniques induits par l'onduleur de tension, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes directs et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique.

En outre, une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques d'induits par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

II.9.conclusion

Nous avons parlé sur les différentes structures de base d'onduleurs de tension multi-niveaux, où Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite. Les structures permettant une conversion directe (NPC et cellules imbriquées) sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. Les onduleurs à cellules en cascade (HBC) sont très avantageux

pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes tensions.

Ainsi que, la simulation de techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI . Il existe plusieurs topologies d'onduleur MLI ,dont chacun correspond à un type d'application déterminer ou permettent d'atteindre des performances recherchées.

Chapitre: III

Commande Directe de Couple

III.1. Introduction

Les performances dynamiques souhaitées dans le domaine des entraînements électriques modernes doivent satisfaire de nombreuses exigences, en particulier, une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Quel que soit le type de machine, ces performances sont toujours plus contraignantes à mesure des avancées technologiques en termes de commande, par la qualité du découplage entre le flux et le couple. Certes, ce découplage s'obtient sans problème dans le cas d'une machine à courant continu, malgré les inconvénients qui lui sont associés, la complexité constructive et sa maintenance coûteuse, ainsi que sa puissance et sa vitesse sont limitées par la présence du collecteur.

Ces inconvénients, sont la raison essentielle pour laquelle plusieurs auteurs ont développés des stratégies de commande profitant du progrès considérables de la microélectronique et l'électronique de puissance afin de conférer une dynamique concurrentielle aux machines asynchrones qui sont beaucoup plus robustes et fiables .

Récemment le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté (FOC) et la commande directe du couple. Ainsi on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

Dans ce chapitre, nous présentons l'étude de deux techniques différentes de commandes appliquées à la machine asynchrone double étoile.

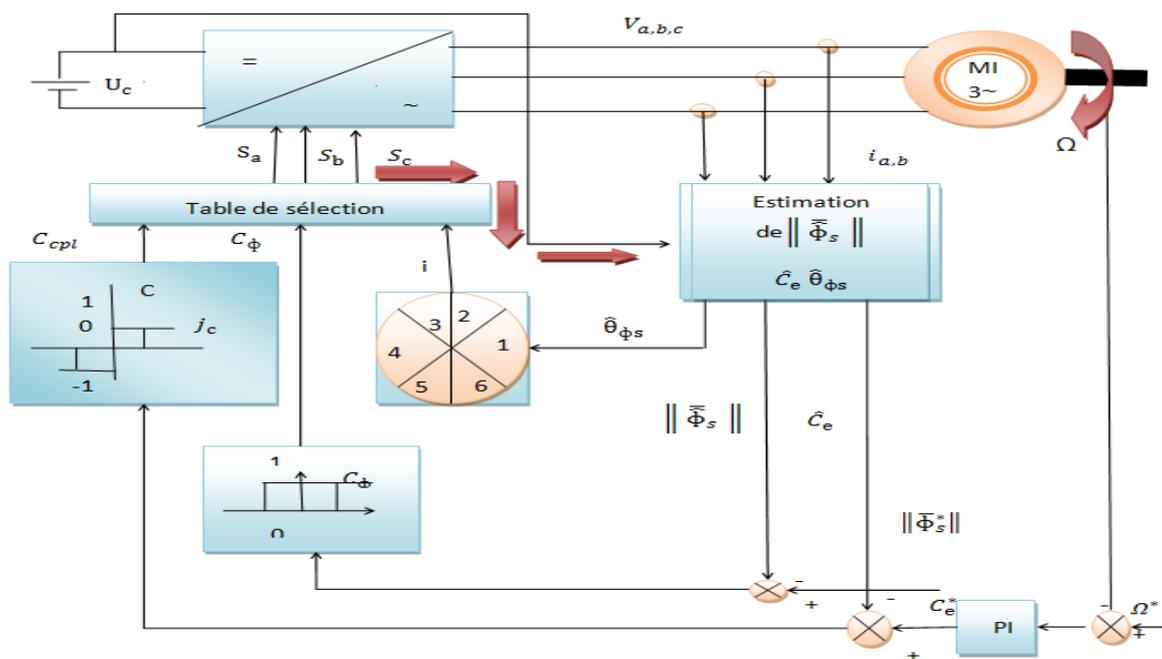


Figure.III.1. Schéma d'implantation de la commande DTC

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple, ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié, est appliquée pour ramener la grandeur concernée de sa bande d'hystérésis. Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle directe de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux.

III.2. Caractéristiques principales de la commande directe du couple [33] :

Dans une commande (DTC), il est recommandé d'utiliser une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de faire appel à des calculateurs de haute performance afin de satisfaire aux conditions de calculs en temps réel.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- ✓ La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ✓ Une très bonne dynamique de la machine.
- ✓ L'existence d'oscillations du couple qui dépendent, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

III.3. Les avantages et les inconvénients de la DTC [34] :

III.3.1 Les avantages :

- ✓ Une très bonne dynamique du couple qui peut se caractériser par des faibles temps de repose.
- ✓ Pas d'obligation de connaître avec une grande précision la position rotoriques car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire.
- ✓ Absence de bloc de calcul de modulation de tension MLI.

✓ Pas d'obligation de découplage des courants par rapport aux tensions de commande comme dans le cas de la commande vectorielle

III.3.2. Les inconvénients:

✓ Fréquence de commutations non constantes (utilisation de régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

✓ Existence d'oscillations de couple.

✓ Nécessité de disposer d'estimations du flux statorique et du couple.

III.4. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Dans le cas d'un fonctionnement moteur, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des bras de l'onduleur, Telle que (Sa, Sb, Sc) représente l'état logique des trois interrupteurs. Ces états donnés par le groupe (Sa, Sb, Sc) peuvent chacune prendre les valeurs : 1 ou 0. Ainsi, huit combinaisons différentes sont possibles:

$V_0(0\ 0\ 0)$, $V_1(1\ 0\ 0)$, $V_2(1\ 1\ 0)$, $V_3(0\ 1\ 0)$, $V_4(0\ 1\ 1)$, $V_5(0\ 0\ 1)$, $V_6(1\ 0\ 1)$, $V_7(1\ 1\ 1)$.

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de la MASDE. Tous les vecteurs sont actifs hormis les vecteurs V_0 , V_7 qui sont nuls. L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction de différents vecteurs tensions, courant et flux, sous la forme suivante :

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\mathbf{V}_s = V_{s\alpha} = jV_{s\beta} \quad (\text{III.2})$$

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ce sont les projections du vecteur tension V_s dans le repère orthogonal (α, β).

Ce vecteur V_s est produit par l'onduleur de tension triphasé qu'on suppose parfait.

Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur (Sa, Sb, Sc) et peut écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante

[35]

$$\mathbf{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mathbf{E} \cdot (\mathbf{S}_a + \mathbf{S}_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{S}_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

En utilisant la transformée de Concordia, on peut lier les tensions réelles (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) tensions dans le plan (α, β) par la relation suivante [36]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

III.4.1 Modèle Vectoriel

A tout système triphasé temporel X_A, X_B, X_C on peut faire correspondre un phaseur spatial X telle que

$$\bar{X} = \sqrt{\frac{2}{3}} (X_A + X_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + X_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.6})$$

$$\bar{X} = \bar{V}_{s0} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{A0} + V_{B0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{C0} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.7})$$

En injectant (III.6) dans (III.7), on obtient:

$$\bar{V}_{s0} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_C (S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.8})$$

fait confondre \bar{V}_{SA} à $\bar{V}_{SN} = \bar{V}_S$ d'où simplement

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_C (S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.9})$$

Selon les séquences binaires attribuées à S_K qui sont au nombre de $2^3 = 8$ combinaisons possibles on peut générer l'étoile "six" de l'onduleur vectoriel matérialisant les six positions possibles avec les deux séquences nulle. [37]

N°	V_i	S_a	S_b	S_c
1	V_0	0	0	0
2	V_1	0	0	1
3	V_2	0	1	0
4	V_3	0	1	1
5	V_4	1	0	0
6	V_5	1	0	1
7	V_6	1	1	0
8	V_7	1	1	1

Tableau III.1: Table de vérité des séquences de l'onduleur

Les positions spatiales, dans le plan (α, β) , des vecteurs tension générés par l'onduleur sont présentées dans la figure (III.2)

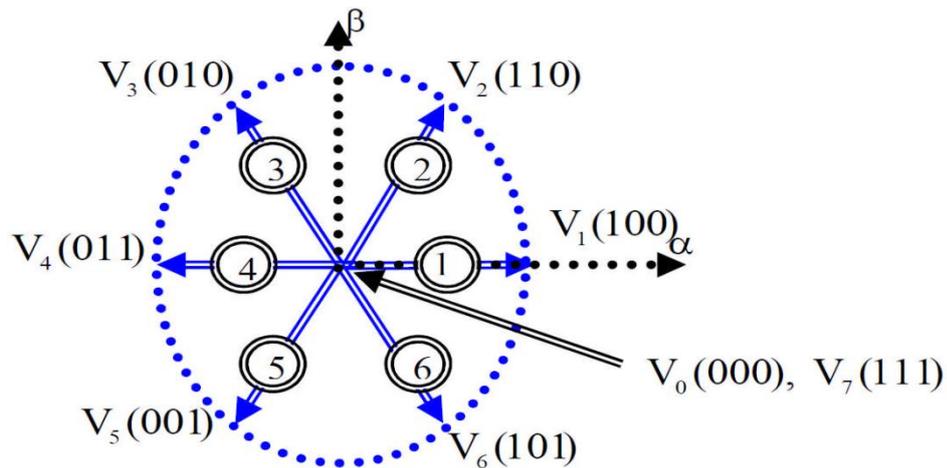


Figure.III.2: Représentation des vecteurs tensions générés par l'onduleur [12].

$V_5 (0, 0,1)$ signifie :

0 : interrupteur en haut du **1^{er}** bras ouvert.

0 : interrupteur en haut du **2^{er}** bras ouvert.

1 : interrupteur en haut du **3^{er}** bras fermé.

III.5.PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux statorique et de couple électromagnétique de la machine.

Les variables contrôlées sont (flux statorique et le couple électromagnétique) sont

habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs instantanées à l'intérieur d'une bande autour de la valeur désirée. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation [33].

La commande directe du couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux du couple et du flux désirés. La séquence de la commande des interrupteurs est donc directement issue des régulateurs du flux et du couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne de la tension par modulation de largeur d'impulsion [38].

III.5. 1.Modèle Vectoriel de la machine tout flux.

Pour la DTC, le modèle de la MAS est considéré dans le référentiel du stator (α - β), s'écrit :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III.10})$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j P \Omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.11})$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s i_s + M i_r \quad (\text{III.12})$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r i_r + M i_s \quad (\text{III.13})$$

$$C_e = p M \Im m (\bar{i}_s \bar{i}_r) \quad (\text{III.14})$$

$$C_e = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Im m (\bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_r^*) \quad (\text{III.15})$$

III.5.2.Règles du contrôle du flux et du couple.

III.5.2.1 Règles du contrôle du flux

Dans la DTC, il s'agit de contrôler le flux statorique pour ces deux raisons:

1. Il est plus rapide que le flux rotorique le flux rotoriques s'exprime par :

$$\bar{\Phi}_R = \frac{1}{1+ts} \bar{\Phi}_S \quad (\text{III.16})$$

2. Son estimation semble simple par l'usage de l'équation (III.10) à partir des grandeurs électriques mesurables du stator qui sont la tension et le courant. Cependant l'intégration en boucle ouverte du flux et l'estimation temps réel de la résistance du stator posent des problèmes qui affectent la robustesse de l'estimation du flux. L'intégration du flux entre l'instant tk et l'instant $t_{k+1} = t_k + T_E$ telle que T_E représente la période d'application d'un vecteur $V_s = V_{si}$. Dans une première approximation on peut supposer que R_s est négligeable

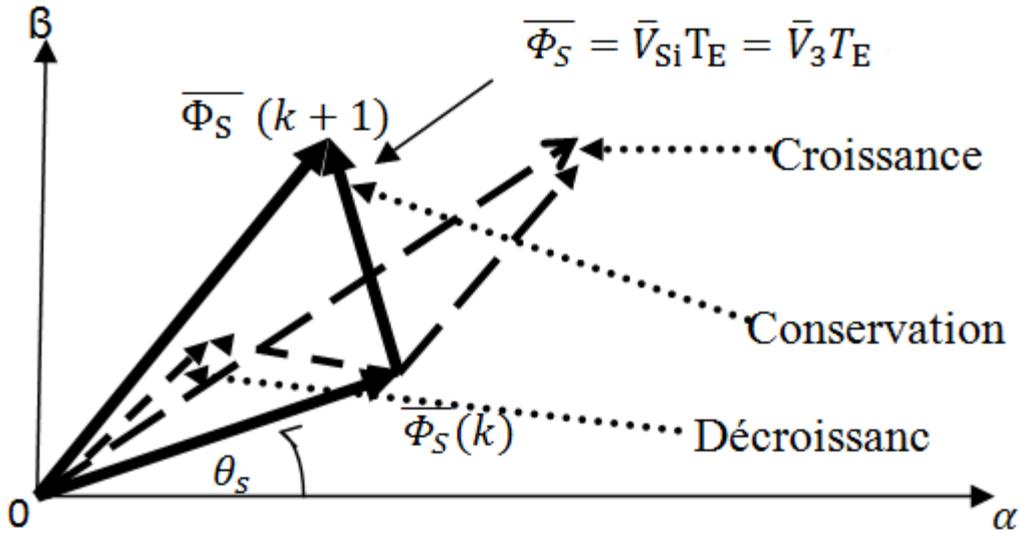


Figure.III.3. Evolution de flux stator dans le plan $\alpha\beta$

D'après la figure ci-dessous on voit aisément que l'on peut augmenter le flux en appliquant la séquence V_1 , ou le garder constant en appliquant la séquence V_3 , ou encore le faire diminuer en appliquant la séquence V_4 .

Le module de la vitesse de déplacement du flux est donnée par la norme de sa dérivée telle que :

$$\left\| \frac{\overline{\Phi}_s}{T_e} \right\| \approx \left\| \frac{\overline{\Phi}_s}{dt} \right\| \approx \sqrt{\frac{2}{3}} U_c = \text{Cste} \quad (\text{III.17})$$

La direction du déplacement est donnée par la direction du vecteur séquence appliquée. Garder le flux constant signifie que $\forall k \|\Phi_s(k)\| \approx \|\Phi_s(k+1)\| \cong \Phi_{som} = \text{Cste}$. Cela implique que le vecteur de la vitesse de déplacement doit être perpendiculaire au flux et donc tangent au cercle réalisé par le flux dans le plan $\alpha\beta$. A noter que l'application d'une séquence de tension perpendiculairement au flux fait varier brutalement la phase et elle est considérée comme un déplacement maximal et peut avoir un effet notable. La diminution ou l'augmentation du flux revient à orienter son déplacement selon les séquences de tension comme le montre la figure (III.3). [39] [40] [41]

III.5.1.2 Règle du contrôle du couple

L'expression du couple (III.16) elle que donnée précédemment peut être réécrite comme:

$$C_e = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \|\overline{\Phi}_s\| \cdot \|\overline{\Phi}_R\| \cdot \sin(\Phi_S \Phi_R) \quad (\text{III.18})$$

En posant :

$$K = P \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

l'expression du couple devient :

$$C_e = k \|\overline{\Phi}_s\| \cdot \|\overline{\Phi}_R\| \cdot \sin(\delta) \quad (\text{III.19})$$

Le module du flux statorique est maintenu constant, réellement piégé dans une couronne circulaire de largeur de bande assez étroite, le module du flux rotorique le sera également après un temps suffisamment faible caractérisé par la constante de temps $T\sigma R$ telle que :

$$T_{\sigma R} = \frac{\sigma L_R}{R_R} \ll T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (\text{III.20})$$

En vertu de l'équation précédente, le couple sera contrôlé par l'angle δ entre les deux flux. [40]

III.6. Algorithme DTC au sens Takahashi

Cet algorithme est donné comme suit:

1. Echantillonnage du domaine temporel avec T_e réduite.
2. A chaque échantillonnage T_e , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases. Eventuellement, ces tensions peuvent être reconstituées à partir du bus continu U_c et les séquences de commutation.
3. Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes.
4. L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux. Son signe engendre une variable binaire Φ tels que:

$$\varepsilon_\Phi = \|\overline{\Phi}_{sref}\| - \|\overline{\Phi}_s\| > 0 \rightarrow \Phi = 1$$

$$\varepsilon_\Phi = \|\overline{\Phi}_{sref}\| - \|\overline{\Phi}_s\| < 0 \rightarrow \Phi = 0$$

5. De même, l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois niveaux (éventuellement à 2 niveaux). Son signe engendre une variable binaire c tels que: [37] [39] [42]

$$\varepsilon_c = C_{sref} - C_e > 0 \rightarrow C = 1$$

$$\varepsilon_c = C_{sref} - C_e = 0 \rightarrow C = 0$$

$$\varepsilon_c = C_{sref} - C_e < 0 \rightarrow C = -1$$

6. Sélection de la séquence de l'onduleur de V_0 à V_7 selon la localisation du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$ et les états logiques des variables binaires Φ et c . La localisation du flux est repérée dans les six secteurs angulaires à 60° du plan. A chaque secteur angulaire correspond une séquence V_{si} , donnée conformément par l'étoile à six cotés, selon que l'on a une augmentation du flux (sa diminution) et une augmentation du couple (diminution). Ce qui permet de dégager la table de vérité que l'on présentera au tableau(III.2).

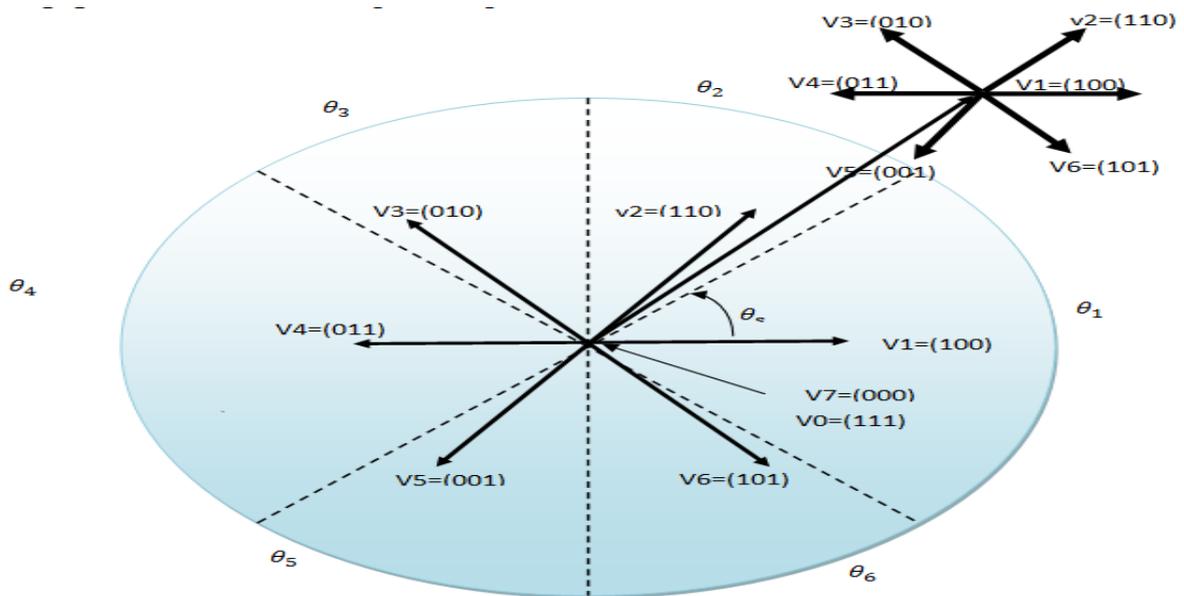


Figure. III.4.L'étoile V_1 - V_6 et les 6 secteurs de la DTC-classique

Dans le secteur angulaire θ_2 , par exemple, on peut voir que l'application de

Application	Flux	Couple
V_1	Augmentation	Diminution
V_2	Augmentation	Augmentation
V_3	Augmentation	Augmentation
V_4	Diminution	Augmentation
V_5	Diminution	Diminution
V_6	Diminution	Diminution

Tableau. III.2 .Augmentation du couple et du flux selon la séquence appliqué

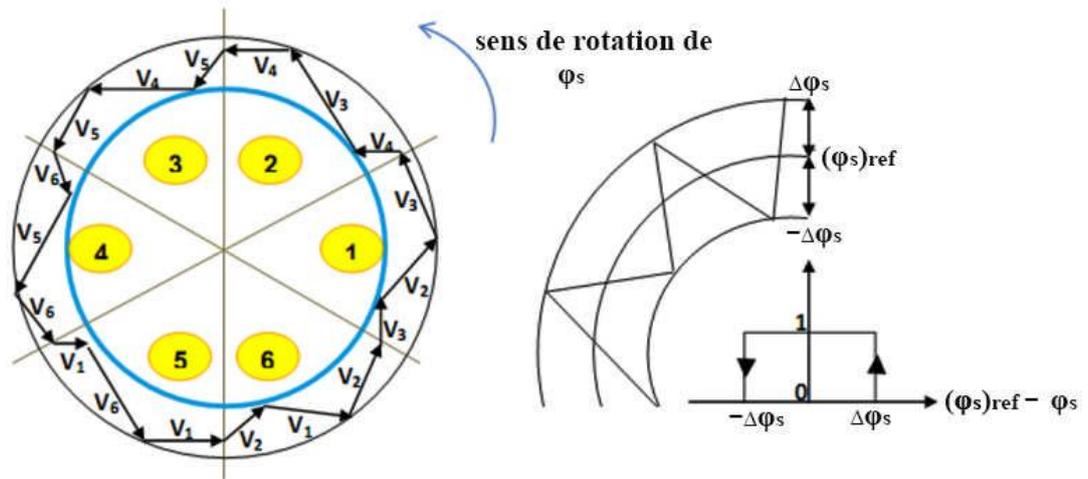
En faisant déplacer parallèlement l'étoile des six vecteurs dans chaque secteur angulaire. On peut selon l'état binaire des variables logiques Φ et c avoir la séquence de l'onduleur V_i qu'il faut, soit donc la table de vérité donnée ci-dessous. On remarque que $V_4 = \overline{V_1}$, $V_2 = \overline{V_5}$, $V_3 = \overline{V_6}$

III.7.2 Régulateur à Hystérésis

a) Régulateur de flux

Le contrôle du flux est réalisé par un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour pouvoir piéger l'extrémité de son vecteur dans une couronne circulaire, comme indiqué sur la figure (III.7). Ainsi le module de Φ_s sera borné comme. [39] [41]

$$\|\overline{\Phi^*}_s\| - \frac{\Delta\Phi_s}{2} \leq \|\overline{\Phi}_s\| \leq \|\overline{\Phi^*}_s\| + \frac{\Delta\Phi_s}{2} \quad (\text{III.21})$$



a) sélection des tensions us,

b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Figure. III.5. Contrôle du flux par hystérésis,

b) Régulateur de couple électromagnétique

Celui-ci peut être réalisé selon deux types:

1. Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation, comme il est indiqué sur la figure(III.5).
2. Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux, pour un seul sens de rotation. Pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases.

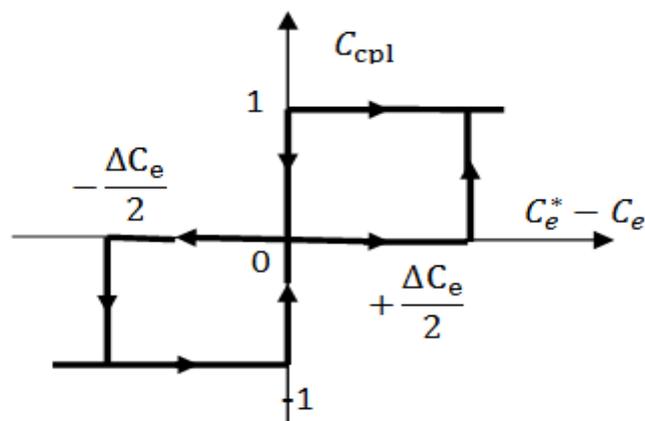


Figure. III.6. Comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la grandeur à contrôler; d'autre

part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bonde permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage. [43] [39]

III.7.3. Estimation du flux et du couple

En principe tout se ramène à l'estimation du flux qui reste problématique, Pour simplifier, on se restreint à l'estimateur de flux élémentaire, malgré ses inconvénients déjà signalés, qui donne par l'intégration de la relation de base (III.10), tels que \hat{x} et \tilde{x} définissant, respectivement, l'estimation et la mesure de la grandeur x . On a donc ce qui suit: [3] [10]

Pour le flux:

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{S\alpha} = \int (\tilde{V}_{S\alpha} - R_s \tilde{i}_{S\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{S\beta} = \int (\tilde{V}_{S\beta} - R_s \tilde{i}_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Pour le couple:

$$\hat{C}_e = P(\hat{\Phi}_{S\alpha} \tilde{i}_{S\beta} - \hat{\Phi}_{S\beta} \tilde{i}_{S\alpha}) \quad (\text{III.23})$$

Ou le courant et la tension biphasée sont donnés Pour les courants:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{i}_{SA} \\ \tilde{i}_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{i}_{SB} - \tilde{i}_{SC}) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Pour les tensions:

$$\begin{cases} \tilde{V}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{V}_{SA} \\ \tilde{V}_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{V}_{SB} - \tilde{V}_{SC}) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Si non, par application de la relation (III.6)

$$\begin{cases} \tilde{V}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (s_a - \frac{1}{2} (s_b - s_c)) \\ \tilde{V}_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (s_b - s_c) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

III.8. Calcul du régulateur de vitesse

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.7)

En négligeant le coefficient de frottement f et en considérant le couple de charge comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

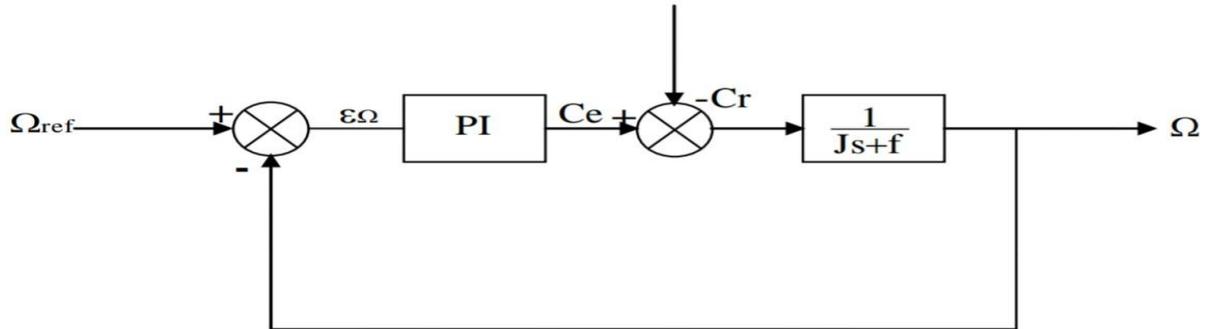


Figure. III.7. Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{C(s)}{js} \quad (\text{III.27})$$

$C(s)$: désigne la fonction de transfert du régulateur PI qui s'exprime par :

$$C(s) = \frac{K(1+\tau s)}{\tau s} \quad (\text{III.28})$$

Compte -tenu de l'équation du régulateur PI (III.28) on obtient :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{K(1+\tau s)}{j\tau s^2} \quad (\text{III.29})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit donc :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K(1+\tau s)}{j\tau s^2 + (1+\tau s)} \quad (\text{III.30})$$

En divisant cette dernière équation membre à membre par K on obtient :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{ref}}} = \frac{1+\tau s}{1+\tau s + \frac{j}{k}\tau s^2} \quad (\text{III.31})$$

Le zéro de $1 + \tau s$ ne va pas évidemment poser de problème car il va être filtré à l'entrée et on s'intéresse par contre aux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée qui est équivalent à un système du second ordre. Ainsi on écrit :

$$1 + \tau s + \frac{j}{k}\tau s^2 = 1 + 2\xi\tau n s + \tau_n^2 s^2 \quad (\text{III.32})$$

Par identification membre à membre de cette dernière équation (III.32) on a :

$$\tau = 2\xi\tau n \quad (\text{III.33})$$

$$\frac{j}{k}\tau = \tau_n^2 \quad (\text{III.34})$$

La fonction de transfert peut s'écrire sous cette forme :

$$(s) = k + \frac{k}{\tau} \frac{1}{s} \quad (\text{III.35})$$

Notons $-KP = K$: le coefficient de proportionnalité

$$-k_i = \frac{k}{\tau} \quad (\text{III.36})$$

Des équations (III.33) et (III.34) on tire :

$$K = \frac{2j\xi}{\tau n} \quad (\text{III.37})$$

D'où

$$k_p = \frac{2j\xi}{\tau n} \text{ et } k_i = \frac{j}{\tau n^2} \quad (\text{III.38})$$

En vue d'avoir une réponse indicielle apériodique, le facteur d'amortissement ξ est pris généralement entre 0.7 et 1. Pour un facteur d'amortissement choisi $\xi = 1$ et $\tau n = 0.5\tau m_0$ avec τm_0 est la constante de temps mécanique en boucle ouverte à vide qui correspond à 63.3% de la valeur finale de la vitesse, on détermine à présent les paramètres du régulateur. [44] [39]

III.9.Schémas de simulation

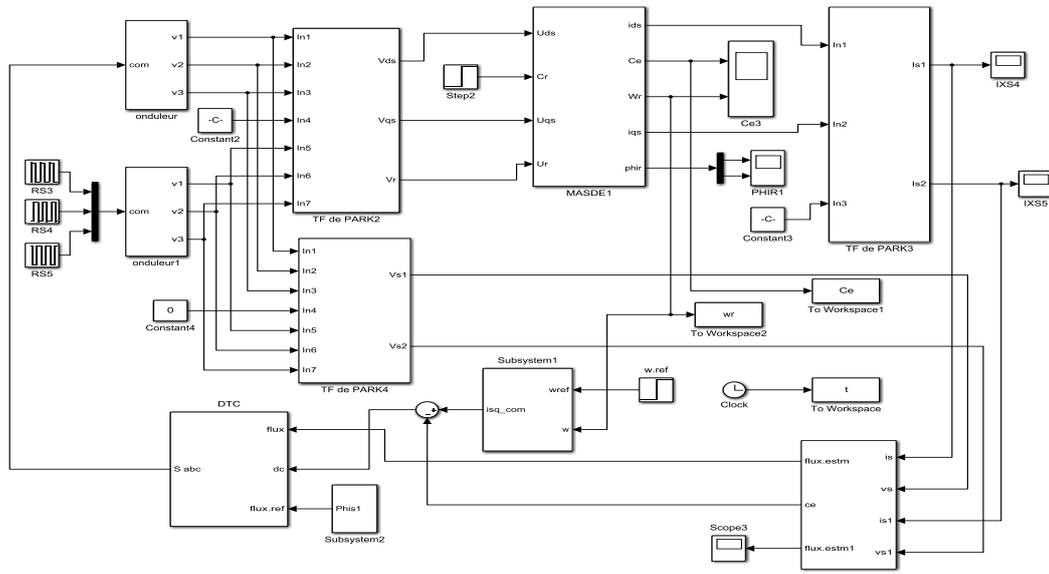


Figure III.8.Schémas de simulation de commande DTC

III.10.Résultats de simulation

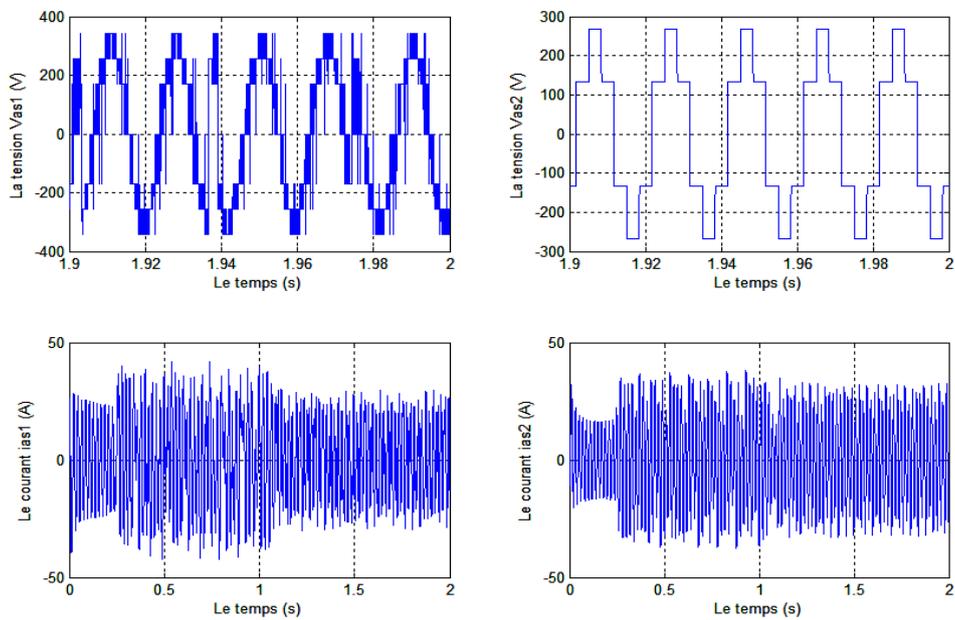


Figure III.9.les tensions et les courants V_{sa1} et V_{sa2} (V) et $isa1$ $isa2$ (A)

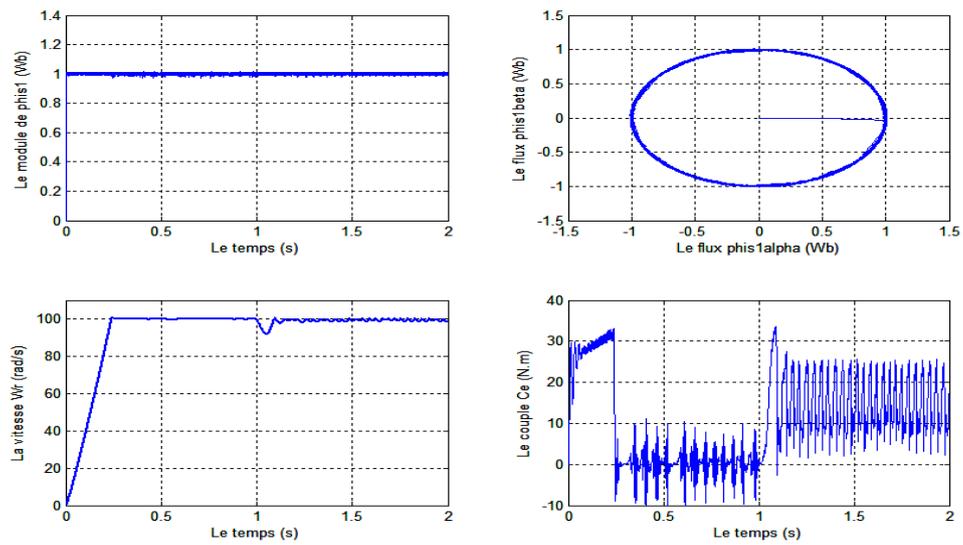


Figure III.10.Représentation schéma simulation en régime générale

Test de robustesse pour la variation du couple (14 – 7 - 14) Nm.

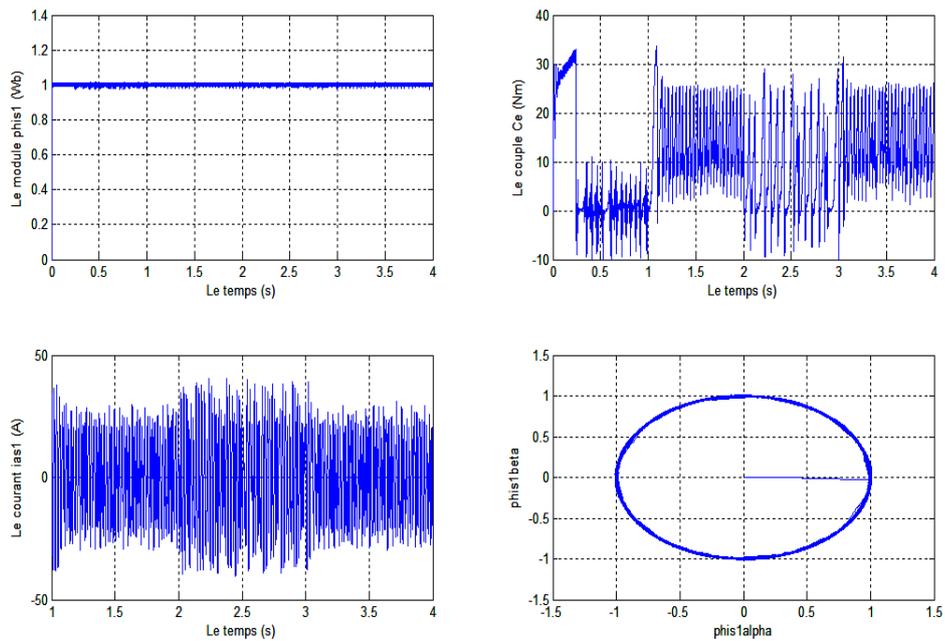


Figure III.11.Réponse à une la variation du couple .

Test de robustesse pour la variation du flux (1 – 0.75 - 1) Wb.

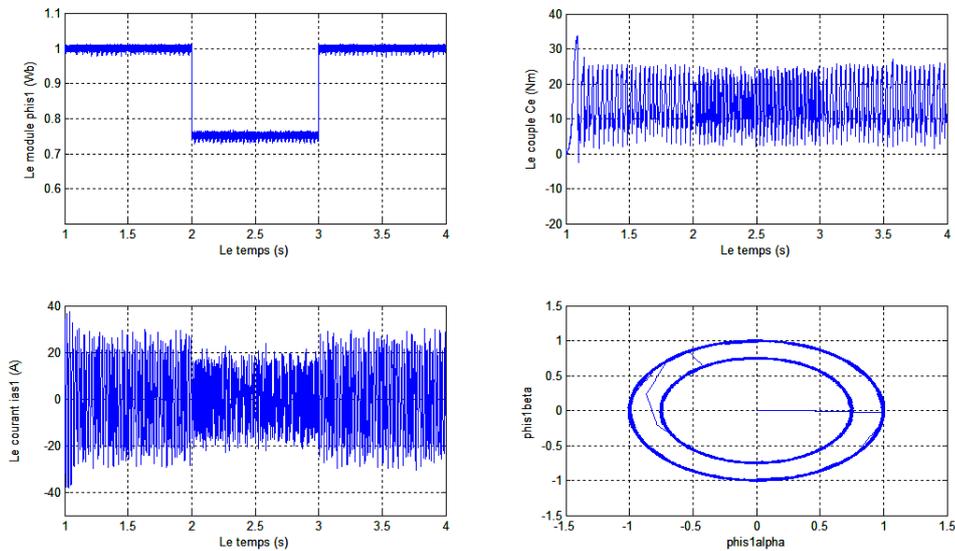


Figure III.12. Réponse à une la variation du flux .

III.11. Interprétation des résultats de simulation

Dans la figure (III.11), la consigne de couple varie à partir de 14 N.m à 7 N.m et de 5 N.m à 14 N.m avec une consigne de flux $F_{s(ref)} = 0.75$ Wb, on remarque que le couple suit toujours les nouvelles consigne. Par conséquent, le couple électromagnétique est contrôlé tout en maintenant l'amplitude du flux statorique autour de sa consigne, Le courant statorique répond bien à la variation du couple.

Dans la figure (III.12), nous avons simulé la variation du flux à partir de 1Wb à 0.75 Wb à l'instant $t=2s$ et de 0.75Wb à 1Wb à l' instant 3s. Nous constatons que le système répond bien à ce test. La simulation montre que le flux suit ses nouvelles consigne et le couple électromagnétique n'est pas influé par la variation de flux. En fait, le courant statorique répond bien aux variation de flux.

III.12. Conclusion

Ce chapitre constitue une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification, par simulation sous MATLAB de la stabilité par différents tests de robustesse.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le but visé à travers ce travail été l'étude la modélisation et la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par onduleurs multi-niveaux, dont la technique est le contrôle direct du couple (DTC)

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile où on a présenté les modes de fonctionnement, les avantages et inconvénients de cette dernière.

la modélisation de cette machine, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation. Parlez plus de ces résultants.

Les onduleurs triphasés de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

La comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC (commande en pleine onde et MLI sinusoïdale), nous a permis de confirmer que la technique MLI sinusoïdale est la meilleur stratégie de commande des onduleurs multi-niveaux. Cette suprématie est due à la réduction des harmoniques et des ondulations du couple électromagnétique.

Pour mieux exploiter la machine, la linéarisation de son modèle est impérative. Il existe beaucoup de techniques de commande qui ont permis cette linéarisation. On peut citer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cependant cette commande, en outre de la position du flux peu précise, elle se trouve fragilisée par les variations paramétriques et non paramétriques de la machine. Une alternative s'impose et consiste à utiliser d'autres commandes telles que la commande directe du couple (DTC).

La commande directe du couple est technique de commande qui s'appuie sur une approche empirique. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Ceci est possible grâce à l'application d'une séquence bien appropriée de tension aux bornes de l'onduleur. Le flux et le couple sont régulés par régulateurs à hystérisis. Une simulation en SIMULINK sous MATALB a été effectuée et a révélée de remarquables qualités de cette commande. La DTC offre un découplage naturel entre le flux et le couple et elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par apport aux variations de la charge.

Conclusion Générale

Comme perspective pour ce travail, une étude plus poussée en effectuant:

- Réalisation de l'onduleur de tension à N niveaux contrôlé par la commande sinusoïdale à plusieurs porteuses.
- Réalisation de l'onduleur à trois et N niveaux commandé par la commande vectorielle.

Annexe

[Ls2, s2] : Matrice inductance de l'étoile 2.

[Lr, r] : Matrice inductance de rotor.

[Ls1, s2] : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

[Ls1, r] : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

[Ls2, s1] : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

[Ls2, r] : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

[Lr, s1] : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

[Lr, s2] : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

[Ls1, s1] : Matrice inductance de l'étoile

L_{as1}=L_{bs1}=L_{cs1}=L_{s1} : Inductance propre du 1^{er} stator.

L_{as2}=L_{bs2}=L_{cs2}=L_{s2} : Inductance propre du 2^{eme} stator.

L_{ar}=L_{br}=L_{cr}=L_r : Inductance propre du rotor.

[P (θ_{s1})] : Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

[P (θ_{s2})] : Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

[P (θ_r)] : Matrice de transformation d'enroulement rotorique

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_{sr}} + \frac{1}{L_m}}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$$

MODULISATION DE MACHINE ASYNCHROE DOUBLE ETOILE

Les paramètres

R_{s1}=3.72Ω

R_{s2}=3.72Ω

R_r=2.12Ω

L_{s1}=0.022 H

L_{s2}=0.022 H

L_r=0.006 H

L_m=0.3672 H

L=1/L_{s1}+1/L_{s2}+1/L_r+1/L_m

L_a=1/L

P=1

F=50

W_s=2*pi*50

Beta=pi/6

Constantes mécaniques

J=0.0662 Kg.M²

$f=0.001\text{I.S}$

Caractéristiques:

$C_r= 14 \text{ N.m}$

$f=50 \text{ HZ}$

$P = 4.7 \text{ kW}$

$V = 220/380 \text{ V}$

$W_m = 314 \text{ rad/s}$

$p = 1$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **E. Merabet**, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.
- [2] **M. Bouziane** « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes.2014.
- [3] **B. FATIMA** « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.
- [4] **E. A. Klingshirn**, —High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration,|| IEEE TransPow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- [5] **G. K. Singh**, —Multi-phase induction machine drive research—a survey,|| Electric Power System Research., pp. 139—47, vol. 61, 2002
- [6] **D. Hadiouche**, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [7] **M. Bernard**, «Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines a réluctance variable »,Revue 3E.In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [8] **S. Chekkal**, Intégration des génératrices asynchrones à double étoile dans un système éolien, thèse de doctorat sciences, Université A. Mira, Bejaia. 2014-2015.
- [9] **Hamid-reza .P. N, Pooya D, Abbas.S** «A novel structure for vector control of symmetrical-six-phase Induction machines with three current sensors» ETASR – En gine erin Technology &Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [10] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des machines électriques», Editeur :Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [11] **E.M. Berkouk** « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directes, et indirectes. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux. ». Thèse de doctorat du CNAM. Paris 1995.
- [12] **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.
- [13] **R. Sadouni**, « Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile», mémoire de magister, Univ Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010.
- [14] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [15] **D. Beriber**,« Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [16] **Boucheritte wafa.** " Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Energies renouvelables. Université Mohamed Khider – Biskra.
- [17] **OUAKAF AHMED.**" Etude comparative des onduleurs multi niveaux Cascade et NPC " Mémoire de Master en Electrotechnique, Spécialité de Commande des Systèmes Electriques. Université de M'sila, 2014.
- [18]**H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse**, « Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive», The European Phsical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001.
- [19] : **M.FADLI OUAHIBA**, « modélisation et commande non linéaire de l'association : machine synchrone a aimants permanents – onduleur de tension a trois niveaux » ; Mémoire de Magister université de Batna soutenu, Juin [2006].
- [20] :**K. Benmansour** «Réalisation d'un banc d'essai pou la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride»,thèse de doctorat université cergy pentoise juin 2009.

Bibliographie

- [21]: **J. S. Manguelle**, « Convertisseur Multiniveaux Asymétrique Alimenté par Transformateurs Multi-Secondaires Basse Fréquence », Thèse de doctorat N° d'ordre : 3033, EPFL Lausanne, 2004.
- [22] : **Said .Bentouba 1, Aek.Slimani 2 , Med.Seghir.Boucherit 3** .(1 Université Ahmed Draya , Adrar,Algérie ,2 Université Bechar, Bechar ,3 Ecole National Polytechnique ELHarrah, Alger) Novembre 2010.
- [23] :**J. Rodriguez, J. S. Lai, et F. Z. Peng**, « Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications », IEEE trans. on Ind. elec, Vol. 49, No. 4, pp.724738,Aout 2002.
- [24] : M. H. Rashid, « *Power Electronics Handbooks* », Academic Press, 2001.
- [25] : **M. Benguanem** « Etude et commande numérique d'un STATCOM à base d'onduleurs multi niveaux », thèse de doctorat Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juillet 2007.
- [26] : **REBAOUI Brahim** « Etude du déséquilibre de l'alimentation d'un onduleur multi niveaux » DIPLOME DE MAGISTER, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 12/05/2014.
- [27] : **P.W. Hammond**. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(1) : 202–208, January 1997.
- [28] : **MAMADOU BALDE** . « Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage » UNIVERSITE DU QUEBEC . décembre 2010.
- [29] : **A. Hamoudi** « Modélisation et caractérisation CEM d'un convertisseur DCAC » These de magister université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf Mars 2009 .
- [30] : **S. Khomfoi, L. M. Tolbert**, « *Multilevel Power Converters* », Chapter 31, Université du Tennessee, 2005.
- [31] **G. Seguier**, « Electronique de puissance », Dunod-Paris, 2004.
- [32] **A. Miloudi**, « Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone », thèse doctorat U.S.T.Oran, 2006.
- [33] **K. Idjdarene**, Analyse et control d'une chaîne de conversion électrique par énergie éolienne, Mémoire Magister en Electrotechnique, université de Bejaia 2005
- [34] **A. Elbacha, M. T. Lamchichi, M. Cherkaoui**, Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti emballement, Physical and Chemical News, ISSN 1114-3800, pp. 128-134 ,2006.
- [35] **Y.A. Chapuis**, Contrôle direct du couple d'une machine synchrone par l'orientation de son flux statorique, Thèse de doctorat, l'I.N.P de Grenoble, Grenoble, France, 1996.
- [36] **B. Robyns, B. François, F. Degobert et J. P. Hautier** – « Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue », Editions Technip, France, Juillet 2007.
- [37] **Dissa Abdennour** " Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire " université de Batna. 2011
- [38] **T. Abdelhalim**, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série, These Doctorat, Ecole National Polytechnique, Alger, 2007
- [39] **Malika Benaissa** " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC » " d'une machine asynchrone ; université de Batna 2012.
- [40] **F.Nacéri** " Commande non linéaire adaptative des machines électriques associées à des convertisseurs statiques " ; projet J0201320070006 .
- [41] **Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed** " Commande DTC-SVM Prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique " mémoire master 2014.
- [42] **Bouhafna Sebti** " Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones " mémoire de magistère université de Batna 2013.
- [43] **Lazhar Sahraoui** " modélisation, identification et commande d'une machine d'induction à double cage " mémoire de magistère université d'Oum el bouaghi janvier 2008.
- [44] **J.P.Hautier, J.P.Caron** « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.

Résumé

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées dans les applications de puissances élevées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de la puissance. La machine asynchrone double étoile (MASDE) faisait partie de ce type de machines. Il s'agit d'une machine qui possède deux enroulements statoriques triphasés identiques partageant le même stator. L'idée maitresse derrière ce travail de recherche est la commande directe de couple (DTC) de la MASDE alimentée par trois onduleurs multi niveaux. En effet, les deux approches considérées en premier lieu sont la DTC classique Ces dernières, appliquées sur la MASDE, donnent des résultats assez satisfaisants. Toutefois, afin de booster leur qualité de réglage,. La commande DTC, connue par son identification efficace des vecteurs d'états de commutation des interrupteurs, est capable d'assurer un découplage notable entre le flux et le couple indépendamment des variations paramétriques. Enfin, une série de simulations ont été effectuées pour valider chacune des commandes suggérées.

ملخص

يزداد استعمال متعدد الأطوار نظرا لموثوقيتها و قدرتها على تقسم الطاقة في التطبيقات ذات القدرة العالية مثل مولدات الطاقة الهوائية 'مطاحن الاسمنت' القطارات 'القطارات الكهربائية' المولدات المتزامنة لتوليد الطاقة العليا بالمقارنة مع المولدات التقليدية, الخ.....

الماكينات المتزامنة ذات الأقران أنجمي المزدوج هي نوع من الماكينات متعدد الأطوار حيث تحتوي على ملفين للجزء الساكن ثلاثي الطور متماثل, و التي تشترك في نفس الجزء الساكن.

في هذا العمل قمنا بدراسة تحكم هذا النوع من الماكينات باستعمال تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) و قمنا باستعمال تقنية (MLI) لمحولات الطاقة متعددة الاطوار.

و قمنا بالمحاكات من أجل التحقق من صحة كل هذه التحكمات المتحصل عليها .

الكلمات المفتاحية

المحركات متعددة الأطوار, التحكم المباشر في عزم الدوران, محولات الطاقة