

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. Mira – Bejaia



Faculté de Technologie
Département de Génie électrique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme Master en électrotechnique
Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Thème

**Contribution à l'étude d'un système
multi-machines : Alimentation et Commande**

Réalisé par :

- **Mr. KHENICHE Ziane**
- **Mr. MEBARKI Nassim**

Encadré par :

- **Mr. AZIB Ahmed**
- **Mme. MEHANAOUI Celia**

Année universitaire

2022/2023

Remerciement

Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude à Dieu, qui nous a accordé la force et le courage nécessaire pour mener à bien ce travail de fin d'études.

Nous tenons à remercier chaleureusement nos professeurs et le chef de département qui ont contribué à notre formation.

Nous exprimons notre sincère reconnaissance envers notre encadreur aimable, Mr. **Azib**, pour sa guidance et son soutien inestimable tout au long de cette période de travail.

Nous sincère remerciements vont également à la doctorante **C. Mehanaoui** pour son soutien inconditionnel tout au long de la réalisation de ce modeste travail.

Nous adressons nos plus profonds remerciements à nos familles, qui n'ont jamais cessé de croire en nous, et qui nous ont soutenus et encouragés tout au long de notre parcours académique.

Nous exprimons également notre gratitude envers nos proches et nos amis, ainsi que toutes les personnes qui nous ont apporté leur soutien et leur présence précieuse, même si nous n'avons pas mentionné leurs noms.

Nous sommes profondément reconnaissants envers toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire, et nous remercions de fond du cœur pour leur soutien et leurs encouragements constants.

DÉDICACE

JE DÉDIE CE TRAVAIL AVEC UNE PROFONDE GRATITUDE

À MA MÈRE, SYMBOLE DE SACRIFICE, DE DOUCEUR ET DE COURAGE.

À MON PÈRE, SYMBOLE DE FORCE ET DE CONFIANCE.

À MON FRÈRE JEKO QUI M'APPORTÉ UN SOUTIEN MORAL, ET À MA
PETITE SŒUR HOUDA QUI EST CHÈRE À MES YEUX.

À MES COUSINS AZZEDINE, HICHEM, MEZIANE ET DJAHID AINSI QUE
TOUT LA FAMILLE MEBARKI.

À MES ONCLES DEHMANE, CHERIF, HAKIM ET BILAL QUI ONT ÉTÉ D'UN
GRAND ENCOURAGEMENT,

À LA MÉMOIRE DE MON ONCLE ET DE MA GRANDE MÈRE, QUE LEURS
ÂMES REPOSENT EN PAIX.

À MES COLLÈGUES ET À TOUS MES AMIS, SPÉCIALEMENT LOUNES,
HAMZA, WALID, IMAD, HILLEL ET À MON BINÔME ZIANE.

À TOUS CEUX QUI M'ONT AIDÉ TOUT AU LONG DE LA RÉALISATION DE CE
MÉMOIRE.

NASSIM

DÉDICACES

JE DÉDIE CE MODESTE TRAVAIL

À MES CHERS PARENTS POUR LEUR SOUTIEN, LEUR PATIENCE, LEUR
ENCOURAGEMENT DURANT MON PARCOURS ACADÉMIQUE.

À MES SŒURS ET MES FRÈRES AINSI À TOUTE MA FAMILLE.

À MON BINÔME NASSIM ET MES TRÈS CHÈRES AMIES : HAMZA, LOUNES,

JEKOU

ZIANE

Table des matières

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction	3
I.2 La machine asynchrone à cage.....	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 Le stator	4
I.2.3 Le rotor	4
I.2.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :	4
I.2.5 Mise en équation de la machine asynchrone à cage	5
I.2.5.1 Les hypothèses simplificatrices	6
I.2.5.2 Représentation d'une machine asynchrone à cage	6
I.2.5.3 Equations électriques	7
I.2.5.4 Equations magnétiques :	9
I.3 Transformation de Park	10
I.3.1 Application aux équations des tensions.....	11
I.3.2 Application aux équations des flux	12
I.3.3 Choix de référentiel	14
I.4 Expression du couple électromagnétique.....	15
I.5 Equations mécanique :	17
I.6 Résultats de simulation :	17
I.6.1 MAS alimenté par le réseau :	17
I.7 Conclusion.....	20

Chapitre II : Convertisseurs de contrôle des systèmes multi moteurs

II.1 Introduction	21
II.2 Onduleur triphasé de tension :	21
II.2.1 Présentation	21
II.2.2 Les possibilités de commutation	22
II.2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....	22
II.2.4 Application de la MLI sur un onduleur de tension triphasé	23
II.2.5 Simulation de l'association de machine asynchrone et onduleur triphasé :	25
II.3 L'onduleur à neuf interrupteurs	28
II.3.1 Présentation de l'onduleur à neuf interrupteurs :	28

II.3.2	Modélisation de l'onduleur à neuf interrupteurs :	29
II.3.3	Technique de commande MLI appliquée à l'onduleur à neuf interrupteurs : .	31
II.3.3.1	Principe.....	31
II.3.3.2	Stratégie de commande.....	31
II.3.3.3	Réglage de la modulatrice.....	33
II.3.3.4	La tension de décalage V_{Offset}	33
II.3.4	Simulation numérique	35
II.3.5	Résultats de simulation du l'onduleur à neuf interrupteurs commandés par MLI :	36
II.3.6	Association l'onduleur à neuf interrupteurs-machine asynchrone	39
II.4	L'onduleur à cinq bras :	45
II.4.1	Modélisation de l'onduleur à cinq bras :	45
II.4.2	Commande MLI de l'onduleur cinq bras :	46
II.4.3	Simulation numérique	47
II.4.4	L'association entre onduleur cinq bras et deux MAS :.....	47
II.5	Conclusion.....	54
Chapitre III :Commande vectorielle		
III.1	Introduction	55
III.2	Principe de la commande par orientation de flux.....	55
III.3	Types de la commande vectorielle.....	56
III.3.1	Commande vectorielle directe.....	56
III.3.2	Commande vectorielle indirecte.....	56
III.4	Structure de la Commande indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	57
III.4.1	Mise en équation de la commande IRFOC.....	57
III.5	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	58
III.5.1	Découplage entrée-sortie	58
III.5.2	Estimation ω_s et θ_s	59
III.5.3	Synthèse des correcteurs PI	60
III.5.3.1	Structure de la commande PI	60
III.5.4	Dimensionnement des régulateurs.....	62
III.5.4.1	Régulation des courants statoriques	62
III.5.4.2	Régulation de la vitesse mécanique Ω	62
III.6	Résultats de simulation.....	63
III.7	Conclusion.....	71
Conclusion générale.....		72

Liste des figures

Chapitre I

Figure I-1: Constitution d'un MAS	3
Figure I-2: Stator de la MAS.	4
Figure I-3 : Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	5
Figure I-4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé	7
Figure I-5 : Représentation des axes statorique et rotorique dans le repère (d, q).....	10
Figure I-6 : les courants statoriques des phases a b c	18
Figure I-7 : Zoomes d'une partie des courants statoriques des phases a b c	18
Figure I-8 : La vitesse rotorique	18
Figure I-9 :le couple electromagnetique	19
Figure I-10 : Le flux rotorique φ_{dr}	19
Figure I-11 : Le flux rotorique φ_{qr}	19

Chapitre II

Figure II-1:Schémas de l'onduleur triphasée de tension	21
Figure II-2 : Principe de la MLI sinus-triangle.....	24
Figure II-3 Forme d'onde de la porteuse et de la modulatrice.....	24
Figure II-4 Tension de sortie de l'onduleur	25
Figure II-5:la Vitesse rotorique des deux moteurs 1 et2	25
Figure II-6:Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et2.....	26
Figure II-7:Les Courants statoriques des phases a b c.....	26
Figure II-8:Zoomes d'une partie des courants statoriques des phases a b c	26
Figure II-9:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	27
Figure II-10:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	27
Figure II-11 : Schéma électrique de l'onduleur à neuf interrupteurs	28
Figure II-12 : Méthode de génération des signaux des commutateurs de l'onduleur à neuf cellules.....	32
Figure II-13 : Schéma fonctionnel de la stratégie de commande	33
Figure II-14 : La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure....	35
Figure II-15 : La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure....	36
Figure II-16: Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieure V_{ch11}	37
Figure II-17 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieure V_{ch1}	37

Figure II-18 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieur V_{ch1}	38
Figure II-19 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieure V_{ch1}	38
Figure II-20 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	39
Figure II-21:Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2.....	40
Figure II-22 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2.....	40
Figure II-23 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2.....	40
Figure II-24: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	41
Figure II-25: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	41
Figure II-26 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2.....	42
Figure II-27 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	42
Figure II-28:Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2.....	43
Figure II-29:Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2.....	43
Figure II-30:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	43
Figure II-31:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	44
Figure II-32 :Structure de l'onduleur triphasé à cinq bras.....	45
Figure II-33 : les tensions références.	47
Figure II-34:les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.....	48
Figure II-35: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	48
Figure II-36:Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2.....	48
Figure II-37:Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2.....	49
Figure II-38 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2.....	49
Figure II-39 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	49
Figure II-40 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	50
Figure II-41 : les tensions références.	51
Figure II-42 : les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.....	51
Figure II-43 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	52
Figure II-44 : Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	52
Figure II-45 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2.....	52
Figure II-46 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2.....	53
Figure II-47 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	53
Figure II-48 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2.....	53

Chapitre III

Figure III-1 : principe de la commande par Orientation du flux	55
--	----

Figure III-2 :découplage par addition des termes de compensation	59
Figure III-3 : <i>schéma de commande utilisant la structure PI</i>	60
Figure III-4: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	63
Figure III-5: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	64
Figure III-6: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2	64
Figure III-7: Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2	64
Figure III-8: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	65
Figure III-9: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	65
Figure III-10 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	66
Figure III-11: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	66
Figure III-12:Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2	66
Figure III-13 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2	67
Figure III-14:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	67
Figure III-15 :Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	67
Figure III-16: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	68
Figure III-17: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	68
Figure III-18: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2	69
Figure III-19: Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2	69
Figure III-20: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	69
Figure III-21: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2	70

Liste des tableaux

Tableau II-1: Les 8 états possibles des interrupteurs	22
Tableau II-2:Tableau de comparaison entre les variateurs de vitesse	46

Acronymes

FOC : Field Oriented Control (Commande Vectorielle à Flux Orienté).

IRFOC : Indirect Field Oriented Control (Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté).

MAS : Machine Asynchrone.

MCC : Machine à Courant Continu.

PI : Régulateur Proportionnel Intégral.

PD : Proportionnel Dérivée.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

Symboles

a, b,c.: Indice correspondants aux au trois phases statoriques ou rotoriques a,b,c.

J : Moment d'inertie du rotor (Kg/m^2).

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tension d'alimentation des phases statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Tension d'alimentation des phases rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courants rotoriques.

$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$: Flux statoriques.

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$: Flux rotoriques.

L_{ss} : La matrice des inductances statorique.

L_{rr} : La matrice des inductances rotorique.

R_s, I_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, I_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase stator et une phase de rotor.

m_s : L'inductance mutuelle entre une phase statorique.

m_r : L'inductance mutuelle entre une phase rotorique.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator

(x, y) : Axes fixés au rotor

(u, v) : Axes fixés par rapport au champs tournant.

θ_s, θ_r : déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

[P] : Matrice de transformation de Park.

ω_s : Pulsation de stator

ω_r : Pulsation de rotor

ω : Pulsation d'alimentation

P : Nombre de paires de pole

C_r : Couple résistant

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m).

t : Variable temporelle

V : Tension (V)

i : Courant (A)

V_s : Valeur efficace de tension

d_q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant

N_s : Vitesse de rotation synchronisme en [Tr/min]

E : Tension d'alimentation du convertisseur

m :Indice de modulation

M : Indice de modulation

f_p : Fréquence de la porteuse

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

V_{offset} : Tension de décalage

$[P(\theta)]$: Matrice de Park

$[[P^{-1}(\theta)]]$: Matrice inverse de Park

AC : Courant alternatif

DC : Courant continu

Introduction générale

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone (MAS) est due à ses multiples avantages tels que sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son peu de maintenance et son faible coût et permet de répondre à des cahiers de charges très exigeants en termes de performances. [1]

Les moteurs électriques sont de nos jours, les plus nombreux dans les industries et les installations tertiaires. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière qui fait qu'aucun concepteur d'installation ou de machine, aucun installateur et aucun exploitant ne peut les ignorer. La différence entre ces moteurs vient de la façon dont sont créés ses champs magnétiques et de la manière dont on les fait agir l'un sur l'autre [2].

De nos jours, les idées directrices des ingénieurs de conception en électronique de puissance s'articulent autour de trois axes : performance, poids et prix. L'évolution de la technologie des interrupteurs de puissance et ceux de synthèse permettent de relever ce défi. En effet, les récents travaux de recherche sont orientés vers le développement de nouvelles structures de convertisseurs permettant de réaliser des onduleurs compacts, légers, économiques et performants. Cependant, les machines à courant alternatif sont commandées traditionnellement par un onduleur à commande MLI. Avec le progrès en électronique de puissance, d'autres structures de convertisseurs apparaissent et vont vers des topologies de plus en plus réduites [3].

Afin d'améliorer les performances d'un système d'entraînement de multi moteurs, des modifications de la structure de l'onduleur et des nouvelles stratégies de commande ont été développés. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées, telles que l'onduleur à cinq bras et le convertisseur à neuf cellules est l'un de ces structures récemment proposées pour le pilotage des systèmes multi machines dont le but de remplacer les anciennes configurations comme les onduleurs dos-à-dos.

Ce type des onduleurs présentent essentiellement deux avantages : il permet de réduire le nombre de composants de puissance d'une part, et d'autre part la diminution du coût global de système. Plusieurs techniques peuvent être mises en œuvre pour commander les onduleurs multi-bras, la plus utilisée est la modulation de largeurs d'impulsions (MLI). Ces techniques sont des extensions des stratégies MLI appliquées aux onduleurs triphasés à deux niveaux.

Au travers de ce mémoire, nous souhaitons contribuer à l'étude d'un système multi machines et la commande d'une nouvelle structure de convertisseur au nombre d'interrupteur réduit qui est une topologie récemment proposée. Sans application précise, l'intérêt de ce convertisseur ne sera pas mis en évidence. C'est pourquoi, nous avons choisi de traiter le cas de pilotage de deux moteurs triphasés asynchrones qui peut se présenter dans un véhicule entièrement électrique, par exemple. Une application d'actualité qui fait l'objet de plusieurs études menées par des organismes académiques ou des constructeurs automobiles.

Pour une meilleure clarté analytique, le travail élaboré dans ce mémoire est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré la modélisation de la machine asynchrone qui permettra d'établir le modèle mathématique triphasé de MAS ainsi que sa transformation dans le système biphasé en utilisant la transformation de Park. En se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS. Ensuite, on présentera son modèle à partir de son système d'équation pour étudier son comportement dynamique sous Matlab/Simulink

Le deuxième chapitre abordera les différents types d'onduleurs, utilisés pour alimentation d'un système multi-machines formé par deux moteurs asynchrones.

Tout d'abord, nous étudierons le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs triphasés de tension, nous présenterons leurs fonctionnements, leurs caractéristiques ainsi que leurs modélisations. À la fin de cette section, des résultats de simulation de l'association de ces onduleurs aux MAS contrôlés par la commande MLI seront dressés.

Ensuite, on s'intéressera au deuxième type d'onduleur qui permet d'alimenter deux moteurs asynchrones qui est un onduleur à neuf interrupteurs. On aura à présenter sa structure, trouver son modèle mathématique, et lui élaborer une stratégie de commande convenable et étudier ses performances lors de son association aux moteurs sous Matlab/Simulink.

Enfin, nous étudierons le dernier type d'onduleur, celui de cinq bras. Son fonctionnement, sa modélisation, sa technique de commande ainsi que les résultats de simulation de son association au système multi-machines seront présentés dans cette section.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique d'un système multi machines. En premier temps nous présenterons les résultats de simulation de la commande vectorielle de ce système alimenté par un seul onduleur à cinq bras avec deux MAS. Ensuite, au convertisseur à neuf interrupteurs.

Nous terminons par une conclusion générale sur les travaux réalisés dans ce mémoire.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Elle représente approximativement 80% des machines en tant que moteur dans l'industrie [4].

Cette machine est utilisée dans une large variété d'applications industrielles telles que les trains exemple : Eurostar, les systèmes de levage, les entraînements de chaîne productive, les systèmes d'enroulement/déroulement, les machines d'usinage, la robotique, la ventilation et bien d'autres domaines. Il s'agit d'une machine la plus fiable des machines électriques, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien sans besoin de maintenance périodique, capable de démarrer en boucle ouverte et facile à commander pour des applications à vitesse variable ne nécessitant pas une haute précision dynamique. [2] [5]

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et de sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la Machine Asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé

I.2 La machine asynchrone à cage

I.2.1 Définition

La machine asynchrone, appelée également machine à induction, est une machine électrique alimentée par un système de tension et de courant alternatifs. Cette machine est constituée de plusieurs éléments, afin de bien comprendre son principe de fonctionnement qui sera décrit dans la suite de ce chapitre il apparaît plus approprié de définir d'abord les principales composantes de celle-ci, qui sont les deux parties importantes à son fonctionnement : le stator et le rotor [5].

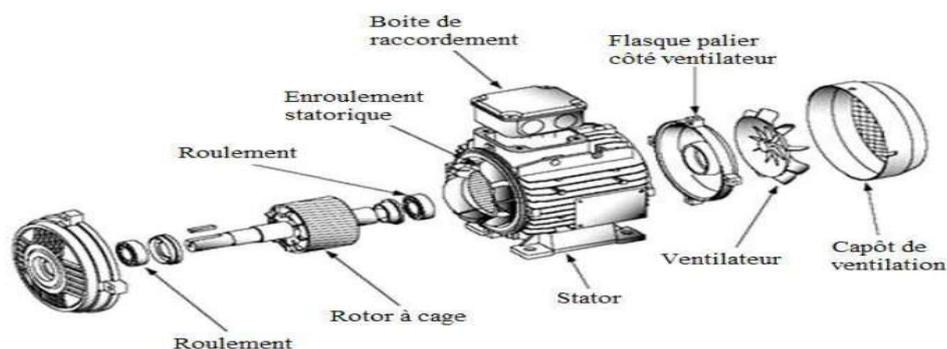


Figure I-1: Constitution d'un MAS

I.2.2 Le stator

Le stator d'une machine asynchrone triphasée également appelé l'inducteur il représente la partie statique de la machine asynchrone. Il est constitué de trois phases (composées elles-mêmes de bobines) alimentées par un système de tensions triphasées de fréquence f fournie soit par le réseau électrique, soit par le variateur. Le stator possède un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches dans lesquelles viennent se loger les enroulements [5].



Figure I-2: Stator de la MAS.

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique
- Des enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches de noyau.

I.2.3 Le rotor

Le rotor, appelé l'induit est constitué d'un empilement de tôle ferromagnétiques cylindriques entaillées d'encoches. Ces encoches servent à l'injection de matériaux conducteurs (alliage d'aluminium, en cuivre ou encore en laiton) afin de réaliser les barres rotoriques (similaire aux conducteurs d'encoche pour le stator) et les anneaux (similaire aux têtes de bobine au stator) les barres et les anneaux sont ainsi connectés entre eux et constituent un circuit fermé ou un court-circuit. En général les barres sont légèrement inclinées afin d'être en nombre équivalent sous une phase du stator et ainsi éviter toute oscillation du couple et de la vitesse [5].

I.2.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur l'interaction entre le champ magnétique et le courant électrique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La vitesse de rotation du champ tournant statorique N_s , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de paires de pôles p de chacun des enroulements, la vitesse de synchronisme N_s exprimée en tours par minute est donnée par :

$$N_s(\text{tr/min}) = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Le moteur asynchrone ne permet pas au rotor de tourner à la même vitesse que celle de synchronisme. Afin d'induire un champ électromagnétique dans le rotor, le rotor doit se déplacer plus lentement que la vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique [6], [7].

La relation entre la vitesse du rotor et la vitesse de synchronisme est appelée le glissement (slip en anglais) [8]. Le glissement est la vitesse de rotation du champ magnétique, par rapport au rotor, divisé par la vitesse de rotation du champ magnétique statorique.

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I.2})$$

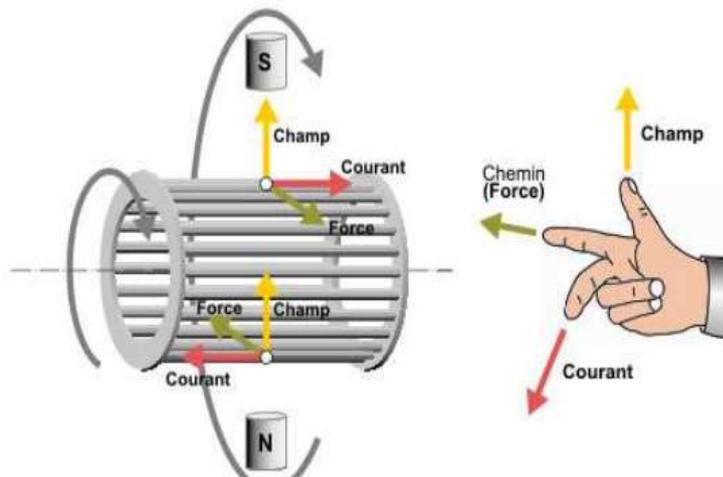


Figure I-3 : Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

I.2.5 Mise en équation de la machine asynchrone à cage

Afin de pouvoir mettre en équation mathématique la machine asynchrone, nous tenons en compte quelques hypothèses simplificatrices.

I.2.5.1 Les hypothèses simplificatrices

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Elles permettent d'avoir un modèle simplifié pour la commande et également pour la synthèse d'observation :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encochage est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Les inductances propres et mutuelles de la même phase sont constantes et égales. [9] [10]

I.2.5.2 Représentation d'une machine asynchrone à cage

- La machine asynchrone à cage munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixe décalé de 120° dans l'espace est traversé par trois courants variables (figure I.4). Le rotor est modélisé par trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace. Ces enroulements en court-circuit est la tension à leurs bornes et nulle. Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations :
 - Equations électriques
 - Equations magnétiques.
 - Equations mécaniques.

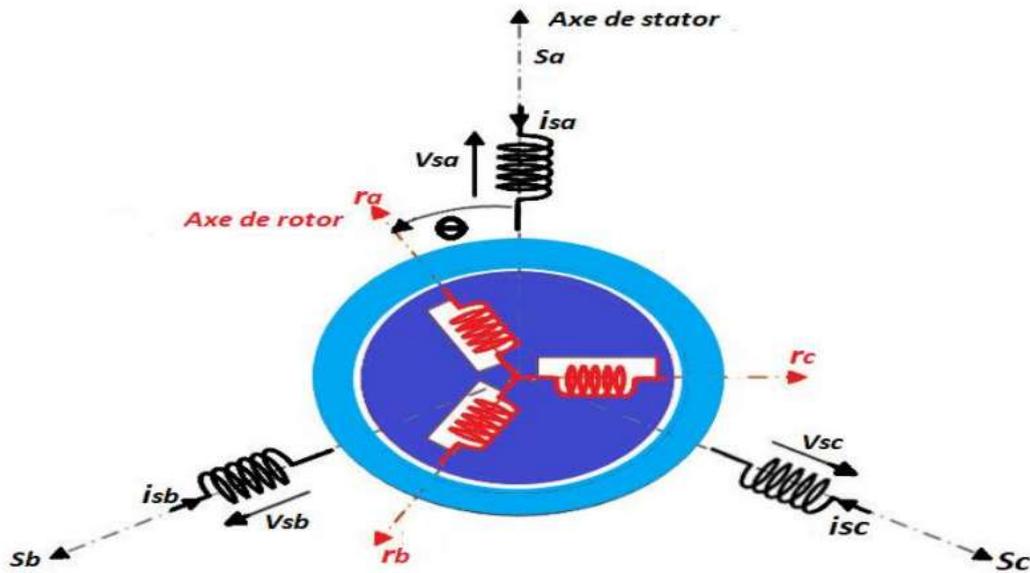


Figure I-4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé

I.2.5.3 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire [2] :

$$V = [R] * [I] + \frac{d\phi}{dt} \quad (I.3)$$

Avec v , i et ϕ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

L'application de cette loi générale à chaque enroulement de la machine asynchrone

(Figure. I.4) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [2] [9] [11]

On résume l'écriture de la relation (I.1) par l'écriture matricielle condensée comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Où :

$$[v_s] = [R_s] \times [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.5)$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où

$$[v_r] = [R_r] \times [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.7})$$

$[R_s], [R_r]$: Résistance par phase statorique et rotorique ;

$[I_s], [I_r]$: Vecteurs des courants des phases statoriques et rotoriques ;

$[v_s], [v_r]$: Vecteurs des tensions des phases statoriques et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

Les matrices (I.4) et (I.6) peuvent être écrites sous la forme des équations de tension des trois phases statoriques et trois phase rotoriques suivante :

➤ **Au stator**

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ v_{bs} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ v_{cs} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

➤ **Au rotor**

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.2.5.4 Equations magnétiques :

Selon le théorème d'Ampère tout courant (i), parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit et quotient du flux de ce champ magnétique (\emptyset) par l'intensité du courant traversant le circuit. Les relations entre les flux et les courants sont [2] [11] :

$$[\emptyset_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{I.10})$$

$$[\emptyset_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{I.11})$$

En mettant les équations sous forme matricielle, nous avons obtenus ce qui suit :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;

$M_{sr} = M_{rs}$: Inductance mutuelle entre phase α du stator et α du rotor.

La résolution du système d'équations (I.13) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]^T$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ), ce qu'il nous oblige de recalculés à chaque pas. Pour résoudre ce problème on utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants [9][12]. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système

transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, nous allons utiliser la transformation de Park [13]

I.3 Transformation de Park

La transformation de Park, et un outil mathématique utilise en électrotechnique afin de réaliser un changement de repère dans un système d'axe diphasé ou triphasé. Elle est généralement utilisée pour passer d'un repère « fixe » lié au stator d'une machine électrique à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique [2] [5] [11] [13].

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre les axes des phases (a,b,c) et les axes (d-q).

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{I.14})$$

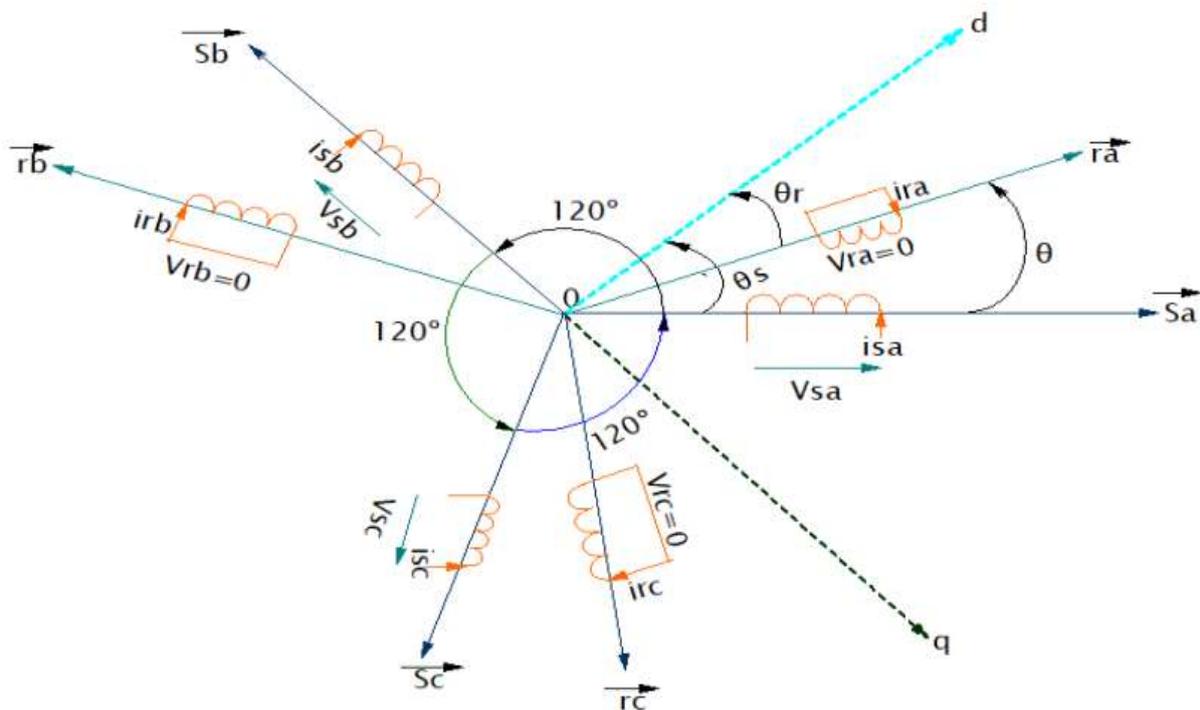


Figure I-5 : Représentation des axes statorique et rotorique dans le repère (d, q)

Dans la matrice de Park, c'est l'angle θ_s qui intervient pour les grandeurs statorique et θ_r pour les grandeurs rotoriques. On définit donc la matrice de Park $p(\theta_s)$.

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La transformation inverse de Park est définie par la matrice P^{-1} :

$$[P(\theta_s)^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.3.1 Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park (I.15) et (I.16) à l'expression (I.5) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_s dq] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_s dq] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_s dq] \} \quad (\text{I.17})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P^{-1}(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_s dq] = [R_s] \cdot [I_s dq] + \frac{d}{dt} [\Phi_s dq] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_s dq] \quad (\text{I.18})$$

Or

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Et l'expression (I.18) devient alors :

$$[V_{s\ dq}] = [R_s] \cdot [I_{s\ dq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s\ dq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{s\ dq}] \quad (\text{I.21})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.3.2 Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park (I.15) et (I.16) à l'expression (I.10)

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{s\ dq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{s\ dq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{r\ dq}] \quad (\text{I.24})$$

Soit :

$$[\Phi_{s\ dq}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)] [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{s\ dq}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)] [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{r\ dq}] \quad (\text{I.25})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[L_{SS}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Et

$$[M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Or, d'après l'égalité (I.14), nous pouvons écrire

$$[M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$L_s = l_s - M_s \quad (I.29)$$

L'expression (I.25) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de PARK à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (I.31)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.3.3 Choix de référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques, trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

De manière générale, on aboutit aux équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan d_q .

D'après (I.22) (I.23) et (I.32), on obtient les équations suivantes :

➤ Equation des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.33)$$

➤ Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.34)$$

➤ Référentiel lié au stator

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ Le système d'équations (I.33) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.35)$$

Ou $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique

➤ Référentiel lie au rotor

Caractérisé par $\theta_r = \mathbf{0}$, et par conséquence $\theta_s = \theta$, le système d'équations (I.33) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.36})$$

➤ Référentiel lie au champ tournant

Dans ce cas, la vitesse repère d_q est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$ le système d'équations (I.33) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot V_{ds} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot V_{qs} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{I.37})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.4 Expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{I.38})$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_e = P + P_{em} + P_{mec} \quad (I.39)$$

Où

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.40)$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (I.41)$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (I.42)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \cdot \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad (I.43)$$

En tenant compte des expressions (I.34), (I.42) et (I.43), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot i_{dr} - \Phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_e = p \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{array} \right. \quad (I.44)$$

I.5 Equations mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement. Des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). [9]

L'équation du mouvement de la machine est :

$$j \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (I.45)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie.

C_r : Le Couple résistant mécanique.

Ω : La Vitesse angulaire.

C_{em} : Le Couple électromagnétique.

f_r : Le frottement visqueux de rotor.

I.6 Résultats de simulation :

I.6.1 MAS alimenté par le réseau :

La simulation du modèle de la machine asynchrone est réalisée sous MATLAB/SIMULINK, On simule le comportement du MAS alimenté par un système de tension triphasé sinusoïdale, et de fréquence 50HZ. Les résultats de simulation sont indiqués aux figures ci-dessus.

Au démarrage, notre machine fonctionne à vide, ensuite à l'instant $t=1s$, on applique une charge de 10N.m.

Le réseau d'alimentation est défini par :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t) \\ V_2 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_3 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I.46)$$

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont donnés en annexe A.

Les résultats de simulation de la figure ci-dessus présentent le démarrage de la MAS alimentée par le réseau.

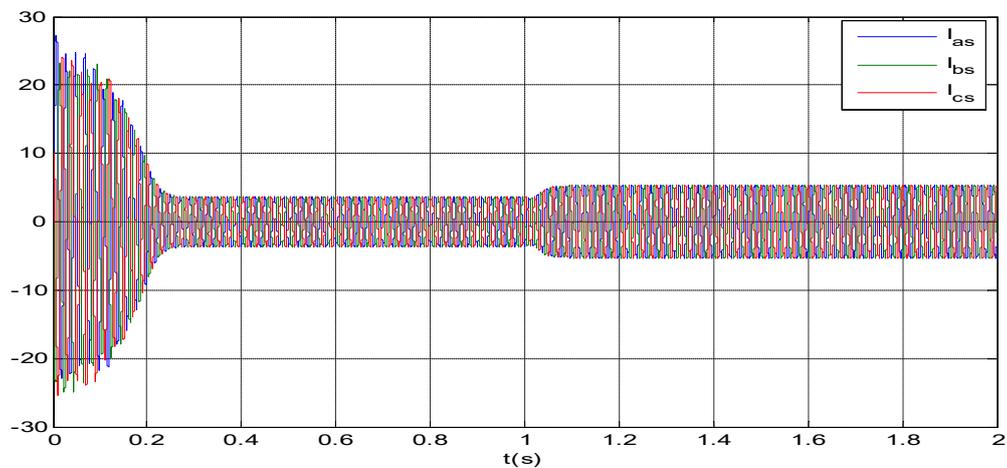


Figure I-6 : les courants statoriques des phases a b c

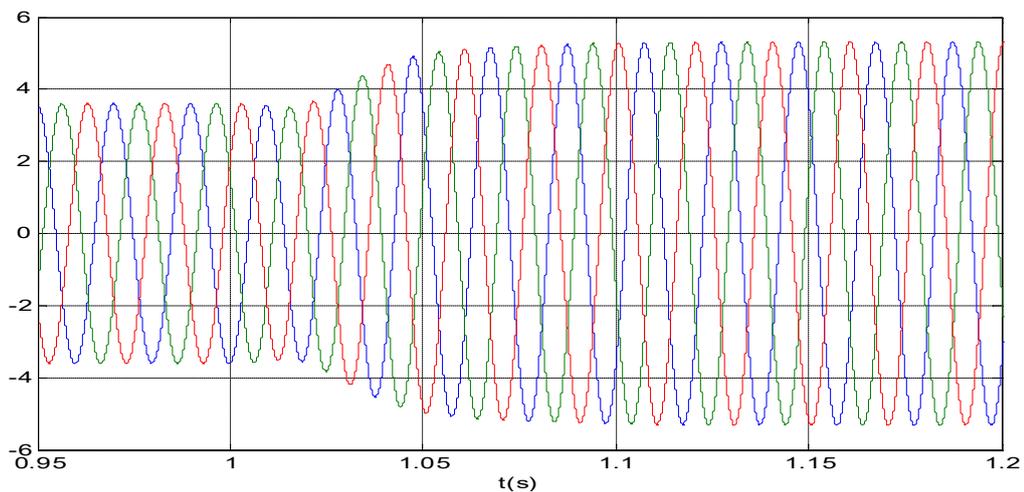


Figure I-7 : Zoomes d'une partie des courants statoriques des phases a b c

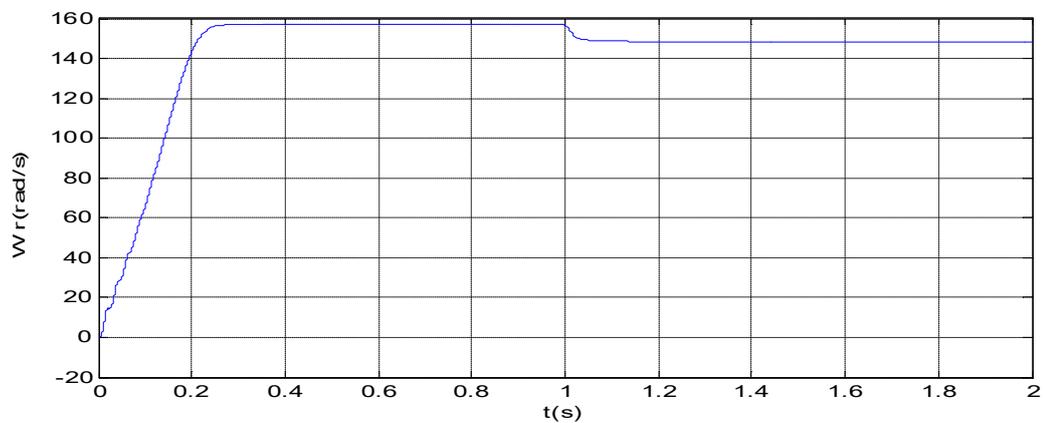


Figure I-8 : La vitesse rotorique

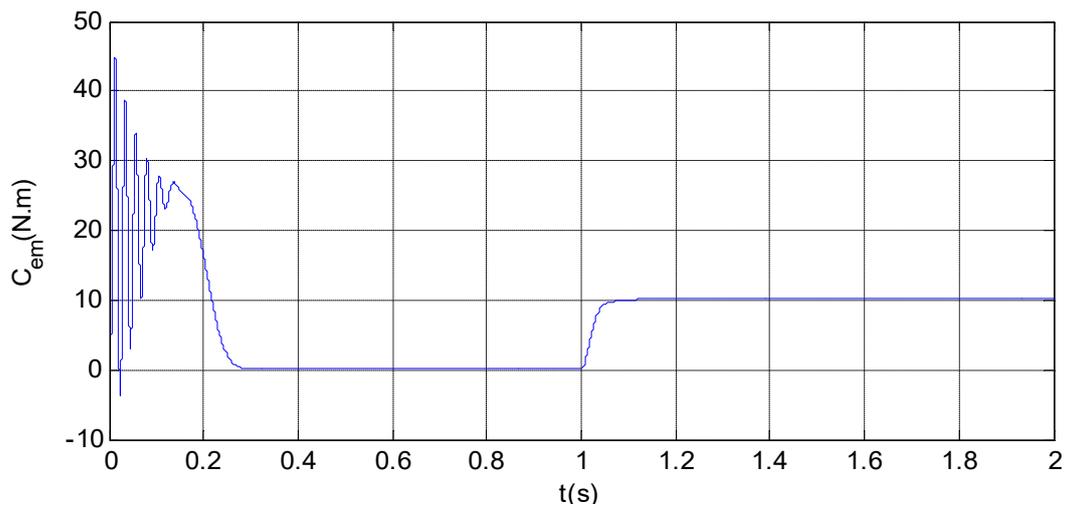
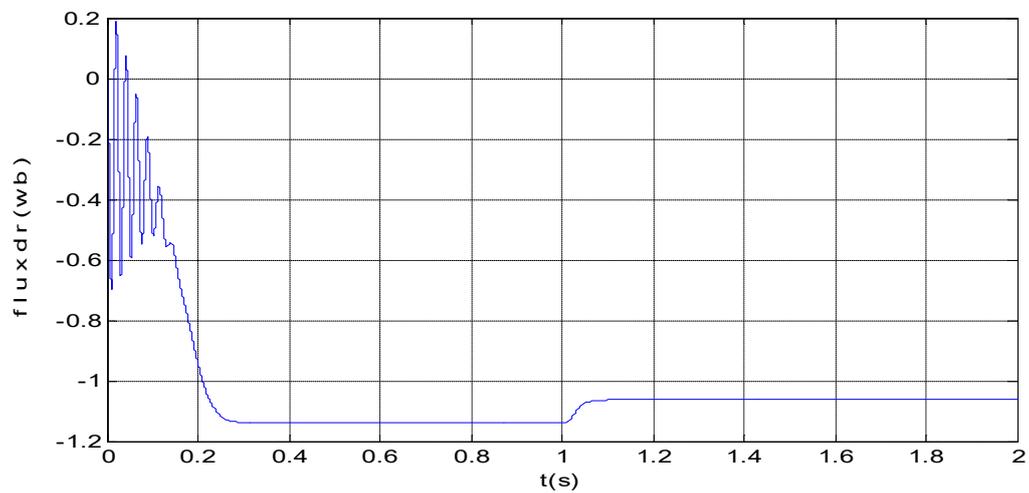
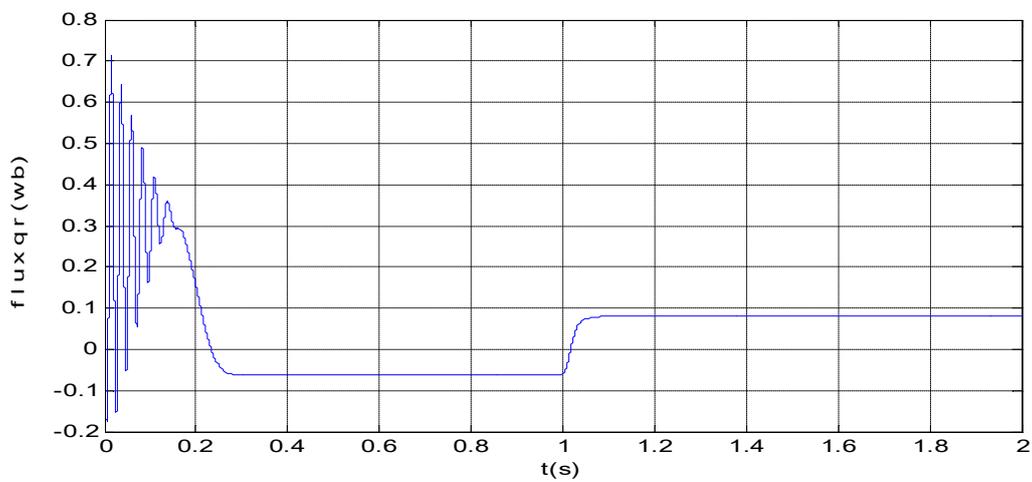


Figure I-9 :le couple electromagnetique

Figure I-10 : Le flux rotorique ϕ_{dr} Figure I-11 : Le flux rotorique ϕ_{qr}

- **Interprétation de résultats :**

- **Fonctionnement à vide :**

Avec : $t \in [0, 1]$.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3 sec la vitesse de rotation stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pôle.

La courbe de couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante (régime transitoire), et après un temps de réponse de 0.3 sec jusqu'à 1s il atteint sa valeur nominale 0 N.m.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (27A) jusqu'à 0.3s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3.7A.

- **Fonctionnement en charge :**

Avec : $t \in [1, 2]$. Nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r=10$ N.m). Nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué.

On remarque lorsque on a appliqué un couple de charge, celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime stable.

La diminution de flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les courants statoriques augmentent pour atteindre une valeur maximale de 5.4 (A) donc ils sont évolués selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers le système biphasé linéarisé de park. L'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé en un modèle biphasé. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de park d'une machine asynchrone.

Chapitre II
Convertisseurs De Contrôle
Des Systèmes Multi Moteurs

II.1 Introduction

L'objectif de l'électronique de puissance est d'envisager des convertisseurs statiques permettant d'assurer un transfert d'énergie électrique adapté aux sources et aux récepteurs qui lui sont associés. Elle permet aussi l'étude de la conversion de l'énergie électrique qui est réalisée au moyen de convertisseur utilisant des dispositifs statiques (semi-conducteurs), qui sont des dispositifs pilotables (les transferts d'énergie entre la source et le récepteur sont alors maîtrisés) [14].

En forte puissance, les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques qui subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage. La commandes d'un système moteurs multiple liées à un seul convertisseur peut fonctionner à des niveaux de tension différent et des fréquences variable [1]. Parmi les systèmes multi-moteurs, on s'intéresse aux systèmes à deux moteurs. Les convertisseurs utilisés pour leur contrôle, on peut citer : les onduleurs triphasés, les convertisseurs neuf interrupteur, les onduleurs cinq bras...etc.

Notre travail se focalise sur l'étude des systèmes à pilotage de deux moteurs, à cet effet, une autre configuration a été proposée qui est le convertisseur à neuf cellules, et onduleur cinq bras.

II.2 Onduleur triphasé de tension :

II.2.1 Présentation

L'onduleur triphasé de tension est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue qui assure la transformation de l'énergie à une source alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. [13]

L'onduleur triphasé est obtenu en associant trois cellules de commutation en parallèle, chaque cellule composée d'une paire transistor-diode comme illustré dans la figure (II.1)

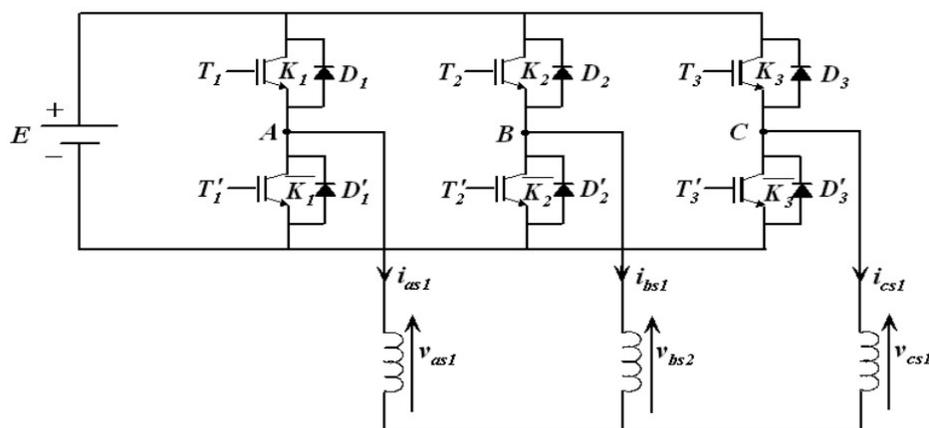


Figure II-1:Schémas de l'onduleur triphasée de tension

II.2.2 Les possibilités de commutation

L'onduleur à trois bras est capable d'imposer $2^3=8$ tensions de sortie différentes V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} , tel que l'état des interrupteurs inférieur k_i sont déterminés par la logique NON de l'état des interrupteurs supérieur K_i dans le but d'éviter le court-circuit qui est modélisé par deux états par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (} k_i \text{ conduit, } \bar{k}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (} k_i \text{ bloqué, } \bar{k}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i = 1 \dots 3$.

P	f_1	f_2	f_3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
(0)	1	0	0	E	0	-E
(1)	1	1	0	0	E	-E
(2)	0	1	0	-E	E	0
(3)	0	1	1	-E	0	E
(4)	0	0	1	0	-E	E
(5)	1	0	1	E	-E	0
(6)	0	0	0	0	0	0
(7)	1	1	1	0	0	0

Tableau II-1: Les 8 états possibles des interrupteurs

II.2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (II.1), il est à noter que les grandeurs de sortie sont déterminées par les états (fermeture et ouverture) des interrupteurs. En utilisant ces états comme indiqué dans le tableau II.1 nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la branche négative de la tension du côté continue comme suite [1] [15] :

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = V_{as1} - V_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad \text{II-1}$$

$$V_{BC} = V_{bs1} - V_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad \text{II-2}$$

$$V_{CA} = V_{cs1} - V_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad \text{II-3}$$

Les tensions simples V_{as1} , V_{bs1} et V_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0 \quad \text{II-4}$$

La résolution des équations (II.1), (II.2), (II.3) et (II.4) nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad \text{II-5}$$

II.2.4 Application de la MLI sur un onduleur de tension triphasé

Les signaux des modulatrices générés pour les trois bras de l'onduleur triphasé sont décalés de 120° l'un par rapport à l'autre avec une porteuse triangulaire commune, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et les signaux modulantes. Pour éviter un court-circuit de la source de la tension E , les deux transistors d'un même bras ne sont jamais connectés en même temps [16] [17].

L'expression mathématique des trois références modulantes s'écrit comme suivant [6] :

$$\begin{cases} V_1 = M * \sin(\omega t) \\ V_2 = M * \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = M * \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II-6}$$

Ces signaux sont d'une forme sinusoïdale déphasés entre eux de 120° et sont caractérisés par l'amplitude M et sa fréquence f .

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence appelée tension de référence f_r à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire f_p . [18]

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, sachant que la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [18]

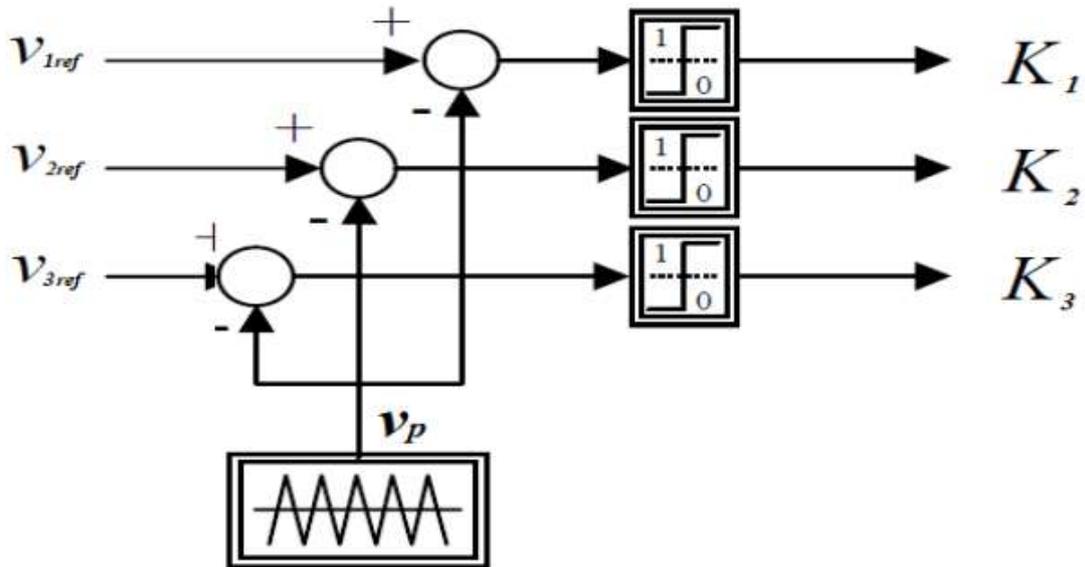


Figure II-2 : Principe de la MLI sinus-triangle

Notons que les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ où f_r est la fréquence de référence.
- Le coefficient de réglage en tension $r = \frac{A_r}{A_p}$
- A_r : Amplitude de la référence.
- A_p : Amplitude de la porteuse.

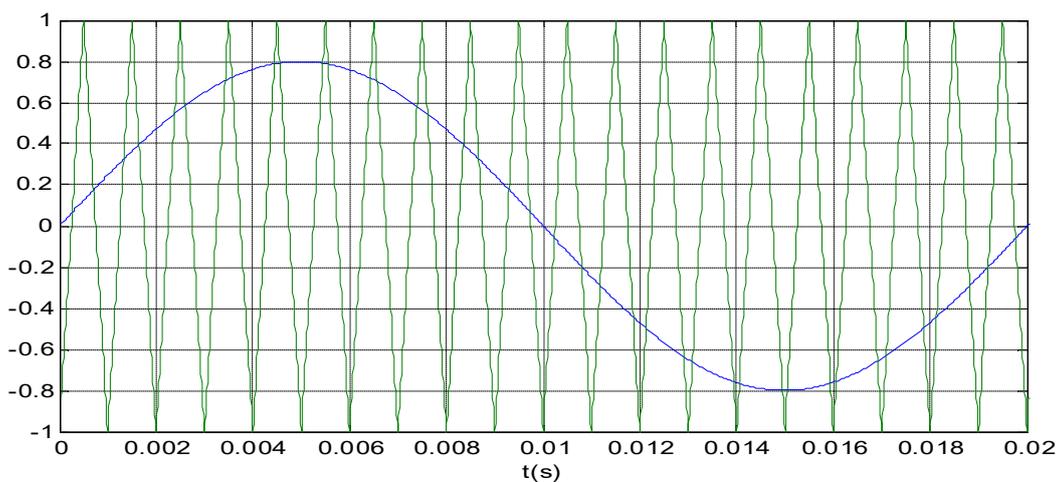


Figure II-3 Forme d'onde de la porteuse et de la modulatrice

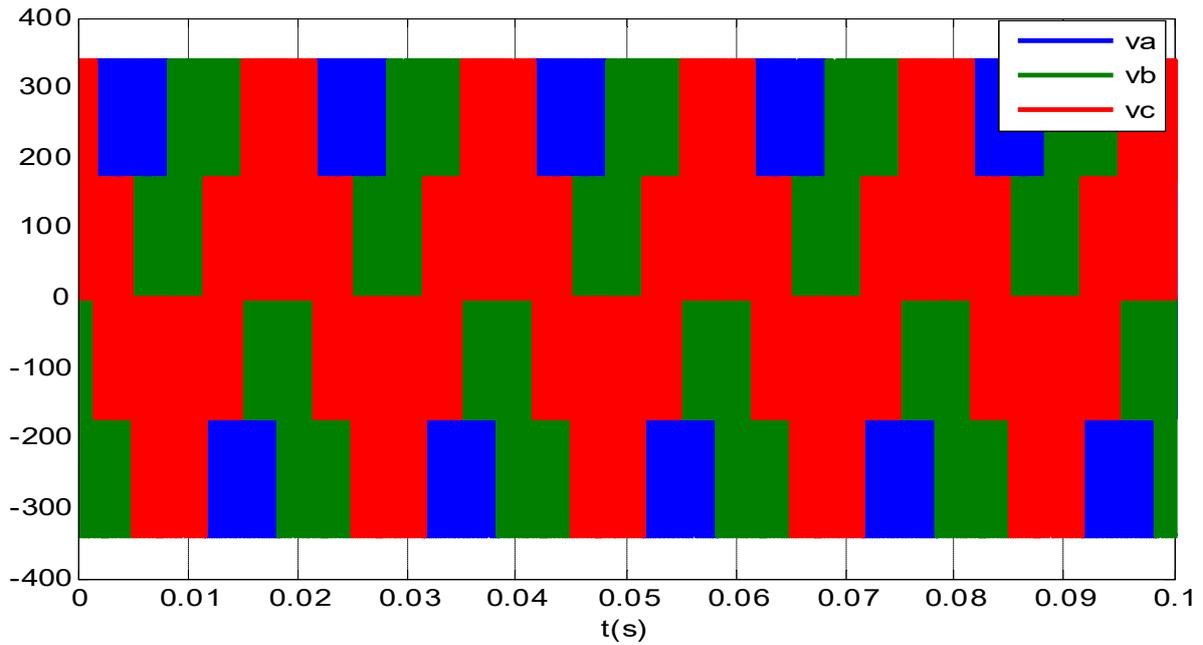


Figure II-4 Tension de sortie de l'onduleur

II.2.5 Simulation de l'association de machine asynchrone et onduleur triphasé :

Les résultats de simulation des figures (II.5, II.6, II.7, II.8, II.9, II.10) Présentent le démarrage de la MAS alimentée par un onduleur de tension. Une fois le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une charge ($C_r=10 \text{ Nm}$) à $t = 1 \text{ s}$.

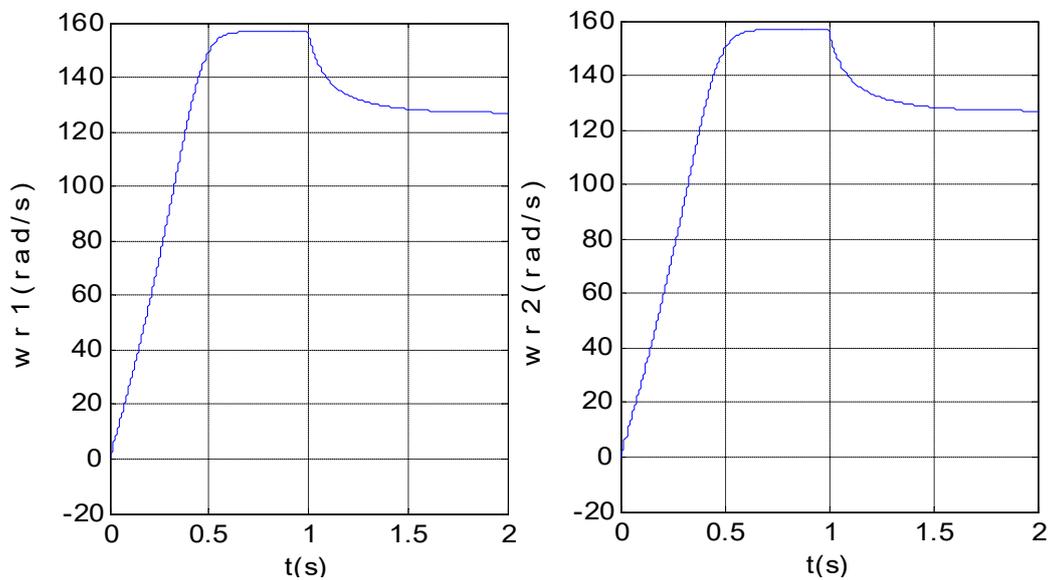


Figure II-5: la Vitesse rotorique des deux moteurs 1 et 2

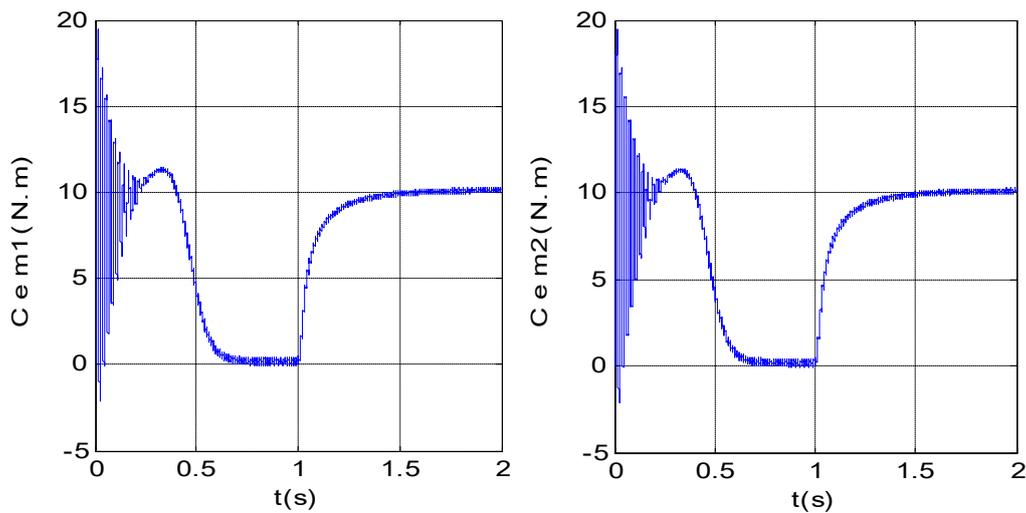


Figure II-6:Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et2

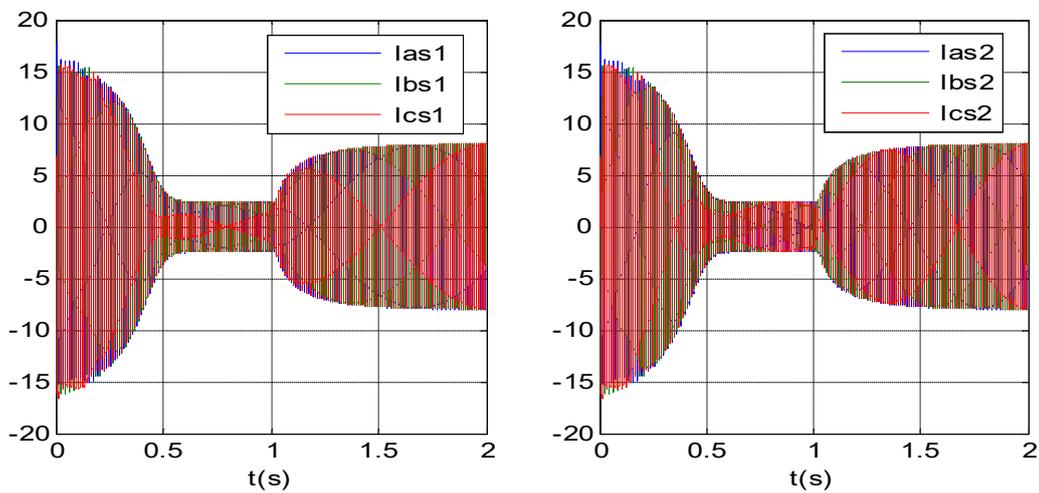


Figure II-7:Les Courants statoriques des phases a b c

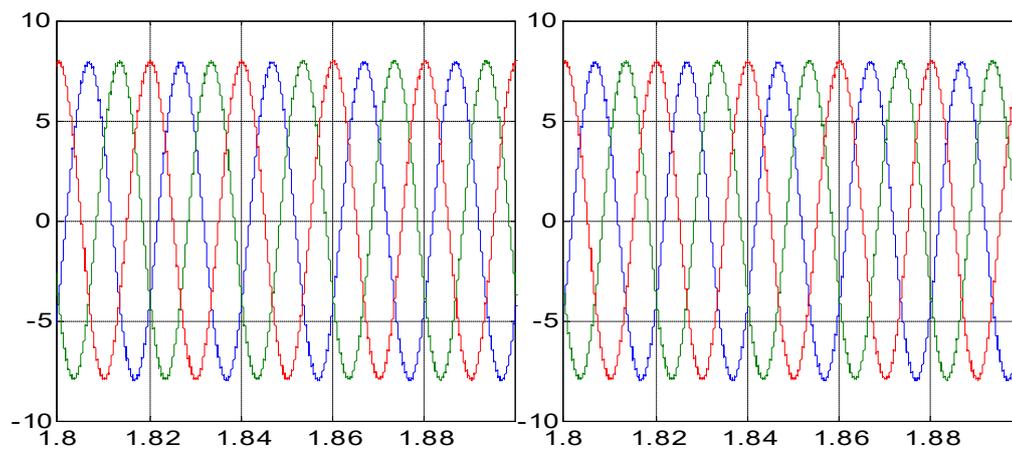


Figure II-8:Zoomes d'une partie des courants statoriques des phases a b c

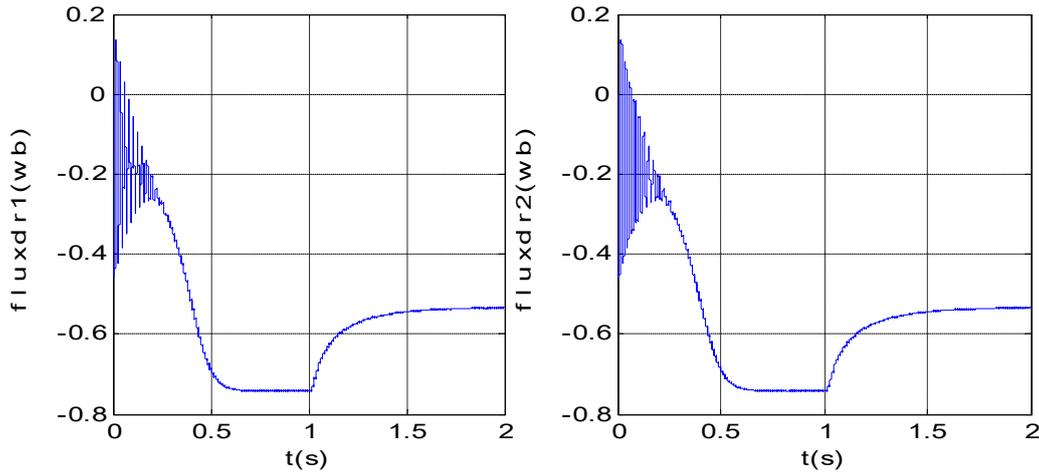


Figure II-9:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

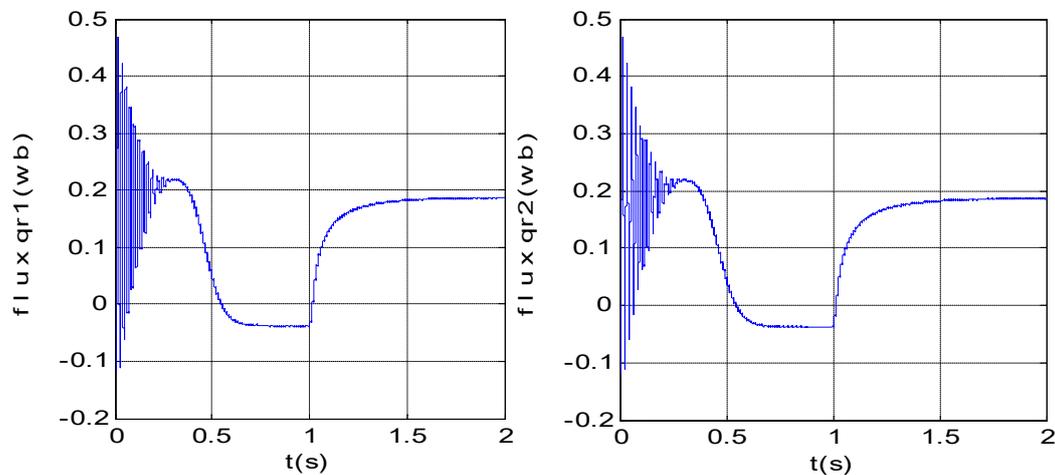


Figure II-10:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation de résultats**

- ❖ La Figure (II.5) représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, le moteur démarre avec un régime transitoire puis se stabilise en régime permanent. Le moteur démarre à vide puis on applique à $t=1s$ un couple de charge ($C_r=10N.m$), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime stable.
- ❖ La Figure (II.6) représente l'évolution du couple, le couple de démarrage atteint la valeur $19N.m$ (régime transitoire), après $t=0.6s$ le couple tend vers zéro (régime permanent) jusqu'à $t=1s$ nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 10N.m$). Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.
- ❖ La Figure (II.7) : représente l'évolution des courants statoriques en fonction du temps, on remarque qu'au démarrage à vide la machine demande un fort courant statorique qui dépasse $14A$, puis ils se stabilisent à une valeur efficace de $3.7A$. Après l'application

de couple résistant à $t=1s$ les courants augmentent pour atteindre une valeur maximale de 6A.

- ❖ Il est également observé que les flux rotoriques connaissent une augmentation en raison de la charge appliquée, comme illustré dans le schéma. (II.9, II.10).

Les courbes des deux simulations de la machine asynchrone alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

II.3 L'onduleur à neuf interrupteurs

II.3.1 Présentation de l'onduleur à neuf interrupteurs :

La tendance de développement d'électronique de puissance prolonge pour poursuivre le faible cout, moins de composantes, haute solution d'efficacité et grande fiabilité pour adresser ces préoccupations dans des applications de commande des moteurs.

L'onduleur à neuf cellules est composé de deux parties qui sont traitées comme deux onduleurs triphasé, partie supérieure et partie inférieure, sont formées en reliant trois cellules à semi-conducteur par phase, ce qui donne un totale de neuf pour les trois phases.

Comme le montre la figure (II.11) et contrairement à la topologie conventionnelle, la structure du convertisseur à neuf commutateurs à trois bras, dont chaque bras est composé de trois interrupteurs tel qu'il est représenté sur la figure où l'onduleur supérieur (q_1, q_2, q_3, q_a, q_b et q_c), et l'onduleur inférieur (q_a, q_b, q_c, q_4, q_5 et q_6) sont intégrés par le partage de trois commutateurs (q_a, q_b, q_c). Donc, on peut dire que c'est une fusion de deux onduleurs triphasés réduits de trois commutateurs. [19], [20]

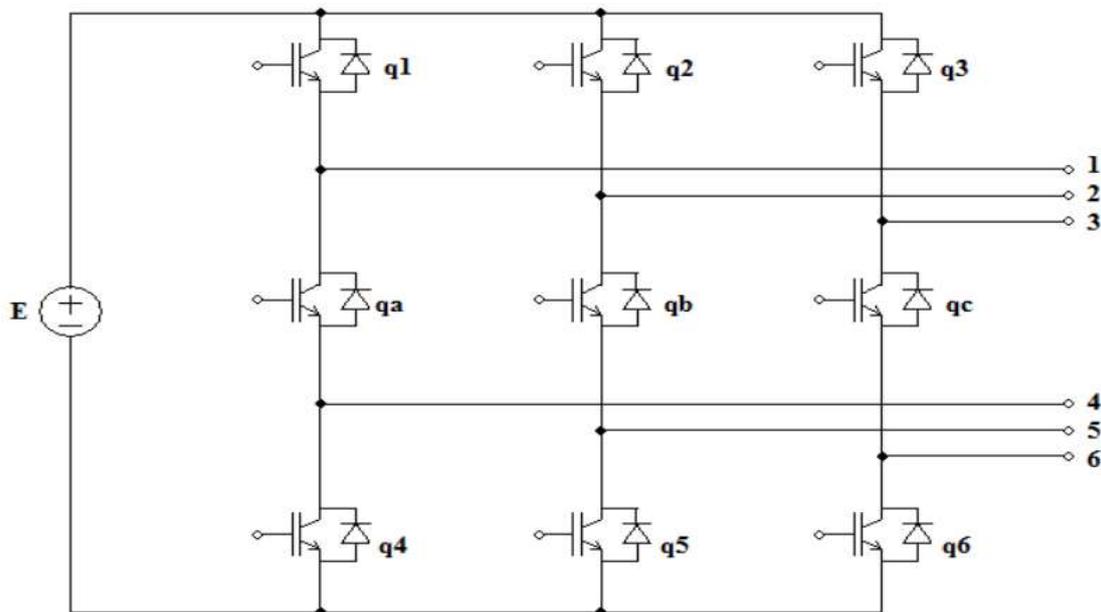


Figure II-11 : Schéma électrique de l'onduleur à neuf interrupteurs

Les commutateurs qui composent l'onduleur à neuf interrupteurs sont de type IGBT, ce choix a été fait pour surmonter les pertes de commutations ainsi que pour une utilisation rapide.

II.3.2 Modélisation de l'onduleur à neuf interrupteurs :

Pour bien comprendre son principe de fonctionnement, on doit présenter un modèle mathématique approprié à ce convertisseur. En utilisant les tensions composées, on obtient le système d'équation qui traduit le fonctionnement de l'onduleur (ouverture et fermeture des interrupteurs). Par la suite on aura à déduire les tensions simples à partir des expressions reliant les tensions simples aux tensions composées.

$$V_{12} = V_1 - V_2 = \begin{cases} E & \text{si } (q_1 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ -E & \text{si } (q_2 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_1 \cdot q_2 = 1 \text{ ou } q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5 = 1) \end{cases} \quad \text{II-7}$$

D'où :

$$V_{12} = E(q_1 \cdot q_b \cdot q_5 - q_2 \cdot q_a \cdot q_4) + (q_1 \cdot q_2 + q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5) \cdot 0 \quad \text{II-8}$$

$$V_{23} = V_2 - V_3 = \begin{cases} E & \text{si } (q_2 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ -E & \text{si } (q_3 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_2 \cdot q_3 = 1 \text{ ou } q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad \text{II-9}$$

D'où :

$$V_{23} = E(q_2 \cdot q_c \cdot q_6 - q_3 \cdot q_b \cdot q_5) + (q_2 \cdot q_3 + q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6) \cdot 0 \quad \text{II-10}$$

$$V_{31} = V_3 - V_1 = \begin{cases} E & \text{si } (q_3 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ -E & \text{si } (q_1 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_1 \cdot q_3 = 1 \text{ ou } q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad \text{II-11}$$

D'où :

$$V_{31} = E(q_3 \cdot q_a \cdot q_4 - q_1 \cdot q_c \cdot q_6) + (q_2 \cdot q_3 + q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6) \cdot 0 \quad \text{II-12}$$

$$V_{45} = V_4 - V_5 = \begin{cases} E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ -E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_5 = 1 \text{ ou } q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b = 1) \end{cases} \quad \text{II-13}$$

D'où :

$$V_{45} = E(q_5 \cdot q_1 \cdot q_a - q_4 \cdot q_2 \cdot q_b) + (q_4 \cdot q_5 + q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b) \cdot 0 \quad \text{II-14}$$

$$V_{56} = V_5 - V_6 = \begin{cases} E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ -E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ 0 & \text{si } (q_5 \cdot q_6 = 1 \text{ ou } q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad \text{II-15}$$

D'où :

$$V_{56} = E(q_6 \cdot q_2 \cdot q_b - q_5 \cdot q_3 \cdot q_c) + (q_5 \cdot q_6 + q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c) \cdot 0 \quad \text{II-16}$$

$$V_{64} = V_6 - V_4 = \begin{cases} E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ -E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_6 = 1 \text{ ou } q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad \text{II-17}$$

D'où :

$$V_{64} = E(q_3 \cdot q_c \cdot q_4 - q_6 \cdot q_1 \cdot q_a) + (q_4 \cdot q_6 + q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c) \cdot 0 \quad \text{II-18}$$

Les expressions des tensions simples en fonction des tensions composées sont données par

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 = \frac{V_{12} - V_{31}}{3} \\ v_2 = \frac{V_{23} - V_{12}}{3} \\ v_3 = \frac{V_{31} - V_{23}}{3} \\ v_4 = \frac{V_{45} - V_{64}}{3} \\ v_5 = \frac{V_{56} - V_{45}}{3} \\ v_6 = \frac{V_{64} - V_{56}}{3} \end{array} \right. \quad \text{II-19}$$

II.3.3 Technique de commande MLI appliquée à l'onduleur à neuf interrupteurs :

II.3.3.1 Principe

Le mode de fonctionnement de l'onduleur à neuf cellules est basé sur la technique de modulation de la largeur d'impulsion basée sur la porteuse et le positionnement des références supérieure et inférieure. Pour chaque cas d'application il est nécessaire d'organiser correctement et de séparer les deux références pour bien générer les deux séries de tensions triphasés (V_1, V_2, V_3) et (V_4, V_5, V_6) appliquées sur les deux charges [17]

II.3.3.2 Stratégie de commande

Les signaux des interrupteurs de l'onduleur à neuf cellules se décomposent en trois étages distincts qui sont les interrupteurs supérieurs, inférieurs et centraux.

a) Signaux des interrupteurs supérieurs

Les signaux des commutateurs supérieurs (q_1, q_2, q_3) restent inchangés sont générés en comparant l'onde de référence supérieure avec la porteuse. Les impulsions de ces commutateurs sont obtenues lorsque la référence d'onde sinusoïdale dépasse l'onde de la porteuse.

b) Signaux des interrupteurs inférieurs

Les signaux des commutateurs inférieurs (q_4, q_5, q_6) sont générés par comparaison de l'onde de référence inférieure avec la porteuse. Les impulsions sont obtenues si la référence inférieure est inférieure au signal de la porteuse.

c) Signaux des interrupteurs centraux

Les signaux des commutateurs centraux (q_a, q_b, q_c) sont générés par l'opérateur logique XOR appliqué aux deux signaux des commutateurs supérieurs et inférieurs. L'opérateur XOR nous assure la protection contre le court-circuit de la source continue en évitant que les trois interrupteurs, supérieur, central et inférieur ne conduisent en même temps [17] [21].

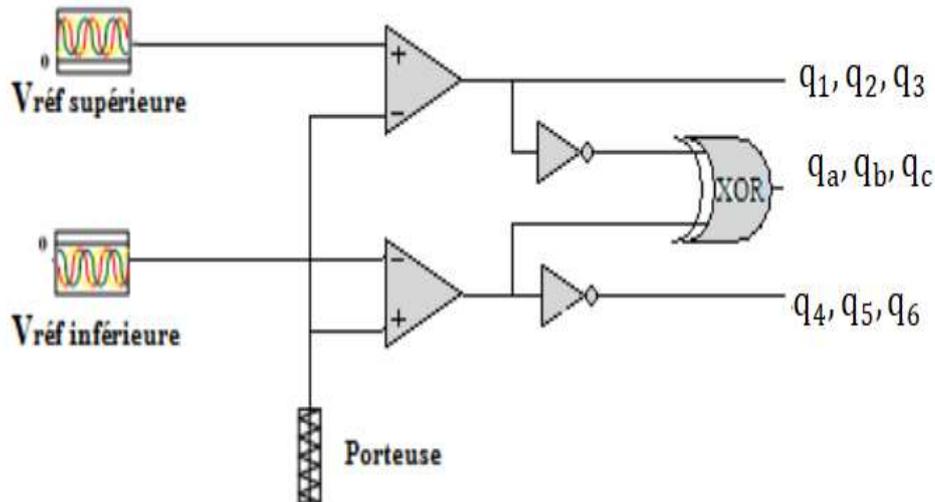


Figure II-12 : Méthode de génération des signaux des commutateurs de l'onduleur à neuf cellules

Afin d'éviter que les commutateurs supérieurs et inférieurs conduisent en même temps, la protection de l'onduleur contre les courts-circuits accidentels est garantie par l'insertion d'un temps mort par l'opérateur logique XOR. [22] [23]

L'expression des signaux sinusoïdaux des références supérieure et inférieure s'écrivent de la forme suivante :

$$V_{ref\ sup} = A_1 \sin(2\pi f_1 + \varphi_1) \quad \text{II-20}$$

$$V_{ref\ inf} = A_2 \sin(2\pi f_2 + \varphi_2)$$

Sachant que :

A_1, A_2 Amplitudes

f_1, f_2 fréquence de référence

φ_1, φ_2 Angles des phases des références

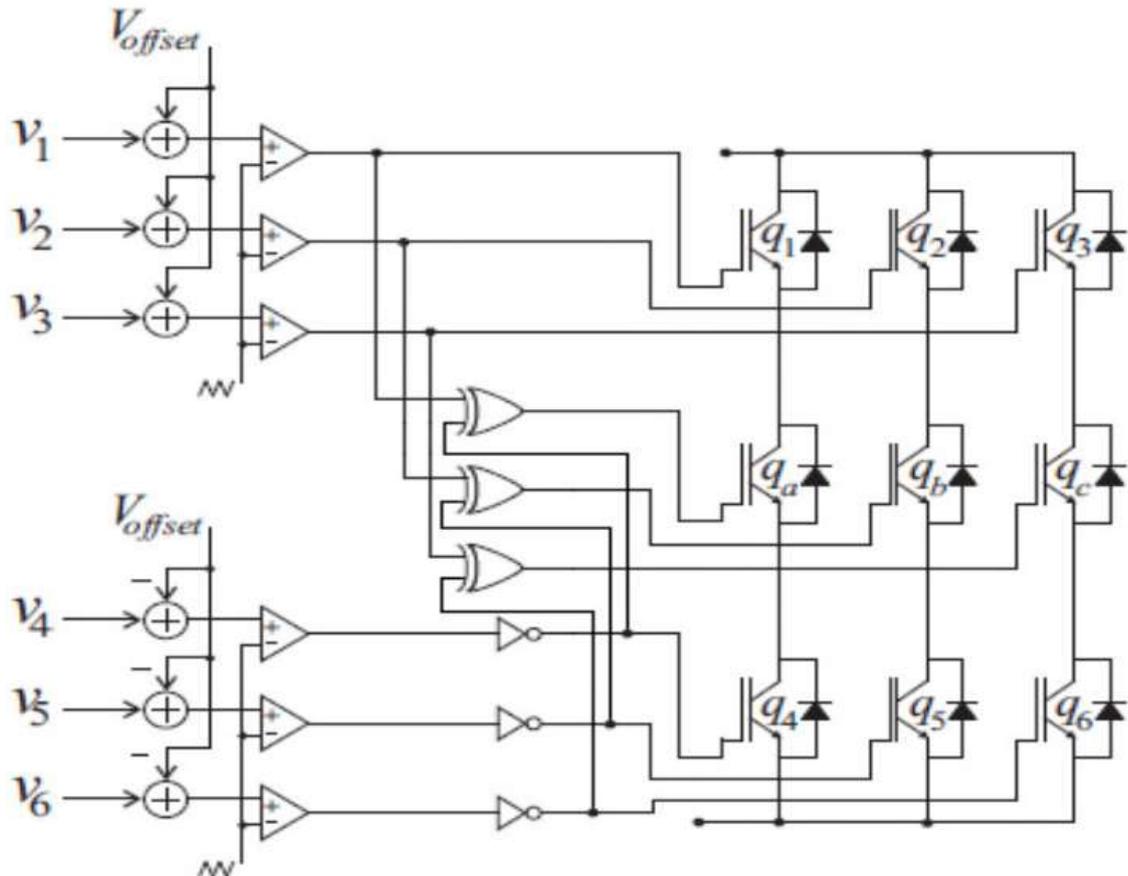


Figure II-13 : Schéma fonctionnel de la stratégie de commande

Afin de mettre en place cette commande au niveau de l'onduleur, deux paramètres sont essentiels pour régler les modulatrices pour produire des signaux de commande adéquats permettant d'obtenir des tensions de sortie non déformées.

II.3.3.3 Réglage de la modulatrices

Les deux références peuvent avoir un décalage entre eux selon leur amplitude correspondante, mais leur phase de déplacement qui peut également réaliser par un ajout d'un angle de compensation pour obtenir une profondeur de modulation maximale, pour cela deux paramètres sont essentiels pour régler les modulatrices afin de délivrer des signaux de commande nécessaire pour avoir des tensions de sortie non déformées : le V_{Offset} et l'indice de modulation M [16] [17].

II.3.3.4 La tension de décalage V_{Offset}

V_{offset} La tension appliquée pour déplacer légèrement les deux modulatrice verticalement afin d'éviter le croisement des deux références et de minimiser les pertes et gagner certain avantage de performances [24]

V_1, V_2, V_3 sont déplacés verticalement vers le haut jusqu'à ce qu'elles touchent le pic positif de la porteuse, en ajoutant un décalage de $1-M$.

V_4, V_5, V_6 sont déplacés verticalement vers le bas jusqu'à ce qu'elles touchent le pic négatif de la porteuse, en ajoutant un décalage de $M-1$ dans le cas des machines asymétrique ($\alpha = 0^\circ$) $V_{Offset} = 0.2$ pu, avec l'amplitude de la porteuse égale à 1pu [25] :

- L'indice de modulation M

D'après l'analyse mathématique les références modulantes et sont exprimées comme suit :
[11]

$$\begin{cases} V_1 = M \sin(\omega t) + V_{Offset} \\ V_2 = M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{Offset} \\ V_3 = M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + V_{Offset} \end{cases} \quad \text{II-21}$$

$$\begin{cases} V_4 = M \sin(\omega t - \alpha) - V_{Offset} \\ V_5 = M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) - V_{Offset} \\ V_6 = M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) - V_{Offset} \end{cases} \quad \text{II-22}$$

Sachant que la référence supérieure de la tension est toujours placée au-dessus de la référence inférieure alors :

$V_1 \geq V_4$ Si on les remplace par leurs expressions on trouve :

$$M \sin(\omega t) + 1 - M \geq M \sin(\omega t - \alpha) + M - 1 \quad \text{II-23}$$

$$M \leq \frac{2 + M(\sin(\omega t) - 1)}{1 + \sin(\omega t - \alpha)} \quad \text{II-24}$$

$$M \leq \frac{2}{2 + \sin(\omega t - \alpha) - \sin(\omega t)} \quad \text{II-25}$$

Et, En utilisant la relation de la trigonométrie suivante :

$$\sin a - \sin b = 2 \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \sin\left(\frac{a-b}{2}\right) \quad \text{II-26}$$

L'équation précédente s'écrira comme suit :

$$M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{2\omega t - \alpha}{2}\right)} \quad \text{II-27}$$

Puis que :

$$-1 \leq \cos\left(\frac{2\omega t + \alpha}{2}\right) \leq 1 \quad \text{ça veut dire} \quad \left\{ \pi - \frac{\alpha}{2} \leq \omega t \leq -\frac{\alpha}{2} \right\} \quad \text{II-28}$$

En mettant la valeur de ωt dans l'équation II.18 on aura :

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{et} \quad M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{II-29}$$

Ce qui fait que :

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{II-30}$$

II.3.4 Simulation numérique

Alors l'indice de modulation M est calculé à partir de l'expression (II.30) qui dépend de l'angle α , donc l'indice de modulation pour notre cas ($\alpha = 0^\circ$) est de $M=1$ et $V_{Offset} = 1 - M = 0$ pu

On aura pour chaque cas de simulation les références modulantes suivantes :

- Fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$)

$$M_1 = M_2 = M = 1 \text{ et } V_{Offset} = 0$$

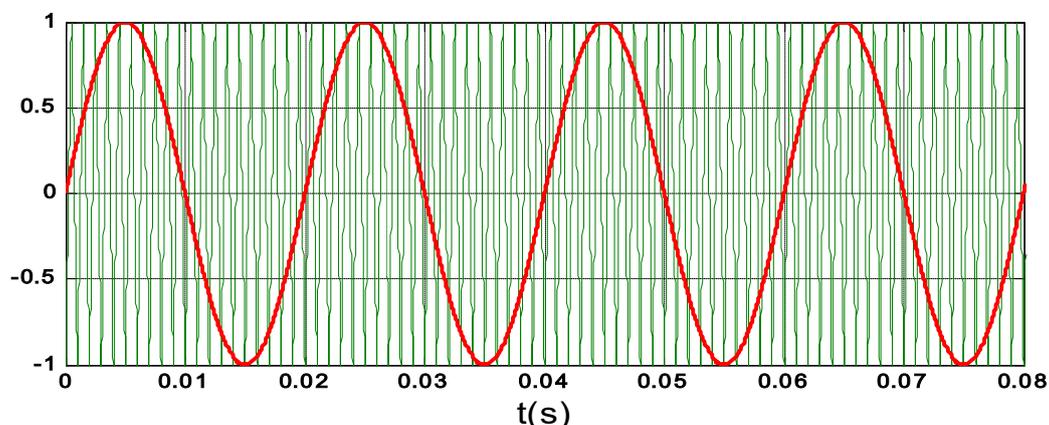


Figure II-14 : La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

- Fonctionnement non linéaire ($\omega_1 \neq \omega_2$)
 - $M_1 = 0.7$ et $V_{Offset} = 0.3$ $f_1=50\text{Hz}$
 - $M_2 = 0.3$ et $V_{Offset} = 0.7$ $f_2=25\text{Hz}$

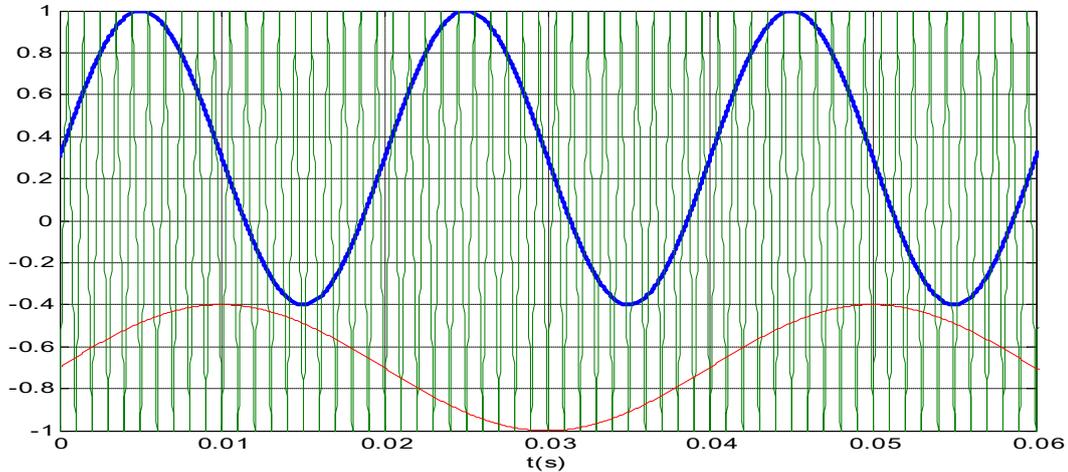


Figure II-15 : La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

Les figures (II.14) (II.15) montrent les deux modultrices de référence pour chaque cas.

- Pour ($\omega_1 = \omega_2$) et un indice de modulation égale à 1, la figure (II. 14) montre que les deux références modulantes sont similaires et d'une forme sinusoïdale, Car ils sont de même fréquence.
- Pour ($\omega_1 \neq \omega_2$) et avec deux fréquences différentes des deux références modulantes, la figure (II.15) montre que le croisement est évité par le choix deux indices de modulations M_1 et M_2 et les deux tensions de décalage $V_{Offset 1}$ et $V_{Offset 2}$ des deux modultrices.

II.3.5 Résultats de simulation du l'onduleur à neuf interrupteurs commandés par MLI :

Nous avons effectué deux séries de tests, en premier lieu nous avons testés l'onduleur avec un fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$) et pour un angle de déphasage 0° , En second lieu, nous avons testés l'onduleur pour un fonctionnement non linéaire c'est-à-dire les deux systèmes triphasés ont des fréquences différentes (50Hz et 25Hz).

- a) Essai pour un fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$), $f=50$ Hz
 - Tension d'alimentation égale à 780V ;
 - Fréquence de commutation égale à 10 kHz,
 - Indice de modulation maximum pour les deux $M_1 = M_2 = M=1$
 - $V_{Offset} = 0$ pu

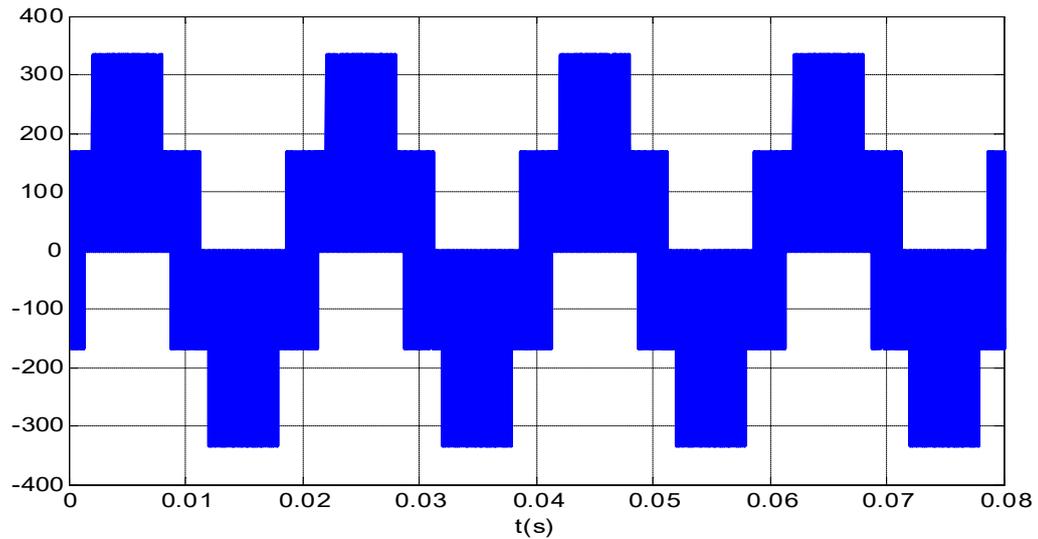


Figure II-16: Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieure Vch1

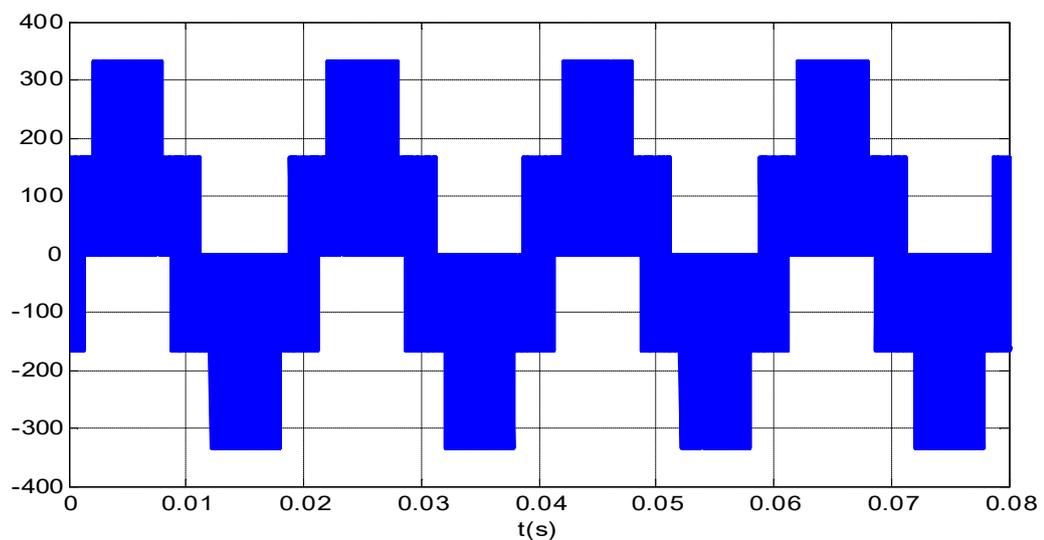


Figure II-17 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieure Vch1

b) Essai pour un fonctionnement non linéaire $\omega_1 \neq \omega_2$:

Pour une commande avec deux fréquences différentes $f_1=50$ Hz et $f_2=25$ Hz, nous avons obtenus les résultats suivants :

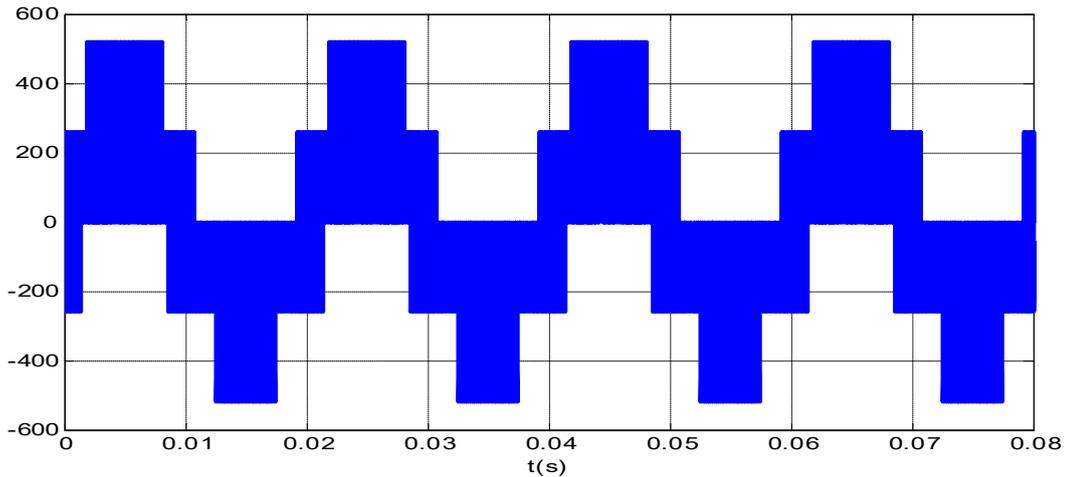


Figure II-18 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieur Vch1

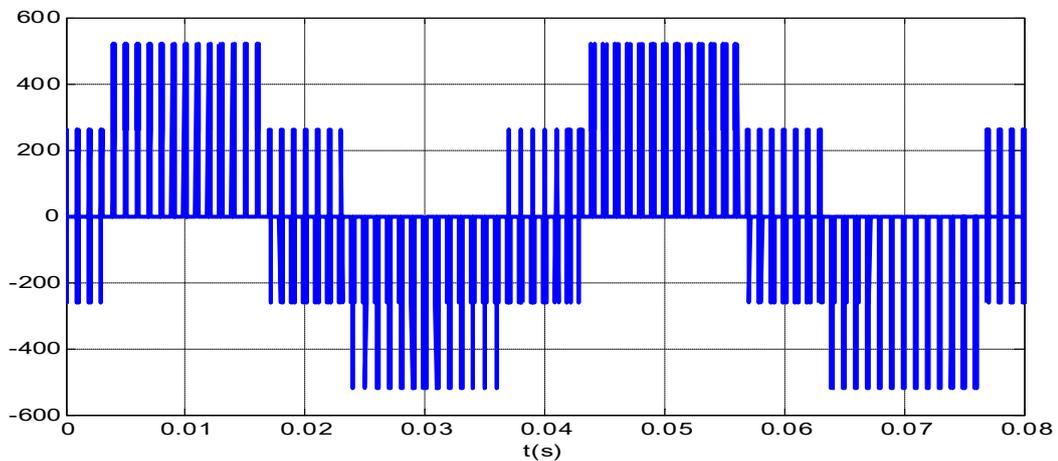


Figure II-19 : Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieur Vch1

Interprétation des résultats

Les résultats obtenus après la simulation du modèle pour des fréquences de 50 Hz et 25 Hz respectivement montrent que les formes d'ondes des tensions de charges sont décalées selon les angles de déphasage appliqués ($\alpha = 0^\circ$) et d'une période différente pour chaque fréquence.

Cette différence revient à la différence de l'indice de modulation M et le V_{offset} pour chaque cas. Plus les deux références s'éloignent l'une de l'autre.

D'après les résultats de la simulation, on constate que l'onduleur à neuf cellules nous donne des très bons résultats qu'on peut exploiter dans le pilotage de système à deux moteurs.

II.3.6 Association l'onduleur à neuf interrupteurs-machine asynchrone

L'association de la commande au modèle d'un onduleur statique qui réalise des performances souhaitables peuvent être exploités pour le pilotage des moteurs.

Les performances obtenues lors de la simulation du modèle du l'onduleur à neuf cellules, nous mènent à l'exploitation de ce dernier pour l'entraînement de deux moteurs triphasés, remplacent l'utilisation des onduleurs traditionnels.

Dans ce travail nous nous intéressant à mener une expérience pour confirmer la validité de l'exploitation des performances de l'onduleur à neuf cellules reliées à deux moteurs triphasés par l'enregistrement l'influence de l'indice de modulation sur le système moteurs onduleur.

La simulation est faite sous Matlab/Simulink, elle se déroule pendant 2 secondes, La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple résistant égale à 10 N.m à la machine pour chaque cas pour un fonctionnement linéaire et non linéaire.

Afin de valider notre étude. Dans le premier test, l'onduleur pilotait deux moteurs asynchrones fonctionnant à vitesse identique et un angle de déphasage $\alpha=0^\circ$. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures qui suivent sont obtenus avec les paramètres suivants :

La fréquence $f_r = 50\text{Hz}$, la valeur efficace de la tension d'alimentation est égale à 780 V, le couple de charge $C_r = 10\text{N.m}$

➤ **Pour un fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$), $f=50$ Hz**

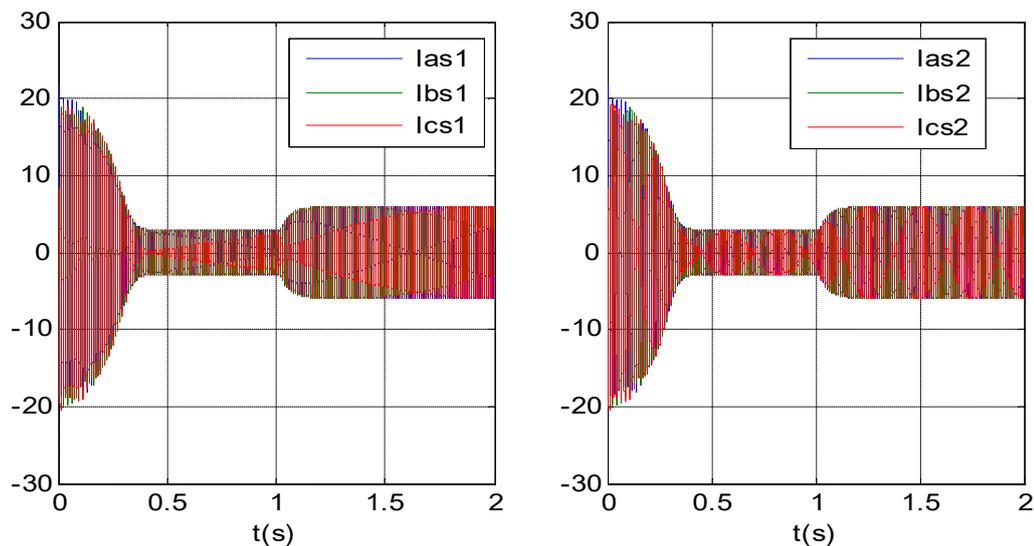


Figure II-20 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

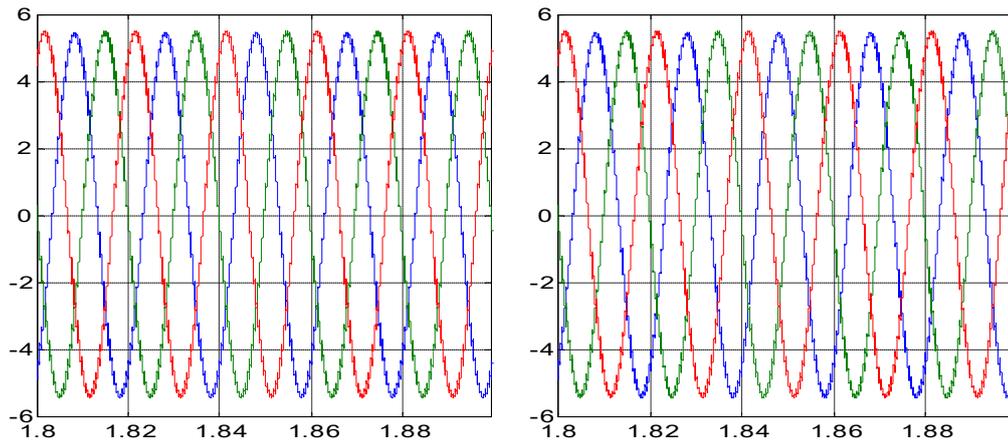


Figure II-21: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

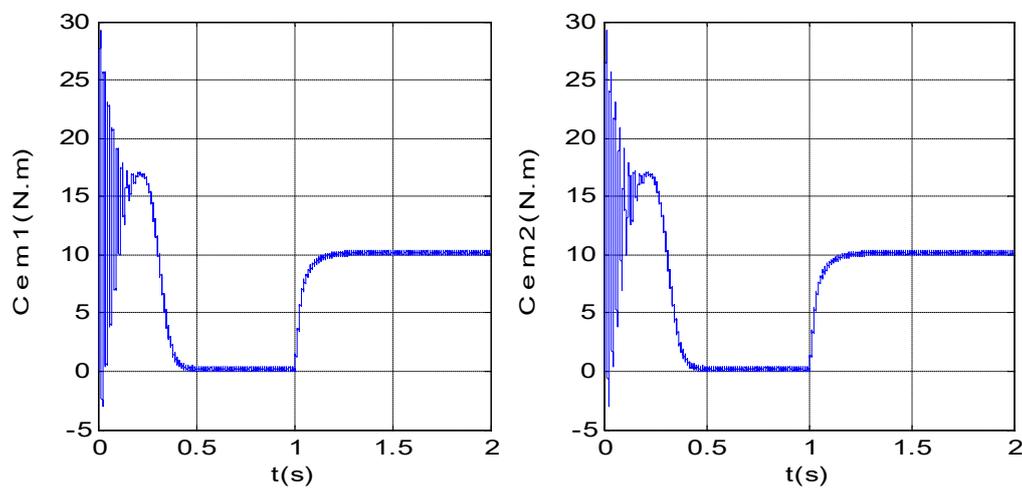


Figure II-22 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

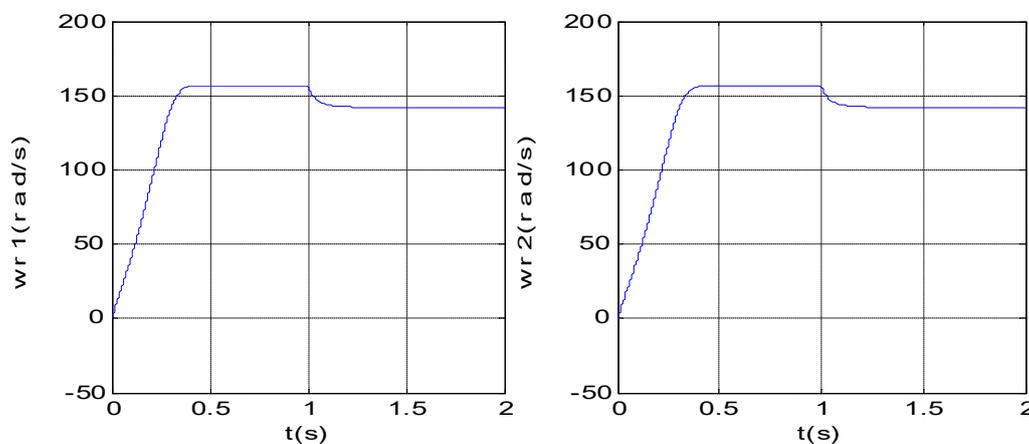


Figure II-23 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

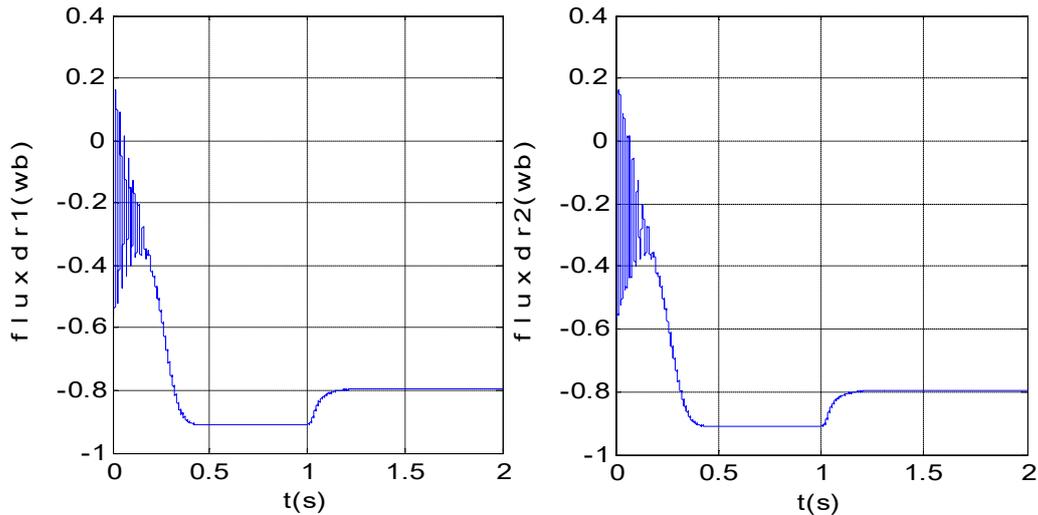


Figure II-24: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

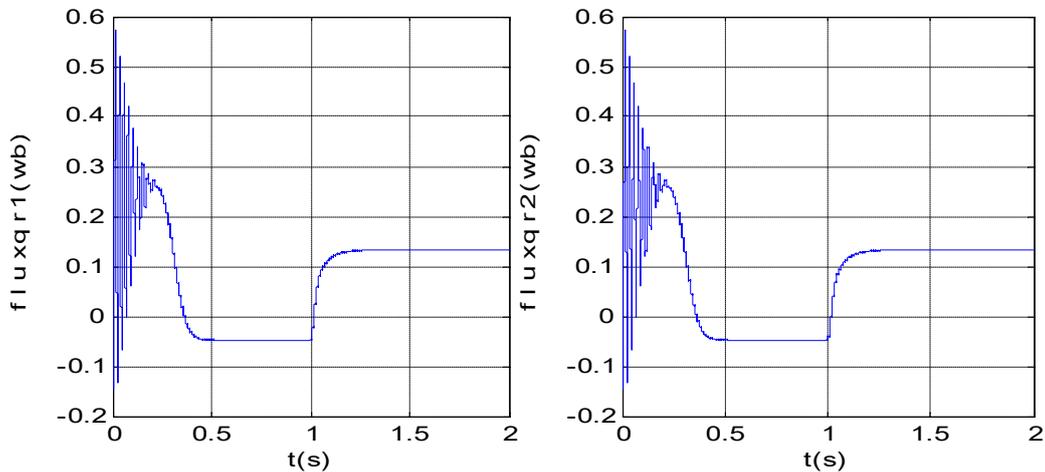


Figure II-25: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation des résultats**

Le principe de fonctionnement de des deux moteurs asynchrones est le même donc nous tenons compte de donner une seule interprétation de leurs fonctionnements puis qu'ils ont une même caractéristique et même paramètres.

Les figures (II.20) (II.22) (II.23) respectivement est montrent l'évolution des courants statoriques, couples électromagnétiques et des vitesses mécaniques en fonction du temps concernant les deux moteurs triphasés.

Le couple est fortement pulsatoire (Fig. II.22), ainsi le couple instantané monte à 24 N.m alors que le couple nominal est de l'ordre de 10 N.m, induisant un fort appel des courants statoriques qui sont d'environ 17A

Au démarrage et pendant le régime transitoire de durée 0.4 s, L'établissement de vitesse est rapide (Figure.II.23), le moteur n'étant pas chargé. La vitesse atteinte est proche de synchronisme.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute.

En appliquant une charge nominale $C_r = 10N.m$ à $t=1s$ après un démarrage à vide nous remarquons que le couple est stabilisé à une valeur de $10.33 Nm$ la vitesse chute à $139 rad/s$. Le couple électromagnétique répond au couple résistant ainsi que les courants de phases. Ainsi que les flux rotoriques fait une augmentation causée par la charge imposée.

➤ Pour un fonctionnement non linéaire $\omega_1 \neq \omega_2$:

Dans ce dernier cas les deux moteurs 1 et 2 sont entraînés respectivement à deux fréquences $f_1 = 50 Hz$, $f_2 = 25 Hz$). Le couple résistant appliqué au moteur 1 et moteur 2 est de $10 N.m$

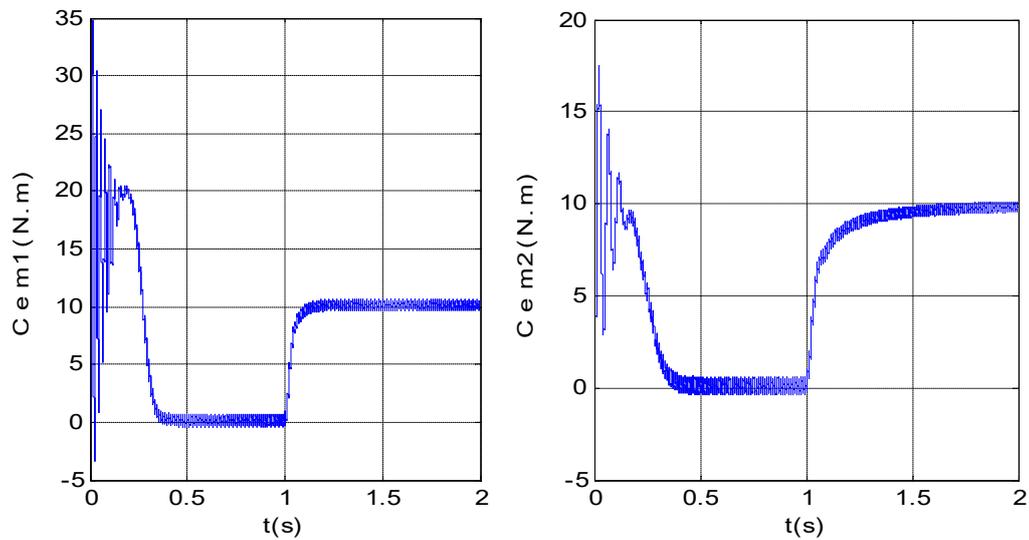


Figure II-26 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

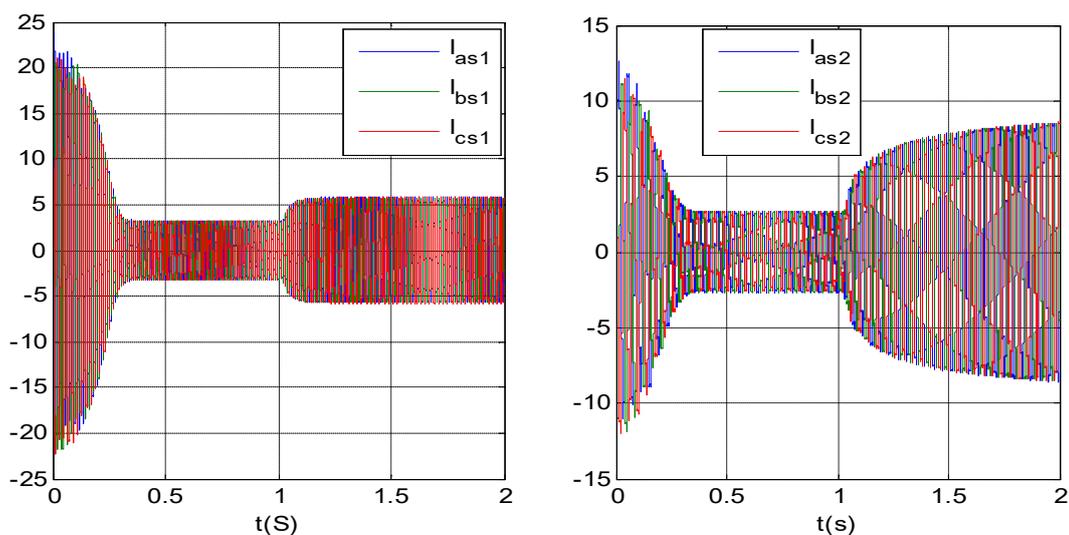


Figure II-27 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

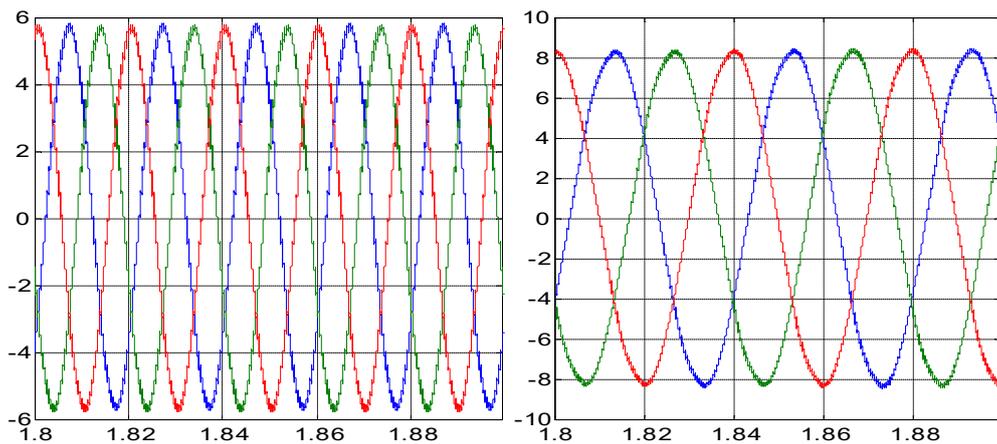


Figure II-28: Zooms d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

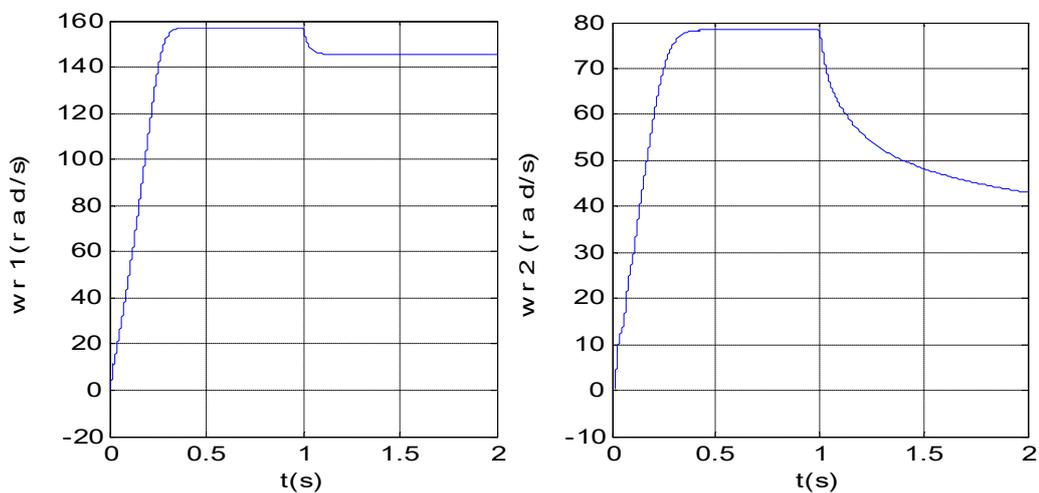


Figure II-29: Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

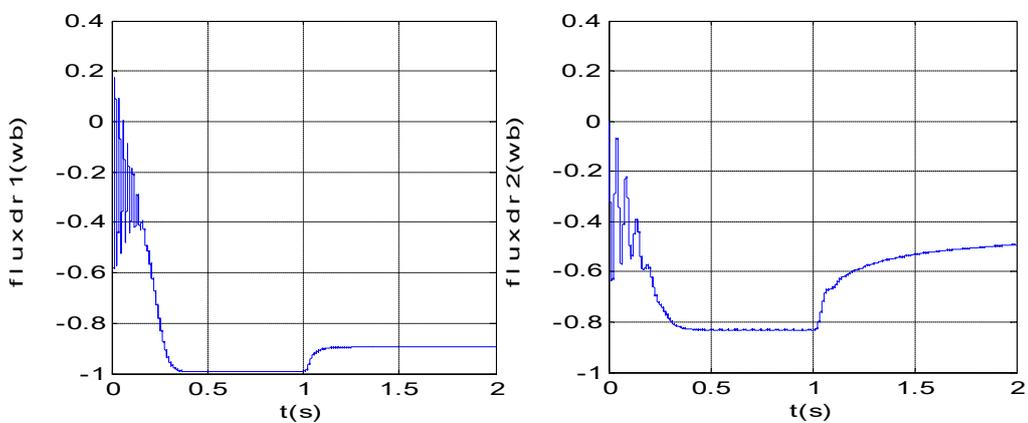


Figure II-30: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

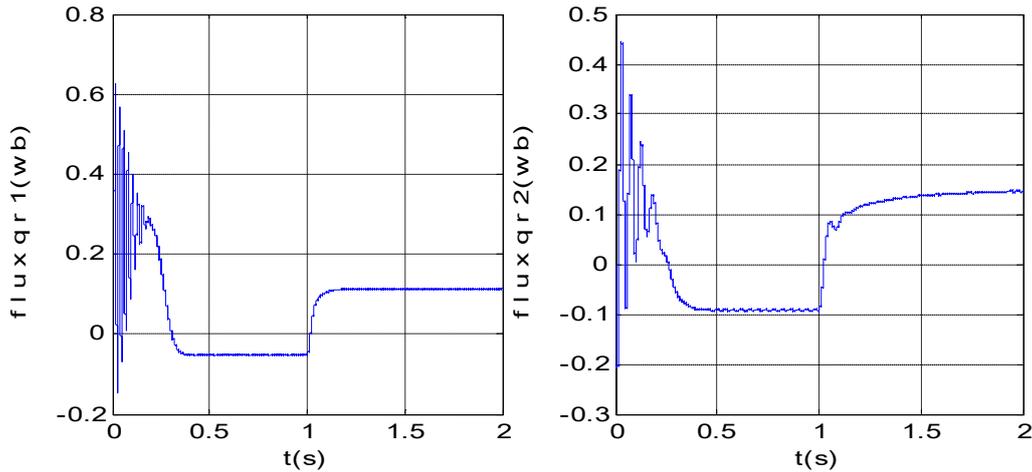


Figure II-31:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation de résultats**

Pour la caractéristique de couple (figure.II.26), chaque moteur asynchrone génère un couple mécanique correspondant à la vitesse souhaitée. Au début du démarrage, on observe une forte pulsation (régime transitoire), puis après 0,4s pour les deux machines, le couple diminue progressivement jusqu'à atteindre zéro pour Mas1 et Mas2 (régime permanent). Pendant cette période, un couple résistant de 10N.m est appliqué à l'arbre du moteur asynchrone. Le couple électromagnétique converge rapidement vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasi instantanée.

Lors du démarrage, on observe des pics de courant importants (figure.II.27) qui diminuent progressivement avec l'évolution du régime transitoire pour les deux machines. Le courant de MAS 1 se stabilise à $t=0,37s$ avec une amplitude de 3,2A, indiquant une valeur fixe à partir de ce moment-là. Pour MAS 2, le courant atteint sa valeur stabilisée à $t=0,37s$ avec une amplitude de 2,6A. Après l'application d'un couple résistant à $t=1s$, on observe une augmentation des courants pour atteindre leur valeur maximale. Le courant maximal enregistré est de 5,6A pour Mas1 et de 8.2A pour Mas2. Ces courants plus élevés sont le résultat de la résistance exercée par le couple appliqué à l'arbre des moteurs. Finalement, les courants se stabilisent et se maintiennent dans un état stable pour le reste de la simulation, indiquant une situation où les moteurs ont trouvé leur équilibre dans les conditions données.

En ce qui concerne la courbe de vitesse (figure.II.29), chaque machine fonctionne à la vitesse spécifiée. MAS 1 tourne à une vitesse d'environ $\omega_s \approx 157$ rad/s, tandis que MAS 2 tourne à une vitesse d'environ $\omega_s \approx 78.5$ rad/s, ce qui représente le double de la vitesse de la machine 1. Il est intéressant de noter que la vitesse atteint un régime permanent après un certain temps de réponse. Pour les deux machines, ce temps de réponse est d'environ $t \approx 0.4s$. Une fois atteint le régime permanent, les deux machines maintiennent une vitesse stable. Cependant, lorsque le couple de charge est appliqué à $t=1s$, la vitesse diminue temporairement avant de se stabiliser à nouveau pour

la Mas1 mais une fois l'équilibre atteint, la vitesse se stabilise à une valeur constante. Par contre on observe que y a une diminution dans la Mas2.

II.4 L'onduleur à cinq bras :

II.4.1 Modélisation de l'onduleur à cinq bras :

L'onduleur triphasé à cinq bras étudié est composé de cinq bras. Chaque bras comporte deux interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche (Fig. II.32)

Les bras A et B de l'onduleur sont reliés directement aux phases a_1 et b_1 respectivement de MAS 1. De même les bras D et E de l'onduleur sont reliés directement aux phases a_2 et b_2 respectivement, de MAS 2. Les deux moteurs partagent le bras C (phase c_1 et c_2) [18].

La Figure (II.32) représente un onduleur à cinq bras alimentant deux moteurs, une seule phase est mise en commun entre les deux machines, dans ce cas les deux machines peuvent fonctionner indépendamment.

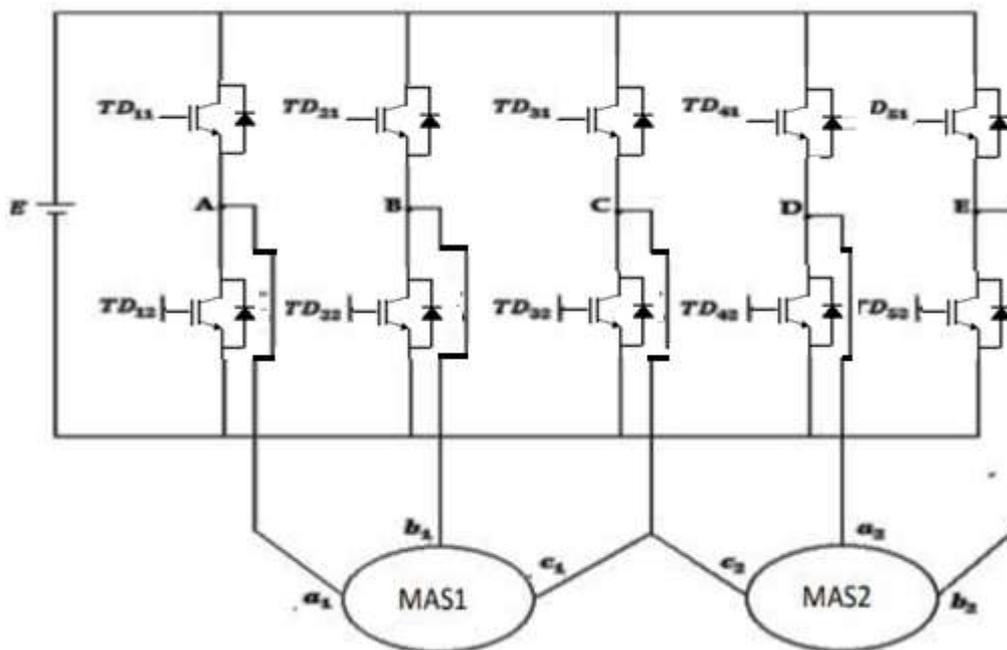


Figure II-32 :Structure de l'onduleur triphasé à cinq bras

Les fonctions des signaux de commande F_{ij} des interrupteurs TD_{ij} définies de la manière suivante :

$$F_{ij} \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (i = 1 \dots 5, j = 1,2) \quad \text{II-31}$$

Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire, donc :

$$F_{i1} = 1 - F_{i2} \quad (i = 1 \dots 5)$$

II-32

II.4.2 Commande MLI de l'onduleur cinq bras :

Dans la commande MLI de cet onduleur il y a 6 tension disponible (V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}) et (V_{a2}, V_{b2}, V_{c2}), on a soustrait la tension v_{c1} de les tensions références générée par la commande de machine 1, le même que les tensions références générée par la commande de machine 2 et v_{c2} . les cinq tensions de références sont calculés comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = v_{a1} - v_{c1} \\ V_b = v_{b1} - v_{c1} \\ V_c = v_{c1} - v_{c1} = v_{c2} - v_{c2} \\ V_d = v_{a2} - v_{c2} \\ V_e = v_{b2} - v_{c2} \end{array} \right. \quad \text{II-33}$$

Dans cette configuration, les deux machines peuvent fonctionner à des vitesses identiques ou différentes.

On va utiliser deux systèmes de références triphasées et une porteuse triangulaire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = M * \sin(\omega t) \\ V_2 = M * \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = M * \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad \text{II-34}$$

Tableau de comparaison :

Le tableau ci-dessous résume les différentes caractéristiques des convertisseurs utilisés pour piloter des systèmes à deux moteurs [17] :

Convertisseur	Onduleur	Cinq bras	Neuf interrupteurs
Technologie	Moderne	Moderne	En cours de développement
<i>N^{bre}</i> de composants	24	20	18
Pertes	Faibles	Faible	Pratique faible
Complexité	Moyenne	Moyenne	Grande
Pois physique	Moyen	Moyenne	Moyenne

Tableau II-2: Tableau de comparaison entre les variateurs de vitesse

II.4.3 Simulation numérique

Les résultats de simulation des figures ci-dessus Présentent le démarrage de la MAS alimentée par un onduleur cinq bras. Une fois le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une charge ($C_r=10 \text{ Nm}$) à $t = 1 \text{ s}$

II.4.4 L'association entre onduleur cinq bras et deux MAS :

L'onduleur cinq bras est comme deux onduleurs triphasés avec un bras commun, Nous avons effectué deux séries de tests, en premier lieu nous avons testés le convertisseur avec un fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$), En second lieu, nous avons testés le convertisseur pour un fonctionnement non linéaire c'est-à-dire les deux systèmes triphasés ont des fréquences différentes (50Hz et 25Hz).

a) Essai pour un fonctionnement linéaire ($\omega_1 = \omega_2$), $f=50 \text{ Hz}$

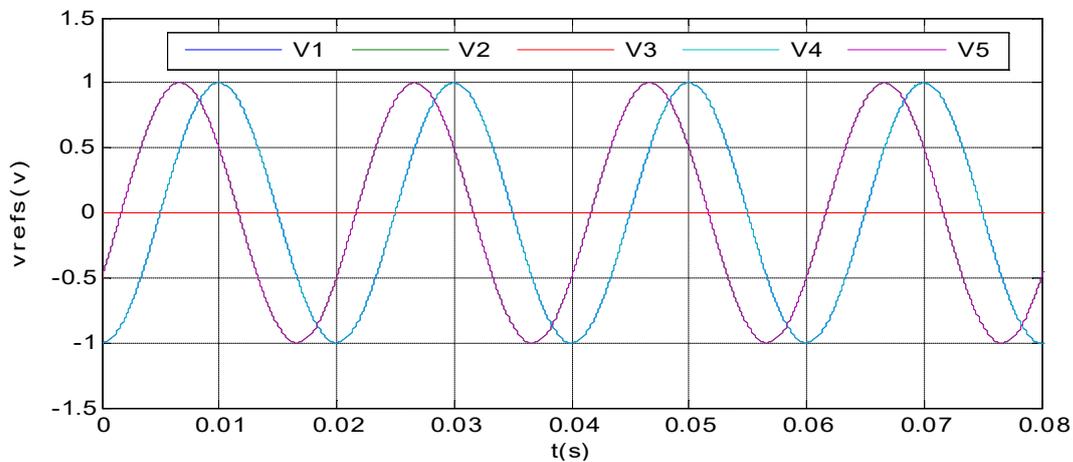


Figure II-33 : les tensions références.

La tension $V_3=0$ c'est la tension de bras commun à zéro, Et les autres tensions sont identiques $V_1=V_4$, $V_2=V_5$.

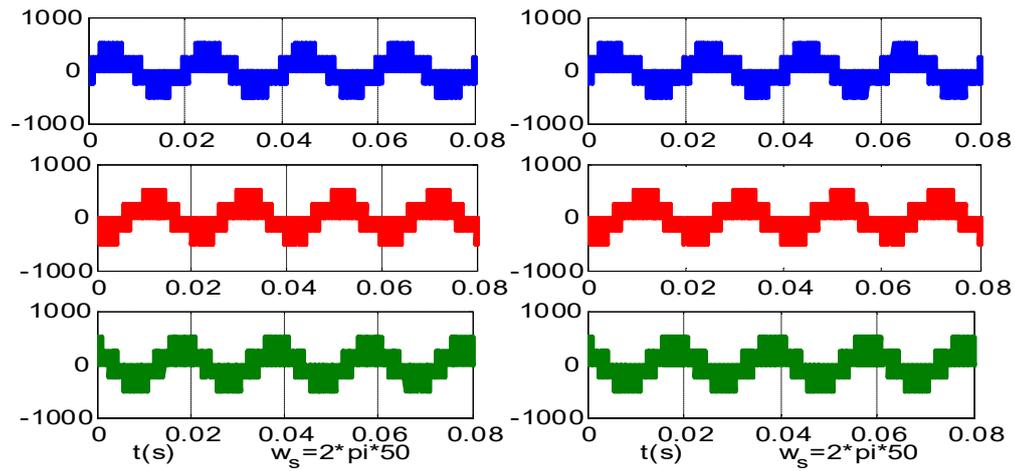


Figure II-34: les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.

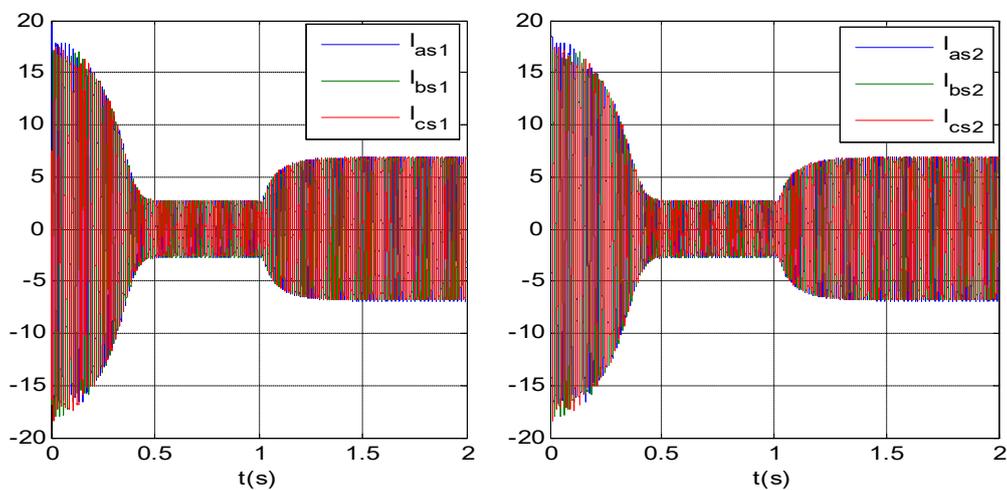


Figure II-35: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

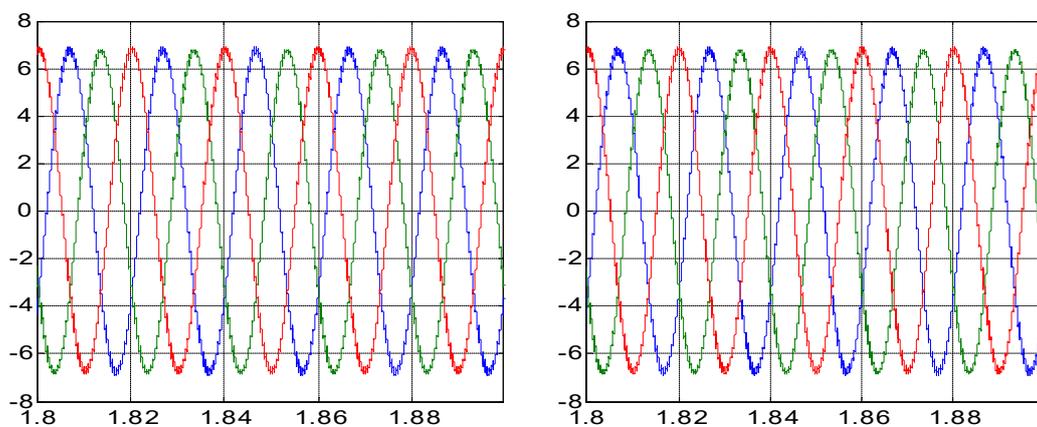


Figure II-36: Zooms d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

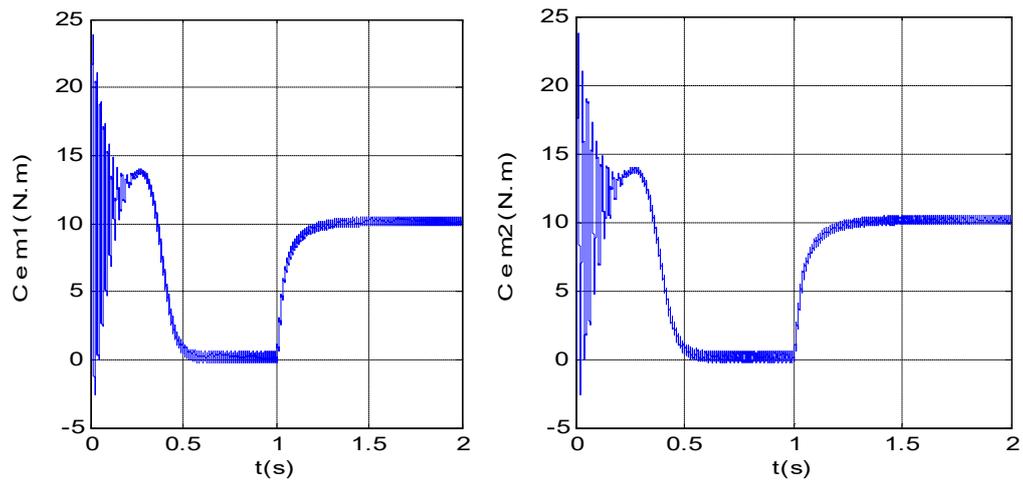


Figure II-37: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

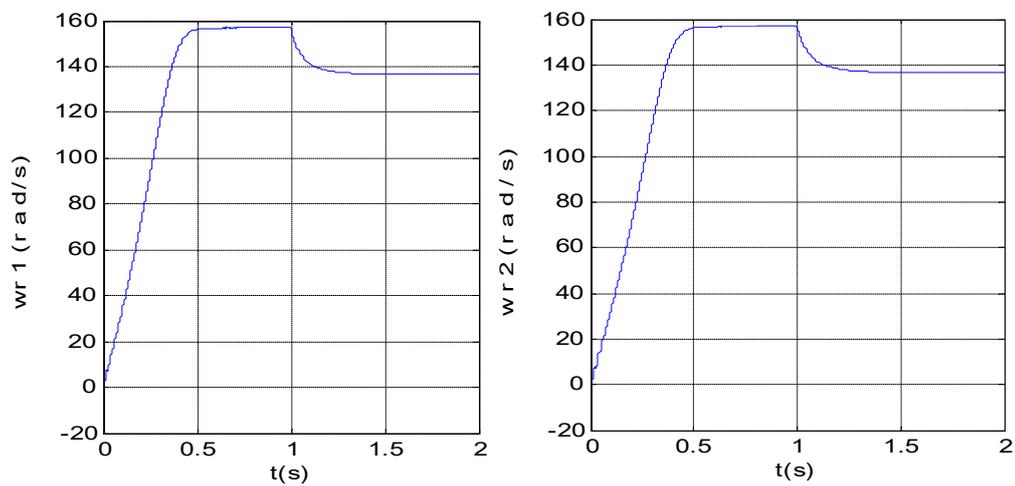


Figure II-38 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

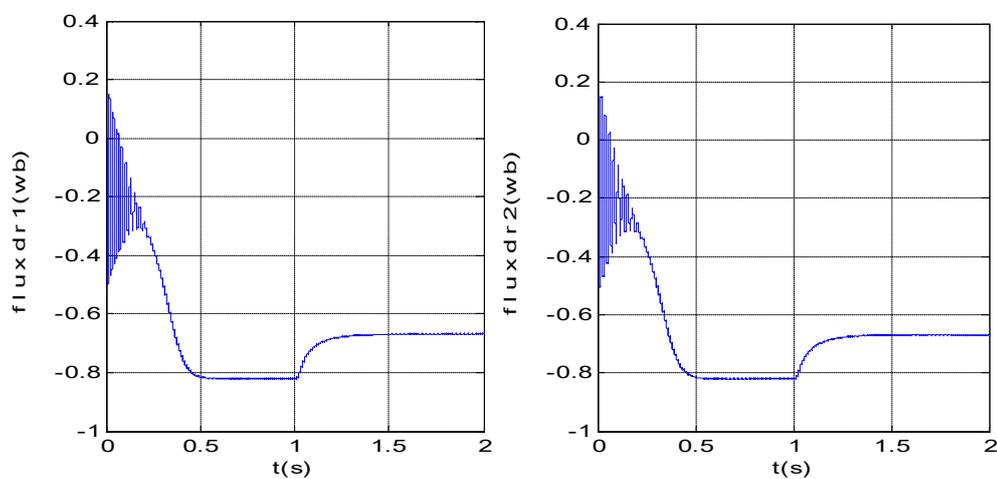


Figure II-39 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

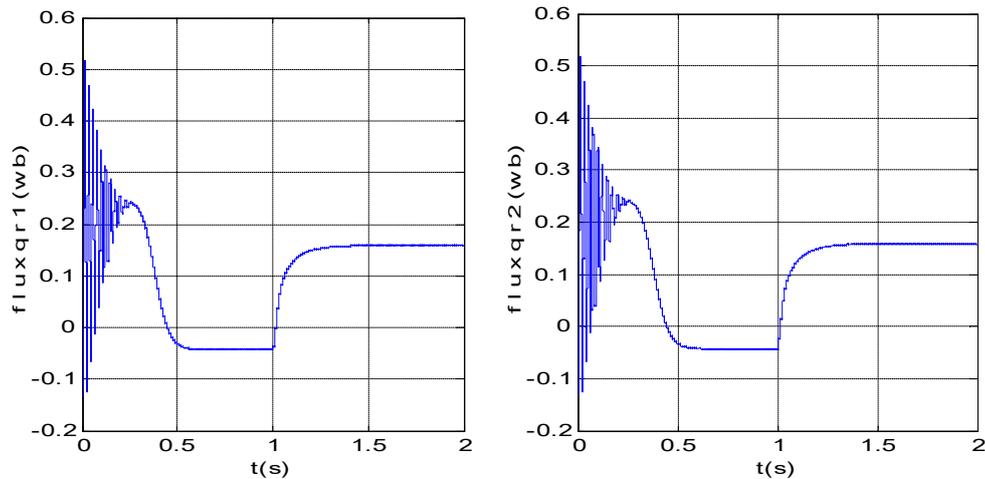


Figure II-40 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation de résultats**

Les deux moteurs asynchrones fonctionnent selon le même principe, ce qui nous permet de fournir une seule interprétation de leur fonctionnement, étant donné qu'ils partagent les mêmes caractéristiques et paramètres.

La figure (II.38) Représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, Suivi de l'application d'un couple résistant $C_r = 10N.m$ Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.45s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale. Les courants statoriques durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale, Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire,

L'application de la charge $C_r = 10N.m$ pendant l'intervalle de temps $t = [1, 2]$ s engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et les flux rotoriques qui se stabilisent respectivement à $C_{em} \approx 10N.m$, $I_{as} \approx I_{bs} \approx I_{cs} \approx 6.5A$. Par contre la vitesse diminue pendant l'intervalle de temps $t = [1, 1.2]$ s puis se stabilise durant le reste de temps de simulation.

b) Essai pour un fonctionnement non linéaire $\omega_1 \neq \omega_2$:

L'onduleur cinq bras peut générer deux tensions de deux différentes fréquences, c'est-à-dire cet onduleur peut marcher deux machines asynchrones de deux différentes vitesses de rotation.

On va simuler les deux MAS avec un onduleur cinq bras, la 1ère machine fonctionne avec une fréquence de rotation $\omega_s = 2\pi*50 rad/s$ et la 2ème machine fonctionne avec une fréquence de rotation $\omega_s = 2\pi*25 rad/s$.

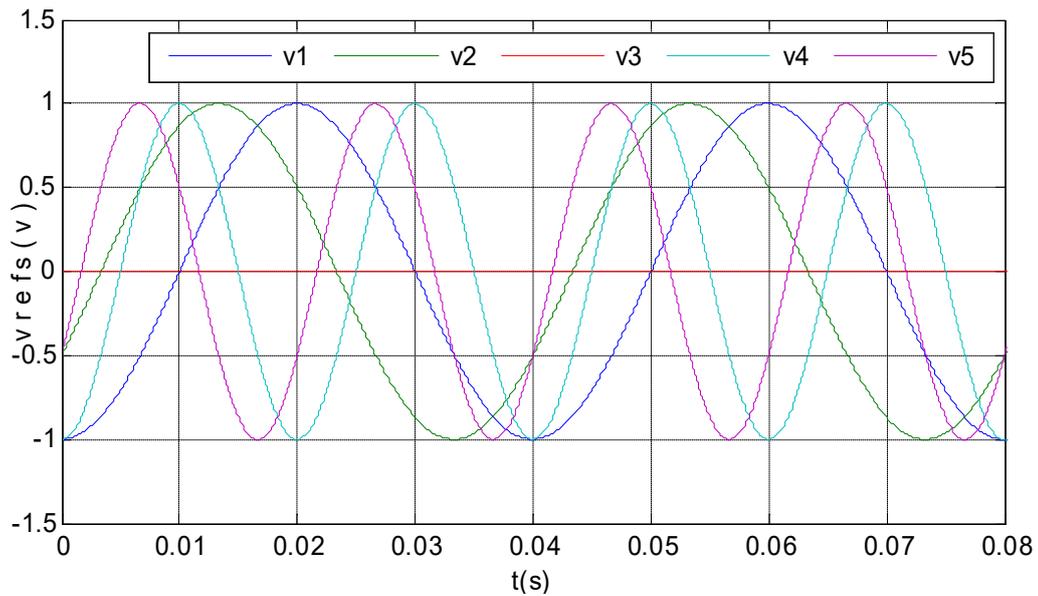


Figure II-41 : les tensions références.

La tension $V_3=0$ c'est la tension de bras commun à zéro.

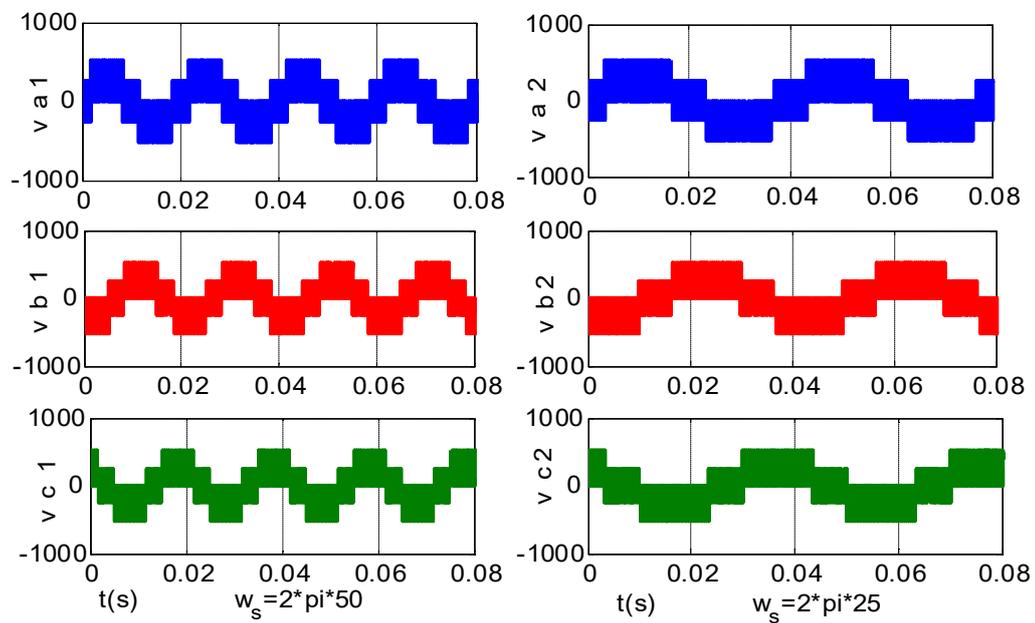


Figure II-42 : les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.

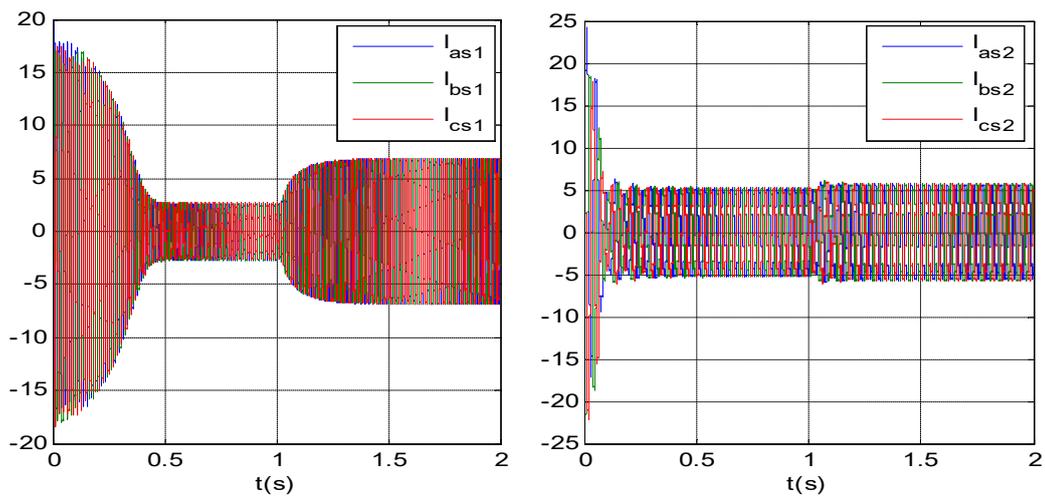


Figure II-43 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

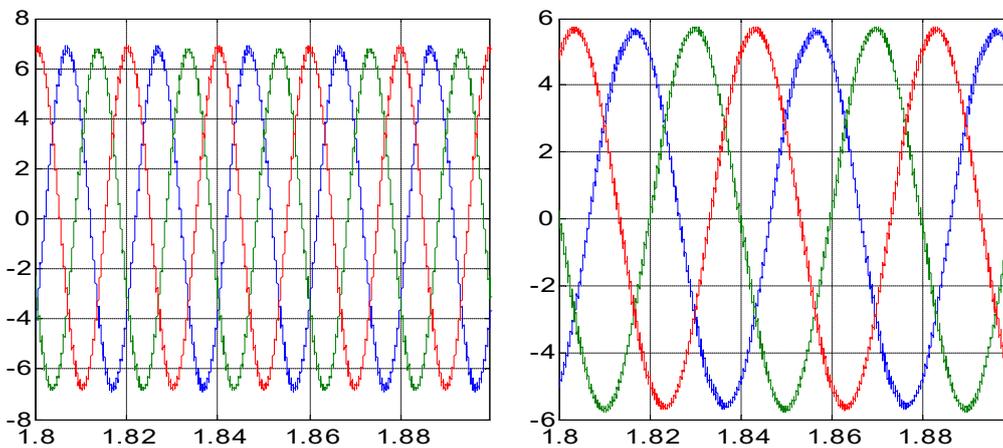


Figure II-44 : Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

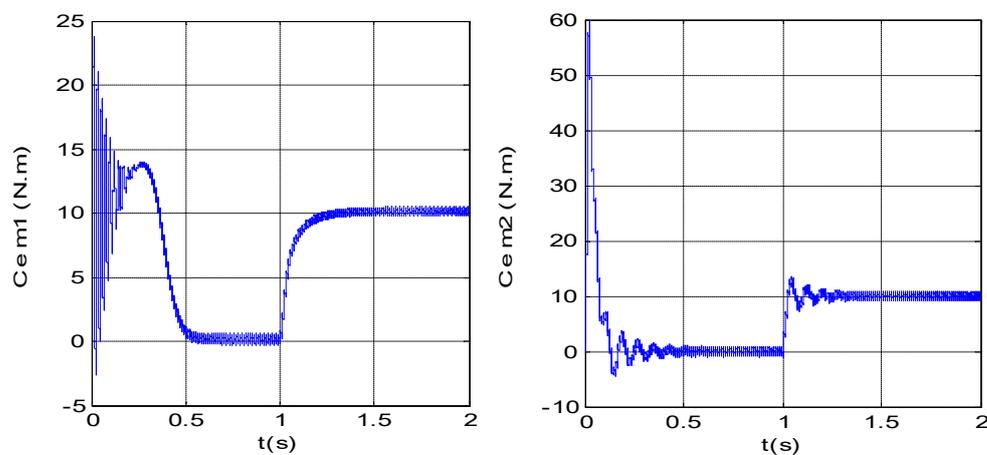


Figure II-45 : Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

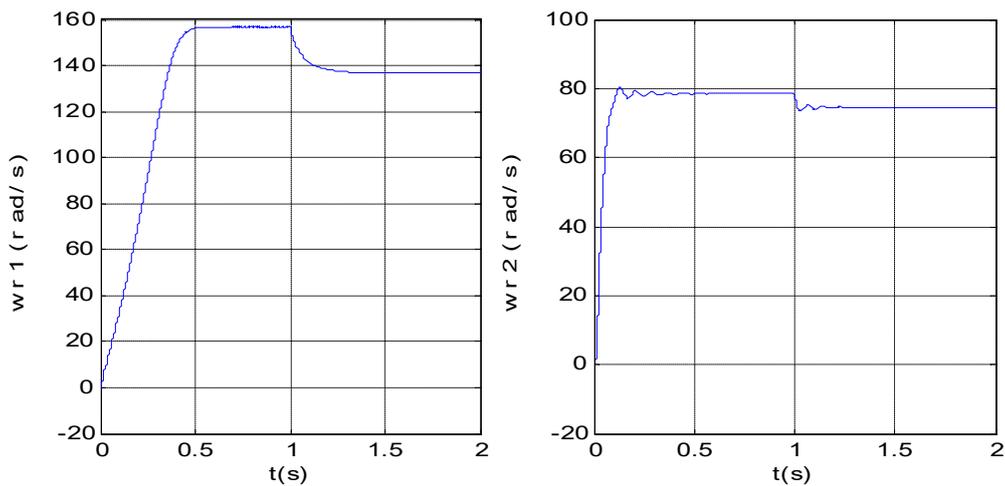


Figure II-46 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

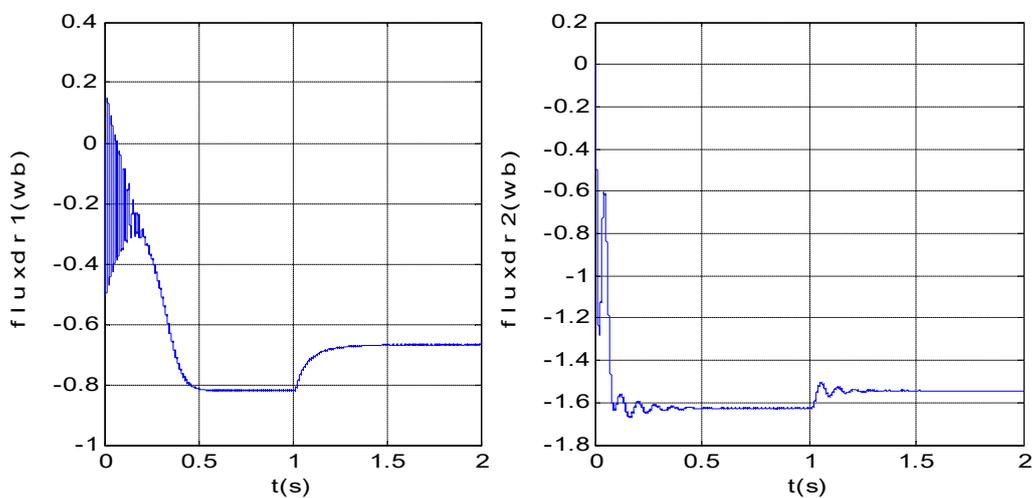


Figure II-47 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

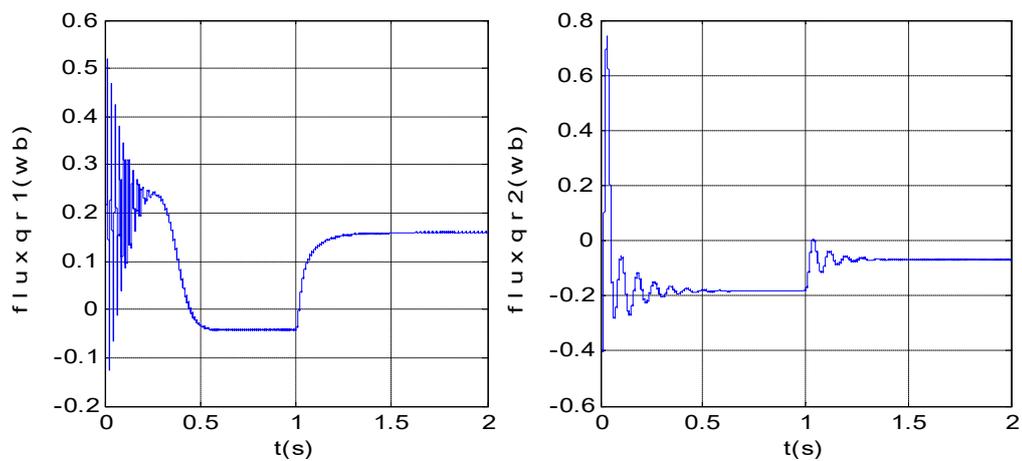


Figure II-48 : Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation de résultats**

Lors du démarrage, on constate des pics de courant (figure.II.43) importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire pour les deux machines puis le courant de MAS 1 fixe à $t=0.5s$ avec une amplitude de 3.5A. et pour MAS 2 le courant fixe à $t=0.1s$ avec une amplitude de 5.5A. Après l'application de couple résistant à $t=1s$ les courants augmentent pour atteindre une valeur maximale de 7.5A, 6A pour la Mas1 Mas2 respectivement, finalement ils parviennent à se maintenir dans un état stable durant le reste de simulation.

Pour la courbe de couple (figure.II.45), chaque machine génère un couple mécanique qui correspond à la vitesse proposée, aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante (régime transitoire), après $t=0.5s$, $t=0.3s$ le couple tend vers zéro pour Mas1 Mas2 respectivement (régime permanent) jusqu'à $t=1s$ nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 10N.m$). Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.

Pour la courbe de vitesse (figure.II.46), chaque machine tourne par la vitesse qu'on a proposé, MAS 1 tourne à la vitesse de $\omega_s \approx 157 rad/s$ et la MAS 2 tourne à $\omega_s \approx 78.5 rad/s$, donc on remarque que c'est le double de la machine 1. On remarque que la vitesse atteint le régime permanent après un temps de réponse de MAS 1 égale 0.48s et pour MAS 2 égale 0.1s puis se stabilisent jusqu'à l'application de couple de charge à $t=1s$ la vitesse diminue puis il se stabilise.

Une constatation importante réside dans le fait que les flux rotoriques (figure.II.47, II.48) subissent une augmentation significative en raison de la charge imposée, comme il est clairement démontré dans la figure.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie la modélisation de l'onduleur de tension et ses techniques de commande puis on a fait une simulation des performances du système MAS-Onduleur en utilisant les commandes MLI sinus triangle.

Par la suite, nous avons présenté les résultats de simulation de l'association de l'onduleur à neuf cellules-deux moteurs asynchrone triphasés commandé par la MLI.

Pour l'onduleur à neuf cellules, on a vu que l'application de la commande MLI nécessite une organisation des références modulante supérieures et inférieures en évitant l'intersection des deux, pour cela le réglage s'effectue par deux paramètres essentiels ; l'indice de modulation qui dépend de déphasages des deux séries triphasées associées au l'onduleur et la tension de décalage des références. Les performances enregistrées lors de la simulation du modèle de ce dernier pour des différentes fréquences nous donnent de bons résultats qui sont compatibles à celle de l'onduleur triphasé. Et dans la troisième partie nous avons établi la représentation et la modélisation d'un onduleur à cinq bras, ainsi que la commande de cet onduleur. On explore également l'association de l'onduleur à cinq bras avec deux machines asynchrones et on explique le fonctionnement global de l'ensemble.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.

Commande vectorielle

III.1 Introduction

La machine asynchrone de par sa robustesse, sa rentabilité est à l'heure actuelle de loin la plus utilisée dans les applications industrielles ou la variation de vitesses haute performance du couple sont requises. La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. La commande par orientation du flux a été introduite il y a longtemps. Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, etc. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Dans ce chapitre on s'intéressera au contrôle par flux rotorique orienté, cette méthode est appropriée pour satisfaire des performances élevées qu'elle offre pour une large gamme d'application. Et étudier le comportement des deux machines asynchrone associé aux différents onduleurs présenté au part avant commandé avec cette commande.

III.2 Principe de la commande par orientation de flux

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple [26].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d,q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes I_{ds} suivant le flux rotorique et I_{qs} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, où il existe un découplage naturel entre le couple et le flux [26][27].

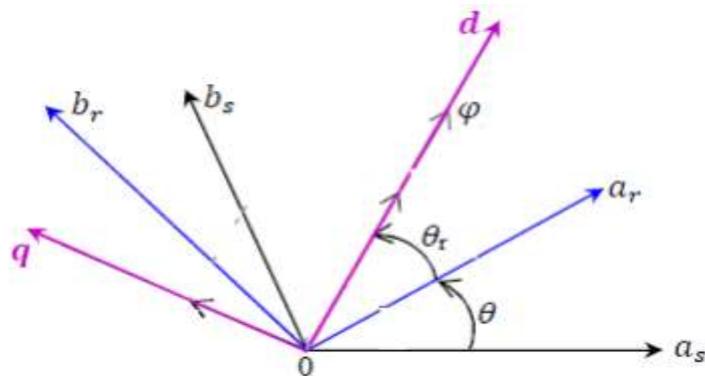


Figure III-1 : principe de la commande par Orientation du flux

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux représentés dans la figure (III.1) de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. D'où on peut imposer les conditions de l'orientation du [26]

- ❖ Flux rotorique $\Phi_r = \Phi_{dr}$ et $\Phi_{qr} = 0$
- ❖ Flux statorique $\Phi_s = \Phi_{qs}$ et $\Phi_{ds} = 0$
- ❖ Flux d'entrefer $\Phi_e = \Phi_{de}$ et $\Phi_{qe} = 0$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante de courant statorique en quadrature (I_{sq}) avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

III.3 Types de la commande vectorielle

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse [28].

III.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire de fonctionnement effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes Φ_{ds} et Φ_{qs} et de manière à en déduire l'amplitude et la phase, les capteurs mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements ; les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ceci nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition des flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique [29].

La mesure directe permet de connaître exactement la position des flux. Ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc appel à des estimateurs et à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).

III.3.2 Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la commande indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [30] [31]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui

peut être intégré dans la structure de la commande. L'angle de PARK θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique indirect est la méthode qui sera retenue.

III.4 Structure de la Commande indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

A partir d'une référence de flux et d'une référence de vitesse, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de tension V_{ds}^* et V_{qs}^* à imposer à la machine. Ces consignes sont exprimées dans le repère (d,q) et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de tension, être converties en grandeurs de phase (a, b et c). Pour ce faire, nous avons besoin d'opérer la transformation de PARK permettant de retrouver les trois consignes de tension dernières qui conduiront l'onduleur à MLI.

III.4.1 Mise en équation de la commande IRFOC

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad \text{III-1}$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes (d,q) , tel que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r .

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \end{array} \right. \quad \text{III-2}$$

Celles des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} \end{array} \right. \quad \text{III-3}$$

III.5 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe \mathbf{d} , le système d'équations d'état nous permet d'exprimer V_{ds} , V_{qs} , Φ_r , ω_r , et C_e avec $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \left(\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - R_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = \left(\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_m i_{ds} \\ \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{array} \right. \quad \text{III-4}$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} , donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

III.5.1 Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble des systèmes monovariants évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation. [31]

➤ Découplage par compensation

Le principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} n'agit que sur I_{qs} .

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_{qs} \end{cases} \quad \text{III-5}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ e_{qs} = \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \frac{L_m}{L_r^2} \omega \Phi_r \end{cases} \quad \text{III-6}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} , tel que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) I_{qs} \end{cases} \quad \text{III-7}$$

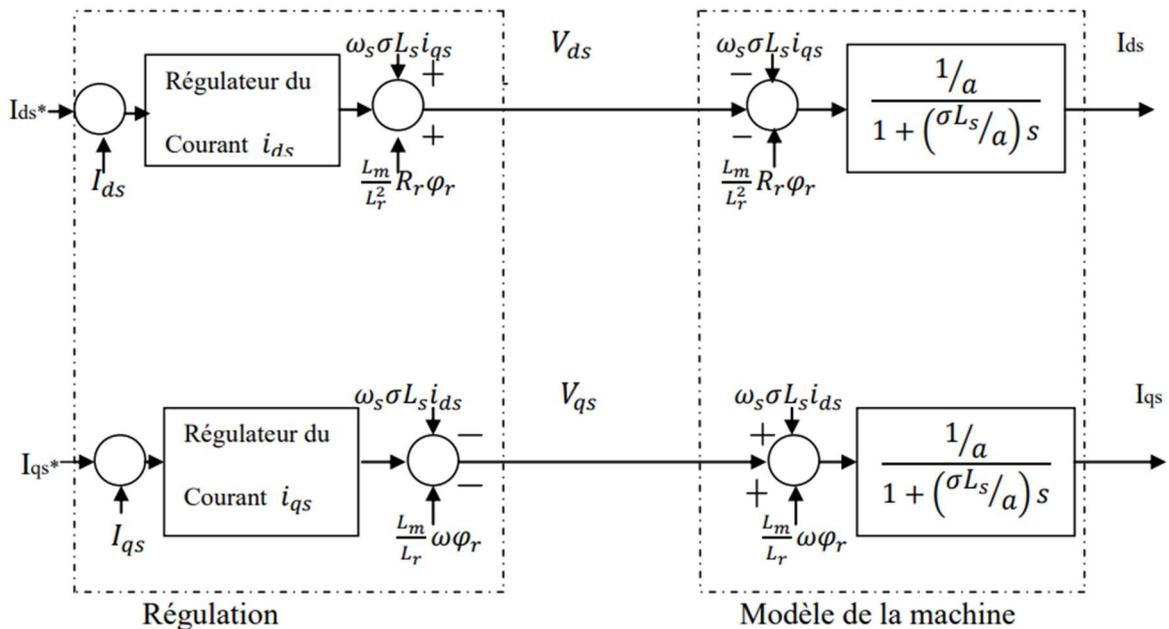


Figure III-2 :découplage par addition des termes de compensation

III.5.2 Estimation ω_s et θ_s

Les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. [32]

- **Calcul de θ_s**

La pulsation statorique s'écrit d'après (III.4):

$$\omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_{r \text{ ref}}} \quad \text{III-8}$$

Cette équation n'est pas exploitable telle quelle puisque Φ_r est nul au démarrage du moteur. Nous ajoutons donc un terme ξ au dénominateur. L'équation (III.8) devient :

$$\omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_{r \text{ ref}} + \xi} \quad \text{III-9}$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad \text{III-10}$$

III.5.3 Synthèse des correcteurs PI

III.5.3.1 Structure de la commande PI

Chaque boucle de régulation est dotée d'un intégrateur intégral PI classique, présenté sur la figure (III.4), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne. [33]

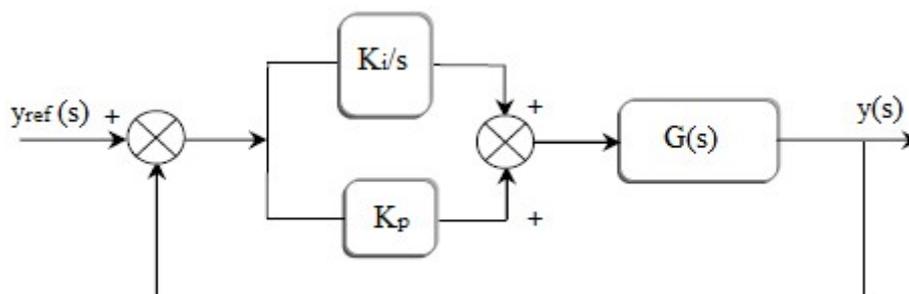


Figure III-3 : schéma de commande utilisant la structure PI

Soit $G(s)$ un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + \tau s} \quad \text{III-11}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\text{FTBF}(s) = \frac{G_0 K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{(\tau s + 1) \left(s + \left(K_p s + K_i \right) \frac{G_0}{\tau s + 1} \right)} \quad \text{III-12}$$

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut provoquer des modifications dans le régime transitoire de système. Afin de résoudre ce problème, la méthode de compensation des pôles est plus appropriée pour le calcul des paramètres K_p et K_i . Cette méthode consiste à définir le zéro du régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander, ainsi qu'à choisir une constante de temps τ_{bf} correspondant aux objectifs fixé, le principe de cette méthode est illustré par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = (\tau s + 1) \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ \text{FTBF}(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases} \quad \text{III-13}$$

Les paramètres du régulateur sont ainsi déterminés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad \text{III-14}$$

III.5.4 Dimensionnement des régulateurs

III.5.4.1 Régulation des courants statoriques

En se basant sur les équations (III.6) en supposant que les termes de couplage e_{ds} et e_{qs} ont été compensés, il est possible de déduire les fonctions de transfert de premier ordre utilisées pour le calcul des régulateurs de courant I_{ds} et I_{qs} . Les résultats obtenus sont les suivants :

$$G_{ids}(s) = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = G_{iqs}(s) = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{G_e}{1 + \tau_e s}$$

avec : $G_e = \frac{1}{(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2)}$ Et $\tau_e = \frac{\sigma L_s}{(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2)}$ III-15

En effectuant les calculs, on obtient les résultats suivants :

$$G_e = 0.13 \text{ et } \tau_e = 0.004$$

Application de la correction PI

En utilisant la méthode de compensation des pôles dans la boucle de régulation, il est possible de calculer K_p et K_i du régulateur à l'aide des équations de l'expression (III.14), en prenant en compte de la constante de temps imposée $\tau_{ebf} = 0.004$. Le résultat des valeurs numériques obtenues sont les suivantes :

$$K_p = 100.580 \quad \text{et} \quad K_i = 1849.9$$

III.5.4.2 Régulation de la vitesse mécanique Ω

Etant donné que les boucles de courant sont contrôlées à l'aide de régulateurs contenant la fonction d'intégration, la valeur finale des courants est équivalente à celle de référence imposée, par les régulateurs de vitesse (pour le courant I_{qs}) et le régulateur de flux (pour le courant I_{ds}). De plus, la dynamique des courants est considérablement plus faible que celle de la vitesse. Par conséquent, lors du calcul du régulateur de vitesse, il est possible de négliger la dynamique de la boucle interne de courant I_{qs} .

Dans ce cas, à partir de cette équation $\left(\frac{J}{P}\right) \frac{d\omega}{dt} + \left(\frac{K_f}{P}\right) \omega + C_r = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{qs}$ la fonction de transfert qui décrit la dynamique de vitesse est donné par :

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{qs}(s)} = \frac{(P^2) \frac{L_m \Phi_r}{L_r K_f}}{1 + \frac{J}{K_f} s} \quad \text{Avec : } \begin{cases} G_{0\omega} = P^2 \frac{L_m \Phi_r}{L_r K_f} \\ \tau_{\omega} = \frac{J}{K_f} \end{cases} \quad \text{III-16}$$

Avec les valeurs de $G_{0\omega} = 532$ et $\tau_{\omega} = 3.87$

Application de la correction PI

Les gains K_p et K_i seront déduits par compensation de pôles, alors :

$$K_p = 0.799 \quad \text{et} \quad K_i = 0.0979$$

III.6 Résultats de simulation

Les simulations effectuées dans cette section portent sur une MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirect, et contrôlée par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

Les performances de notre commande ont été évaluées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide et puis on applique un couple de résistant $C_r = 10N.m$ à $t=1s$

Pour chaque mode de fonctionnement, nous observons la vitesse de rotation, le flux rotorique direct, le couple électromagnétique, ainsi que les courants statoriques.

Simulation de l'association de machine asynchrone et onduleur triphasé :

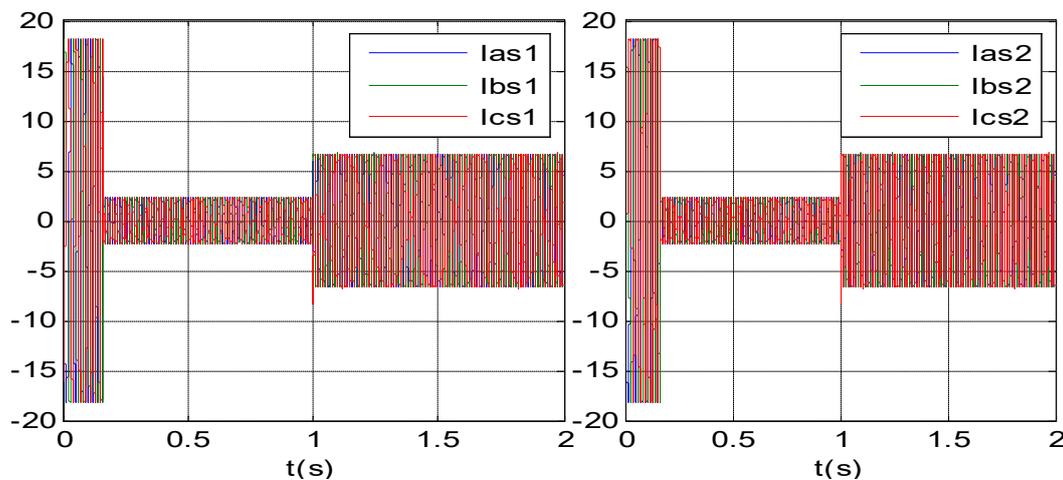


Figure III-4: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

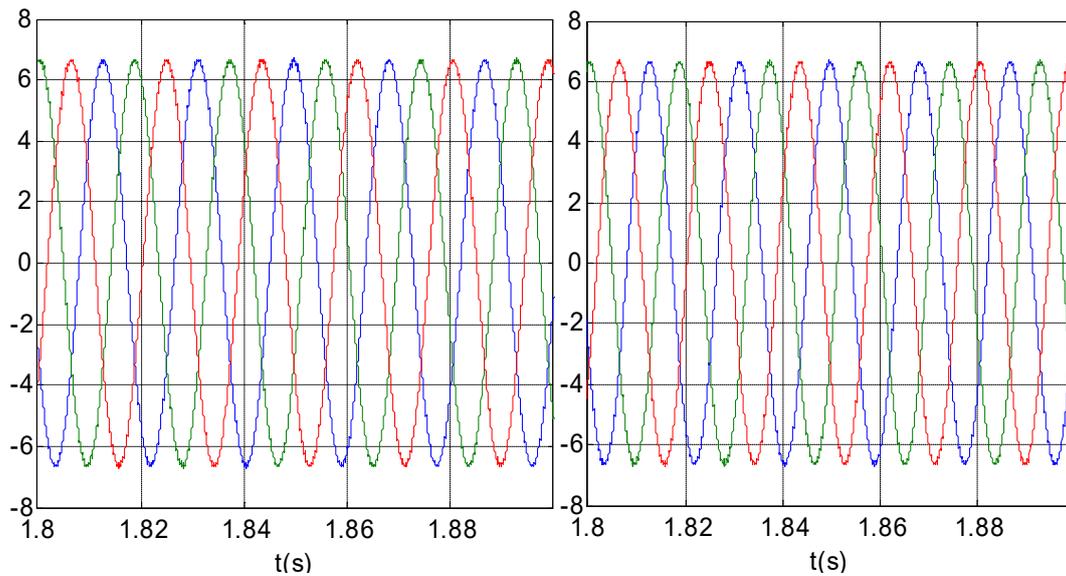


Figure III-5: Zooms d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

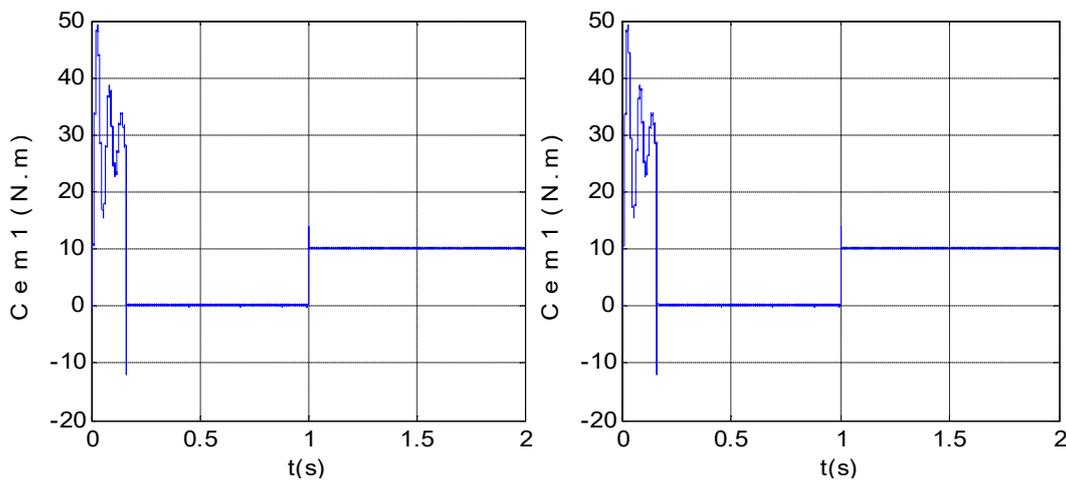


Figure III-6: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

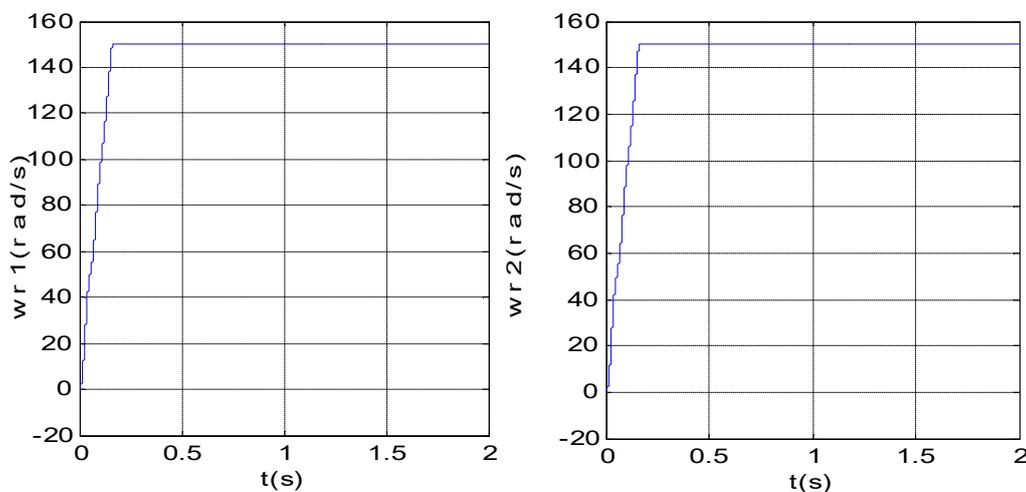


Figure III-7: Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

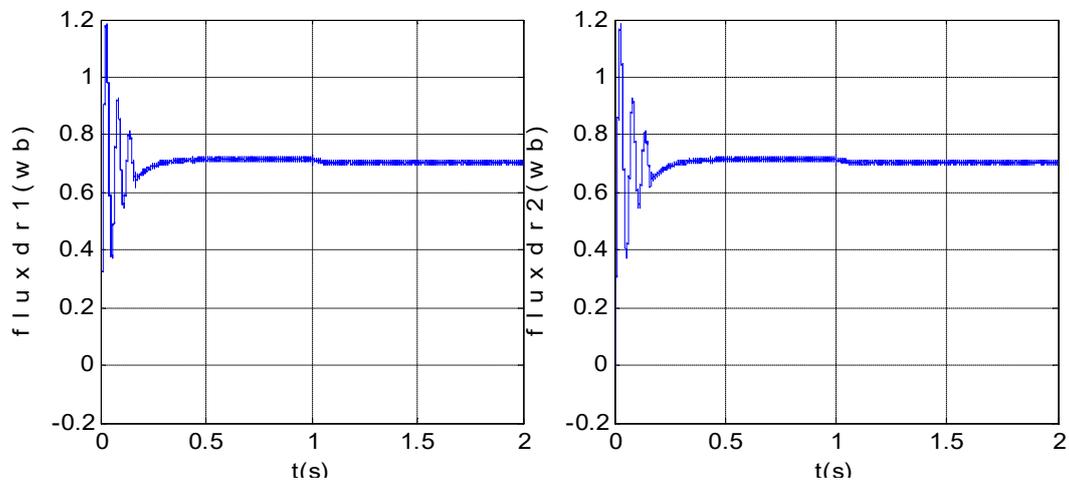


Figure III-8: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

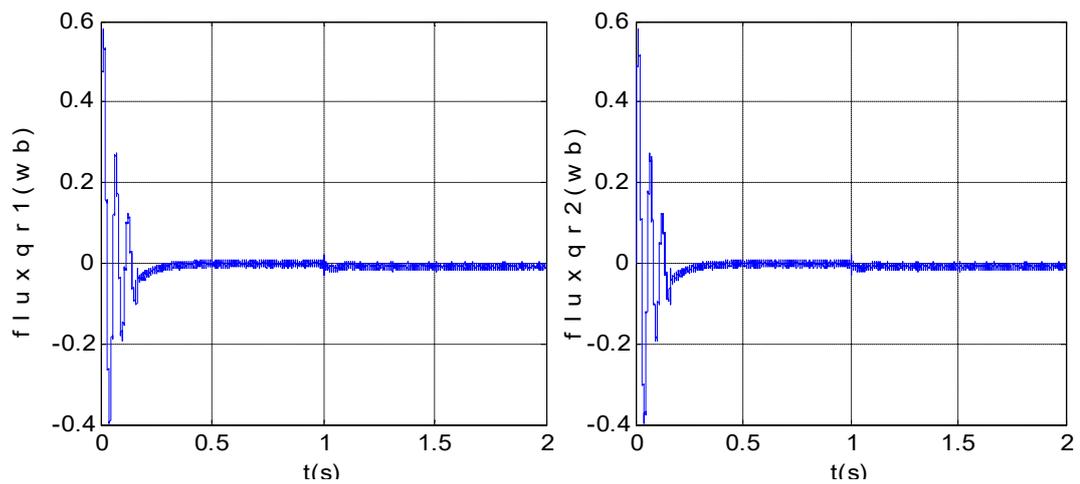


Figure III-9: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

Simulation de l'association de machine asynchrone et onduleur a neuf interrupteur

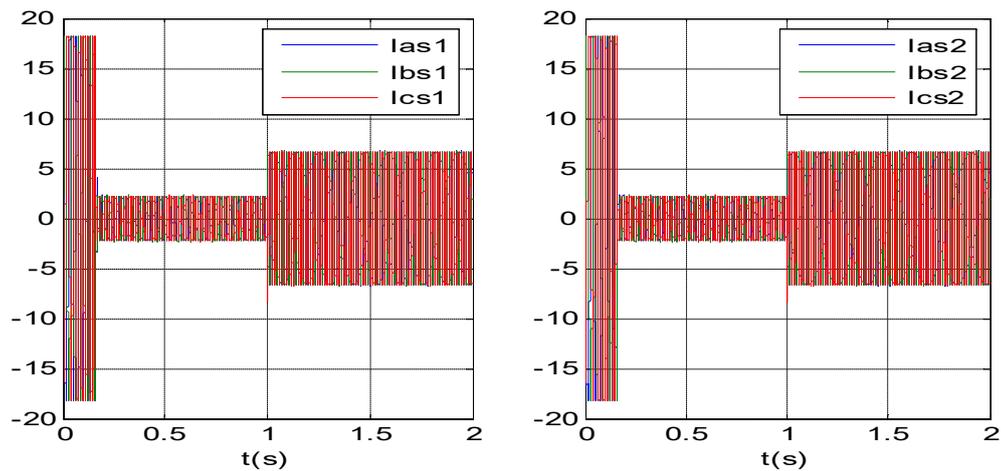


Figure III-10 : Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

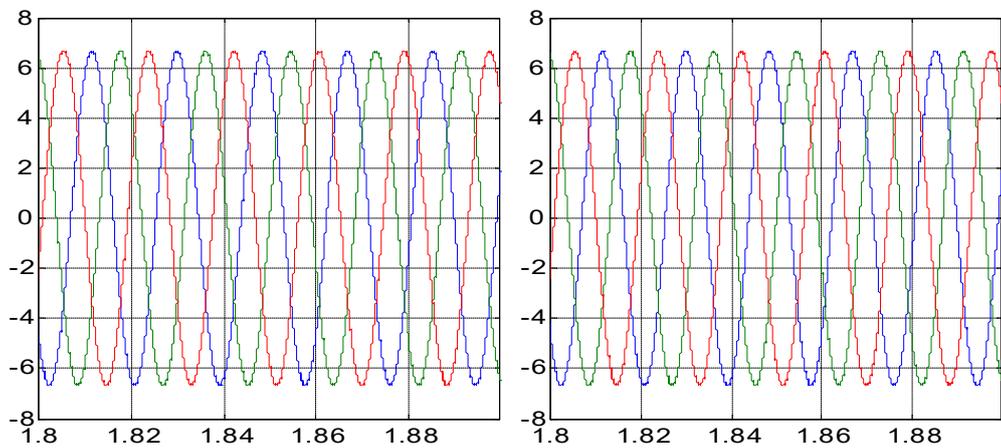


Figure III-11: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

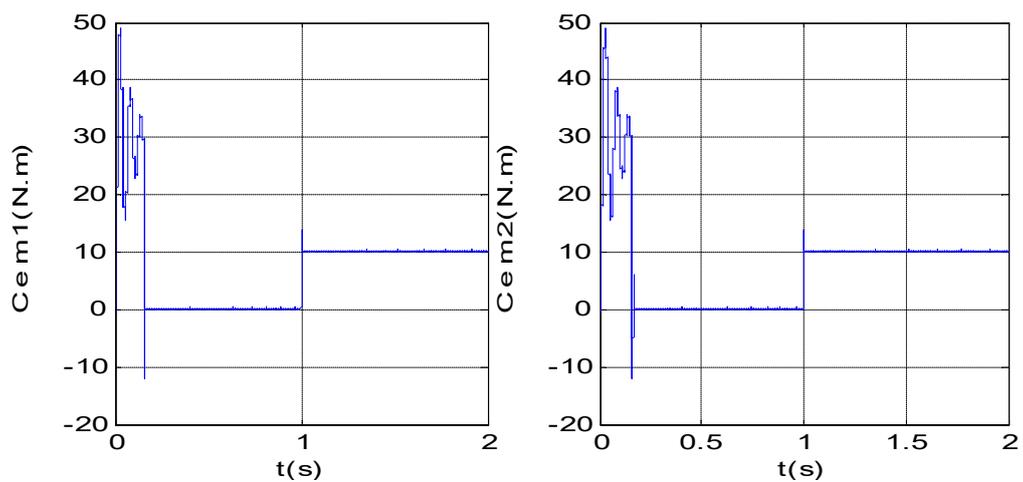


Figure III-12: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

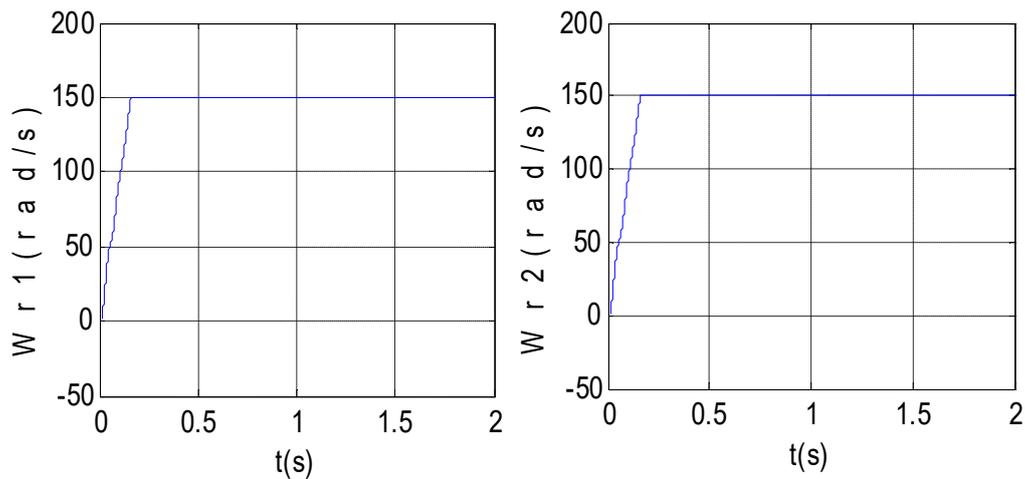


Figure III-13 : Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

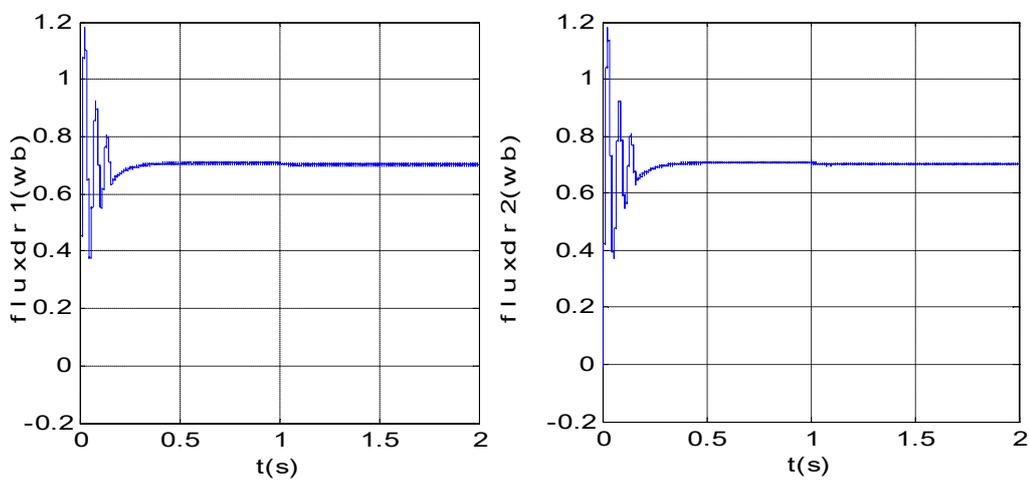


Figure III-14:Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

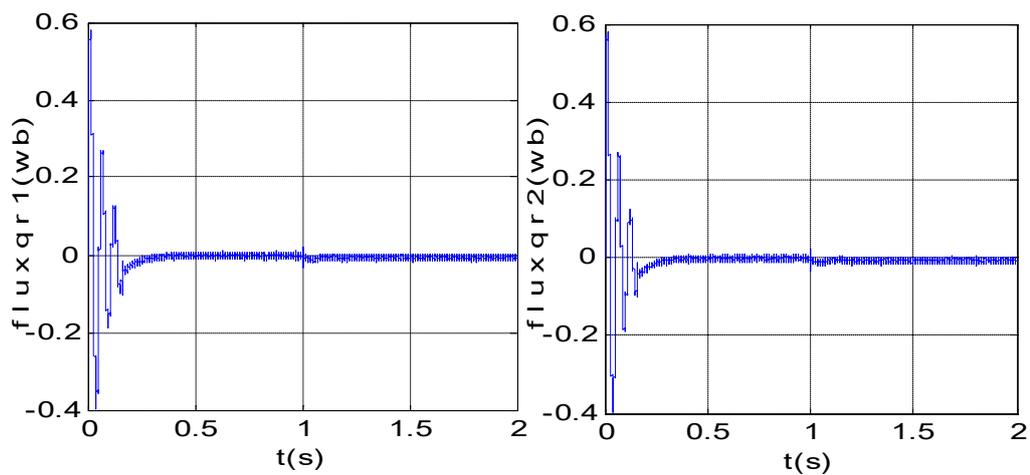


Figure III-15 :Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation des résultats**

Le principe de fonctionnement des deux moteurs asynchrones est le même donc nous tenons compte de donner une seule interprétation de leurs fonctionnements puis qu'ils ont une même caractéristique et même paramètres.

Simulation de l'association de asynchrone et onduleur cinq bras

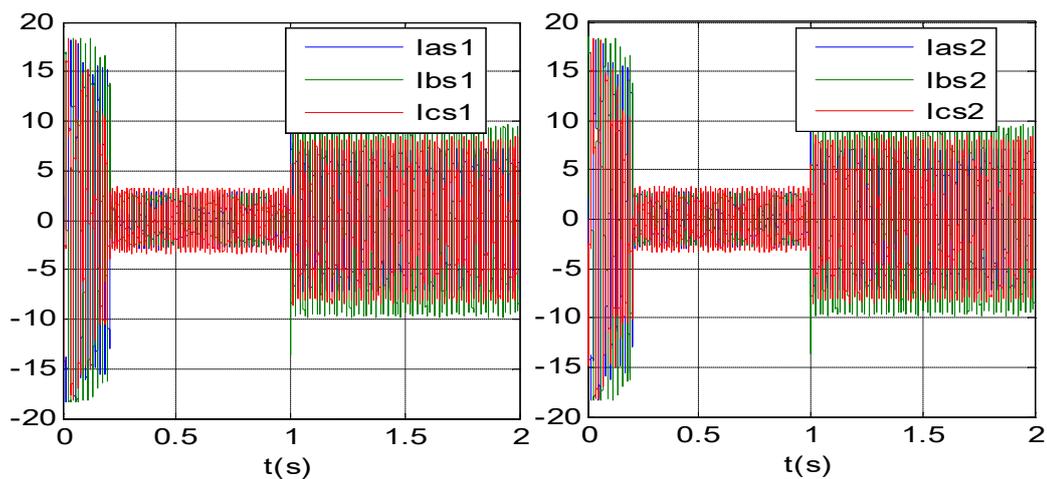


Figure III-16: Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

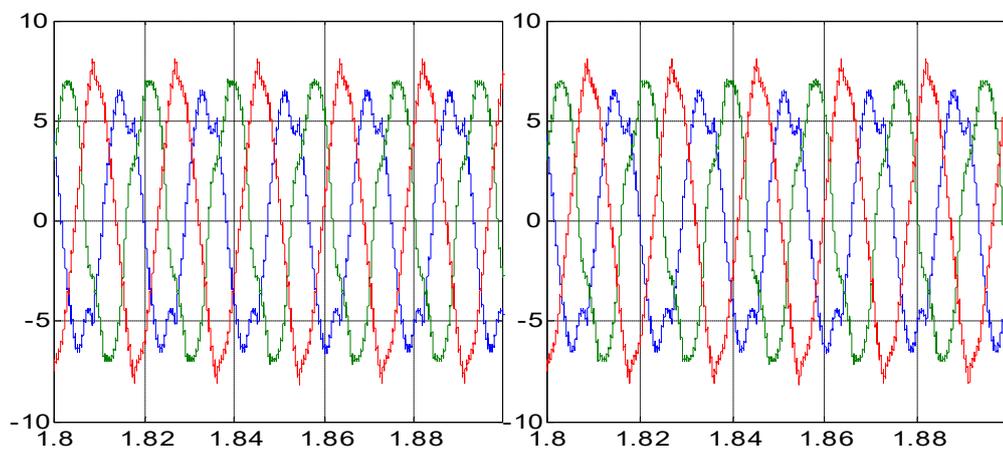


Figure III-17: Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

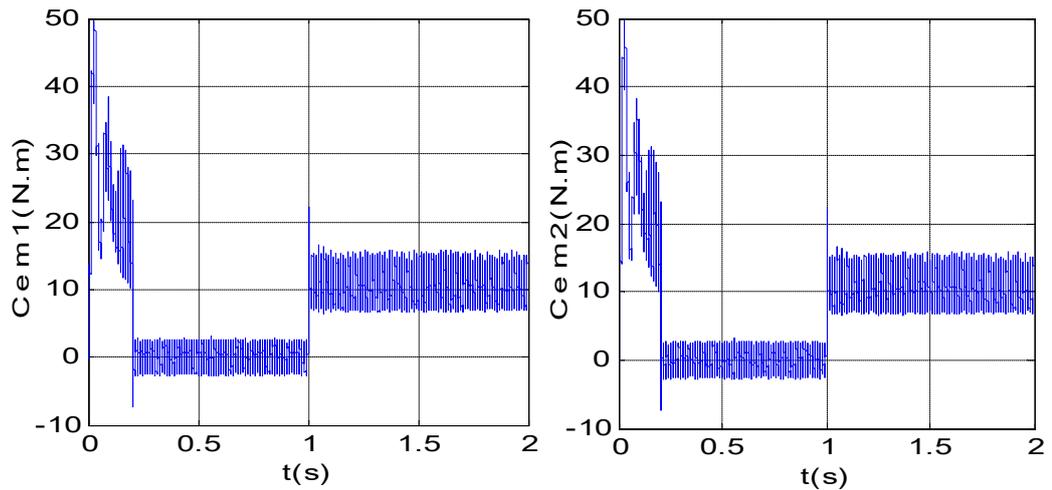


Figure III-18: Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

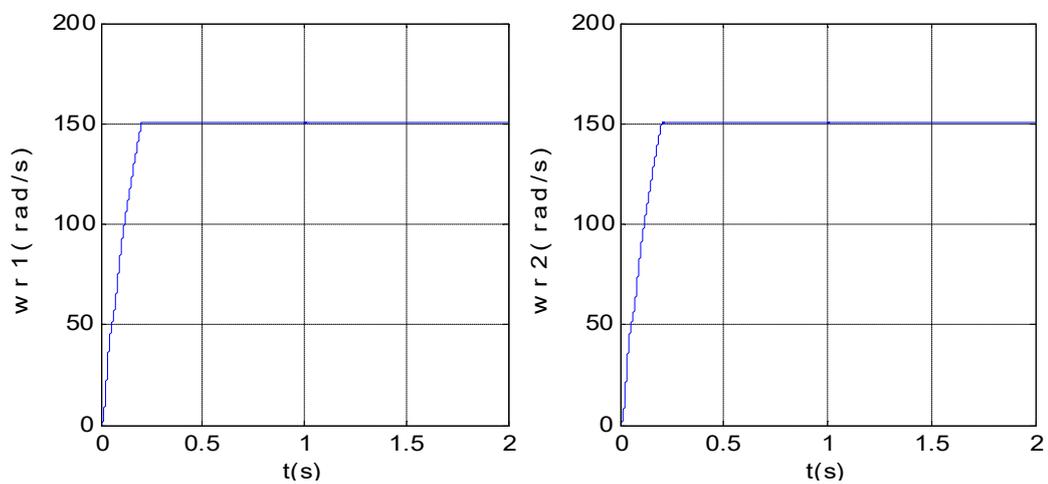


Figure III-19: Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

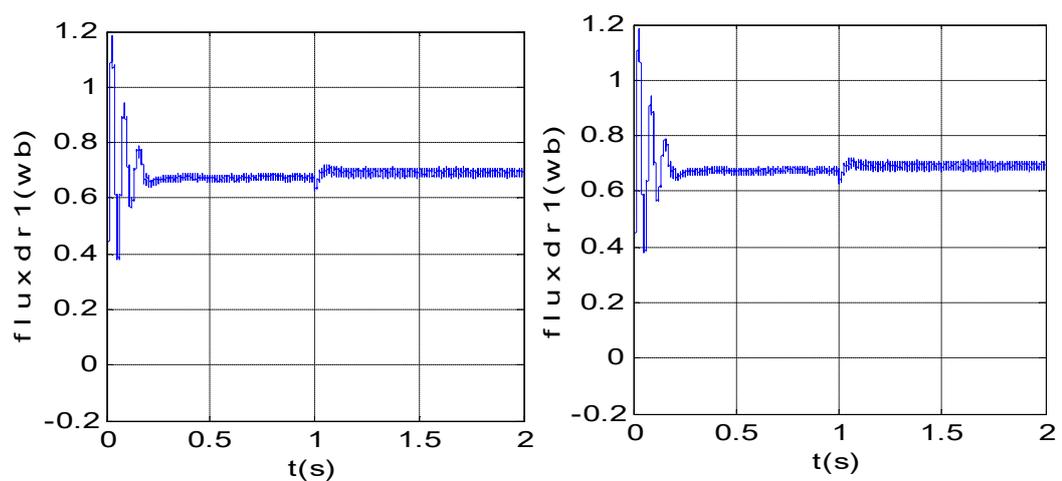


Figure III-20: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

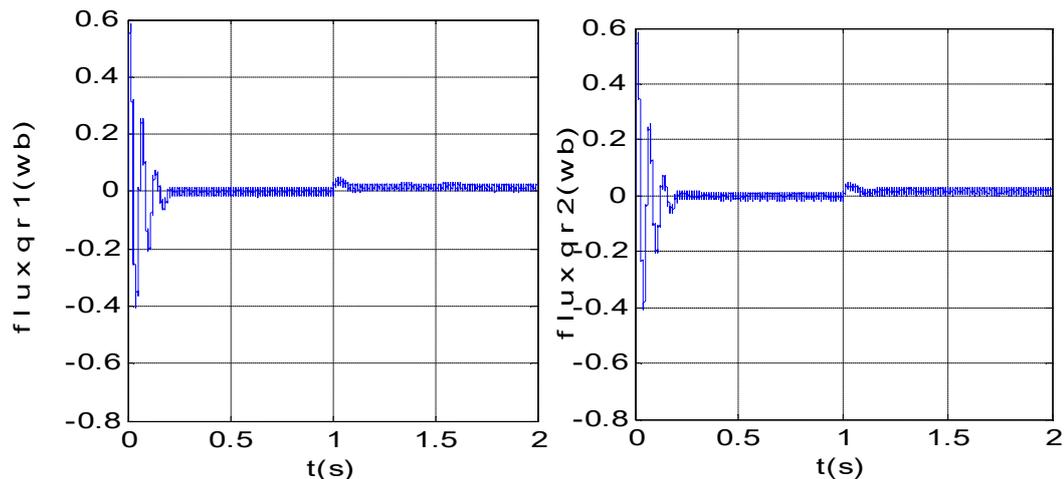


Figure III-21: Le flux rotorique des deux moteurs 1 et 2

- **Interprétation des résultats**

Le principe de fonctionnement des deux moteurs asynchrones presque le même donc nous tenons compte de donner une seule interprétation de leurs fonctionnements puis qu'ils ont une même caractéristique et même paramètres.

La commande vectorielle est essentiellement basée sur l'orientation de l'une des composantes du flux rotorique.

Les figures (III.6, III.12, III.18) représentent la vitesse de rotation d'une machine asynchrone. Ces courbes permettent d'observer le comportement de la machine dans différentes conditions. On remarque que la machine suit sa référence de vitesse après le passage du régime transitoire. Cela signifie que la vitesse de rotation de la machine converge vers la valeur de consigne et reste relativement constante par la suite. Ensuite, à l'instant $t=1$ seconde, il est observé qu'un couple de charge $C_r=10$ N.m est appliqué à la machine. Malgré cette charge supplémentaire, la vitesse de rotation reste stable. Cela suggère que la machine est capable de maintenir sa vitesse malgré l'ajout d'un couple résistant.

Les figures (III.5, III.11, III.17) représentent la variation du couple électromagnétique dans le temps. Elles mettent en évidence une réponse rapide du couple dans les premiers instants, c'est-à-dire entre $t = 0$ s et $t = 0.2$ s. Lorsque l'on observe ces figures, on constate une diminution significative du couple électromagnétique pendant cette période initiale. Après cette phase initiale un couple de charge 10N.m est appliqué au système cela se traduit par une augmentation constante du couple électromagnétique à partir de cet instant. On peut supposer que ce couple de charge est maintenu constant jusqu'à la fin de période de simulation.

La figure (III.4, III.10, III.16), représente Le courant statorique on constate qu'il suit parfaitement sa référence, une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse faiblit le courant I_{qs} de manière à lutter uniquement contre les frottements. ne demande qu'un

Au cours du démarrage, on peut observer des pics de courant importants (voir les figures III.4, III.10, III.16,) qui diminuent progressivement à mesure que le régime transitoire évolue pour les

deux machines. Le courant se stabilise à $t=0,2s$ avec une amplitude de $2,2A$, indiquant une valeur constante à partir de ce moment-là. Après l'application d'un couple résistant à $t=1s$, il est observé une augmentation significative des courants dans les deux machines. Cela est dû à la résistance exercée par le couple appliqué à l'arbre des moteurs. Le courant atteint alors son niveau maximal, atteignant $6.4A$ pour les deux machines. Finalement, les courants se stabilisent et se maintiennent dans un état stable pour le reste de la simulation. Cela suggère que les moteurs ont trouvé leur équilibre dans les conditions données.

La figure (III.8, III.14,) (III.9, III.15), représente les flux rotoriques φ_{dr} et φ_{qr} indirecte respectivement, on voit bien que ces flux suivent leurs référence (orientation de flux) qui est de l'ordre de $0.7wb$ $0wb$

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé le principe de la commande vectorielle, ainsi que ses différents types, notamment la commande directe et indirecte. Ensuite nous avons abordé en détail la technique de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, cette commande assure un découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. Pour cela nous avons utilisé une approche conventionnelle basée sur un réglage par régulateur proportionnel intégrateur PI, Nous avons réalisé des simulations de cette commande à l'aide de logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats obtenus montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de cette commande.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce document avait pour objectif d'étudier une nouvelle topologie d'alimentation pour les systèmes multi-machines, en tenant compte de l'importance d'une connaissance approfondie de la machine pour mener à bien cette tâche. Dans de nombreuses applications industrielles la taille des convertisseurs joue un rôle crucial, et nous avons pris en considération ce facteur en constatant qu'un des convertisseurs abordés était moins encombrant que d'autres options.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la commande de l'association de différents onduleurs, tels que l'onduleur triphasé, les onduleurs à cinq bras, et les onduleurs neuf interrupteurs, avec deux machines asynchrones. Notre objectif était de remplacer deux onduleurs triphasés à deux niveaux par un seul onduleur à cinq bras ou neuf interrupteurs, afin d'alimenter et commander deux MAS.

Pour mener cette étude, nous avons d'abord abordé dans le premier chapitre la modélisation mathématique de la machine asynchrone, en expliquant son principe de fonctionnement et en établissant les équations électriques, magnétiques et mécaniques correspondantes. Une bonne modélisation est nécessaire pour étudier le comportement dynamique et statique de la MAS, et cela a été réalisé en utilisant l'environnement Simulink/matlab.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation des systèmes multi-machines, nous avons commencé par examiner l'onduleur triphasé, qui est actuellement largement utilisé pour la variation de vitesse dans l'industrie. Nous avons présenté sa structure et son modèle mathématique, puis nous avons illustré une configuration où deux onduleurs triphasés sont mis en parallèle pour piloter deux moteurs triphasés, avec douze cellules de commutation.

Dans la continuité de cette approche, nous avons également examiné une autre configuration qui est utilisait dix cellules de commutation, connue sous le nom d'onduleur cinq bras. Cependant grâce aux dernières recherches, une nouvelle configuration a été développée, utilisant uniquement neuf cellules de commutation. Cet onduleur compact et économique est de type IGBT de pour faire face aux fortes contraintes en courant et en tension.

Enfin les résultats des simulations réalisées sous Matlab/Simulink pour l'association convertisseur-MAS ont été concluants, sur passant d'autres topologies de variation de vitesse.

Dans le troisième chapitre, on a présenté une étude de la commande vectorielle par flux rotorique orienté. Grâce à cette approche de commande et au dimensionnement des régulateurs PI, nous avons réussi à réaliser un découplage efficace entre le flux et le couple. Ce découplage a été démontré par une série de simulation dans laquelle la machine asynchrone était alimentée par différents onduleurs à l'aide de la commande vectorielle indirecte.

Les recherches réalisées dans le cadre de ce mémoire ont permis de valider une nouvelle topologie de convertisseur, ouvrant ainsi la voie à des nouvelles perspectives de recherches dont l'importance est évidente. À l'avenir, nous souhaitons orienter nos travaux vers l'exploration d'autres techniques de recherches, tels que l'étude de nouvelles approches de commande pour l'ensemble convertisseur-MAS.

Références bibliographiques

- [1] A. AZIB « Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels » Mémoire de Magister Université de Bejaia, 7 juillet 2009
- [2] M. Koteich, « Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », thèse doctorat, université paris-Saclay, le 18 mai 2016.
- [3] H. AMIMEUR « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » Mémoire de Magister Université de Batna, Mai 2008
- [4] J. H. Pujar and S. Kodad, «Robust sensorless speed control of induction motor with DTFC and fuzzy speed regulator » International Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 5, pp. 17-26, 2011.
- [5] J. Maitre, « Reconnaissance des défauts de la machine asynchrone : application des modèles d'intelligence artificielle », thèse doctorat, l'université du Québec à Chicoutimi, mai 2017
- [6] J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Edition Technique & Documentations, Paris 1981.
- [7] Crlos canudas de wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », Tome 1, Editions Sciences Hermes, 2000.
- [8] B.Metidji, « Commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel », Thèse Doctorat, Département de Génie Electrique, Université de Bejaia, 11/06/2013.
- [9] L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, Utilisation de la logique floue, Des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [10] K. Kouzi, « Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse », Mémoire de Magister Université de Batna, 2000.
- [11] S. Haddad, « cours association machines-convertisseurs » master 1 académiques machines électriques 2016-2017, université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou faculté de génie électrique et d'informatique département d'électrotechniques
- [12] F.Aimer Aimeur, Y. O « Contribution a l'amélioration de la commande directe de couple de la machine asynchrone : utilisation de la MLI vectorielle ».mémoire d'ingénieure en Électrotechnique
- [13] S. CHEKROUN « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasé » Mémoire magister en Électrotechnique
- [14] K. Berkoune « Approche mathématique pour la modulation de largeur d'impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique : Application aux onduleurs multiniveaux », thèse doctorat, université de Toulouse, le 1 juillet 2016

Références bibliographiques

- [15] K. Merabet, « Commande MLI d'un onduleur triphasé basé sur la dispersion de la tension triphasé », mémoire maîtrise, université de Québec à trois rivières, décembre
- [16] D. Depernet, « Optimisation de la commande d'un onduleur MLI a trois niveaux de tension pour machine asynchrone », thèse doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, le 18 Décembre 1995
- [17] A. Kolli « Analyse d'une architecture de puissance dédiée aux modes tractions recharge dans un véhicule électrique. Optimisation de la commande en mode dégradé », thèse doctorat, université paris-sud, le 11 décembre 2013
- [18] F. BERREZZEK « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » Mémoire de Magister Université de Annaba, 2006
- [19] Yu Chen, member, IEEE, Gang Wen, student member « Sliding Mode Pulse width Modulation (SMPWM) for Nine-Switch Converter » State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology (AEET) also the College of Electrical and Electronic Engineering (CEEE) Huazhong University of Science and Technology (HUST), Mai 2013
- [20] Abdul Quawi, Prof. Md Haseeb Khan « A Novel Three Phase Three Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs » International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Janvier
- [21] A. Leredde, « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelle structure Multiniveaux », thèse doctorat, université Toulouse, le 8 décembre 2011
- [22] Feng Gao, Lei Zhang, Poh Chiang « Dead-Time Elimination of Nine-Switch Converter » Shandong University Jinan, China , Nanyang Technological University Singapor , 07 April 2011
- [23] T.Kominami, Y.Fujimoto « A Novel Nine-Switch Inverter for Independent Control of Two Three-phase Loads » Yokohama National University, octobre
- [24] E. C. dos Santos Jr., C. B. Jacobina and O. I. da Silva « Six-phase Machine Drive System with Nine-switch Converter » Federal University of Campina Grande (UFCG), 58109-970 Campina Grande - PB – Brazil, 03 January 2012
- [25] Feng Gao, Lei Zhang, Ding Li, Poh Chiang Loh « Optimal Pulsewidth Modulation of Nine-Switch Converter » Agency for Science, Technology, and Research, Singapore, 25 mars 2010
- [26] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione and G. Capolino, « Sensorless Control of Induction Machines by a New Neural Algorithm: The TLS EXIN Neuron », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No.1, pp. 127-149, 2007.

Références bibliographiques

- [27] N. Pimkumwong and M. Wang « An Online Artificial Neural Network Speed Estimator for Sensorless Speed Control of Separately Excited DC Motor», IEEE 15th Inter. Conf. on Elec. Engineering/Electronics, Computer, pp. 37-40, 2018
- [28] Ch. Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [29] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. DubDallaire, "A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a FieldOriented Speed Controller for an Induction Motor," International Journal of Modelling and Simulation - 2006. Bibliographie 135
- [30] D. Aguglia, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle," Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [31] S. Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse," Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [32] L. Baghli : « Contribution à la commande de la machine asynchrone : utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 1999
- [33] A. Lokkriti, Y. Zidani : « Comparaison des performances des régulateur PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique orienté d'une machine asynchrone » conférence internationale de modélisation et simulation. Hammamet-Tunisie. Du 10 au 12 mai 2010.

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation

$P_n = 1.5\text{Kw}$: Puissance nominale
$F = 50\text{Hz}$: Fréquence nominale
$U_n = 380/220\text{V}$: Tension nominale
$R_s = 4.85\Omega$: Résistance statorique
$R_r = 4.85\Omega$: Résistance rotorique
$L_s = 0.274\text{H}$: Inductance statorique
$L_r = 0.274\text{H}$: Inductance rotorique
$M = 0.258\text{H}$: Inductance mutuelle
$P = 2$: Nombre de paires pôles
$N_n = 1500\text{tr/min}$: Vitesse nominale
$f_v = 0.00114\text{N. s/rd}$: Coefficient de frottement
$J = 0.0031\text{Kg}^2/\text{s}$: Moment d'inertie
$C_n = 10\text{ N.m}$: Couple nominal

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à comparer et étudier la commande de l'association de différents onduleurs, utilisés pour l'alimentation d'un système multi-machines formé par deux moteurs asynchrones (MAS). Pour cela nous avons tout d'abord étudié le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs triphasés de tension, ensuite nous avons considéré le cas d'un onduleur à cinq bras et enfin celui à neuf interrupteurs. Afin d'évaluer les performances de ces différents onduleurs alimentant les deux moteurs asynchrones, une technique de commande en boucle fermée qui est une commande par orientation de flux rotorique (FOC) est appliquée. Grâce à cette approche de commande et au dimensionnement des régulateurs PI, nous avons réussi par des résultats de simulation sous MATLAB/ SIMULINK à réaliser un découplage efficace entre le flux et le couple. Dans de nombreuses applications industrielles la taille des convertisseurs joue un rôle crucial, et nous avons pris en considération ce facteur en constatant que l'onduleur à neuf interrupteurs est moins encombrant que d'autres options.

Mots clés: Moteurs asynchrones, onduleurs triphasés de tension, onduleur cinq bras, onduleur à neuf interrupteurs, commande par orientation de flux rotorique, régulateurs PI.

Summaray :

The work presented in this document consists of comparing and studying the control of the association of different inverters used to supply a multi-machine system formed by two asynchronous motors (MAS). To do this, we first studied the case of paralleling two three-phase voltage inverters, then considered the case of a five-arm inverter, and finally the case of a nine-switch inverter. In order to evaluate the performance of these different inverters feeding the two asynchronous motors, a closed-loop control technique called rotor flux orientation control (FOC) is applied. Thanks to this control approach and the sizing of the PI controllers, we were able to achieve effective decoupling of flux and torque through simulation results in MATLAB/SIMULINK. In many industrial applications, the size of the converters plays a crucial role, and we have taken this factor into consideration by finding that the nine-switch inverter is less bulky than other options.

Key words: asynchronous motors, three-phase voltage inverters, five-arm inverters, nine-switch inverters, rotor flux orientation control, PI controllers.