

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Génie Electrique
Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par
IRZIL BOUDJEMAA
YENNEK MUSTAPHA

Soutenu le : 03/07/2018

Thème

Pilotage de deux moteurs asynchrones par un
convertisseur à neuf cellules

Le jury composé de :

Mr H. DJOUDI

Maitre-assistant classe «A»,

UMMTO,

Président

Mr DJ. ZIANE

Maitre des conférences classe «B»,

UMMTO,

Encadreur

Mr N. MEZZAI

Maitre des conférences classe «B»,

UMMTO,

Co-Encadreur

Mr A. KIMOUCHE

Maitre-assistant classe «A»,

UMMTO,

Examineur

M S AISSOU

Maitre des conférences classe «B»,

UMMTO,

Examineur

Remerciements

Remerciements

*Avant toute chose, nous remercions **DIEU**, le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage d'accomplir ce travail.*

Puis, nous tenons à remercier toute les personnes qui nous ont apporté leur aide et leur attention tout au long de la réalisation de notre mémoire de fin d'étude.

*En premier lieu, nos remerciements vont à notre promoteur, **Mr ZIANE Djamel**, ainsi le co-encadreur **Mr N. MEZZAI**, pour leur aide précieuse, leur conseils prodigues qui ont mené à la réalisation de ce travail.*

Nous remercions les membres du jury, qui nous honorent avec leurs présences et leurs évaluations.

Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation de licence trouvent ici le témoignage de nos profondes gratitude.

Dédicaces

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents

Mes frères et mes sœurs

Toute ma famille

Tous (toutes) mes amis (es)

B. IRZIL

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents

Mes frères et mes sœurs

Toute ma famille

Tous (toutes) mes amis (es)

M. YENNER

sommaire

Sommaire

Notation

Listes des figures

Listes des tableaux

Introduction générale

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone à cage

I. Introduction	03
I.1 La machine asynchrone à cage	04
I.1.1 définition	04
I.1.1 Le stator	04
I.1.2 Le rotor	05
I.1.3 principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage	05
I.2 Mise en équation de la machine asynchrone à cage	07
I.2.1 Les hypothèses simplificatrices	07
I.2.2 Représentation d'une machine asynchrone à cage	08
I.2.3 Equations électriques (dans les axes a,b,c)	08
I.2.4 Equations magnétiques dans le repère (a,b,c)	09
I.2.5 Transformation de Park	10
I.2.6 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone à cage	12
I.2.7 Choix du repère de référence	14
I.2.8 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance	15
I.2.9 Expressions du couple électromagnétique et mécanique	16
I.3 Conclusion	17

Chapitre II

Convertisseurs de contrôle des systèmes multi-moteurs

II. Introduction	18
II.1 Onduleurs triphasé de tension	18
II.1.1 Présentation	18
II.1.2 Les possibilités de commutation	19
II.1.3 modélisation de l'onduleur triphasé	19
II.2 Mise en parallèle d'onduleurs triphasé	20
II.3 convertisseur Hélixphasé	22
II.3.1 Topologie du convertisseur héliphasé	22
II.3.2 Caractéristiques du convertisseur héliphasé	22
II.4 Onduleur pentaphasé	22
II.4.1 Topologie du convertisseur pentaphasé	22
II.4.2 Caractéristiques du convertisseur pentaphasé	23
II.5 Convertisseur à neuf cellules	23
II.5.1 Présentation	23
II.5.2 Topologie du convertisseur à neuf cellules	24
II.5.3 Les possibilités de commutation	24
II.5.4 Modélisation du convertisseur	26
II.5.5 Application de convertisseurs à neuf cellules	27
II.5.6 Inconvénients de convertisseurs à neuf cellules	27
II.4 Tableau de comparaison	28
II.5 Conclusion	28

Chapitre III

Technique de la commande par MLI

III Introduction	29
III.1. Modulation naturelle	29
III.1.1. Principe de fonctionnement de MLI naturelle	29
III.1.2. Caractéristique de la MLI naturelle	30
III.1.2.1 L'indice de modulation m	30
III.1.2.2 Le coefficient de réglage en tension r	30
III.1.3 Les différents types de modulation	31
III.1.5 Avantages et inconvénients de la MLI naturelle	31
III.2 Application de la MLI sur un onduleur de tension triphasé	32
III.2.1 Génération des signaux de commande de l'onduleur triphasé	33
III.2.2 Simulation numérique de l'onduleur triphasé commandé par MLI	33
III.3 Application de la commande MLI sur le convertisseur à neuf cellules	35
III.3.1 Principe	35
III.3.2 Stratégie de commande	35
III.3.3 Réglage de la modulatrices	36
III.3.3.1 la tension de décalage V_{offset}	37
III.3.3.2 L'indice de modulation M	37
III.3.4.1 Simulation du convertisseur commandé par MLI	39
III.4 Interprétation des résultats	44

III.5 Conclusion	15
------------------	----

Chapitre IV

Association convertisseur -moteurs

IV Introduction	47
IV.1 Principe de variation de vitesses	47
IV.2 Simulation	48
IV.2.1 Résultats de simulation pour $\alpha = 0^\circ$	48
IV.2.2 Résultats de simulation pour $\alpha = 30^\circ$	50
IV.2.3 Résultats de simulation pour $\alpha = 60^\circ$	52
IV.2.4 Résultats de simulation pour fonctionnement à vitesses différentes	53
IV.3 Interprétation des résultats	55
IV.4 Conclusion	57

Conclusion générale

Bibliographie

Annexe

Notations

Notations

B_S	Champ magnétique tournant dans l'entrefer
B_0	Amplitude maximum du champ magnétique
f	Fréquence d'alimentation
t	Temps
N_S	Vitesse de rotation synchronisme en [Tr/s]
N_m	Vitesse de rotation mécanique en [Tr/s]
Ω_S (ou W_S)	Vitesse de rotation synchronisme en [rd/s]
Ω_m (ou W_m)	Vitesse de rotation mécanique en [rd/s]
P	Nombre de paires de pôle
g	Glissement
I	Courant électrique
V	Tension électrique
Φ	Flux magnétique
R_S	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_{SS}	Inductance statorique
L_{rr}	Inductance rotorique
M_{Sr}	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
M_{rS}	Inductance mutuelle entre le rotor et le stator
a,b,c	Repère triphasé stationnaire de la machine asynchrone
d-q	Repère diphasé lié au champ tournant de la machine asynchrone
θ_s	Position angulaires statorique
θ_r	Position angulaires rotorique
W_m ou W_r	Vitesse de rotation mécanique ou rotorique
P_e	Puissance électrique
P_{em}	Puissance électromagnétique
P_{mec}	Puissance mécanique
P_j	Pertes joules
C_{em}	Couple électromagnétique

Notations

C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie
K_f	Frottement visqueux du rotor
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
E	Tension d'alimentation du convertisseur
m	Indice de modulation
M	Indice de modulation
V_{Offset}	Tension de décalage
α	Angle de déphasage des références modulantes
f_r	Fréquence des modulatrices
f_p	Fréquence de la porteuse
N_r	Vitesse mécanique

Liste des figures

Liste des figures

Figures	Titres	pages
Fig I.1	La machine asynchrone à cage	4
Fig I.2	Schématisation symbolique du stator de la machine asynchrone triphasée	5
Fig I.3	Représentation 2D de l'entrefer entre le stator et le rotor	6
Fig I.4	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	8
Fig I.5	Machine asynchrone dans le repère (d, q)	11
Fig.II.1	Schémas de l'onduleur triphasé de tension	18
Fig.II.2	Onduleur multiniveaux parallèle à trois niveaux triphasés	20
Fig.II.3	Onduleur dos-à-dos	21
Fig.II.4	Convertisseur hémaphasé	22
Fig.II.5	Convertisseur pentaphasé	23
Fig.II.6	Convertisseur à neuf cellules	24
Fig. III.1	Schéma synoptique de MLI naturelle	30
Fig. III.2	Principe de fonctionnement de MLI naturelle	30
Fig.III.3	Circuit de commande d'un onduleur triphasé	32
Fig.III.4	Circuit de commande d'un onduleur triphasé sur	33
Fig.III.5	La forme sinusoïdale de la référence modulante	33
Fig.III.6	Forme de l'onde des tensions de charge	34
Fig.III.7	Forme des courants de charge	34
Fig.III.8	analyse fréquentielle de la tension de charge	34
Fig. III.9	Méthode de génération des signaux des commutateurs du convertisseur à neuf cellules	36
Fig. III.10	Schémas fonctionnelle de la stratégie de commande	38

Fig. III.11	La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure	39
Fig. III.12	La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure	39
Fig. III.13	La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure	40
Fig. III.14	La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure	40
Fig. III.15	Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$	41
Fig. III.16	analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$	41
Fig. III.17	Forme des courants I_{as} et I_{bs}	42
Fig. III.18	Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$	42
Fig. III.19	analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$	42
Fig. III.20	Forme des courants I_{as} et I_{bs}	42
Fig. III.21	Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$	43
Fig. III.22	analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$	43
Fig. III.23	Forme des courants de charges I_{as} et I_{bs}	43
Fig. III.24	Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$	44
Fig. III.25	analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$	44
Fig. III.26	Forme des courants de charges I_{as} et I_{bs}	44
Fig. IV.1	Schémas synoptique de l'association convertisseur à neuf cellules à MLI- Moteur asynchrone sous l'environnement PSIM	48
Fig. IV.2	Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2	49
Fig. IV.3	Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2 en (A)	49
Fig. IV.4	Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	49
Fig. IV.5	Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2 (tr/min)	50
Fig. IV.6	Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2	50

Fig .IV.7	Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	51
Fig .IV.8	Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	51
Fig .IV.9	Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2 (tr/min)	51
Fig .IV.10	Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2 (tr/min)	52
Fig .IV.11	Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	53
Fig .IV.12	Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	53
Fig .IV.13	Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2 (tr/min)	54
Fig .IV.14	Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2 en (N.m)	54
Fig .IV.15	Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2 en (A)	54
Fig .IV.16	Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2	55
Fig .IV.17	Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2 (tr/min)	56

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableaux	Titres	pages
Tab. II.3	Tableau de comparaison des convertisseurs multi moteur	19
Tab. II.2	Les 27 états possibles des interrupteurs	25
Tab.II.1	Les 8 états possibles des interrupteurs	
Tab. II.3	Tableau de comparaison des convertisseurs multi moteur	28
Tab.III.1	Courants de charges I_{as} , I_{bs} en fonction des fréquences et de déphasages	45
Tab.III.2	fondamentales des harmoniques en fonction de déphasages	45
Tab. IV.1	récapitulatif des temps de stabilisation du couple	46
Tab. IV.2	récapitulatif des temps de réponse de la vitesse mécanique	47

*Introduction
générale*

Introduction générale

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. La majorité des moteurs utilisés dans l'industrie sont des moteurs à courant alternatif grâce à leur robustes et simplistes de construction. Cependant ces machines sont difficiles à asservir. Ces systèmes sont hautement non linéaires, ce qui rend la mise en œuvre des circuits de réglage délicat [4].

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 [14]. Le convertisseur à neuf cellules est l'une de ces structures récemment proposées pour le pilotage des systèmes hétérophasés ou multi machines dont le but de remplacer les anciennes configurations comme l'onduleur hexaphasé ou les onduleurs dos-à-dos.

Au travers de ce mémoire, nous souhaitons contribuer à l'étude et la commande d'une nouvelle structure de convertisseur au nombre d'interrupteur réduit nommé convertisseur à neuf cellules 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, la présente thèse s'articule en quatre chapitres.

Le chapitre I de ce travail sera consacré à la machine asynchrone a cage où on va d'abord présenter brièvement les machines à courant alternatif et précisément la machine

asynchrone à cage en citant ces avantages, domaines d'application ainsi que leurs caractéristiques et le principe de fonctionnement. Ensuite, on aura à modéliser la machine en faisant un changement de repère, en passant du repère naturel (a, b, c) au repère biphasé avec la méthode de PARK.

Dans le chapitre II, nous présenterons certains variateurs de vitesse qu'on peut utiliser pour la commande des systèmes multi machines ou hexaphasés. Par la suite, on s'intéressera particulièrement au convertisseur à neuf cellules, on aura à présenter sa structure et son modèle mathématique.

Pour le chapitre III, nous proposerons une architecture de la commande de modulation naturelle adaptable avec les différents types d'applications. Cette stratégie de commande est appliquée au convertisseur neuf cellules débitant sur une charge passive (R-L) pour étudier les performances du convertisseur commandé par la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Enfin, le chapitre IV est consacré à la validation du système convertisseur neuf cellules-deux machines triphasées sous la plateforme de simulation PSIM.

Une fois que nous avons terminé l'étude des axes tracés, nous avons présenté une conclusion générale qui résume les principales synthèses faites enfin chaque chapitre. Quelques perspectives ont été présentées pour assurer la continuité du système.

Chapitre I

*Modélisation de la machine
asynchrone à cage*

Introduction

Les machines à courant alternatif où les machines électriques tournantes ce sont des systèmes électromécaniques réversibles, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) et vice-versa (fonctionnement générateur).

Dans les années 1831, le phénomène d'induction a été découvert par Michael Faraday puis en 1887 Nikola Tesla utilise ce principe d'induction afin de réaliser et de déposer le premier brevet sur la machine asynchrone qu'il conçut à Strasbourg (France). Plusieurs variantes de la machine de Tesla existent aujourd'hui, mais le principe de fonctionnement reste le même. Le stator, alimenté par un système polyphasé, crée dans l'entrefer un champ magnétique tournant qui interagit avec le rotor pour fournir un couple sur l'arbre de la machine [1].

Il existe trois types d'interactions entre le champ tournant et le rotor :

- Interaction champ tournant - aimante : c'est le cas des machines synchrones à aimants permanents, moteur Brushless à aimants permanents (PMSM).
- Interaction champ tournant-courant : comme dans les machines asynchrones et les machines synchrones à rotor bobiné.
- Interaction champ tournant - matériau ferromagnétique : il s'agit des machines à réluctance variable.

Parmi ces machines, la machine asynchrone est la plus utilisée, elle représente approximativement 80% des machines en tant que moteur dans l'industrie [2]. 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 productique, les systèmes d'enroulement/déroulement, les machines d'usinage, la robotique, la ventilation et bien d'autres domaines. Il s'agit d'une machine robuste, fiable, de coût modéré, 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. Dans ce chapitre, on traite la modélisation de la machine asynchrone à cage en expliquant ces parties et son principe de fonctionnement [1] [4].

I.1 La machine asynchrone à cage

I.1.1 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 [1].

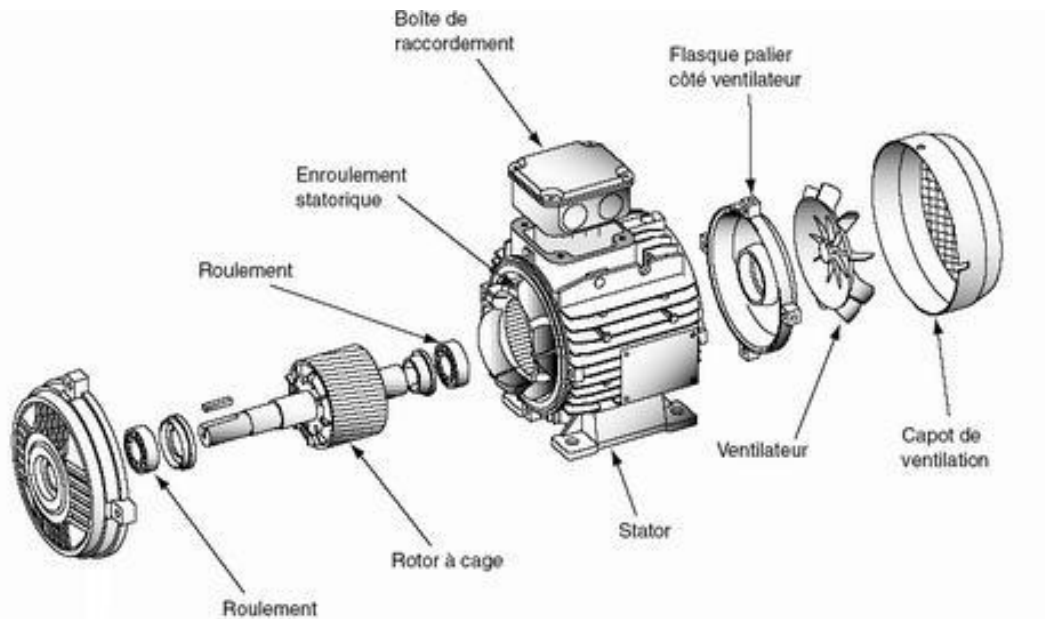


Fig. I.1. La machine asynchrone à cage

I.1.1 Le stator

Le stator d'une machine asynchrone triphasée également appelé l'inducteur 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. Le déphasage entre les tensions et les courants des trois phases est de $2\pi/3$ radians. Cependant, chaque p (où p désigne le nombre de paires de pôles) série comporte trois bobines qui sont séparées de $2\pi/3$ les unes des autres [1]. Nous notons (a, b, c) les trois enroulements de la machine asynchrone.

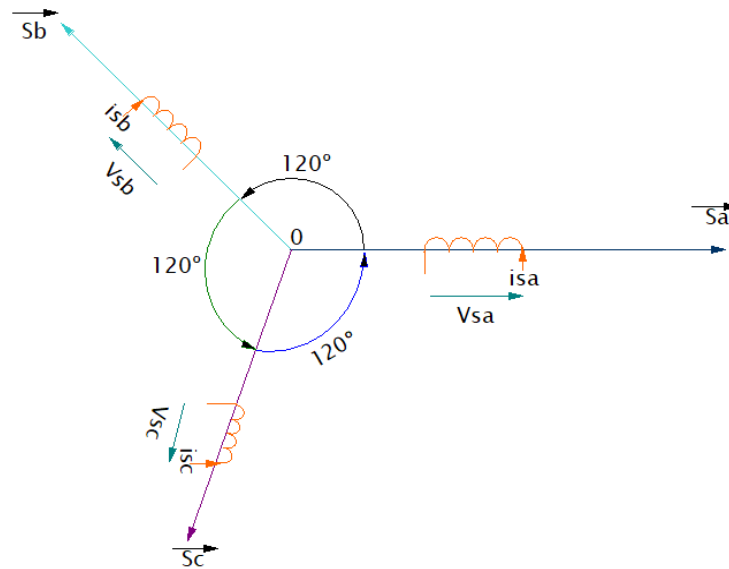


Fig. I.2. Schématisation symbolique du stator de la machine asynchrone triphasée

I.1.2 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 [1].

I.1.3 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. Les courants qui traversent les bobines du stator créent un champ magnétique tournant \vec{B}_s dans l'entrefer tel que :

$$\vec{B}_s = B_0 \cos(2\pi ft) \quad (\text{I.1})$$

Où B_0 est l'amplitude maximum du champ magnétique, f la fréquence d'alimentation de la machine, et t représente la fonction temporelle de l'oscillation. L'entrefer est l'espace vide entre le stator et le rotor tel qu'illustré à la figure 1.3 [1].

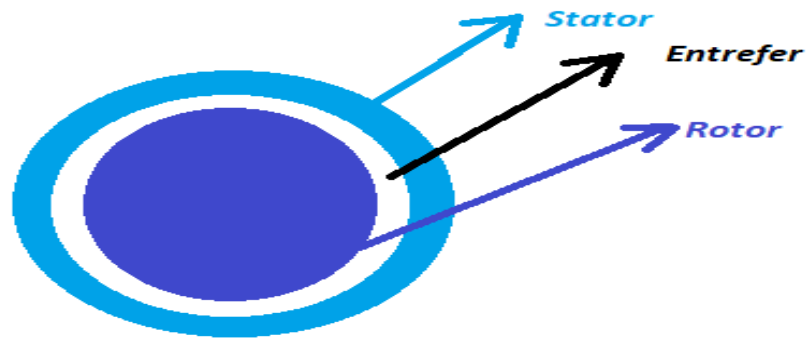


Fig. I.3. Représentation 2D de l'entrefer entre le stator et le rotor

Le champ tournant possède une vitesse de rotation dite de synchronisme et égale à :

$$N_s = \frac{f}{p} \text{ [tr/s]} \quad (\text{I.2})$$

Où N_s est le nombre de tours par seconde de champ tournant, f dénote la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone, p représente le nombre de paires de pôle.

Le champ magnétique créé par le stator tourne autour du rotor (à l'arrêt lors du démarrage) afin de créer grâce à son flux des courants induits dans les barres du rotor. D'après la loi de Lenz [3], les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. La circulation des courants dans la cage du rotor est possible, car le circuit est fermé, et par conséquent, des forces de Laplace en résultent. Cette force est différente en tout point de la cage. Ce phénomène permet de créer un couple et de faire démarrer le moteur asynchrone. En effet, si le flux du champ magnétique du stator n'était pas variant autour du rotor, les courants rotoriques seraient égaux, ainsi que les forces de Laplace qui se compenseraient, s'il n'existait aucune différence de force, la somme des forces serait nulle et le couple le sera aussi. Le moteur ne pourrait donc pas démarrer.

Le nombre de pôles au rotor doit être égal au nombre de pôles au stator. Pour une cage d'écureuil, cette condition est automatiquement vraie. En effet, la cage d'écureuil est conçue pour qu'elle soit symétrique. Ainsi deux barres distantes de π/p constituent une spire et ont des forces électromotrices opposées [1].

La vitesse de rotation mécanique du rotor ne rattrape jamais la vitesse de synchronisme du champ tournant. Ainsi, il subsiste une différence de force, et donc de couple grâce à la condition

$$N_s > N_m \quad (\text{I.3})$$

Où N_s est le nombre de tours par seconde de champ tournant, et N_m représente le nombre de tours par seconde du rotor (ou de l'arbre de sortie).

Cette différence de vitesse définit ce que nous appelons le glissement donné par l'équation (I.2) :

$$g = \frac{N_s - N_m}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (\text{I.4})$$

Où g représente le ratio du glissement de la machine asynchrone.

Le glissement est également un des critères à l'origine des courants rotoriques puisqu'il réside dans la différence de grandeur entre N_s et N_m .

I.2 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.2.1 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 et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.2 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.

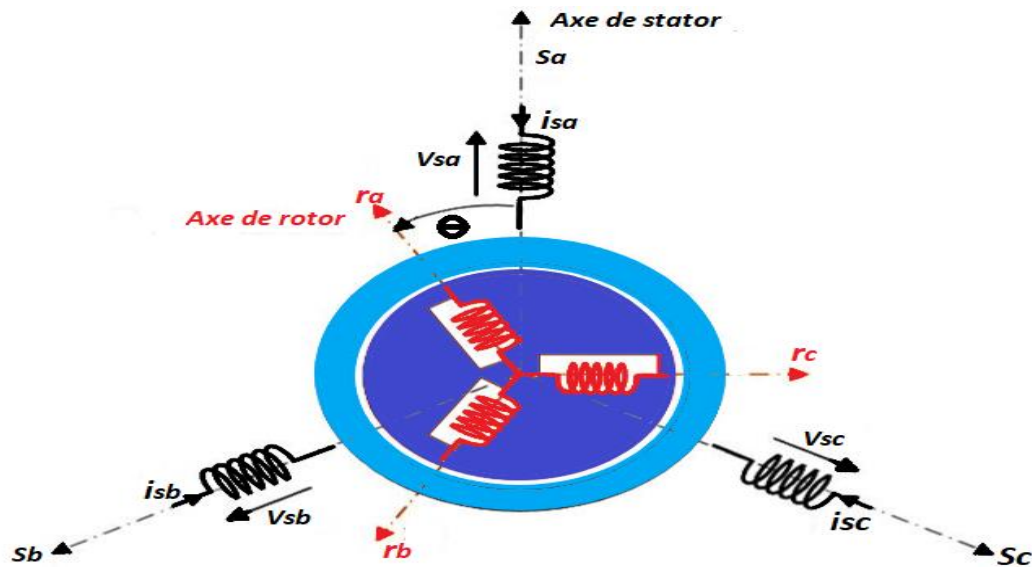


Fig. I.4 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé

I.2.2 Equations électriques (dans les axes a,b,c)

Ces équations décrivent le comportement des courants et des f.é.m. dans les enroulements, elles se basent sur la loi de Faraday et la loi d'Ohm [4]

$$[V] = [R] * [I] + \frac{d\phi}{dt} \quad (I.5)$$

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 [4] [6] [7] :

$$\begin{aligned}
[V_{as}] &= -[R_s] * [I_{as}] + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \quad ; \quad [V_{ar}] = -[R_r] * [I_{ar}] + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\
[V_{bs}] &= -[R_s] * [I_{bs}] + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \quad ; \quad [V_{br}] = -[R_r] * [I_{br}] + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\
[V_{cs}] &= -[R_s] * [I_{cs}] + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \quad ; \quad [V_{cr}] = -[R_r] * [I_{cr}] + \frac{d\Phi_{cr}}{dt}
\end{aligned} \tag{I.6}$$

La forme matricielle des équations électriques nous donnent :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \tag{I.8}$$

I.2.4 Equations magnétiques dans le repère (a,b,c)

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 est le quotient du flux de ce champ magnétique (Φ) par l'intensité du courant traversant le circuit. Les relations entre les flux et les courants sont [4] [7] :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] * [i_s] + [M_{sr}] * [i_r] \tag{I.9}$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] * [i_r] + [M_{rs}] * [i_s] \tag{I.10}$$

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_s & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_r & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

- L_s : inductance propre d'une phase statorique.
- L_r : inductance propre d'une phase rotorique.
- M_{as} : inductance mutuelle entre deux phases de stator.
- M_{ar} : inductance mutuelle entre deux phases de rotor.
- M_{rs} : inductance maximale entre une phase du stator et une autre du rotor (obtenue quand les axes magnétique des deux phases sont alignés).

La résolution du système d'équations (I.11; I.12) 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 [6-8]. 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 [9].

I.2.5 Transformation de Park

La transformation de Park, est un outil mathématique utilisé 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[1-4-7-9-5].

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).

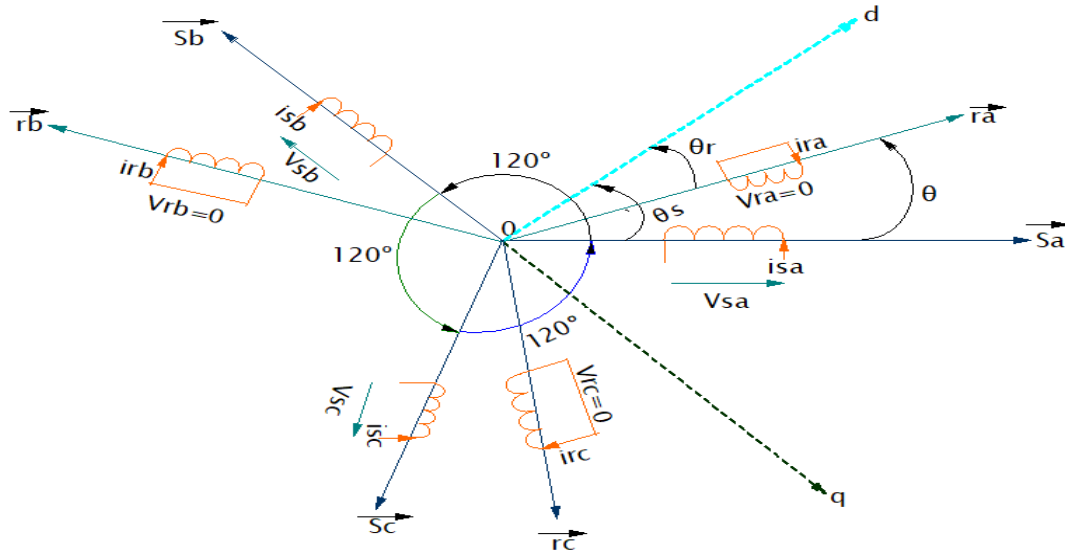


Fig. I.5 Machine asynchrone dans le repère (d, q)

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 $p(\theta_s)$.

$$p(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Une autre forme de la matrice de Park et son inverse est utilisée :

$$p(\theta_s) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La première est utilisée pour la conservation des amplitudes et la deuxième est utilisée pour la conservation des puissances [7].

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les Tensions, courants et flux se fait comme suit [5]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = p(\theta_s) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = p(\theta_s)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Pour les grandeurs rotoriques, il suffit de remplacer l'indice (s) par l'indice (r) [7].

I.2.6 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone à cage

La transformation de Park pour les courants se présente comme suit :

$$[i_{ps}] = p(\theta_s) * [i_s] \Rightarrow [i_s] = p(\theta_s)^{-1} * [i_{ps}] \quad (\text{I.17})$$

$$[i_{pr}] = p(\theta_r) * [i_r] \Rightarrow [i_r] = p(\theta_r)^{-1} * [i_{pr}] \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$[i_{ps}] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{0s}]^T, \text{ composant de Park (d, q, 0) du courant au stator.}$$

$$[i_{pr}] = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad i_{0r}]^T, \text{ composant de Park (d, q, 0) du courant au rotor.}$$

Appliquons la transformation de Park (I.15) et (I.16) à l'expression (I.11) et (I.12)

$$[\Phi_s] = [L_{SS}] * [i_s] + [M_{Sr}] * [i_r] \quad (\text{I.19})$$

$$[\Phi_{ps}] = \{p(\theta_s) * [L_{SS}] * p(\theta_s)^{-1}\} * [i_{ps}] + \{p(\theta_s) * [M_{Sr}] * p(\theta_r)^{-1}\} * [i_{pr}] \quad (\text{I.20})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] * [i_r] + [M_{rs}] * [i_s] \quad (\text{I.21})$$

$$[\Phi_{pr}] = \{p(\theta_r) * [L_{rr}] * p(\theta_r)^{-1}\} * [i_{pr}] + \{p(\theta_r) * [M_{rs}] * p(\theta_s)^{-1}\} * [i_{ps}] \quad (\text{I.22})$$

En effectuant les quatre produits matriciels on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

- $L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre cyclique du stator.
- $L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre cyclique du rotor.
- $M = \frac{3}{2} M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
- $L_{0s} = L_{as} + 2 * M_{as}$: inductance homopolaire au rotor.
- $L_{0r} = L_{ar} + 2 * M_{ar}$: inductance homopolaire au stator

Les équations électriques dans les axes d et q sont :

$$[V_{sabc}] = -[R_{sabc}] * [i_{sabc}] - \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.25)$$

$$[V_{ps}] = -\frac{d(\Phi_{ps})}{dt} - \left\{ p(\theta_s) * \frac{d(p(\theta_s)^{-1})}{d\theta_s} \right\} * \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ps} - [R_s] * [i_{ps}] \quad (I.26)$$

$$[0] = [R_{rabc}] * [i_{rabc}] - \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.27)$$

$$[V_{pr}] = -\frac{d(\Phi_{pr})}{dt} - \left\{ p(\theta_r) * \frac{d(p(\theta_r)^{-1})}{d\theta_r} \right\} * \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{pr} - [R_r] * [i_{pr}] \quad (I.28)$$

On effectue les produits matriciels (entre accolades)

$$\begin{cases} V_{ds} = -\frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} * \frac{d\theta_s}{dt} - R_s * i_{ds} \\ V_{qs} = -\frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} * \frac{d\theta_s}{dt} - R_s * i_{qs} \\ V_{0s} = -\frac{d\Phi_{0s}}{dt} - R_s * i_{0s} \end{cases} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} * \frac{d\theta_r}{dt} - R_r * i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \Phi_{dr} * \frac{d\theta_r}{dt} - R_r * i_{qr} \\ V_{0r} = \frac{d\Phi_{0r}}{dt} - R_r * i_{0r} \end{cases} \quad (I.30)$$

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (I.15), (I.16), (I.26) et (I.28), sont les suivantes [7]:

➤ Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} * \frac{d\theta_s}{dt} - R_s * i_{ds} \\ V_{qs} = -\frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} * \frac{d\theta_s}{dt} - R_s * i_{qs} \\ 0 = \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} * \frac{d\theta_r}{dt} + R_r * i_{dr} \\ 0 = \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \Phi_{dr} * \frac{d\theta_r}{dt} + R_r * i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

➤ Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s * i_{ds} + M * i_{dr} \\ \Phi_{dr} = M * i_{ds} + L_r * i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s * i_{qs} + M * i_{qr} \\ \Phi_{qr} = M * i_{qs} + L_r * i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

I.2.7 Choix du repère de référence

Nous avons exprimé les équations des tensions et des flux de la machine, dans un repère (d-q), faisant un angle électrique θ_s avec le stator, et θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application, et de la commande [7].

a) Référentiel immobile lié au stator

Caractérisé par $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, et par conséquent $\frac{d\theta_r}{dt} = -W_r$, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équations (I.31) devient alors [7] :

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

b) Référentiel immobile lié au rotor

Caractérisé par $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_s}{dt} = W_r$ ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (I.31) devient alors [7] :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} * W_r - R_s * i_{ds} \\ V_{qs} = -\frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} * W_r - R_s * i_{qs} \\ 0 = \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + R_r * i_{dr} \\ 0 = \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + R_r * i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

c) Référentiel immobile lié au champ tournant

Dans ce cas, la vitesse de repère (d-q) est la vitesse du synchronisme $\frac{d\theta_s}{dt} = W_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = gW_s$, utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continue. Le système d'équations (I.31) devient alors [7] :

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

I.2.8 Expressions de la puissance électrique instantanée

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante [7]:

$$P_e = V_{as} * i_{as} + V_{bs} * i_{bs} + V_{cs} * i_{cs} - V_{ar} * i_{ar} - V_{br} * i_{br} - V_{cr} * i_{cr} \quad (\text{I.36})$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left\{ \frac{d\Phi_{ds}}{dt} * i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} * i_{qs} + 2 * \frac{d\Phi_{0s}}{dt} * i_{0s} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} * i_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} * i_{qr} + \frac{d\Phi_{0r}}{dt} * i_{0s} \right\} \quad (\text{I.37})$$

- Puissance mécanique:

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \left\{ (\Phi_{ds} * i_{qs} - \Phi_{qs} * i_{ds}) * \frac{d\Phi_s}{dt} + (\Phi_{dr} * i_{qr} - \Phi_{qr} * i_{dr}) * \frac{d\Phi_r}{dt} \right\} \quad (I.38)$$

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_j = \frac{3}{2} \{ R_s * (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 * i_{0s}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + 2 * i_{0r}^2) \} \quad (I.39)$$

I.2.9 Expressions du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est égal au rapport du second terme de la puissance sur la vitesse de rotation de rotor W_r [7].

$$C_{em} = \frac{3}{2} (\Phi_{ds} * i_{qs} - \Phi_{qs} * i_{ds}) \quad (I.40)$$

I.2.10 Equation mécanique

Le flux génère par le stator inter agissant avec le rotor pour produire un couple électromagnétique dans l'entrefer .si le couple produit est suffisamment grand, le rotor se met à tourner, ce phénomène est décrit par la deuxième loi de Newton pour les corps en rotation [4-9].

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (I.41)$$

Avec :

J: Le moment d'inertie.

Ω : La vitesse angulaire mécanique.

f : Le frottement visqueux du rotor

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique du moteur asynchrone à cage. Le modèle mathématique dans le repère naturel triphasé est rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. À l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles. Le contrôle d'un paramètre de la machine (vitesse, couple,...etc.) ne peut pas se faire directement avec une alimentation tirée du réseau, l'introduction d'un convertisseur est indispensable afin de réaliser le contrôle et ce qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

*Convertisseurs de contrôle des
système multi moteurs*

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) [16].

En forte puissance, les semi-conducteurs constituent les convertisseurs statiques qui subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage. La commande d'un système moteurs multiple liées à un seul convertisseur peut fonctionner à des niveaux de tension différents et des fréquences variables [17].

Parmi les systèmes multi-moteurs, on s'intéresse aux systèmes à deux moteurs. Les convertisseurs utilisés pour leur contrôle, on peut citer : deux onduleurs triphasés, les convertisseurs hexaphasés, les convertisseurs pentaphasés...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.

II.1 Onduleurs triphasés de tension

II.1.1 Présentation

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) [16] [18].

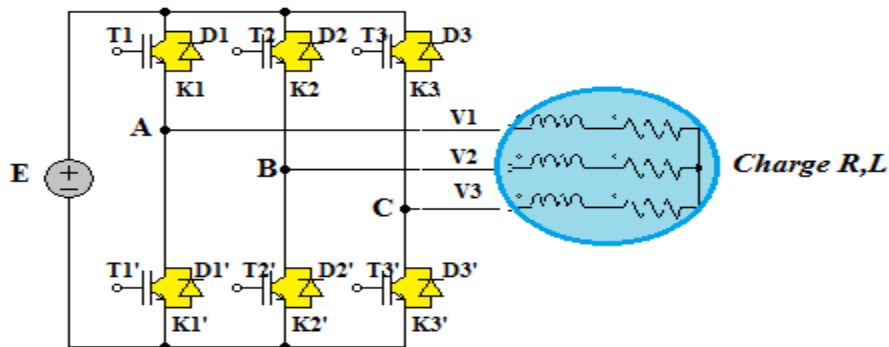


Fig.II.1 Schémas de l'onduleur triphasé de tension

Cet onduleur a comme source d'entrée la tension continue E et comme sortie une source alternative qui est représenté par une charge triphasée équilibré R-L avec un point neutre n flottant, les grandeurs de sortie peuvent être à fréquence fixe ou variable.

II.1.2 Les possibilités de commutation

L'onduleur à trois bras est capable d'imposer $2^3=8$ tensions de sortie différentes V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} , tel que l'état des interrupteurs inférieur K_i sont déterminé par la logique NON de l'état des interrupteurs supérieur K_l dans le but d'éviter le court-circuit .

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit } \overline{K_l} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué } \overline{K_l} \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec $i=1, \dots, 3$.

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

Tab.II.1 Les 8 états possibles des interrupteurs

II.1.3 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 déterminés 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 [19] [17]:

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = V_1 - V_2 = E(f_1 - f_2) \quad (\text{II.1})$$

$$V_{BC} = V_2 - V_3 = E(f_2 - f_3) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{CA}=V_3-V_1=E(f_3-f_1) \tag{II.3}$$

Les tensions simples V_1, V_2, V_3 forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_1+V_2+V_3=0 \tag{II.4}$$

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

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

II.2 Mise en parallèle d'onduleurs triphasé

C'est un convertisseur multicellulaire de deux onduleurs triphasé connectés en parallèle. Ce genre de configuration peut servir soit à piloter un moteur triphasé tout en segmentant la puissance transiter par phase et ainsi augmenter la fréquence de commutation son illustration est dans la figure (II.2) , soit piloter deux moteurs triphasés tout en assurant un fonctionnement identique ou différent appelé onduleur dos-à-dos comme illustré dans la figure (II.3)

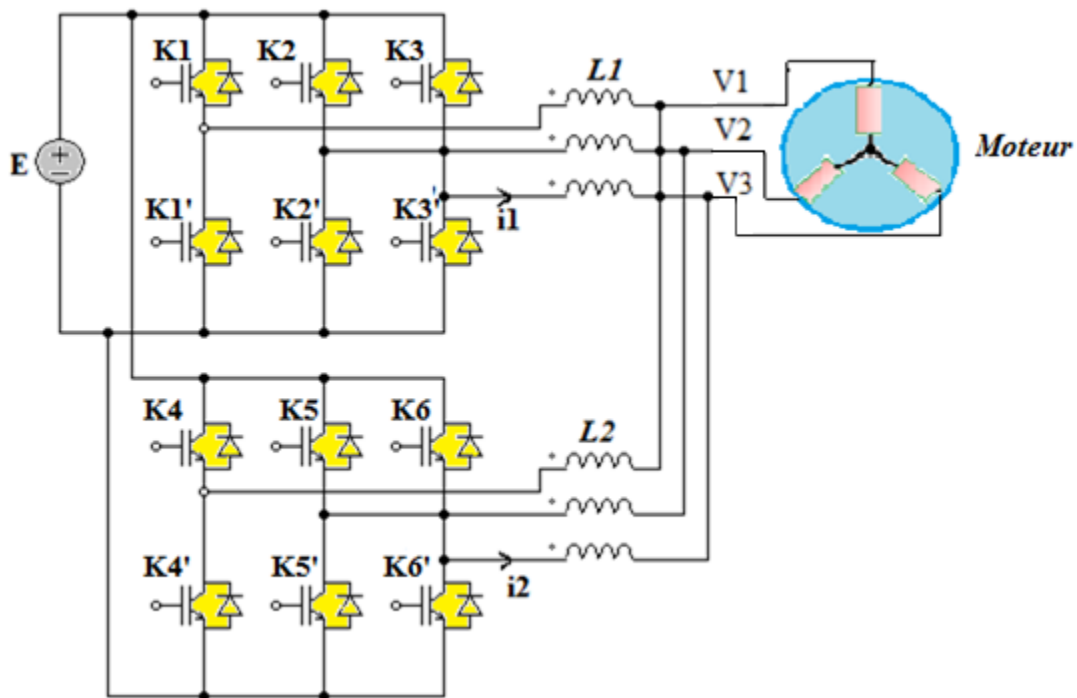


Fig.II.2 Onduleur multiniveaux parallèle à trois niveaux triphasés

La connexion entre ces deux onduleurs est réalisée par des inductances appelées inductance de liaison. Ces inductances sont placées pour absorber les différences de tension instantanée au niveau de la sortie des deux onduleurs et ainsi tout circuit de bus continue en sortie.

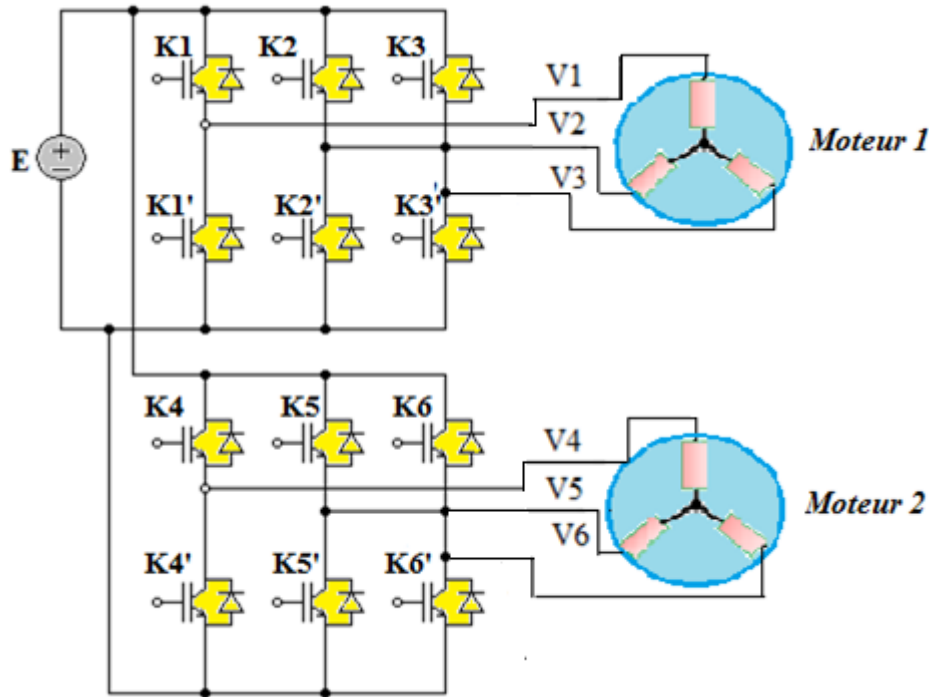


Fig.II.3 Onduleur dos-à-dos

L'avantage de ces structures est l'augmentation de la fréquence de découpage des ondes apparente en sortie par rapport à la fréquence de découpage réelle, ceci est dû au déphasage des ordres de commande sur les différentes bras d'une même phase qui entraîne en sortie un déphasage au niveau des tensions de sortie de chaque bras. Ce phasage entraîne une forte ondulation du courant entraîne une augmentation des pertes en conduction dans les différentes composantes de puissance et l'augmentation de volume globale des inductances si la mise en parallèle devient plus importante [20] [21].

II.3 convertisseur Hélixphasé

II.3.1 Topologie du convertisseur héliphasé

C'est un convertisseur d'une connexion de deux onduleurs triphasés en série, il se compose de six bras contenant chacun deux cellules, cela donne un totale de 12 cellules, chaque bras nous donne une phase tel qu'il est montré dans la figure ci-dessus :

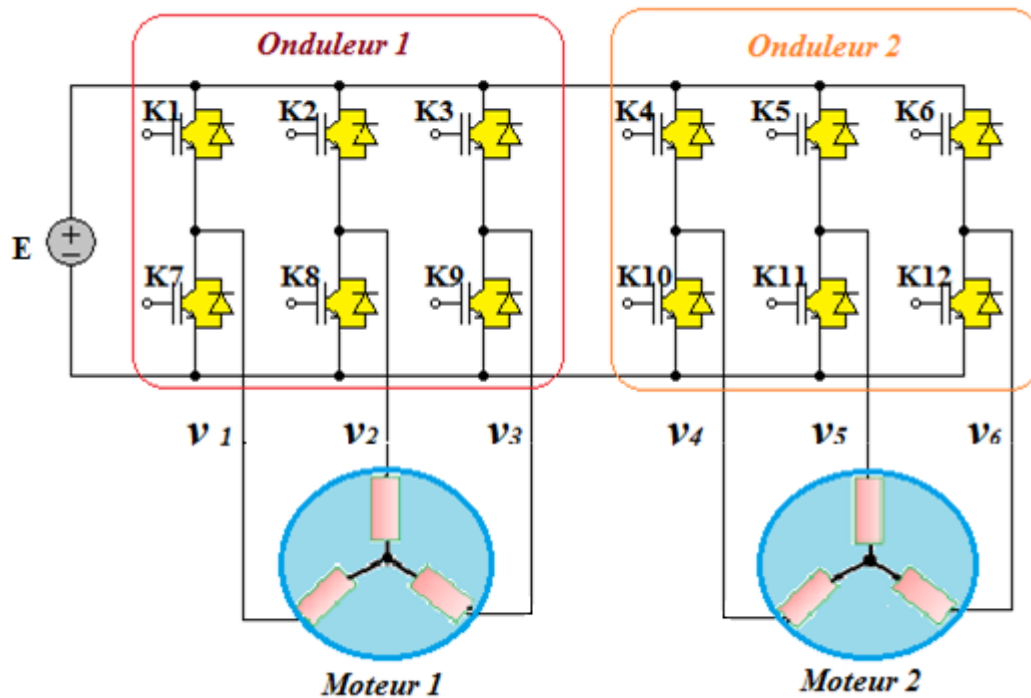


Fig.II.4 Convertisseur héxaphasé

Ce convertisseur est utilis e dans les applications de contrôle deux charge alternatives en mode indépendant ou pour les machines h exaphas es comme la machine double étoile.

II.3.2 Caractéristiques du convertisseur héxaphasé

L'avantage majeur de ce convertisseur est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augment e sans aucun ajout de nouveaux composants, l'utilisation des cellules de conversion puissance en série permet d'accroitre le nombre de niveau de tension et de puissance et aussi il a une grande fiabilité , mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continue exigées pour chaque bras et la complexité de commande de système plus le nombre des composants qui provoquent des pertes importantes [17] [19].

II.4 Onduleur pentaphasé

II.4.1 Topologie du convertisseur pentaphasé

La topologie du convertisseur repose sur un raccordement en parallèle de cinq cellules de commutation. Deux systèmes triphas es de tension sont form es si un potentiel est partag e figure (II.3).

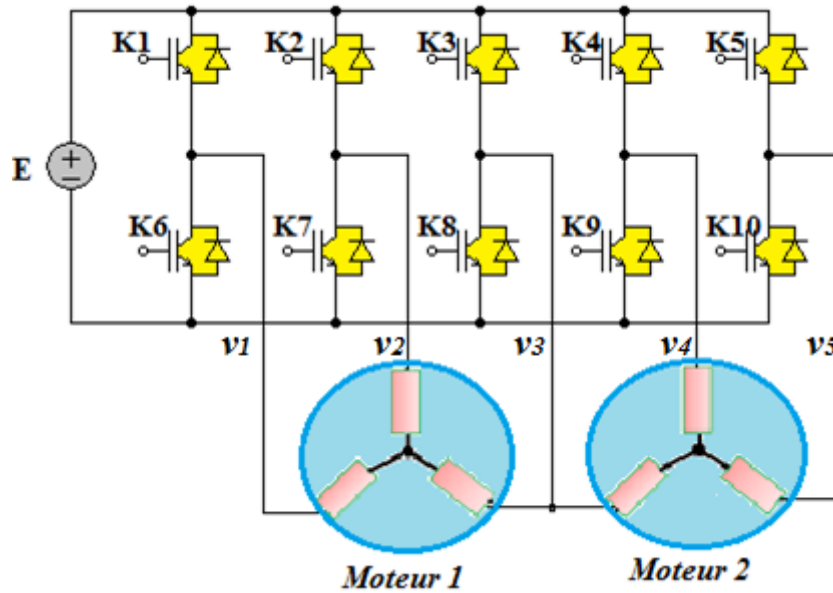


Fig.II.5 Convertisseur pentaphasé

II.4.2 Caractéristiques du convertisseur pentaphasé

La topologie de convertisseur contient un nombre réduit d'interrupteurs de puissance en comparaison de l'utilisation de deux onduleurs triphasés. Mais la commande de ce convertisseur ne peut pas être séparée à cause de la liaison des deux charges (la phase en commun) [21].

II.5 Convertisseur à neuf cellules

II.5.1 Présentation

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.

Une nouvelle topologie minimise les semi-conducteurs initialement conçu pour entrainer deux moteurs indépendants nommée convertisseurs à neuf cellules a été récemment développée comparé à les traditionnelles configuration qui contrôlent deux charges alternatives [20].

L'avantage principale de ce convertisseur est sa caractéristique topologique qui réduit le nombre des composantes par rapport aux convertisseurs hétéphasé et pentaphasé, ce qu'engendre un cout bas, une facilité de contrôle et une grande fiabilité [22].

Ce convertisseur fait l'objet de notre travail, qui au cours de ce chapitre nous allons présenter sa structure, expliquer son principe de fonctionnement, afin de déterminer les équations des tensions de sortie.

II.5.2 Topologie du convertisseur à neuf cellules

Le convertisseur 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 illustré dans la figure (II.6) [13] [9].

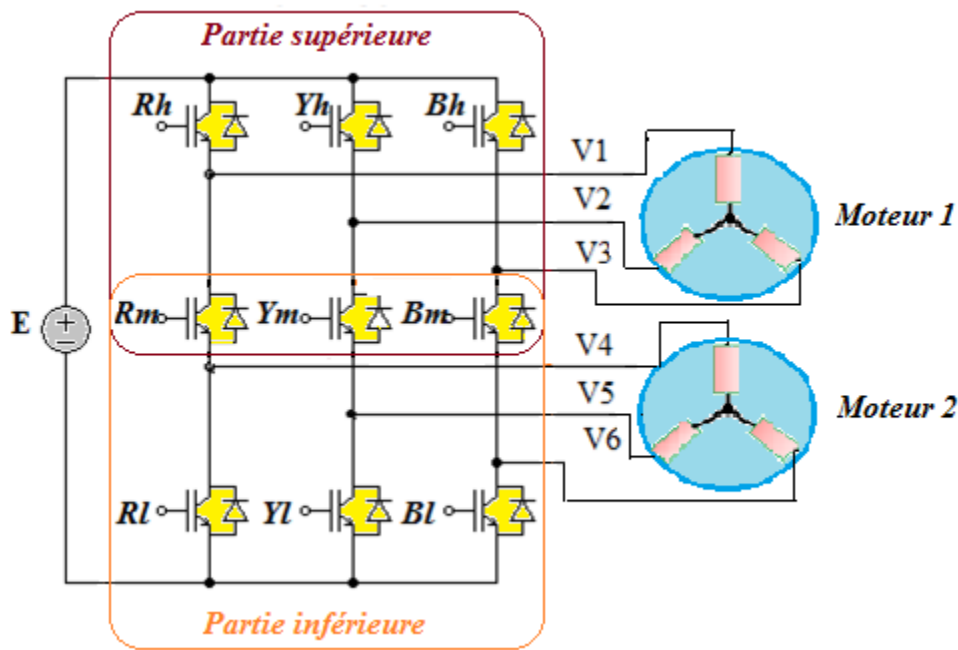


Fig.II.6 Convertisseur à neuf cellules

Les commutateurs qui composent le convertisseur à neuf cellules sont de type IGBT, ce choix a été fait pour surmonter les pertes ainsi que pour une utilisation rapide.

II.5.3 Les possibilités de commutation

Les cellules du convertisseur sont alimentées par un lien commun de source d'énergie continue. Il existe $3^3=27$ possibilités de commutation des neuf interrupteurs de convertisseur. Ce pendant l'état de commutation des cellules du milieu (R_m , Y_m et B_m) doit respecter la logique XOR de l'état des intercepteurs supérieurs (R_h , Y_h et B_h) et inférieurs (R_l , Y_l et B_l) pour éviter de court-circuiter la sources et assure la continuité du courant [20] [24]

$$f_{ih} + f_{im} + f_{il} = 2 \tag{II.6}$$

$$f_{im} = f_{ih} \oplus f_{il} \tag{II.7}$$

p	f_{Rh}	f_{Yh}	f_{Bh}	f_{Rl}	f_{Yl}	f_{Bl}	f_{Rm}	f_{Ym}	f_{Bm}
(0)	0	1	1	0	1	1	0	0	0
(1)	0	1	1	0	1	1	0	0	0
(2)	0	1	1	0	1	1	0	0	0
(3)	0	1	1	1	1	0	1	0	1
(4)	0	1	1	1	1	0	1	0	1
(5)	0	1	1	1	1	0	1	0	1
(6)	0	1	1	1	0	1	1	1	0
(7)	0	1	1	1	0	1	1	1	0
(8)	0	1	1	1	0	1	1	1	0
(9)	1	1	0	0	1	1	1	0	1
(10)	1	1	0	0	1	1	1	0	1
(11)	1	1	0	0	1	1	1	0	1
(12)	1	1	0	1	1	0	0	0	0
(13)	1	1	0	1	1	0	0	0	0
(14)	1	1	0	1	1	0	0	0	0
(15)	1	1	0	1	0	1	0	1	1
(16)	1	1	0	1	0	1	0	1	1
(17)	1	1	0	1	0	1	0	1	1
(18)	1	0	1	0	1	1	1	1	0
(19)	1	0	1	0	1	1	1	1	0
(20)	1	0	1	0	1	1	1	1	0
(21)	1	0	1	1	1	0	0	1	1
(22)	1	0	1	1	1	0	0	1	1
(23)	1	0	1	1	1	0	0	1	1
(24)	1	0	1	1	0	1	0	0	0
(25)	1	0	1	1	0	1	0	0	0
(26)	1	0	1	1	0	1	0	0	0

Tab. II.2 Les 27 états possibles des interrupteurs

C'est avec ces possibilités de commutation des cellules de ce convertisseur que on pourra convertir l'énergie continue de la source par deux sorties d'énergie alternative qui alimentent deux moteurs triphasés à induction.

II.5.4 Modélisation du convertisseur

En utilisant les tensions composées, on obtient le système des équations qui traduit le fonctionnement du convertisseur (ouverture et fermeture des interrupteurs) tel qu'il est démontré dans le tableau (II.2). Par suite on aura à déduire les tensions simples à partir des expressions relient les tensions simples aux tension composées :

$$v_{12}=v_1 - v_2 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Rh} = 1 \text{ et } f_{Ym} \cdot f_{Yl} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Yh} = 1 \text{ et } f_{Rm} \cdot f_{Rl} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Rh} \cdot f_{Yh} = 1 \text{ ou } f_{Rm} \cdot f_{Rl} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl}) \end{cases}$$

$$D'où \quad v_{12} = E(f_{Rh} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl} - f_{Yh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Rl}) + (f_{Rh} \cdot f_{Yh} + f_{Rm} \cdot f_{Rl} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl})$$

$$v_{23}=v_2 - v_3 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Yh} = 1 \text{ et } f_{Bm} \cdot f_{Bl} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Bh} = 1 \text{ et } f_{Ym} \cdot f_{Yl} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Yh} \cdot f_{Bh} = 1 \text{ ou } f_{Bm} \cdot f_{Bl} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl}) \end{cases}$$

$$D'où \quad v_{23} = E(f_{Yh} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bl} - f_{Bh} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl}) + (f_{Yh} \cdot f_{Bh} + f_{Bm} \cdot f_{Bl} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yl})$$

$$v_{31}=v_3 - v_1 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Bh} = 1 \text{ et } f_{Rm} \cdot f_{Rl} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Rh} = 1 \text{ et } f_{Bm} \cdot f_{Bl} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Bh} \cdot f_{Rh} = 1 \text{ ou } f_{Rm} \cdot f_{Rl} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bl}) \end{cases}$$

$$D'où \quad v_{23} = E(f_{Bh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Rl} - f_{Rh} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bl}) + (f_{Bh} \cdot f_{Rh} + f_{Rm} \cdot f_{Rl} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bl})$$

$$v_{45}=v_4 - v_5 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Yl} = 1 \text{ et } f_{Rh} \cdot f_{Rm} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Rl} = 1 \text{ et } f_{Ym} \cdot f_{Yh} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Yl} \cdot f_{Rl} = 1 \text{ ou } f_{Rh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yh}) \end{cases}$$

$$D'où \quad v_{45} = E(f_{Yl} \cdot f_{Rh} \cdot f_{Rm} - f_{Rl} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yh}) + (f_{Yl} \cdot f_{Rl} + f_{Rh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Yh})$$

$$v_{56}=v_5 - v_6 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Bl} = 1 \text{ et } f_{Yh} \cdot f_{Ym} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Yl} = 1 \text{ et } f_{Bm} \cdot f_{Bh} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Yl} \cdot f_{Bl} = 1 \text{ ou } f_{Yh} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh}) \end{cases}$$

$$D'où \quad v_{45} = E(f_{Bl} \cdot f_{Yh} \cdot f_{Ym} - f_{Yl} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh}) + (f_{Yl} \cdot f_{Bl} + f_{Yh} \cdot f_{Ym} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh})$$

$$v_{64}=v_6 - v_4 = \begin{cases} E & \text{si} & (f_{Bl} = 1 \text{ et } f_{Rh} \cdot f_{Rm} = 1) \\ -E & \text{si} & (f_{Rl} = 1 \text{ et } f_{Bm} \cdot f_{Bh} = 1) \\ 0 & \text{si} & (f_{Rl} \cdot f_{Bl} = 1 \text{ ou } f_{Rh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh}) \end{cases}$$

$$D'où v_{64} = E(f_{Bl} \cdot f_{Rh} \cdot f_{Rm} - f_{Rl} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh}) + (f_{Rl} \cdot f_{Bl} + f_{Rh} \cdot f_{Rm} \cdot f_{Bm} \cdot f_{Bh})$$

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

$$\begin{cases} V1 = \frac{v_{12} - v_{31}}{3} \\ V2 = \frac{v_{23} - v_{31}}{3} \\ V3 = \frac{v_{31} - v_{23}}{3} \end{cases} \quad (II.8)$$

$$\begin{cases} V4 = \frac{v_{45} - v_{64}}{3} \\ V5 = \frac{v_{56} - v_{64}}{3} \\ V6 = \frac{v_{64} - v_{56}}{3} \end{cases} \quad (II.9)$$

II.5.5 Application de convertisseurs à neuf cellules

Le convertisseur à neuf cellules peut être utilisé dans plusieurs domaines de commande des systèmes hexaphasés, on peut citer pour chaque cas du modèle de commande les applications et les types des machines pilotées selon le déphasage α des deux séries triphasées [20] [25] [26] :

- Fonctionnement linéaire ($w_1 = w_2$) :

Pour $\alpha = 0^\circ$: Les deux moteurs sont entraînés par une même fréquence, le décalage entre eux est nulle comme les véhicules électriques, les tapis roulants, les drones.

Pour $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$: cette commande s'applique sur les charges décalées comme les machines hexaphasés (double étoile), tel que les deux étoiles sont décalées de **30°** ou **60°** .

- Fonctionnement non linéaire ($w_1 \neq w_2$) :

Les fréquences des deux moteurs sont différentes donc les vitesses ne sont pas les mêmes, on peut citer les robots mobiles.

II.5.6 Inconvénients de convertisseurs à neuf cellules

Malgré la réduction des commutateurs, le convertisseur à neuf cellules présente un inconvénient qui réside dans les limitations de fréquence et de déphasage, principalement en raison de la contrainte sur l'indice de modulation du convertisseur qu'on expliquera dans les chapitres suivants [25] [27].

II.4 Tableau de comparaison :

Le tableau ci-dessous résume les différentes caractéristiques des convertisseurs utiliser pour piloter des systèmes deux moteurs [18] [21] [28] :

Convertisseur	Héxaphasé	Pentaphasé	Neuf cellules
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développent
Nombre de composants	24	20	18
Pertes	considérables	faibles	Pratiquement faibles
Complexité	Moyenne	Moyenne	Grande
Pois physique	Lourd	Moyenne	Moyenne

Tab. II.3 Tableau de comparaison des convertisseurs multi moteur

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques convertisseurs de pilotage des systèmes multi moteur, à savoir le convertisseur héxaphasé, le convertisseur pentaphasé, ainsi que le convertisseur à neuf cellules.

Commençons par l'onduleur triphasée, on a étudié son comportement, ainsi on a opté a cité les différentes topologies et les caractéristiques des convertisseurs pratiquement utilisées pour le pilotage de deux moteurs, c'est les convertisseurs héxaphasé et pentaphasé, on a constaté qu'ils possèdent des inconvénients. Par la suite nous nous sommes intéressée au convertisseur à neuf cellules, vu qu'il présente des avantages par rapport aux deux autres précédents.

Le chapitre trois présentera la technique de la commande de la largeur d'impulsion de l'onduleur triphasé et le convertisseur à neuf cellules qui représente une combinaison de deux onduleurs triphasés.

Chapitre III

Technique de la commande MLI

Introduction

La commande industrielle désigne dans son sens le plus large, l'ensemble des méthodes et des techniques qui permettent de contrôler les performances d'un appareillage électrique d'une machine ou d'un système. Appliquée au moteur, la commande industrielle contrôle le démarrage l'accélération le sens de rotation, la vitesse, la décélération et l'arrêt des parties tournantes. Ses mécanismes permettant d'imposer un point de fonctionnement ou une trajectoire à l'onduleur. Elle génère les signaux de contrôle des interrupteurs à partir du signal modulé. Cette opération est triviale lorsqu'il n'y a qu'une façon de générer chaque niveau, c'est-à-dire lorsqu'il y a absence de niveaux redondants [10]. Dans le cas contraire, une stratégie doit être élaborée. Avec l'évolution des interrupteurs semi-conducteur de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif.

Dans ce chapitre, nous exposerons la technique MLI naturelle appliquée à l'onduleur triphasé puis au convertisseur neuf cellules pour piloter deux moteurs asynchrones tout en mettant en évidence le contrôle à des vitesses identiques et différentes et le contrôle en phase et déphasé.

III.1. Modulation naturelle

La modulation naturelle c'est une technique qui utilise le principe général de la commande MLI (modulation en largeur d'impulsion) ou PWM (pulse width modulation), qui présente la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée, cette technique agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) de la partie puissance. Le signal MLI peut prendre que deux niveaux de tension : niveau bas et niveau haut.

III.1.1. Principe de fonctionnement de MLI naturelle

La MLI naturelle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence F_m , appelée modulatrice, et un signal triangulaire de haute fréquence F_p , appelé la porteuse p . Les instants de commutation sont générés comme suit : lorsque le signal sinusoïdale de référence dépasse le signal triangulaire alors le signal modulé est égale à 1, dans le cas contraire le signal modulé est égale à 0. Les figures III.1 et III.2 expliquent le principe de fonctionnement de MLI naturelle [12] [13] [14]

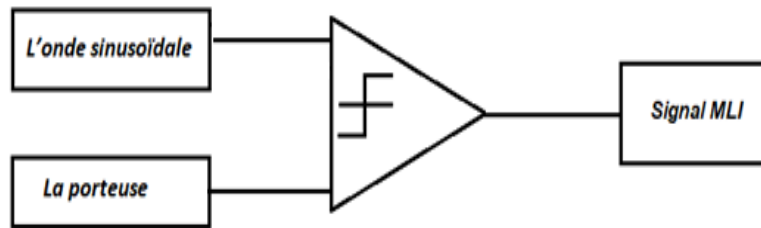


Fig. III.1 schéma synoptique de MLI naturelle

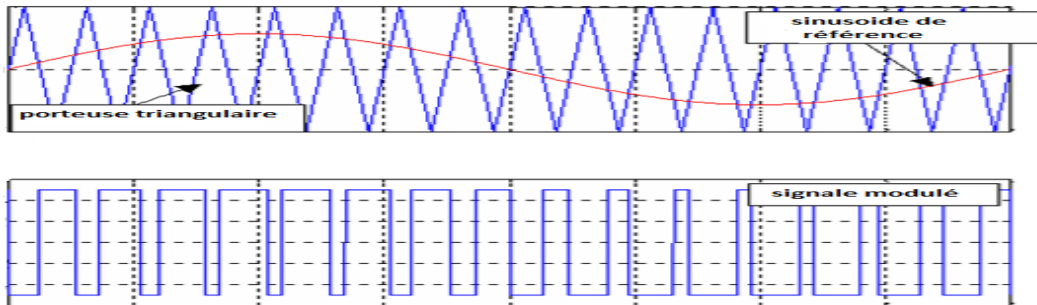


Fig. III.2 principe de fonctionnement de MLI naturelle

III.1.2. Caractéristique de la MLI naturelle

La commande MLI est caractérisée par deux paramètres qui sont représentés comme deux rapports [13] [14]

III.1.2.1 L'indice de modulation m

C'est le rapport des fréquences de la porteuse f_p et du signal modulant f_m . Ce rapport découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. Ce dernier se détériore au fur et à mesure que la fréquence de commutation augmente. Il est défini comme suit :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{III.1})$$

III.1.2.2 Le coefficient de réglage en tension r

C'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence A_m et la valeur de l'onde porteuse A_p . Il est défini comme suit :

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad (\text{III.2})$$

III.1.3 Les différents types de modulation

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un rapport cyclique inférieur à l'unité et supérieur à zéro de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement. On distingue généralement deux types de modulation de largeur d'impulsion naturelle : synchrone et asynchrone, dans les deux cas, l'amplitude de la tension de sortie varie avec le coefficient de réglage r .

a) Modulation synchrone

La modulation est dite synchrone si l'onde de la porteuse et la référence sinusoïdale sont synchrones de façon que la fréquence de l'onde de porteuse f_p soit un multiple entier naturel de la fréquence de la tension de référence f_m . La sortie de modulation est donc périodique et ne contient que les harmoniques multiples du fondamentale.

b) Modulation asynchrone

La modulation est dite asynchrone si l'onde de la porteuse et la référence sinusoïdale sont asynchrones de façon que la fréquence de l'onde de porteuse f_p n'est pas un multiple entier naturel de la fréquence de la tension de référence f_m . Plus l'indice de modulation m est élevé, plus les fréquences des harmoniques non voulues sont éloignées. L'inconvénient de cette approche est la non périodicité de la MLI. Qui peut engendrer des composantes subharmoniques.

III.1.5 Avantages et inconvénients de la MLI naturelle

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants [13] [15] :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques des grandeurs de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

La commande MLI naturelle présente aussi quelques inconvénients comme :

- Elle génère dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques et des résonances électromagnétiques.
- plus coûteuse pour les applications domestiques.

III.2 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 [15] [18].

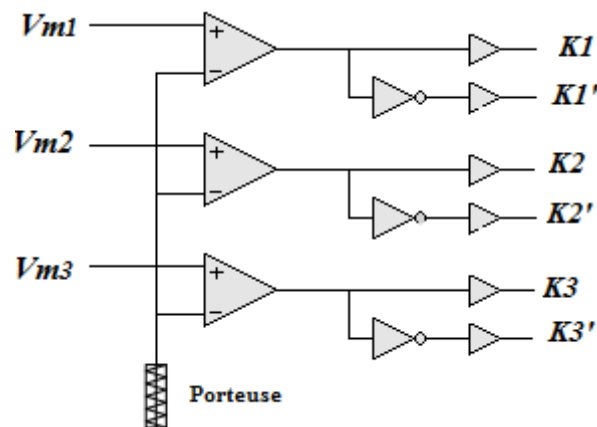


Fig.III.3 Circuit de stratégie de commande d'un onduleur triphasé

L'expression mathématique des trois références modulantes s'écrit comme suivant [4] :

$$V_{m1} = A_m * \sin(\omega t) \quad (\text{III.3})$$

$$V_{m2} = A_m * \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.4})$$

$$V_{m3} = A_m * \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.5})$$

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

III.2.1 Génération des signaux de commande de l'onduleur triphasé

En utilisant le schéma de simulation illustré dans la figure III.4, nous avons enregistré la forme de la référence modulante comparée au signal de la porteuse comme le montre la figure III.5.

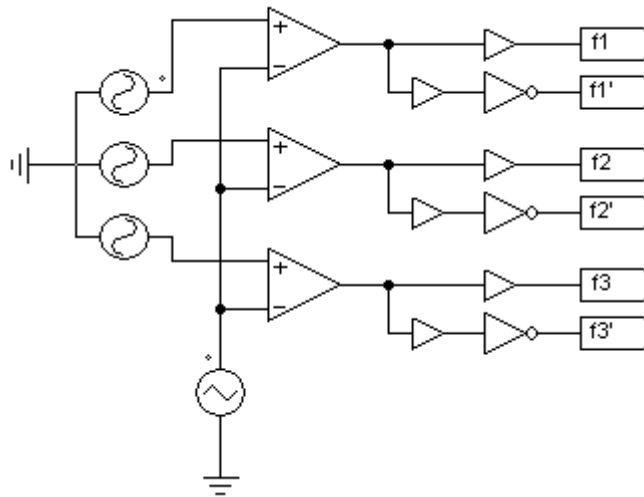


Fig.III.4 Circuit de commande d'un onduleur triphasé sur PSIM

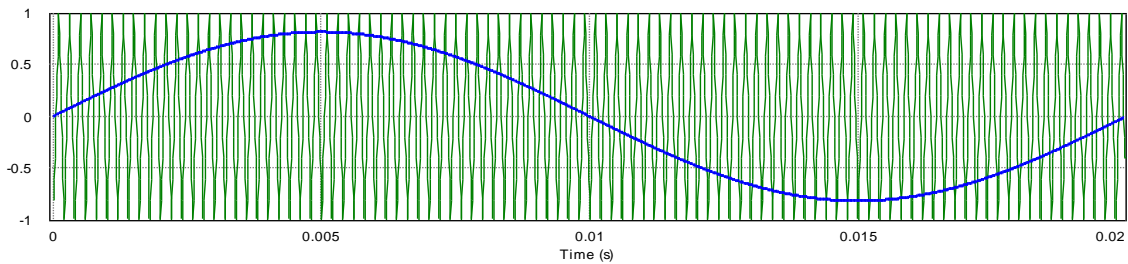


Fig.III.5 La forme sinusoïdale de la référence modulante

III.2.2 Simulation numérique de l'onduleur triphasé commandé par MLI

En associant la commande au modèle de l'onduleur triphasé avec une charge RL avec une fréquence de commande $f=50$ Hz et des paramètres suivant :

- Tension d'alimentation égale à 300 V
- Fréquence de commutation (porteuse) égale à 10 kHz
- La valeur de la résistance égale à 5 Ω
- La valeur de l'inductance égale à 100 mH

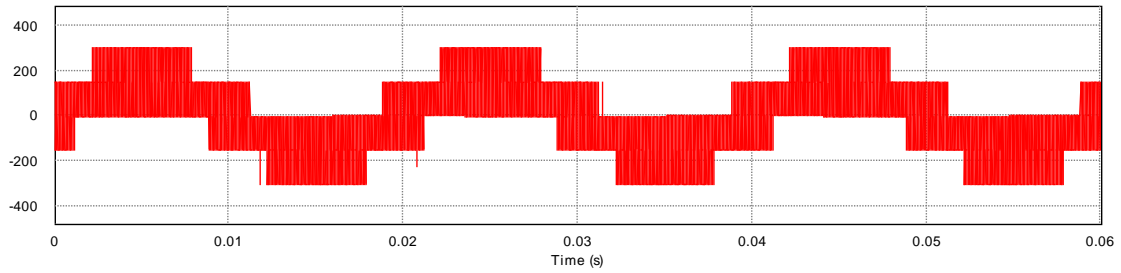


Fig.III.6 Forme de l'onde des tensions de charge

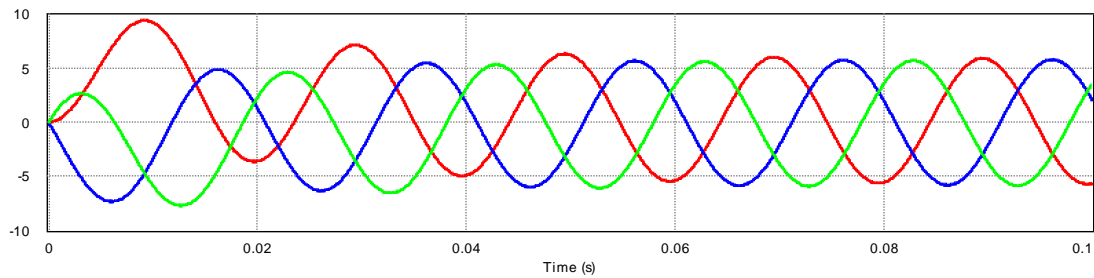


Fig.III.7 Forme des courants de charge

En faisant l'analyse fréquentielle des deux grandeurs de sorties (tension et courant), nous avons obtenus les figures III.8 et III.9.

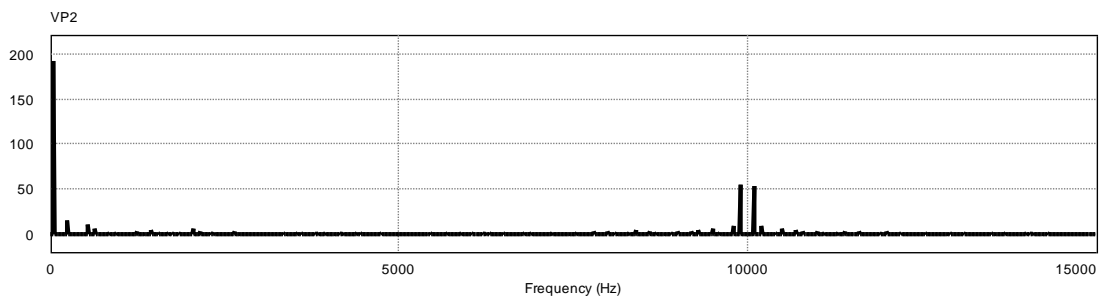


Fig.III.8 analyse fréquentielle de la tension de charge

On remarque que les harmoniques de la tension de sortie sont repoussés vers les fréquences plus élevées regroupées autour de la fréquence de commutation, ce qui facilite le filtrage, et l'amplitude de l'onde fondamentale égale à $0.78 \frac{2U_{dc}}{\pi}$.

III.3 Application de la commande MLI sur le convertisseur à neuf cellules

III.3.1 Principe

Le mode de fonctionnement du convertisseur 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 [18] [25] [21].

III.3.2 Stratégie de commande

Les signaux des interrupteurs du convertisseur 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 (R_h, Y_h, B_h) 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 (R_l, Y_l, B_l) 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 (R_m, Y_m, B_m) 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 [20] [18].

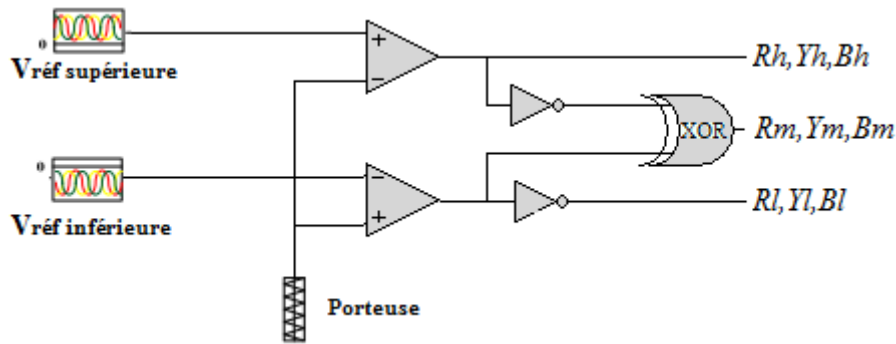


Fig. III.9 Méthode de génération des signaux des commutateurs du convertisseur à neuf cellules

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

$$V_{réf\ sup} = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (III.6)$$

$$V_{réf\ inf} = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (III.7)$$

Sachant que : A_1, A_2 amplitudes. f_1, f_2 : Fréquences de référence.

φ_1, φ_2 : Angles des phases des références

III.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 [10] [17] [18].

D'après l'analyse mathématique des références modulantes supérieures et inférieures avec le décalage des signaux de modulation peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} V_A = M_1 \sin(w_1 t + \varphi_1) + V_{offset\ 1} \\ V_B = M_1 \sin(w_1 t + \varphi_1 - 2\pi/3) + V_{offset\ 1} \\ V_C = M_1 \sin(w_1 t + \varphi_1 + 2\pi/3) + V_{offset\ 1} \end{cases} \quad (III.8)$$

$$\begin{cases} V_X = M_2 \sin(w_2 t + \varphi_2) + V_{offset\ 2} \\ V_Y = M_2 \sin(w_2 t + \varphi_2 - 2\pi/3) + V_{offset\ 2} \\ V_Z = M_2 \sin(w_2 t + \varphi_2 + 2\pi/3) + V_{offset\ 2} \end{cases} \quad (III.9)$$

III.3.3.1 la tension de décalage V_{offset}

V_{offset} Est 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 [18] [26].

Deux tensions de décalage sont utilisées :

- $V_{offset 1}$: une tension pour décaler V_A, V_B, V_C verticalement vers le haut jusqu'à ce qu'elles touchent le pic positif de la porteuse, en ajoutant un décalage de $1 - M_1$.
- $V_{offset 2}$: une tension pour décaler V_X, V_Y, V_Z verticalement vers le bas jusqu'à ce qu'elles touchent le pic négatif de la porteuse, en ajoutant un décalage de $(-1 - M_2)$ tel que :

$$V_{offset 1} = 1 - \max(V_A, V_B, V_C)$$

$$V_{offset 2} = -1 - \min(V_X, V_Y, V_Z)$$

III.3.3.2 L'indice de modulation M

Lorsque les deux moteurs fonctionnent en régime linéaire, les deux ensembles de références de fréquence fondamentale w_1 et w_2 sont égaux et si on suppose que $M_1 = M_2 = M$ donc $V_{offset 1} = V_{offset 2} = V_{offset}$. Le déphasage entre les deux références modulantes est l'angle de compensation $\alpha = \varphi_1 - \varphi_2$. Si on considère $\varphi_1 = 0$ comme étant un angle de référence on aura $\varphi_2 = -\alpha$ les expressions des références modulantes deviennent :

$$\begin{cases} V_A = M \sin(w t) + V_{offset} \\ V_B = M \sin(w t - 2\pi/3) + V_{offset} \\ V_C = M \sin(w t + 2\pi/3) + V_{offset} \end{cases} \quad (III. 10)$$

$$\begin{cases} V_X = M \sin(w t - \alpha) - V_{offset} \\ V_Y = M \sin(w t - \alpha - 2\pi/3) - V_{offset} \\ V_Z = M \sin(w t - \alpha + 2\pi/3) - V_{offset} \end{cases} \quad (III.11)$$

Sachant que la référence supérieure de la tension est toujours placée au-dessus de la référence inférieure alors $V_A \geq V_X$, si on les remplace par leurs expressions ainsi que $V_{offset 1}$ par $(1-M)$ et $V_{offset 2}$ par $(-1-M)$ on trouve :

$$M \sin(w t) + 1 - M \geq M \sin(w t - \alpha) + M - 1 \quad (III.12)$$

$$M \leq \frac{2 + M \sin((wt) - 1)}{1 + M \sin(wt - \alpha)} \quad (III. 13)$$

$$M \leq \frac{2}{2 + \sin(\omega t - \alpha) - \sin(\omega t)} \tag{III.14}$$

Et, On utilisant la loi de la trigonométrie suivante :

$$\sin(a) - \sin(b) = 2 \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \sin\left(\frac{a-b}{2}\right) \tag{III.15}$$

L'équation précédente s'écrira comme suit

$$M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{2\omega t - \alpha}{2}\right)} \tag{III.16}$$

Puis que

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

En mettant la valeur de ωt dans l'équation 15 on aura :

$$M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{et} \quad M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \tag{III.17}$$

Ce qui fait que :

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \tag{III.18}$$

Le cas de fonctionnement indépendant des deux moteurs $\omega_1 \neq \omega_2$ et pour $\alpha = 0^\circ$ ou $\alpha = 180^\circ$, le décalage des références modulantes s'effectue en respectons la somme des deux indices de modulation qui doit être inférieur à l'amplitude de la porteuse et en évitons le croisement des deux références [20] [26].

$$M_1 + M_2 \leq 1.15 \tag{III.19}$$

Pour ces paramètres on aura une structure schématique de la commande de convertisseur à neuf cellules comme suivant :

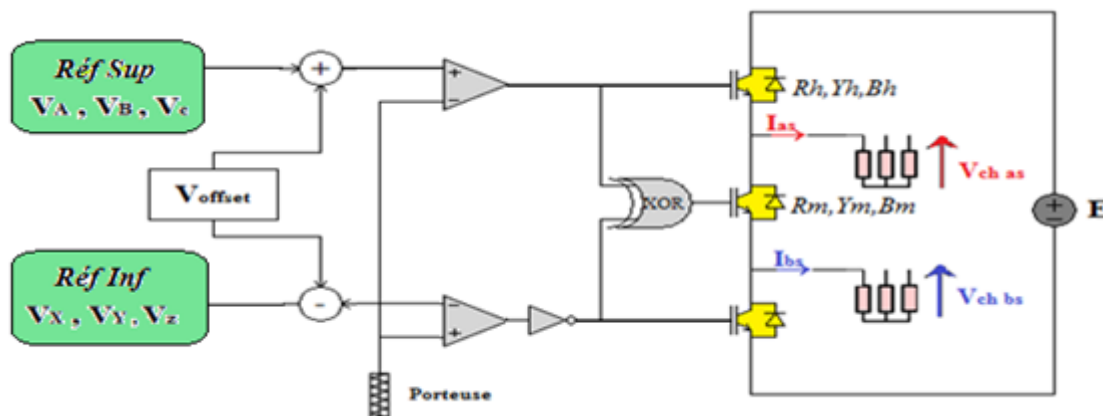


Fig. III.10 Schémas fonctionnelle de la stratégie de commande

III.3.4 Simulation numérique

L'indice de modulation dans le cas de déphasage asymétrique et symétrique des deux séries de tension triphasées ($\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ et $\alpha = 60^\circ$) est calculé par l'expression (III.13) qui dépend de l'angle α . Pour $\alpha = 0^\circ$ avec deux fréquences différentes l'indice de modulation est calculé par l'expression (III.14).

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

- **Pour $\alpha = 0^\circ$**

- Fonctionnement linéaire ($w_1=w_2$) et $M_1=M_2=M=1$ et $V_{offset}=0$

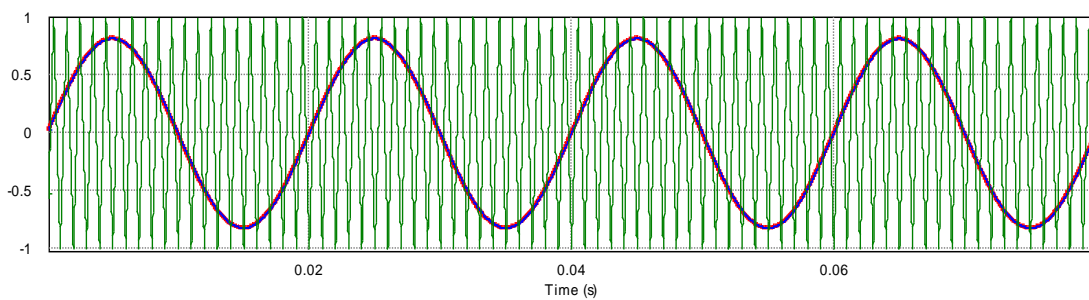


Fig. III.11 La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

- Fonctionnement non linéaire ($w_1 \neq w_2$) :

- $M_1=0.85$ et $V_{offset 1} = 0.3 pu$ pour $f_1=50 Hz$

- $M_2=0.3$ et $V_{offset 2} = 0.7 pu$ pour $f_2=25 Hz$

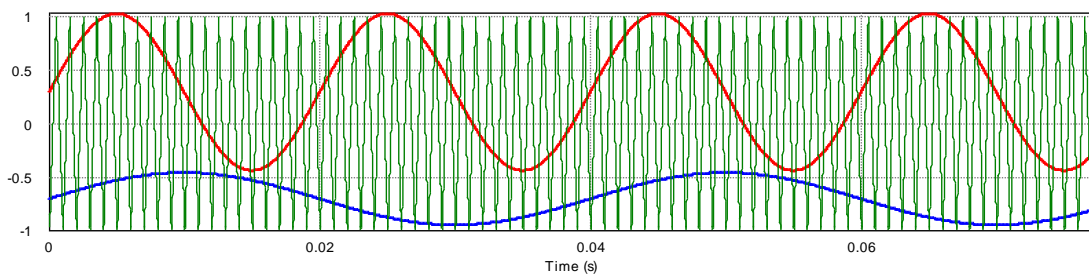


Fig. III.12 La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

- Pour $\alpha = 30^\circ$

- $M=0.794$ et $V_{offset}=0.206 pu$

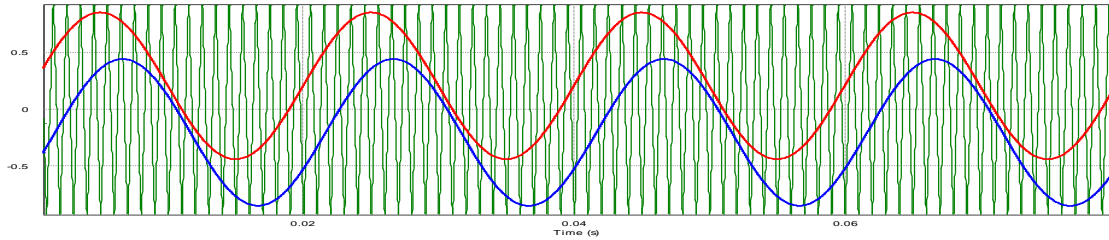


Fig. III.13 La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

- Pour $\alpha = 60^\circ$

- $M = 0.666$ et $V_{offset} = 0.333 pu$

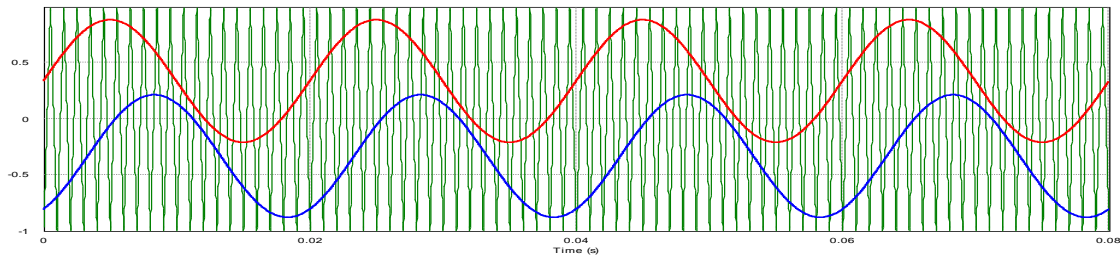


Fig. III.14 La forme sinusoïdale des références modulantes supérieure et inférieure

Les figures (III. 11), (III. 12), (III. 13) et (III. 14) montrent les deux modulatrices de référence pour chaque cas d'angle de déphasage α .

- Pour $\alpha = 0^\circ$ et un indice de modulation égale à 1, la figure (III. 11) montre que les deux références modulantes sont similaires et d'une forme sinusoïdale.
 - Pour $\alpha = 0^\circ$ et avec deux fréquences différentes des deux références modulantes, la figure (III. 12) 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 modulatrices.
 - Les figures (III. 13), (III. 14) montrent les phases décalées verticalement avec un déphasage de $\alpha = 30^\circ$ pour le premier cas et $\alpha = 60^\circ$ pour le deuxième cas, ainsi les deux références sont bien organisées et le croisement est évité grâce au bon choix d'un indice de modulation M et une tension de décalage V_{offset} pour chaque cas.

III.3.4.1 Simulation du convertisseur commandé par MLI

Pour enregistrer les gradeurs de sortie du convertisseur commandé par la MLI débitant sur deux charges RL triphasées, nous avons utilisés les paramètres suivants :

- Tension d'alimentation égale à 450 V
- Fréquence de commutation égale à 10 kHz
- La valeur de la résistance égale à 5 Ω
- La valeur de l'inductance égale à 100 mH

Nous avons effectués deux séries de tests, en premier lieu nous avons testés le convertisseur avec un fonctionnement linéaire ($w_1=w_2$) et pour des angles de déphasage différents à savoir 0° , 30° et 60° . 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 (50 et 25Hz).

a) Fonctionnement linéaire ($w_1=w_2$) $f= 50\text{Hz}$

- Pour $\alpha = 0^\circ$

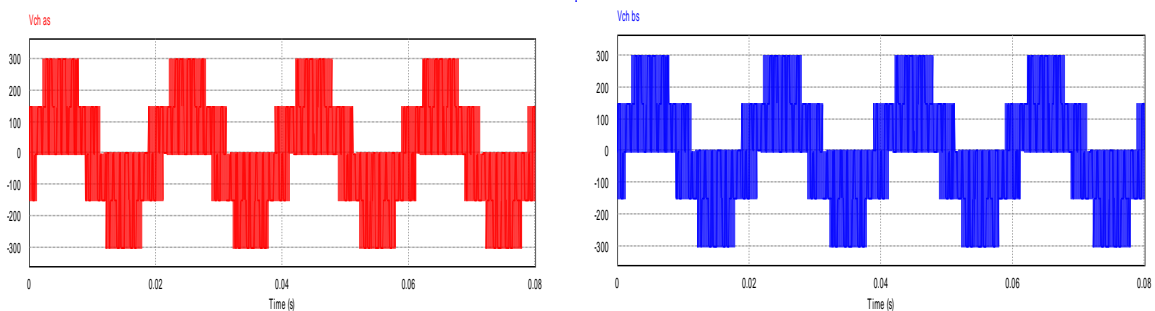


Fig.III.15 Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$

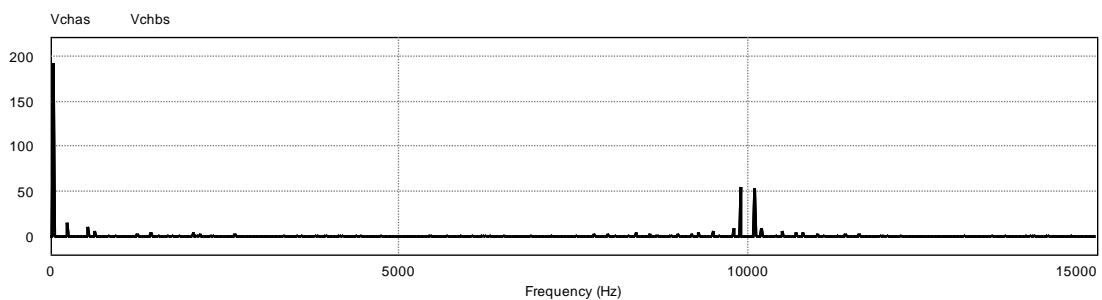


Fig.III.16 analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$

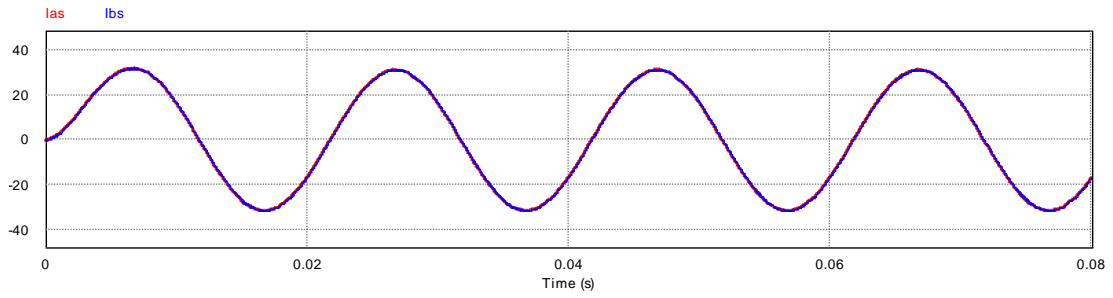


Fig.III.17 Forme des courants I_{as} et I_{bs}

- Pour $\alpha = 30^\circ$

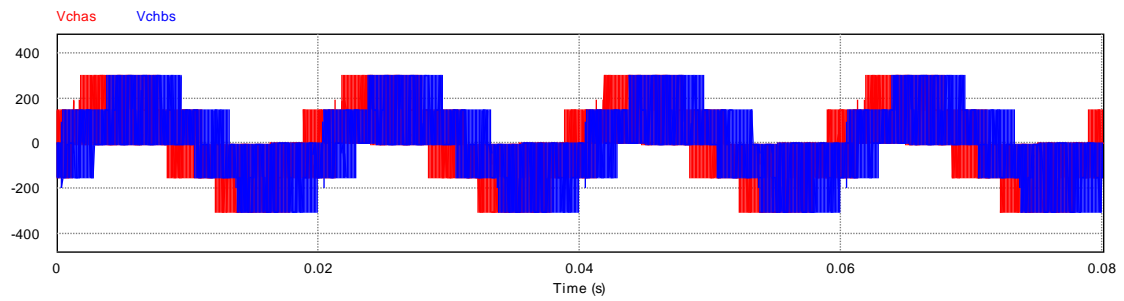


Fig.III.18 Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure V_{chas} et inférieure V_{chbs}

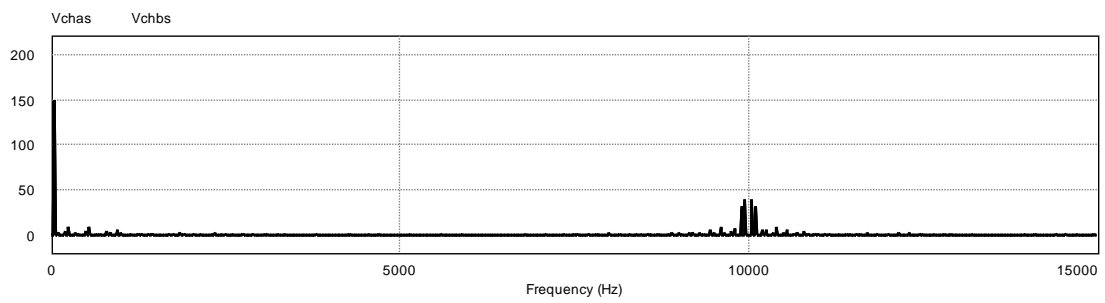


Fig.III.19 analyse fréquentielle des tensions V_{chas} et V_{chbs}

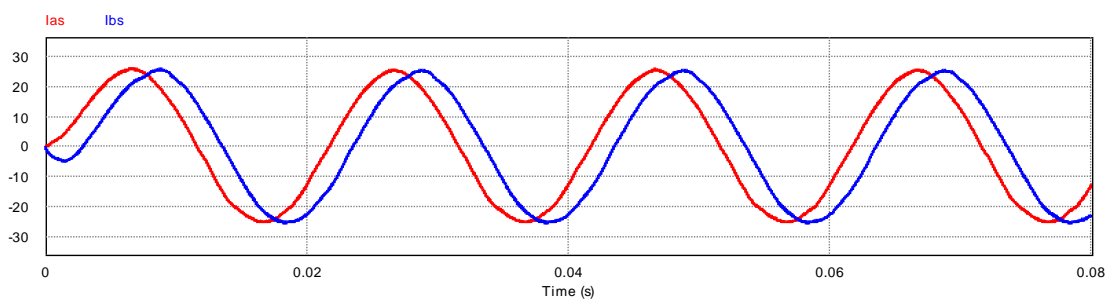


Fig.III.20 Forme des courants I_{as} et I_{bs}

- Pour $\alpha = 60^\circ$

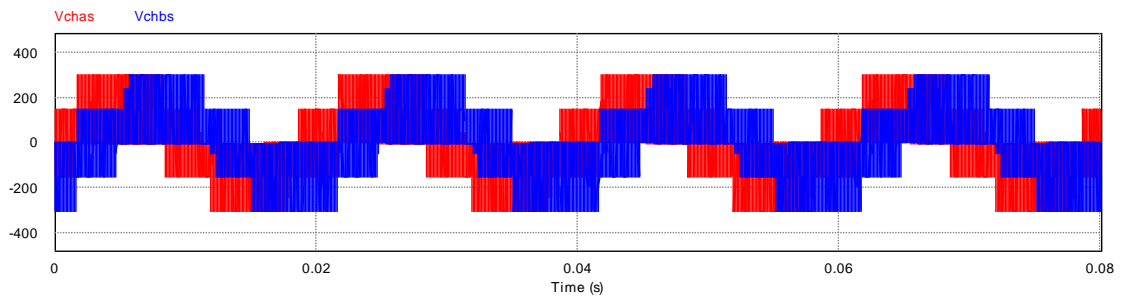


Fig.III.21 Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure V_{chas} et inférieure V_{chbs}

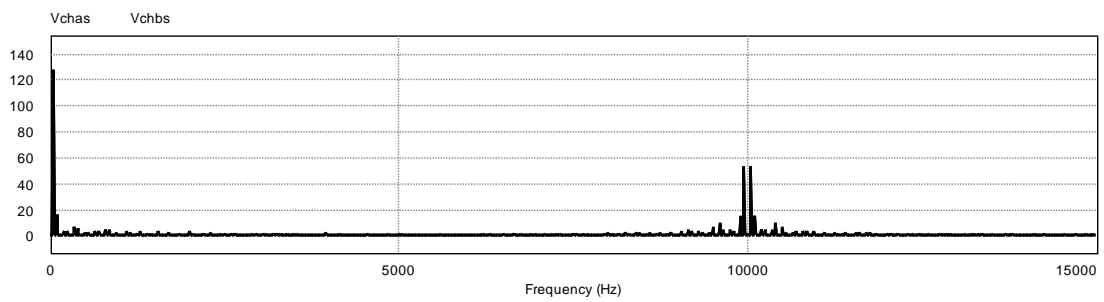


Fig.III.22 analyse fréquentielle des tensions V_{chas} et V_{chbs}

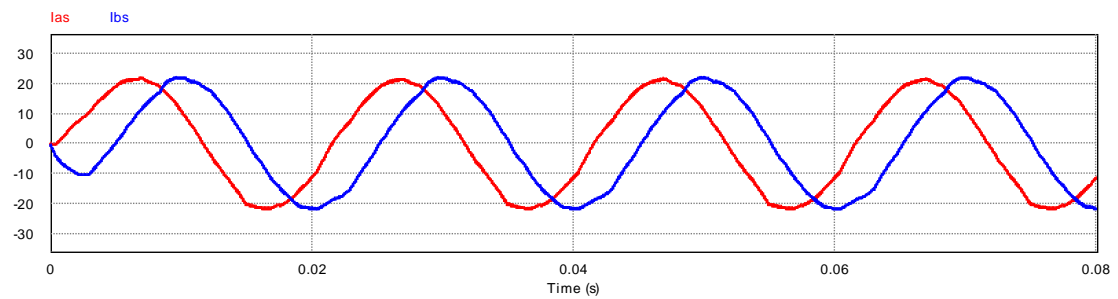


Fig.III.23 Forme des courants de charges I_{as} et I_{bs}

b) Essai pour un fonctionnement non linéaire :

Pour un angle de déphasage $\alpha = 0^\circ$ et une commande avec deux fréquences différentes $f_1=50$ Hz et $f_2=25$ Hz, nous avons obtenus les résultats suivant:

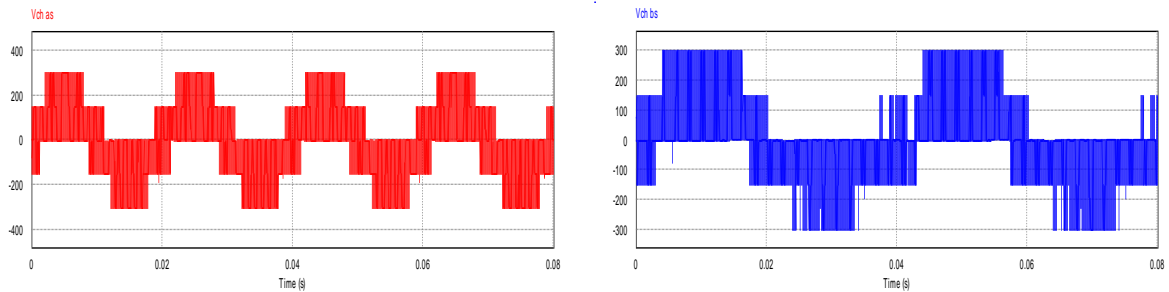


Fig.III.24 Forme de l'onde des tensions des deux phases de l'onduleur supérieure $V_{ch\ as}$ et inférieure $V_{ch\ bs}$

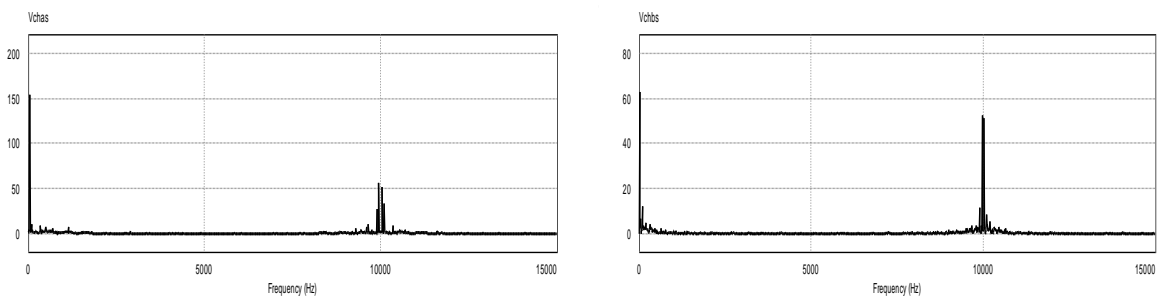


Fig.III.25 analyse fréquentielle des tensions $V_{ch\ as}$ et $V_{ch\ bs}$

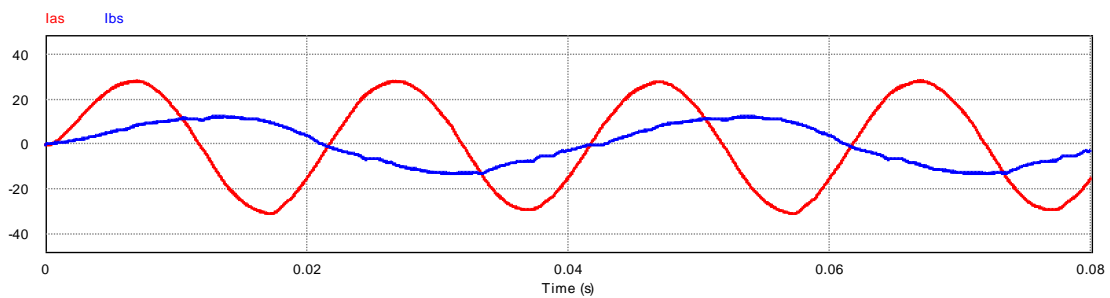


Fig.III.26 Forme des courants de charges I_{as} et I_{bs}

III.4 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 ($\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ et $\alpha = 60^\circ$) et d'une période différente pour chaque fréquence.

Pour les courants de charges, on note que leurs formes sont purement sinusoïdales, leur valeur est la même pour chaque déphasage mais différentes en fonction de la fréquence, cela dû à la charge inductive utilisée.

Déphasages	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
Fréquences	25 Hz		50 Hz
Courants de charges I_{as}, I_{bs}	12.61		20.27

Tab.III.1 Courants de charges I_{as}, I_{bs} en fonction des fréquences et de déphasages

L'analyse fréquentielle nous montre que la tension de charge possède quelques harmoniques impaires de faibles amplitudes et ceux d'amplitudes importantes sont repoussés autour de la fréquence de commutation. Le fondamental est différent pour chaque angle de déphasage α comme le montre le tableau suivant :

Déphasage	Fondamentale d'harmonique
$\alpha=0^\circ$	160 V
$\alpha = 30^\circ$	150 V
$\alpha=60^\circ$	130 V

Tab.III.2 fondamentales des harmoniques en fonction de déphasages

Cette différence revient à la différence de l'indice de modulation M et le V_{offset} pour chaque déphasage. Plus les deux références s'éloignent l'une de l'autre, plus l'amplitude du fondamental diminue.

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

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la technique de la commande MLI et les paramètres qu'il la caractérise tel que l'indice de modulation et le coefficient de réglage, en suite on a appliqués cette commande sur un onduleur triphasé.

Pour le convertisseur à neuf cellules, on a vu que l'application de la commande MLI nécessite une organisation des références modulante supérieures et inférieures en évitent 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 convertisseur et la tension de décalage des références.

Les performances enregistrées lors de la simulation du modèle convertisseur à neuf cellules pour des différents déphasages et fréquences nous donnent de bons résultats qui sont compatibles à celle de l'onduleur triphasé.

Le dernier chapitre sera consacré à l'exploitation des performances du convertisseur à neuf cellules couplé à deux moteurs triphasée en fonctionnement linéaire et non linéaire.

Chapitre IV

*Association convertisseur-
moteurs*

Introduction

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

Les performances obtenues lors de la simulation du modèle du convertisseur 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 intéressons à mener une expérience pour confirmer la validité de l'exploitation des performances de convertisseur à neuf cellules relié à deux moteurs triphasés par l'enregistrement l'influence de l'indice de modulation sur le système moteurs convertisseur.

IV.1 Principe de variation de vitesses

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable d'un moteur il est nécessaire d'utiliser une source à fréquence variable contrôlable, pour cela, dans notre cas les deux moteurs sont entraînés par les fréquences des deux références supérieure et inférieure modulantes, autrement dit chaque moteur est associé à une partie de commande de convertisseur à neuf cellules qui alimente les deux moteurs à partir d'un générateur de tension continue [24] [30].

IV.2 Simulation numérique

La simulation est faite sous l'environnement PSIM, elle se déroule pendant 2 secondes, un fonctionnement à vide des deux moteurs asynchrone triphasés durant une seconde et on applique un couple résistant égale à 3 N.m durant le reste de la période de la simulation pour chaque cas de déphasage ($\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ et $\alpha = 60^\circ$). Le schéma de montage du circuit est représenté dans la figure IV.1.

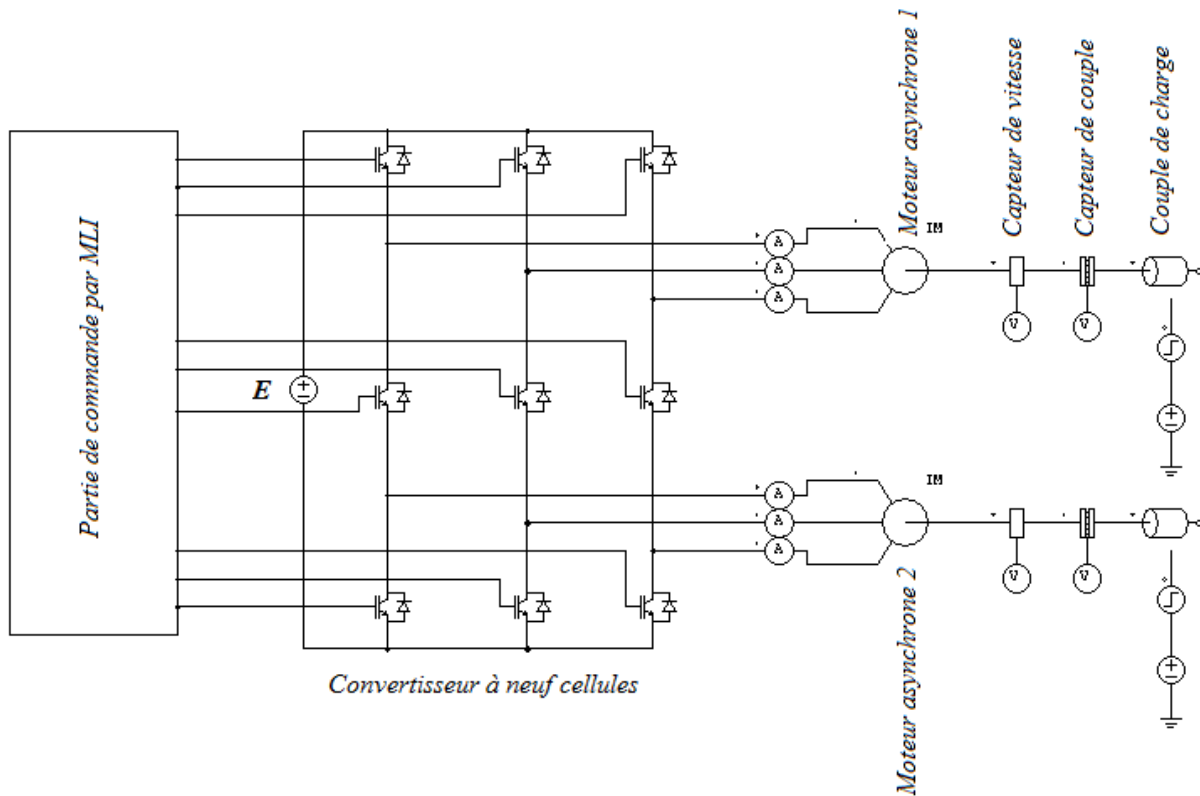


Fig .IV.1 Schémas synoptique de l'association convertisseur à neuf cellules à MLI-Moteur asynchrone sous l'environnement PSIM

Les résultats de la simulation sont obtenus pour une valeur efficace de la tension d'alimentation est égale à 250 V et une fréquence de commutation égale à 10 kHz.

1. Courants satatoriques $I_{as\ 1}$, $I_{bs\ 1}$, $I_{cs\ 1}$ et $I_{as\ 2}$, $I_{bs\ 2}$, $I_{cs\ 2}$ en (A)
2. Couples électromagnétiques $C_{em\ 1}$ et $C_{em\ 2}$ en (N.m)
3. Vitesses rotoriques en (tr/min)

IV.2.1 Résultats de simulation pour $\alpha = 0^\circ$

Après avoir réalisé le montage du convertisseur-moteurs sous l'environnement PSIM, nous avons effectués plusieurs tests afin de valider notre étude. Dans le premier test, le convertisseur 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.

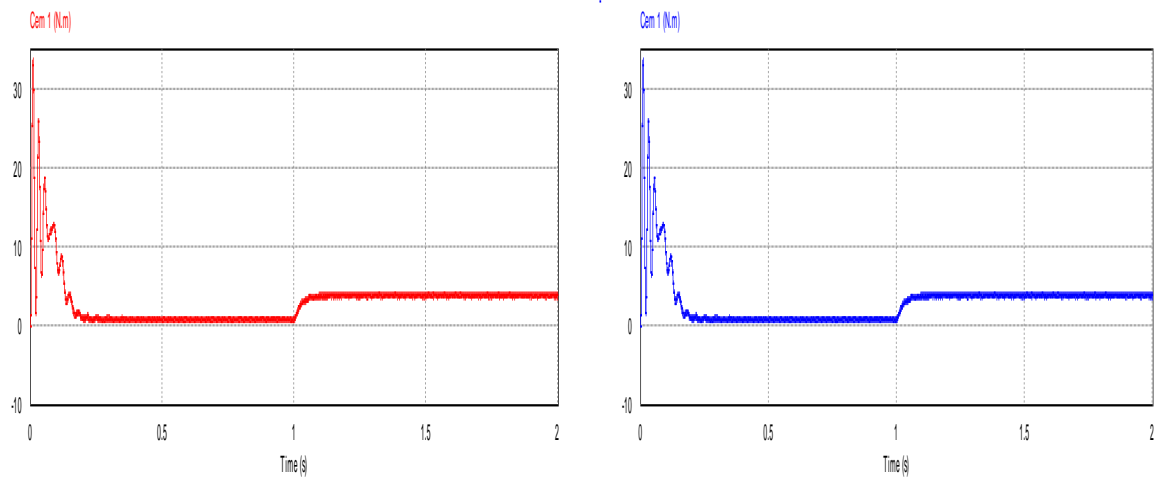


Fig .IV.2 Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

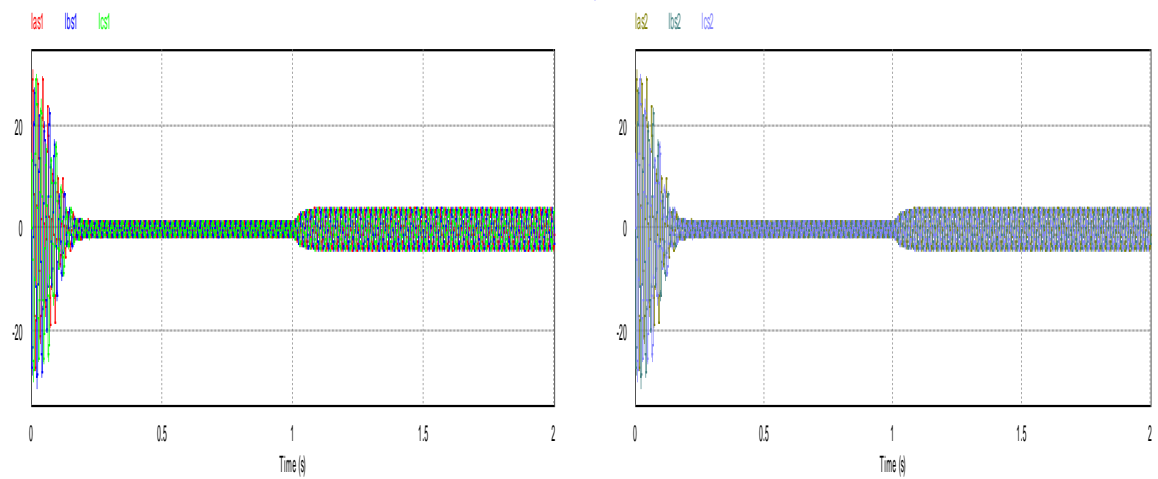


Fig .IV.3 Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

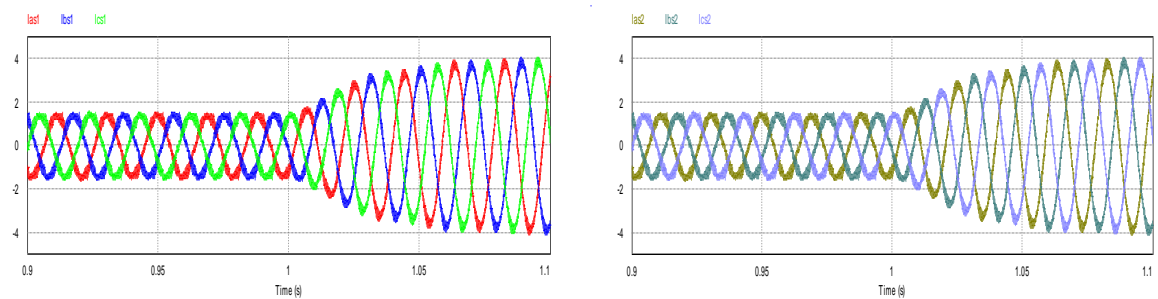


Fig .IV.4 Zooms d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

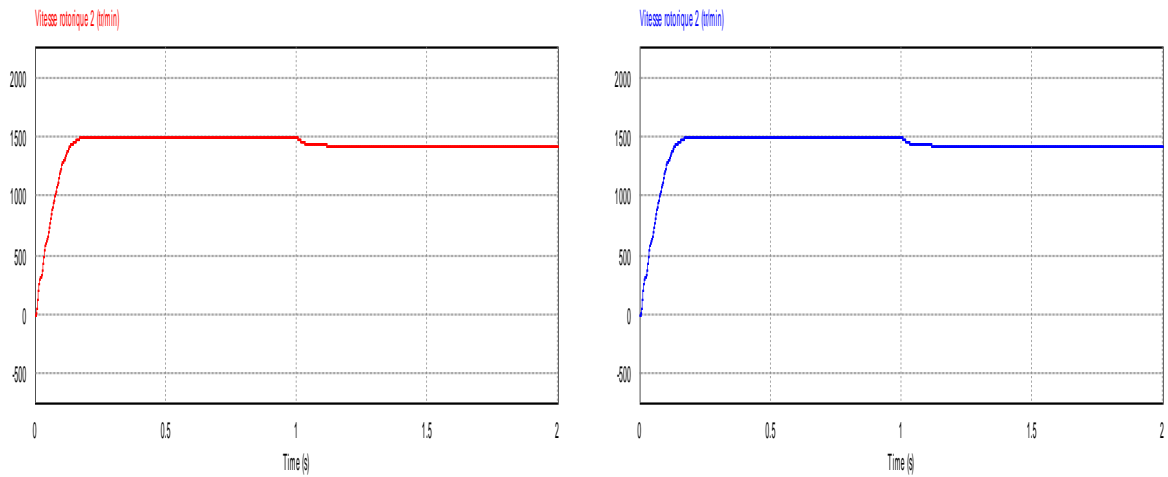


Fig .IV.5 Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

IV.2.2 Résultats de simulation pour $\alpha = 30^\circ$

Le deuxième test effectué, consiste à commander le convertisseur à neuf cellules qui pilote deux moteurs asynchrones fonctionnant à vitesse identique et un angle de déphasage $\alpha=30^\circ$ et nous avons relevés quelques figures pour l'étude du comportement du système.

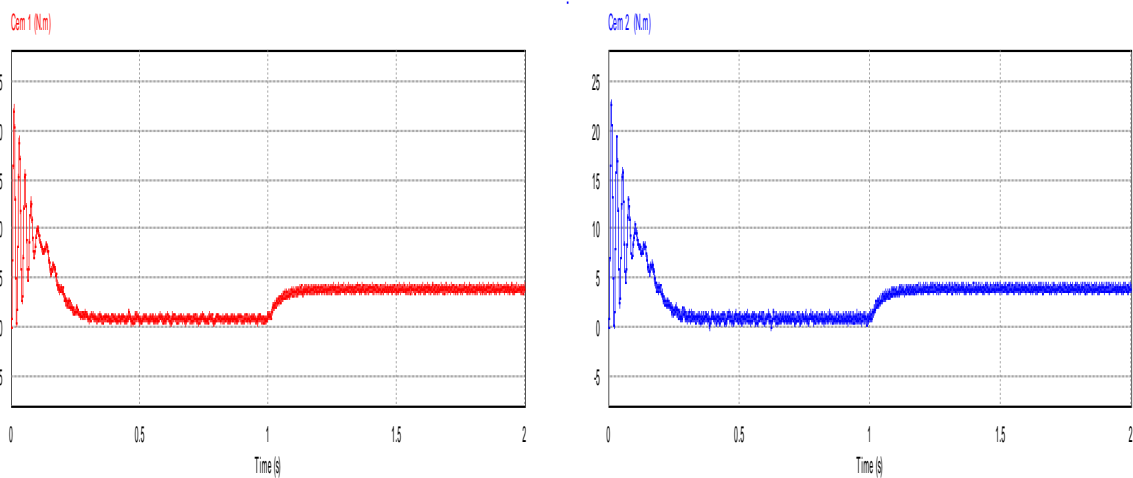


Fig .IV.6 Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

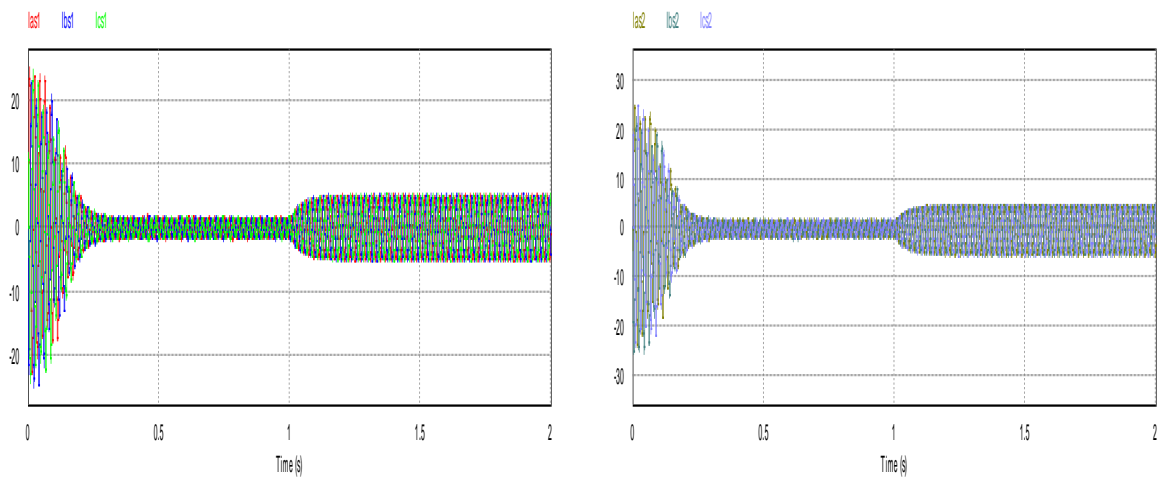


Fig .IV.7 Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

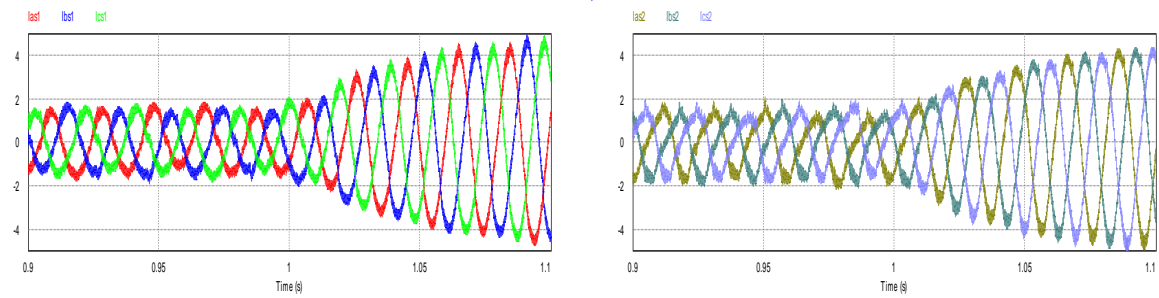


Fig .IV.8 Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

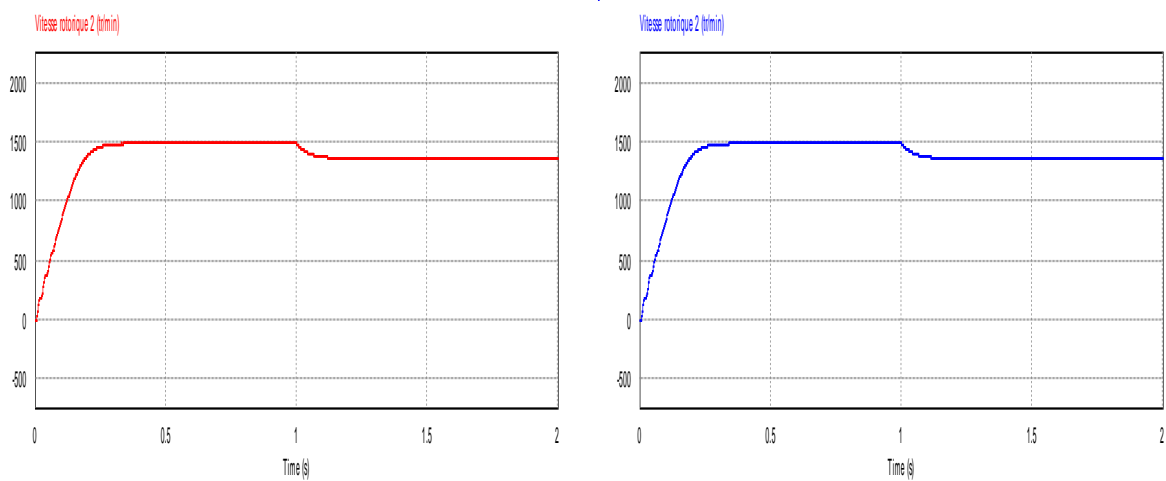


Fig .IV.9 Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

IV.2.3 Résultats de simulation pour $\alpha = 60^\circ$

La troisième configuration est identique aux deux précédents tests à l'exception de l'angle de déphasage qui est égal à 60 degré ($\alpha=60^\circ$). L'analyse de cette configuration est fait grâce aux figures relevées.

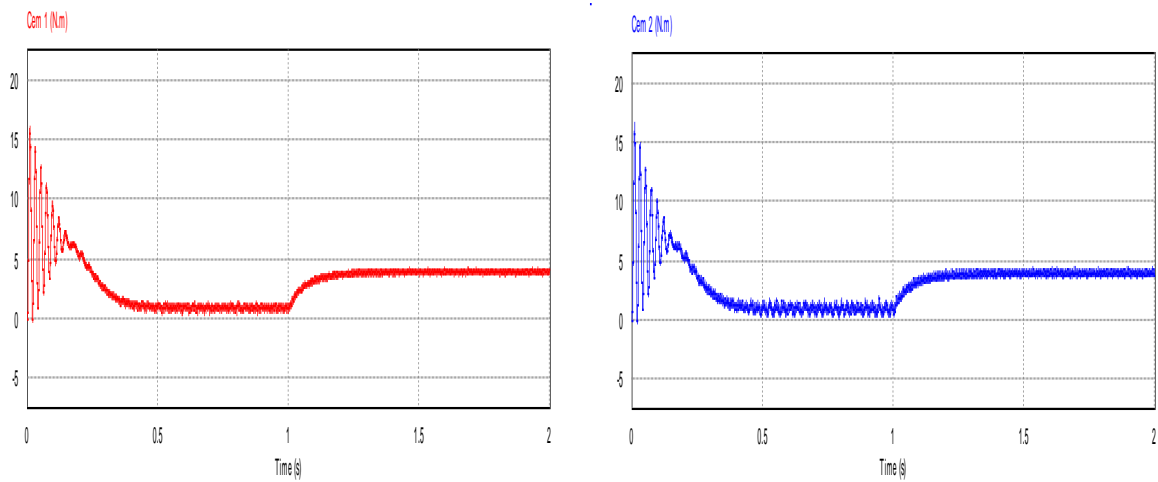


Fig .IV.10 Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et2

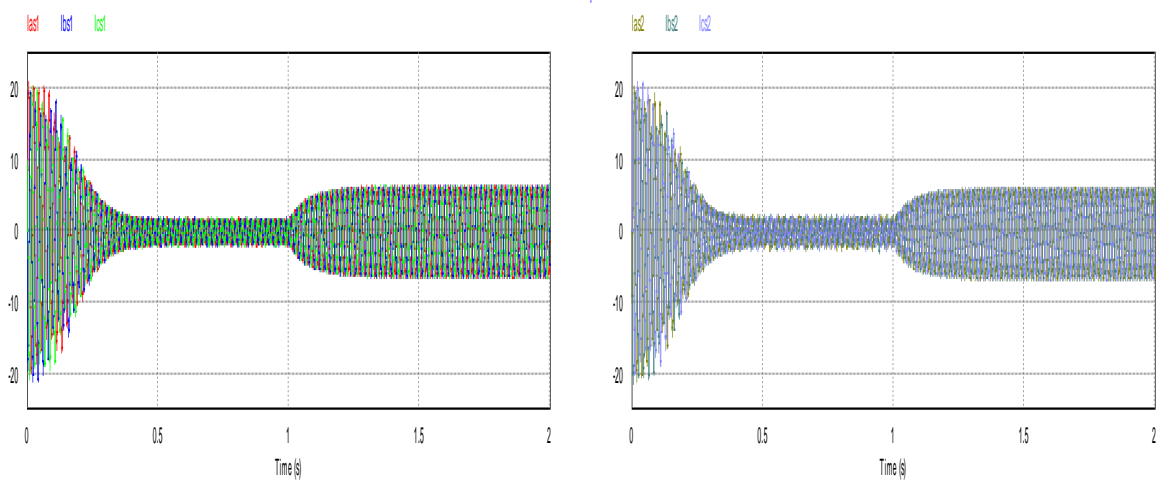


Fig .IV.11 Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

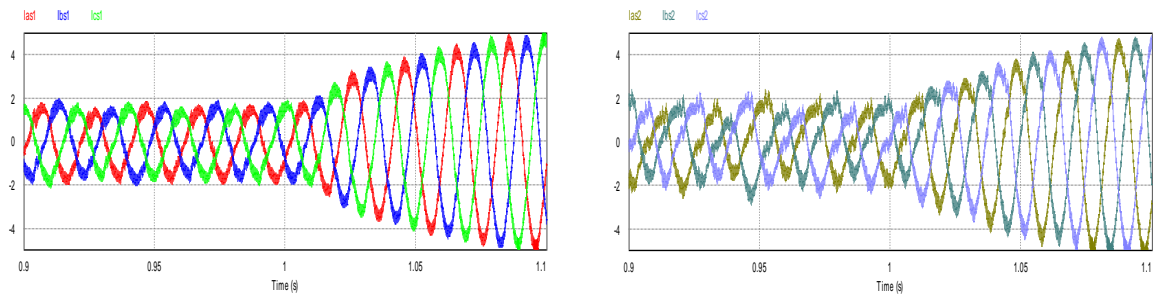


Fig .IV.12 Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

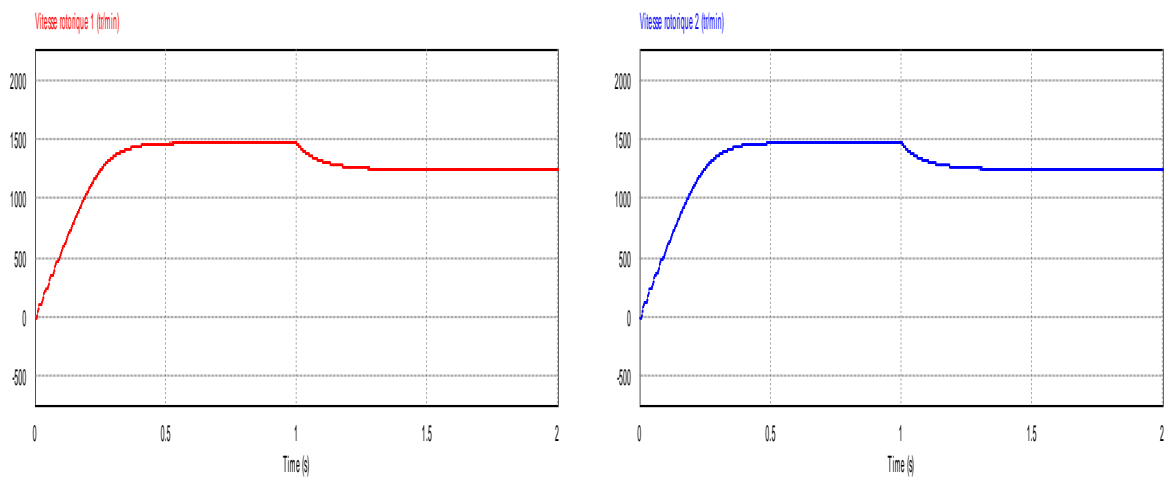


Fig .IV.13 Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2

IV.2.4 Résultats de simulation pour fonctionnement à vitesses différentes

Dans ce dernier cas les deux moteurs 1 et 2 sont entraînés respectivement à deux fréquences $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $f_2 = 25 \text{ Hz}$ pour que le moteurs 2 aura une vitesse égale à la moitié de la vitesse du moteur 1 et un angle de déphasage égal à 0° ($\alpha = 0^\circ$). Le couple résistant appliqué au moteur 1 est de 3 N.m , par contre celui du moteur 2 est de 1.5 N.m .

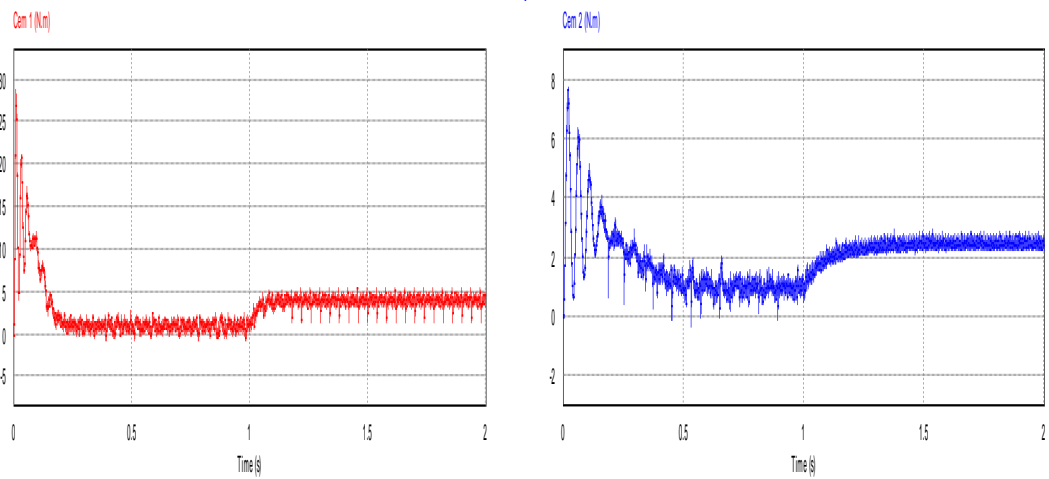


Fig .IV.14 Couples électromagnétiques des deux moteurs 1 et 2

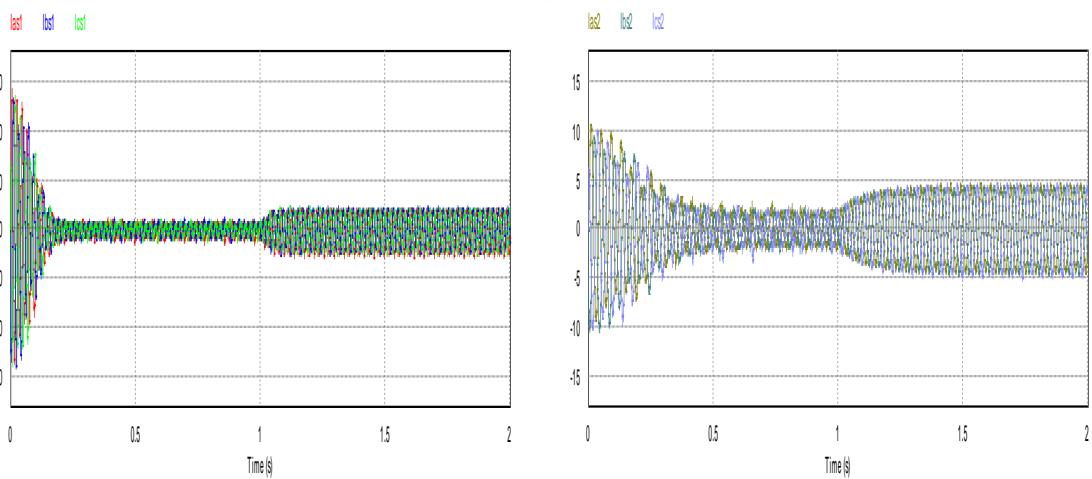


Fig .IV.15 Courants statoriques des deux moteurs 1 et 2

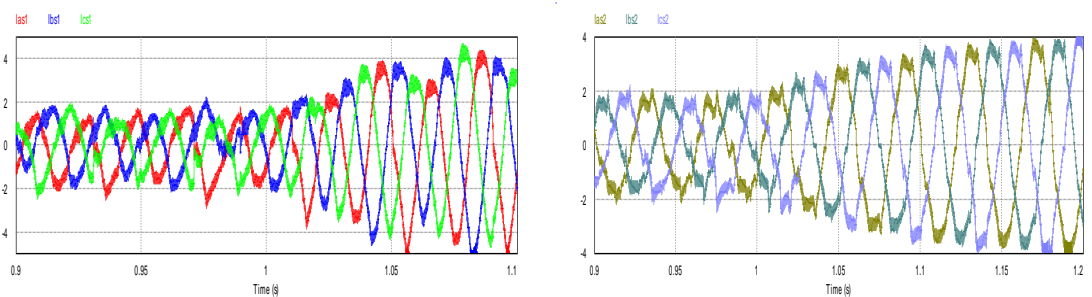
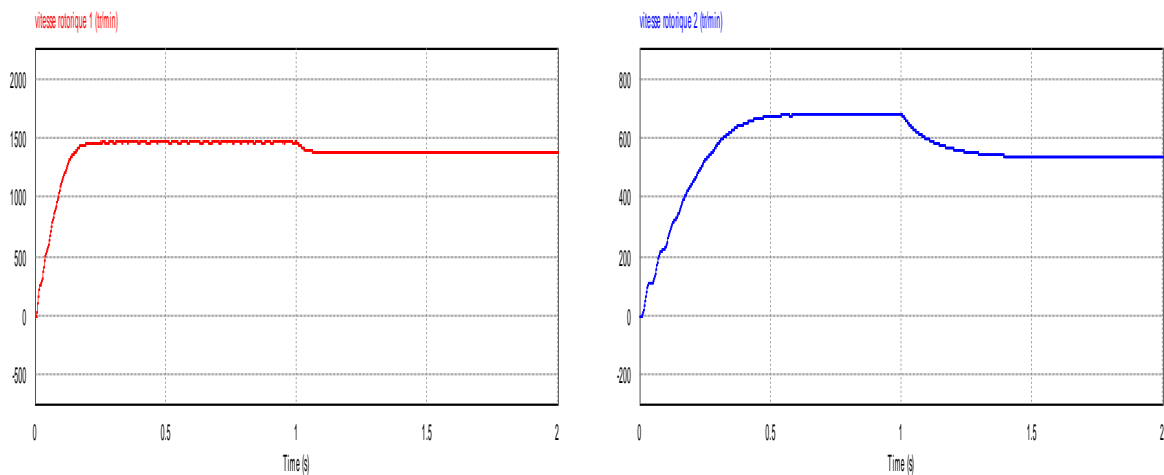


Fig .IV.16 Zoomes d'une partie des courants statoriques des deux moteurs 1 et 2*Vitesses rotoriques des deux moteurs 1 et 2*

IV.3 Interprétation des résultats

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

Les figures (IV.2, IV.6, IV.10, IV.13), (IV.3, IV.7, IV.11, IV.14) et (IV.5, IV.9, IV.12, IV.16) respectivement et montrent l'évolution des couples électromagnétique, des courants statoriques et des vitesses mécaniques en fonction du temps concernant les deux moteurs triphasés.

Dans le cas général on constate que le régime transitoire est fortement pulsative ce qui intrinsèque aux machines à induction. Il est remarquable que le démarrage à vide permette d'avoir un établissement rapide des vitesses mécaniques, courants statoriques et des couples électromagnétiques.

Au démarrage les couples électromagnétiques présentent de fortes oscillations qui atteints la valeur de 40 N.m et se stabilisent à une valeur qui compense les pertes par frottement et la ventilation en régime permanent, un grand appel de courant évident afin de convaincre l'inertie et suivre l'évolution du couple.

Lors que les deux moteurs sont sollicités par un couple de charge appliqué à l'instant $t=1s$, les couples électromagnétiques compensent avec une grande dynamique ces sollicitations (effet de la charge, pertes par frottement et ventilation). On remarque également une

augmentation des courants statoriques et diminutions des vitesses. De même, l'analyse des courbes des couples électromagnétiques, des courants statoriques et des vitesses mécaniques, montre clairement que ces grandeurs sont différentes en fonction des angles de déphasage et de fréquence, pour cela nous proposons certaines mesures qui identifient ces écarts. Ces mesures sont :

- t_s est le temps nécessaire pour que le couple se stabilise par l'effet du démarrage ;
- $t_{s\ ch}$ est le temps nécessaire pour que le couple se stabilise après application du couple résistant.

Le tableau qui suit montre les différentes valeurs de t_s et $t_{s\ ch}$ pour des déphasages 0° , 30° et 60° ainsi pour des fréquences différentes à savoir 25Hz et 50 Hz.

Temps de réponses et vitesses	Fréquence fixe $f = 50\text{Hz}$			Déphasage $\alpha = 0^\circ$	
	Déphasages différents			Fréquences différentes	
	0°	30°	60°	50 Hz	25 Hz
t_s en S	0.3	0.4	0.5	0.35	0.6
$t_{s\ ch}$ en S	0.1	0.15	0.2	0.15	0.3

Tab. IV.1 récapitulatif des temps de stabilisation du couple

D'après le tableau, on remarque que le déphasage et la fréquence de fonctionnement influent de manière significatif sur le temps de stabilisation. Plus le déphasage est important plus le temps augmente par contre la fréquence, plus elle augmente plus le temps diminue.

D'après l'analyse des courbes est des zoomes des courant statorique en constates que les courant sont d'une forme sinusoïdale, le régime transitoire se stabilise à l'instant différent avec des décalages entre eux proportionnelle aux angles de déphasage α .

Les vitesses mécaniques évoluent d'une manière exponentielle avec des caractéristiques différentes pour les quatre tests effectués. Nous avons prélevés quelques valeurs pour analyse qui sont :

- t_r le temps pour que le moteur atteinte la vitesse maximale N_{max} .
- $t_{r\ ch}$ le temps de réponse lors de l'application de la charge mécanique.

Les résultats obtenus lors du prélèvement sont résumé dans le tableau qui suit :

Temps de réponses et vitesses	Fréquence fixe $f = 50\text{Hz}$ Déphasages différents			Déphasage $\alpha = 0^\circ$ Fréquences différentes	
	0°	30°	60°	50 Hz	25 Hz
t_r en S	0.2	0.3	0.4	0.3	0.75
t_{rch} en S	0.11	0.12	0.2	0.13	0.4
N_{max} en tr/min	1496	1483	1462	1470	748

Tab. IV.2 récapitulatif des temps de réponse de la vitesse mécanique

Les valeurs des temps de réponses obtenues lors de l'analyse des courbes de vitesse évoluent de la même manière que les temps de réponse du couple électromagnétique présenté dans le tableau IV.1. La raison de cet écart repose sur le fait que la commande par MLI est infectée par l'expression de l'indice de modulation M qui est en fonction du déphasage α . L'expression nous montre que si α augmente, l'indice de modulation diminue ce qui fait que la tension de décalage V_{offset} verticale augmente. On remarque aussi que l'augmentation du déphasage α cause un décalage au niveau des courants statorique ce qui augmente la période des régimes transitoires, par conséquent on note une diminution de la vitesse mécanique.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés les résultats de simulation de l'association convertisseur à neuf cellules-deux moteurs asynchrone triphasés commandé par la MLI sous l'environnement PSIM.

Nous avons effectués plusieurs tests pour des déphasages différents, nous avons conclu que l'angle de déphasage de commande entre les deux moteurs pilotés influe sur le temps de réponse du couple électromagnétique et celui de la vitesse que ça soit en charge ou à vide. Le déphasage entre les deux systèmes triphasés provoque aussi un décalage au niveau des courants de phases.

Le test du pilotage de deux moteurs fonctionnant à des vitesses différentes nous a montré l'influence de la fréquence sur les temps de réponse du couple électromagnétique et la vitesse mécanique des moteurs. Plus la fréquence diminue par rapport à la fréquence nominale, les temps de réponses augmentent.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons tenté de porter notre contribution à l'étude d'une nouvelle topologie d'un convertisseur à neuf cellules qui peut contrôler deux charges triphasées indépendamment en occurrence deux moteurs triphasés. Nous avons choisi la commande MLI pour son contrôle. Cette technique est choisie pour réaliser la variation de vitesse des deux moteurs pilotés par le convertisseur. Pour tester les performances du convertisseur, nous avons commencés par deux charges RL puis nous les avons remplacés par deux moteurs asynchrones triphasés.

Dans le premier chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude de la machine asynchrone triphasée à cage d'écuréuil en expliquant son principe de fonctionnement et en mettant en place les équations magnétiques et mécaniques de la machine.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation des convertisseurs des systèmes multi-phases, Commençons par l'onduleur triphasé, nous avons présentés sa structure et son modèle mathématique. En second lieu, nous avons illustrés une mise en parallèle de deux onduleurs triphasés ainsi un onduleur à six phases qui sont utilisés pour piloter soit deux moteurs triphasés ou bien une machine hexasphasée cette configuration comporte douze cellules de commutation. En restant toujours dans la même vision, une autre configuration pentaphasé est mise en place avec dix cellules de commutation. En dernier lieu, la nouvelle configuration d'un convertisseur compact et moins onéreux comportant juste neuf cellules est présenté et modélisé.

Le troisième chapitre présente la technique de la commande MLI naturelle, après avoir expliqué son principe de fonctionnement, nous l'avons appliqué sur le convertisseur à neuf cellules. Il s'avère qu'il est nécessaire d'organiser les références modulantes selon le déphasage des deux systèmes triphasés en utilisant l'équation de l'indice de modulation. L'introduction d'une tension de décalage ou une tension d'offset dans le but d'éviter l'intersection des deux références modulantes. Une simulation numérique du convertisseur débitant sur deux charges triphasés (R-L), nous a permis de de valider l'étude faite sur le convertisseur.

A la fin de ce travail, nous avons remplacés les charges R-L par deux moteurs asynchrones et en appliquant la commande MLI, les résultats obtenus tel que les couples électromagnétiques, les vitesses et les courants statoriques nous a permet d'expliquer l'influence du déphasage et de la fréquence sur le comportement des deux moteurs. Nous avons remarqués que plus le déphasage est grand plus la période des régimes transitoires sont grands que ça soit à vide ou en charge. De même, plus la fréquence diminue de sa valeur nominale, plus les temps de réponses de la vitesse et du couple augmentent.

Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire nous permettent de valider une nouvelle topologie de convertisseur, et ouvrent aussi de futures pistes de recherche dont l'intérêt apparaît évident. Nous souhaiterions à présent que les travaux à venir aillent se porter sur l'application d'autres types de control comme la commande directe du couple ou la commande floue.

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] 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
- [2] 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.
- [3] J. C. Maxwell, "Electromagnétisme," 1873.
- [4] 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.
- [5] A. Hadjdida, « Commande industrielle des entrainements électriques et diagnostics : développement d'une commande numérique d'un moteur à induction », thèse magister, l'université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012
- [6] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique, des réseaux de neurones et des algorithmes » thèse doctorat université Henri Poincaré, Nancy-I
- [7] 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
- [8] 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
- [9] S. CHEKROUN « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasé » Mémoire magister en Électrotechnique
- [10] Jean-Sébastien MARIÉTHOZ, « étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande », thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, 2005
- [11] S. Capitaneanu, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », thèse doctorat, institut national Polytechnique de Toulouse, 2002
- [12] M. Bousehaba, « commande des machines électriques », Mémoire Master Académique, université Boubaker de Tlemcen, le 28 juin 2017

- [13] F. BERREZZEK, « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », thèse magister, université Bordj Badji Mokhtar Annaba, Année 2006.
- [14] S. Souheil, « synthèse d'une nouvelle structure d'onduleur monophasé a bras résonnant : procédure de conception optimal et évaluation des performances » mémoire maitrise, université du Québec à Trois-Rivières, avril 1991
- [15] 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
- [16] 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
- [17] A. Hamouchoui, Y. Yahiaoui « Etude et commande d'un convertisseur à neuf interrupteurs dédié à l'alimentation d'une machine asynchrone double étoile », mémoire master, université de Bejaïa, le 02 janvier 2017
- [18] 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
- [19] K. Merabet, « Commande MLI d'un onduleur triphasé basé sur la dispersion de la tension triphasé », mémoire maitrise, université de Québec à trois rivières, décembre 2011
- [20] A. Leredde, « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelle structure Multiniveaux », thèse doctorat, université Toulouse, le 8 décembre 2011
- [21] Feng Gao, Lei Zhong, Poh Chiang, Yi tang, « Optimal pulsewidth modulation of nine-switch inverter », school of electrical and electronic engineering, nanyang , PEDS 2009
- [22] B. Tabbachi, K. Marouani, « Independent control of two induction motors Fed by five legs PWM inverter for electric vehicle », ununiversity of brest, 9 january 2014
- [23] R. Jose, V. Reshmi, « A nine switch source inverter for independent contrôl of two three-phase motors », Amal Joythi college of engineering India, 1 septembre 2015
- [24] Looh Chiang, Bahamn, Amir Sajjad, Qin, Zian, Blaabjerg, Freed « Evaluation of switch currents in nine-switch energy conversion systéms », Albor university Per Mark, 2013
- [25] Adinbo Aganah « On-Grid doubly-fed induction generateur wind turbine with nine-switch converter as grid side converter ior voltage ride-throfh », the faculty of graduate school tennesse technological university, august 2013

- [26] S. Mohammed Diab, P Grain, B.W. Williams, M.Ahmed Massoud, S Ahmed, « Quasi two-level PWM operation of a nine-Arm modular multilevel converter for six phase medium-voltage motor drives », Doha Qatar
- [27] Subir datta, J.P.Misha, A.K.Roy, « performance analysis of speed sensor-less grid connected DFIG based wind energy conversion system using nine switch converter », department of electrical engineering, Mizorame university india, august 2015
- [28] Kennedy Aganah, Sosthenes Karugaba, Olorunfemi Ojo, « Space vector and carrier-based PWM modulation schemes for maximum utilization of voltage sources of a nine-switch converter », cookeville, USA
- [29] M.R.Banaei, E.salary, « Power Exchange by using Micro-grid inverter with High-Voltage gain for photovoltaic application », journal of clean energy technologie, july 2016
- [30] A. R. Shamlou, M. R. Feyzi, S. Tohidi, M. Valizadeh « Simultaneous space vector modulation direct torque control of two induction motors direct torque control of two induction motors used electric vehicles by a nine-switch inverter », university, ilam, iran, december 2017
- [31] S. R. Akshaya, S. C. Vijayakumar, K. Pradeepa K, M Dhivyaa Dhiyya Dharshinii, « Bidirectional multi device interleaved converter aided interface for driving an induction motor », Veltech, Avadi Chennai, 8 june 2017

Annexe

Annexe

Schéma électrique du moteur asynchrone a cage

Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone représente le stator par trois enroulements identique auxquels s'appliquent les tensions statorique (avec $k=1,2,3$).quant au rotor , il est représenté par trois enroulements identiques court-circuités(figure ci-dessous).

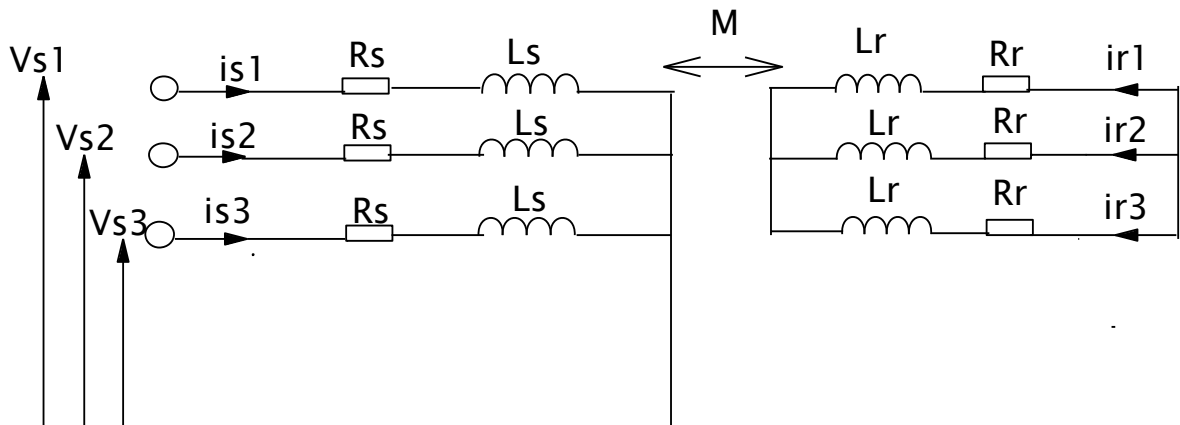


Fig.I.1 schéma électrique du moteur asynchrone

Les grandeurs associées au stator sont marquées par la lettre s en indice. Celle du rotor sont marquées par la lettre r. lorsque le moteur est configuré en étoile ou en triangle, les sommes des courants parcourant le rotor et le stator, sont nulles, soit :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 \quad (\text{AI.1})$$

$$i_{r1} + i_{r2} + i_{r3} = 0 \quad (\text{AI.2})$$

Paramètres des deux moteurs Asynchrone triphasés

Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.5 \Omega$
Résistance de l'enrouement rotorique	$R_r = 2 \Omega$
Inductance de l'enrouement statorique	$L_s = 0.003 H$
Inductance de l'enrouement rotorique	$L_r = 0.003 H$
Inductance magnétisantes	$L_m = 0.35 H$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie	$J = 0.01 \text{Kg.m}^2$
Puissance Nominale	$p_n = 2 \text{KW}$
Courant nominale	$I_n = 10 \text{A}$

Le frottement visqueux

$$f = 0.023 \text{ N.m/(rad/s)}$$

Paramètres du convertisseur à neuf cellules

Tension d'alimentation

$$E = 250 \text{ V}$$

Fréquence de la porteuse

$$f_p = 10 \text{ KHz}$$

Type de commande

MLI naturel