

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machine Electriques et Electronique de puissance

Présenté par :

YOUNES HADJIYASSER GADI

Thème:

Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone

Soutenu publiquement

Le : 9/06/2014

Devant le jury :

M^rAMIEUR Toufik
M^rCHAIB AINOU Khaled
M^rSAHRAOUI Lazhar
M^rIDER ZAHIR

MA (A) Président
MA (A) Encadreur/rapporteur
MA (B) Examineur
MA (B) Examineur

UKM Ouargla
UKM Ouargla
UKM Ouargla
UKM Ouargla

Année universitaire 2013/2014

REMERCIEMENTS

*Louange A Dieu Qui Nous A Donne La Foi, Le
Courage, La Patience Et La Volonte Pour
Réaliser Ce Modeste Travail Dans Des
Meilleures Circonstances Et En Bon Etat*

*Nos premiers remerciements iront au **Mr.Khaled chaibain** pour nous avoir encadrés durant
toute la période d'étude.*

*Nous remercions aussi les membres du Jury d'avoir accepté
de juger notre travail.*

*Nos vifs remerciements vont également à tous nos amis
pour leur soutien moral tout au long de la préparation de
ce mémoire.*

*Nous ne pouvons pas clôturer nos remerciements sans se
retourner vers les personnes les plus chers à nous ; nos
parents qui ont eu un rôle essentiel et continu dans notre réussite.*

Younes Hadji

Yasser Gadi





Dédicaces

Je dédie ce fruit de travail :

*A ma très chère maman, pour sa tendresse, sa bienveillance, son
Encouragement, pour ce qu'elle a fait depuis mon enfance jusqu'à ce jour.*

A mon cher père pour sa générosité, sa bonté, je te remercie

Cher papa du fond du cœur pour tout ce que tu as fait pour moi .

A mes frères et A mes chères sœurs

*Et à tous les membres de ma grande famille qui porte
Le nom de "GADI".*

A mes amies surtout : Mokdad Mansour, Haja Haroun, Gadi Yasser ,

Dobmebrouk, Ben Laiche Tayeb

A tous mes amis sans exception en particulier ceux de la promotion 2^{eme}

Année master Electrotechnique 2014.

En fin à tout ce qui nous aime et qu'on aime

YASSER



Résumé :

Au cours de ces dernières années, l'évolution des études dans le domaine d'électrotechnique permet de présenter des systèmes de plus en plus performants. Dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire ou bien l'équipement militaire, la sécurité, la fiabilité et la rentabilité sont devenues des concepts fondamentaux. Malgré toute cette évolution, nul système n'est à l'abri d'une défaillance. Pour cela, on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes. Dans cet article, après présentation des concepts et des terminologies, ainsi que de l'organisation générale de la procédure de diagnostic, un rappel des généralités sur la détection et la localisation de défauts à l'aide de modèles est présenté. Une méthode de diagnostic d'un pont redresseur triphasé a été développée ainsi celle de la détection de défauts dans convertisseur MLI.

Abstract :

In recent years, the development of studies in the field of electrical systems can provide more efficient. In high-tech sectors such as aerospace, nuclear or military equipment, safety, reliability and efficiency have become fundamental concept. Despite all these developments, no system is immune to failure. For this, a great effort on monitoring and diagnosis systems are now bearing. In this article, after presentation of the concepts and terminology, as well as the general organization of the procedure diagnosis, a reminder of the general detection and fault location with the help of models is presented. A method for diagnosing a three-phase rectifier is developed and defect detection of bridge in convertisseur PMW.

المخلص:

في السنوات الأخيرة تطورت الدراسات في مجال توفير الأنظمة الكهربائية وأصبحت أكثر كفاءة، وخاصة في قطاعات التكنولوجيا العالية مثل الفضاء، والمعدات النووية أو العسكرية، والسلامة والإعتمادية والكفاءة أصبحت المفهوم الأساسي، على الرغم من كل هذه التطورات، فإنه لا يوجد نظام في مأمن من الفشل، لهذا هنالك جهد كبير مبذول على أنظمة الرصد والتشخيص، في هذه المذكرة تطرقنا لدراسة عامه عن المحركات اللامتزامنه في الفصل الأول وفي الفصل الثاني تطرقنا لدراسة عن المحولات ذات التوتر الثلاثي، وبعد عرض المفاهيم والمصطلحات، فضلا عن التنظيم العام للتشخيص الإجراء، يتم تقديم تذكرة الكشف العام عن مكان الخطأ مع مساعدة من النماذج، تم تطوير طريقة لتشخيص مقوم من ثلاث مراحل وكشف الخلل من جسر في المحول

Sommaire

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

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction.....	3
I.2. Généralités sur les machines asynchrones.....	3
I.2.1. Description et principe de fonctionnement.....	3
I.2.2. Hypothèse simplificatrices.....	4
I.3. Modèle triphasé de la MAS.....	5
I.3.1. Equations des tensions.....	5
I.3.2. Equations des flux.....	6
I.4. Transformation de Park.....	8
I.4.1. Modèle biphasé de la MAS.....	9
I.4.1.1. Forme générale des équations transformées.....	10
I.4.1.2. Conditions de simplification.....	10
I.4.1.3. Choix du système d'axes de référence.....	11
I.4.1.3.1. Référentiel fixe par rapport au stator.....	11
I.4.1.3.2. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	11
I.4.1.3.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	12
I.5. Schéma équivalent.....	12
I.5.1. Equation d'état du modèle du MAS.....	12
I.5.1.1. Equations électromagnétiques.....	12
I.5.1.2. Equations mécaniques.....	13
I.5.2. Expression du couple.....	14
I.5.3. Equation du mouvement.....	15

I.6. Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.6.1. Schéma de simulation	15
I.7. Résultats de simulation.....	16
I.8. Interprétation des résultats.....	17
I.9. Conclusion.....	19

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur de tension

II.1. Introduction.....	20
II.2. Définition de l'onduleur.....	20
II.3. La diode	20
II.3.1. Définition de diode.....	20
II.3.2. Caractéristiques électriques.....	21
II.3.2.1. Caractéristique directe ($V_d > 0$)	22
II.3.2.2. Autour de zéro.....	22
II.3.2.3. Caractéristique inverse ($V_d < 0$) Phénomène de claquage.....	22
II.4. Les redresseurs a diode polyphasés.....	22
II.4.1. Redresseur triphasé à 6 pulsations.....	23
II.5. Modélisation du filtre de tension redressée.....	25
II.6. L' Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	26
II.7. Commande en MLI.....	26
II.8. Simulation de l'onduleur a MLI.....	28
II.8.1. Schéma bloc de la commande MLI sinus-triangle.....	28
II.8.2. Schéma bloc de l' onduleur de tension triphasé.....	28
II.8.3. Schéma bloc de l' association onduleur-moteur.....	29
II.8.4. Résultat de la simulation.....	30
II.8.4.1. Simulation de la commande MLI.....	30
II.8.4.2. Simulation de l' association onduleur-moteur.....	31
II.9. Discussion.....	34
II.10. Conclusion.....	34

Chapitre III

Détection de Défauts dans le Convertisseur MLI d'une MAS

III.1. Introduction.....	35
III.2. Description du système à étudier.....	35
III.2.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	36
III.2.2. Modélisation du filtre de tension redressée.....	37
III.2.3. Onduleur de tension triphasée à deux niveaux.....	37
III.2.4. Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).....	38
III.2.5. Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique (CV_OFR).....	39
III.3. Différents types de défauts.....	40
III.3.1. La première méthode : Analyse de la trajectoire du vecteur courant.....	41
A)- Cas d'étude.....	43
B)- Méthode de diagnostic du défaut.....	43
III.3.2. La deuxième méthode : Analyse de la fréquence instantanée.....	44
III.4. Résultats de simulation.....	46
III.4.1. Simulation de la première méthode (Analyse de contour de Park).....	46
III.4.2. Simulation de la deuxième méthode (Analyse de la fréquence instantanée).....	48
III.4.3. Test de robustesse.....	49
III.5. Discussion.....	51
III.6. Conclusion.....	51
Conclusion général.....	52

Bibliographie

Annexe

LISTE DE FIGURES :

Figure .(I.01) : Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	5
Figure. (I.02) : Représentation des deux systèmes triphasé et biphas,.....	8
Figure. (I.03) : Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.....	11
Figure .(I.04) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en ension.....	16
Figure. (I.05) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans le référentiel (α , β) lors de démarrage (à vide, et en charge).....	17
Figure .(II.01): Caractéristique complète.....	21
Figure.(II.02): Caractéristique directe d'une diode.....	22
Figure.(II.03): Redresseur triphasé à 6 pulsations.....	23
Figure.(II.04): Tension triphasée à l'entrée du redresseur.....	23
Figure.(II.05): Tension ligne-ligne à l'entrée $v(t)$ tension de charge V_{ch} et sa valeur moyenne.....	24
Figure.(II.06): les formes des courants a l'entrée du pont redresseur.....	25
Figure.(II.07) : filtre LC.....	25
Figure.(II.08): Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	26
Figure.(II.09) : Schéma du principe de la technique MLI triangle-sinusoïdale.....	27
Figure.(II.10): Résultats de la porteuse avec la référence (modulante).....	27
Figure.(II.11) : Résultats de Sortie de MLI.....	27
Figure .(II.12) : La commande sinus-triangle.....	30
Figure.(II.13) : Les intervalles de conduction des interrupteurs.....	30
Figure.(II.14) : Tension simple.....	31
Figure.(II.15) : Tension composée.....	31
Figure .(II.16) : Le spectre d'harmonique de la tension.....	31
Figure.(II.17) : Les courants statoriques.....	32
Figure.(II.18) : Les courants rotoriques.....	32
Figure.(II.19) : Le spectre d'harmonique du courant.....	32
Figure.(II.20) : Le couple électromagnétique.....	33
Figure.(II.21) : La vitesse.....	33
Figure .(III.01) : les différents référentiels.....	36
Figure .(III.02) : Les composantes du vecteur courant.....	36
Figure(III.03): Structure de l'onduleur de tension.....	37
Figure(III.04) : localisation du transistor en défaut de la phase (a).....	38
Figure.(III.05) : localisation du transistor en défaut de la phase (b).....	39

LISTE DE FIGURES

Figure.(III.06): Les trajectoires en mode de défaut d'ouverture de T1, T2, T3, T4, T5, T6.....	42
Figure.(III.07): Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β)	44
Figure.(III.08): Position du vecteur courant.....	45
Figure.(III.09): Dérivation du $\Delta\theta_{sk}$ du vecteur courant.....	45
Figure.(III.10): Résultats de la simulation : Analyse du Contour de Park et son angle de déviation.....	46
Figure.(III.11): Résultat de la simulation : Analyse du Contour de Park et son angle de déviation.....	47
Figure.(III.12): Résultat de la simulation : Analyse de la fréquence instantanée f_i du vecteur courant.....	48
Figure.(III.13): Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la charge ($w_{ref}= 157$)	49
Figure.(III.14): Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse ($C_{enom}=25$ Nm).....	50

Notations et symboles

R_r, R_s : Résistance statorique et rotorique (Ohm).

L_s, L_r : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (H).

σ : Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.

T_r, T_s : Constant de temps rotorique (statorique).

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de Park.

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

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique « sa » et l'axe rotorique ra (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

g : Coefficient de glissement.

P : Nombre de paires de pôles électriques du moteur.

C_e : Couple électromagnétique du moteur

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie.

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes des références.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{r_s} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

$\omega = n_p \Omega$: Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

n_p : Nombre de paires de pôles.

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

ω_r : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

$\Phi_{r \text{ nom}}$: Flux rotorique nominal.

$\Omega_{r \text{ nom}}$: Vitesse rotorique nominal.

$P = d/dt$: Opérateur dérivé de Laplace.

$T_m = J/f$: Constant du temps mécanique

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ Constant du temps statorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ Constant du temps rotorique

Max : Valeur maximale.

Min : Valeur minimale.

eq : Equivalent.

Sigles utilisés :

MAS : Machine asynchrone.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.

Introduction générale

La machine à courant continu (MCC) a fait ses preuves surtout aux faibles et moyennes puissances, cependant, la machine à collecteur a des limites de vitesse et de puissance. Ces contraintes ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable faisant appel à des machines asynchrones qui, depuis de nombreuses années, sont utilisées pour la variation de la vitesse des processus industriels. La machine asynchrone dans sa version à cage d'écureuil, est relativement moins chère et plus robuste. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, dans le domaine de l'électronique de puissance ont fait que les entraînements à vitesse variable constituent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, regroupant les connaissances de plusieurs secteurs: machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs, etc [1].

De nos jours, l'électronique de puissance est basée sur l'usage de composants de type semi-conducteur. Ces composants sont des interrupteurs électroniques qui s'amorcent et se bloquent soit par une électrode de commande, soit spontanément en fonction des grandeurs électriques extérieures. Associés intégralement dans un convertisseur statique, ils permettent le contrôle du transfert de puissances pouvant dépasser les Mégawatts [2].

Aujourd'hui, les performances atteintes sont telles qu'un semi-conducteur formé par quelques centimètres carrés de silicium peut conduire des courants de plusieurs centaines d'ampères et tenir des tensions dépassant le millier de volts. Malgré ces chiffres impressionnants, seulement 1% de l'énergie contrôlée par le convertisseur suffit pour détruire ce composant [2].

L'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance (GTO, MOSFET et IGBT) et la mise en œuvre de configurations avec des circuits de commutation performants permettent de concevoir des onduleurs très efficaces aux prix compétitifs, pour alimenter des moteurs asynchrones. Dans le domaine de théorie de la commande, plusieurs techniques ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme de domaines.

Certaines utilisations des associations machine-convertisseur ne tolèrent pas les pannes intempestives, d'origine mécanique ou électrique au niveau de la machine ou bien liées à une défaillance du convertisseur. Les défauts des convertisseurs ont des causes variées, ils peuvent être liés aux défauts de fermeture des semi conducteurs par exemple. Ce type de

dysfonctionnement induit des contraintes d'endommagement pour le système de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit [3].

- **Objectif du travail**

Ce travail est consacré à l'étude d'un aspect de modélisation et de diagnostic du convertisseur statique. Ainsi, un thème principal traité dans ce mémoire qui se base sur deux méthodes de détection de défaut dans le convertisseur à MLI alimentant la machine vont être étudiées et simulées. La première sera basée sur l'analyse des déviations du contour de Park du courant statorique. La deuxième utilisera l'analyse de la fréquence instantanée estimée du vecteur courant statorique.

- **Organisation du mémoire**

Les différents travaux concernant ce mémoire feront l'objet de trois chapitres à savoir :

- Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation d'une machine asynchrone par la transformation de Park appliquée à la Machine simple cage. Quelques résultats de simulation numérique seront présentés.
- Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et simulation de l'onduleur de tension à MLI.
- Dans le dernier chapitre, nous aborderons le problème des convertisseurs défaillants. Nous nous intéresserons, plus spécialement, à la détection des défauts dans les convertisseurs statiques " ouverture des semi-conducteurs ".

I.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une vérification par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

I.2. Généralités sur les machines asynchrones

I.2.1. Description et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [4]

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction : [4]

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \quad (tr/min) \quad (I.01)$$

On désigne par " n_p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_m , différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [5, 6]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone. [5]

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} (1 - 02)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [5, 6]

1.2.2. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont[6]:

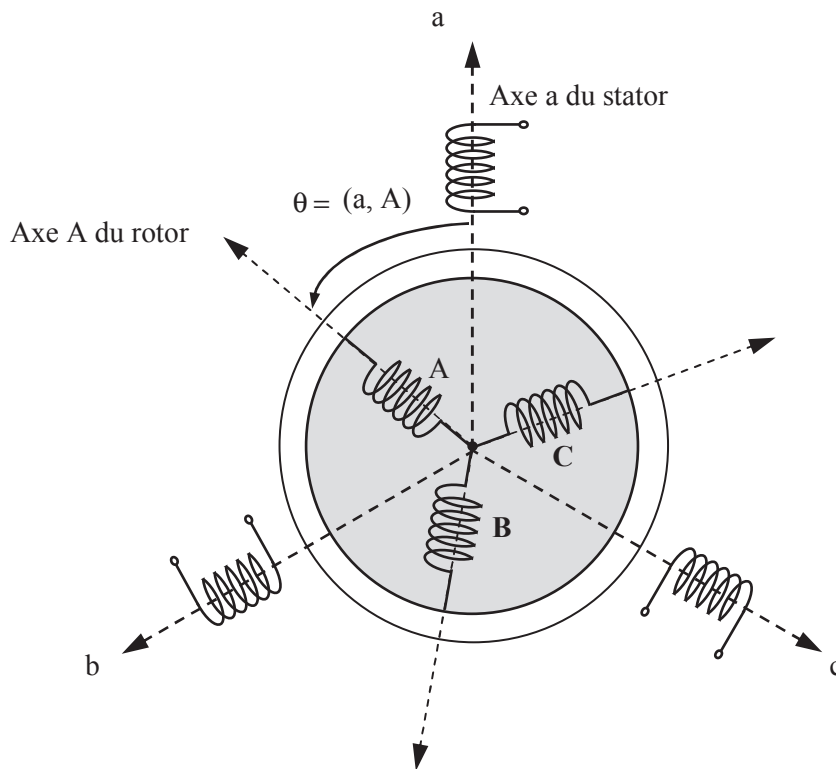
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.3. Modèle triphasé de la MAS

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes : [7]

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec Ω par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.01).



Figure(I.01) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.1. Equations des tensions

En partant de la Figure (I.01), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.03)$$

Ousous la forme compact comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} \quad (I.04)$$

Ou sous la forme compact comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{rA} V_{rB} V_{rC}]^T \text{Vecteur de tension rotoriques.}$$

$$[I_s] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T \text{Vecteur du courant statorique.}$$

$$[I_r] = [I_{rA} I_{rB} I_{rC}]^T \text{Vecteur du courant rotoriques.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{rA} \Phi_{rB} \Phi_{rC}]^T \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

Avec :

A, B, C : trois phases du rotor.

a, b, c : trois phases du stator.

I.3.2. Equations des flux

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

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{cs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} \quad (I.05)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{cr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} = [L_{cr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

Tel que:

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

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice de d'inductance mutuelle statorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotorique.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.08)$$

Avec :

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.09)$$

Avec :

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes des références.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (I.05) et (I.06) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.03) et (I.04). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4. Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature (o, u, v) [5, 8].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes « x_a, x_b, x_c » présentés dans la Figure (I.02). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [4].

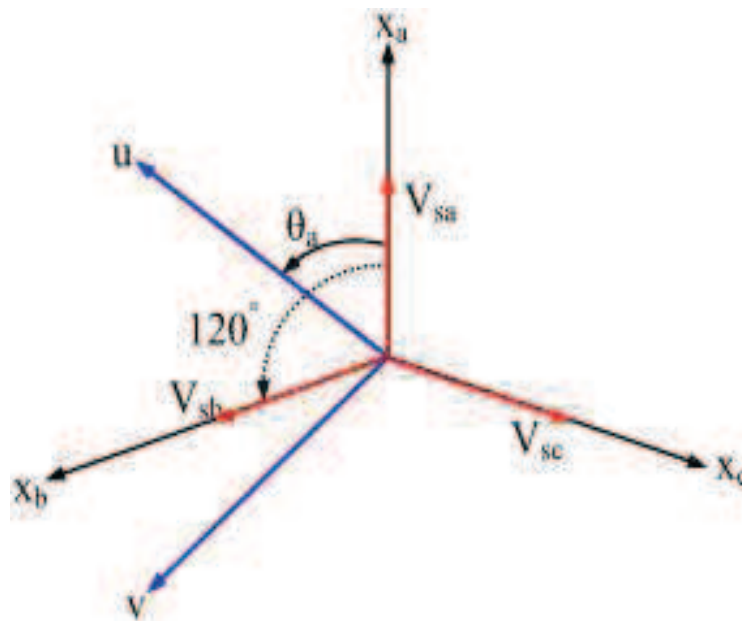


Figure (I.02) : Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la Figure (I.02) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne [4]:

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (I.10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.10) pour équilibrer la transformation [4]

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.11)$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle. D'après les équations (I-10) et (I-11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $p(\theta_a)$

$$[p(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$p(\theta_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. [4]
- Le système « u.v » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.4.1. Modèle biphasé de la MAS

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

I.4.1.1. Forme générale des équations transformées

Equations des tensions

En multipliant les deux équations (I.03) et (I.04) par la matrice de transformation de PARK $[p(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient [7] :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Equations des flux

Par la même méthode les équations (I.05) et (I.06) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

I.4.1.2. Conditions de simplification

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [8]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.03).

- Référence des axes (α, β) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- Référence des axes (x, y) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (⋯)
- Référence des axes (d, q) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (·)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

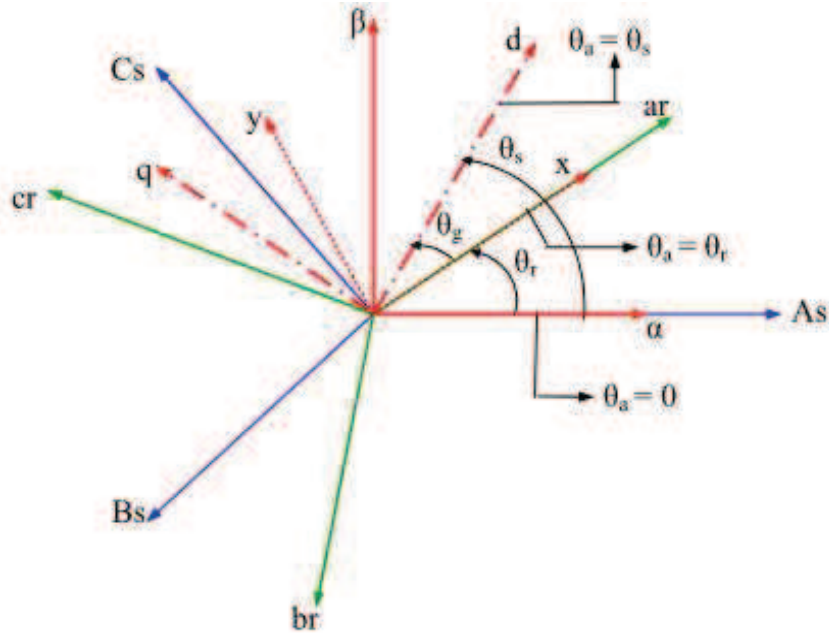


Figure (I.03) : Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.

I.4.1.3. Choix du système d'axes de référence

I.4.1.3.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.4.1.3.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I.4.1.3.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

I.5.1. Equation d'état du modèle du MAS

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ et comme perturbation le couple résistant C_r . Dans notre étude le vecteur d'état est constitué par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$).

En remplaçant les expressions (I.17) et (I.18) dans les équations (I.19) et (I.20), on obtient le système suivant [9] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\beta} + \omega \cdot M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{r\alpha} - \omega \cdot M i_{s\alpha} \end{array} \right. \quad (I.25)$$

I.5.1.1 Equations électromagnétiques

On cherche à obtenir un système s'écrit sous forme d'équation d'état : [10]

$$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} i_{r\alpha} i_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}] : \text{Vecteur de commande.}$$

[A] : matrice d'évolution d'état du système.

[B] : matrice de système de commande.

Donc

$$\dot{X} = [L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \quad (I.27)$$

Avec

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$V = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$$

A partir de l'expression (I.35) on peut écrire

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V] \quad (I.28)$$

A la fin de calcul on trouve :

$$A = -[L]^{-1}[R]; B = [L]^{-1} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r [R_2].$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

I.5.1.2. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la vitesse et du couple électromagnétique sont définies par : [11]

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} n_p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \dot{\Omega} = \frac{C_e}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (I.29)$$

I.5.2. Expression du couple:

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par [1]:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.30)$$

$$\theta = \frac{\theta_{ele}}{n_p}$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

n_p : Nombre de paires de pôles.

L'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (I.31)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (I.32)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (I.33)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leur expression (I-15):

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.34)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$: représente les chutes ohmiques.
- $\frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique.
- $\frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I.35)$$

I.5.3. Equation du mouvement :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit [9]:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I - 36)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f: Coefficient des frottements visqueux.

J: Moment d'inertie.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.6. Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] permet de faire la simulation.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel dont les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. On a choisi le référentiel lié au stator. Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (I.26) et (I.29).

I.6.1. Schéma de simulation

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure (I.04).

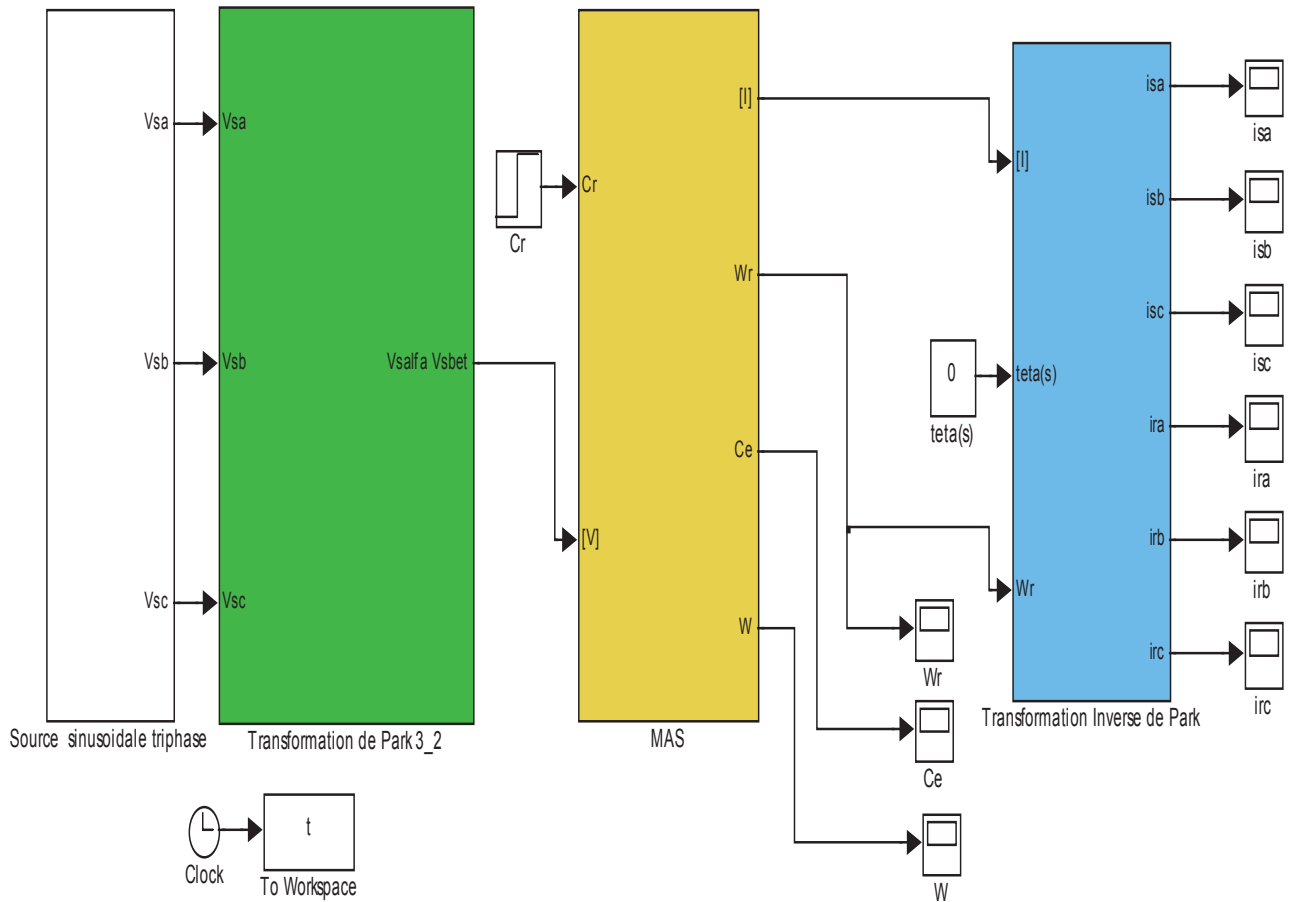


Figure (I.04) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

I.7. Résultats de simulation :

Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r=25 \text{ N.m}$ à $t =2\text{s}$)

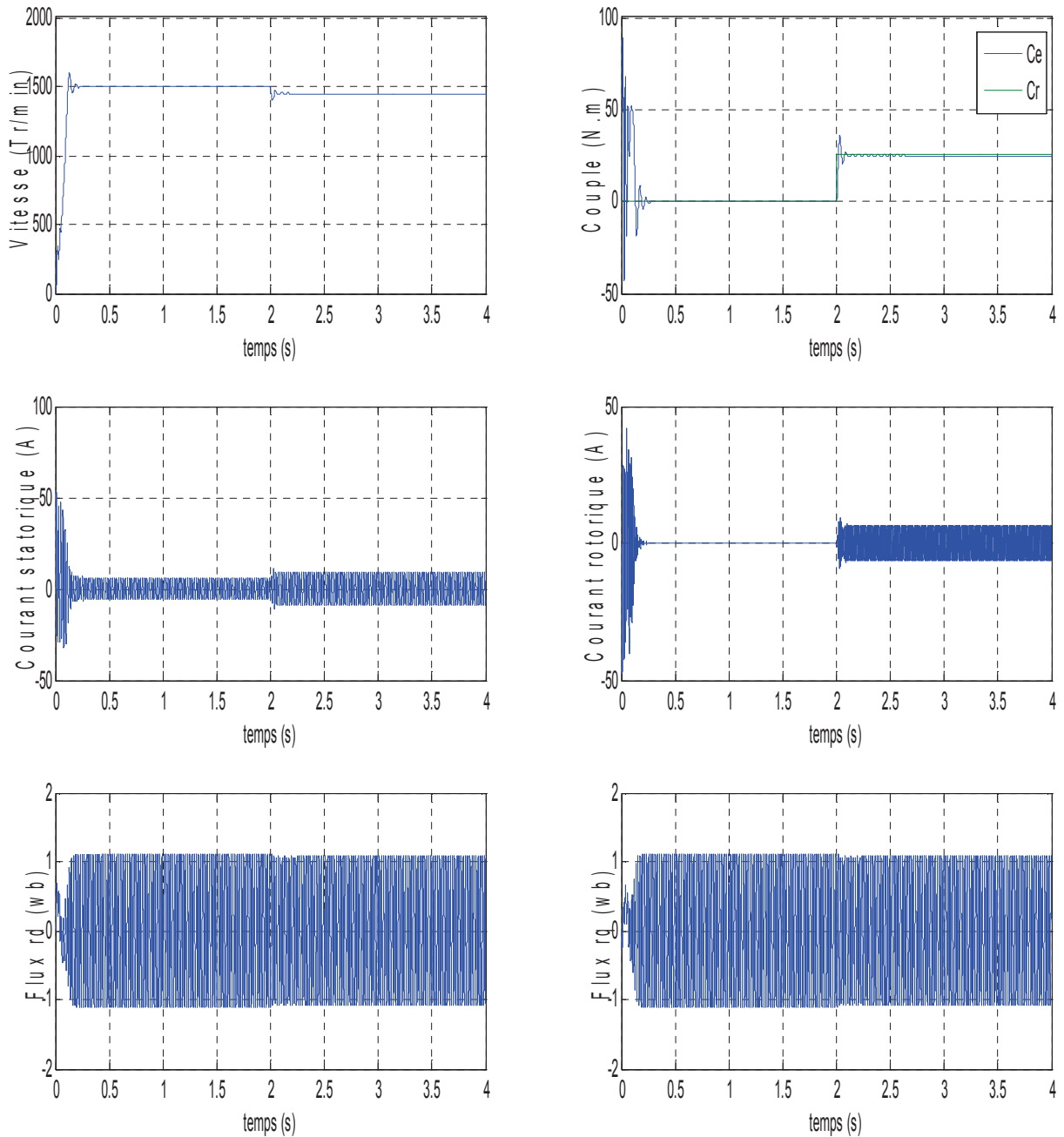


Figure (I.05) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lors de démarrage (à vide, et en charge).

I.8. Interprétation des résultats

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

La Figure (I.05) représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. En régime transitoire, on remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement due aux faibles valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 2s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t=2s$ (ou bien d'un régime en charge vers un autres) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Endeuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=25N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=2s$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure(I.05) Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

I.9.Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté des modèles dynamiques du moteur asynchrone à cage et les transformations qui les lient, puis ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place éventuellement les différentes fonctions de la commande.

Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus nous montrent la justesse du modèle vectoriel développé. D'autre régime de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudié.

On sait que la résolution analytique du système d'équations régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile, même si ces équations sont à coefficients constants. Elle devient impossible si ces coefficients varient en fonction du temps, ce que est le cas de la machine étudiée.

Pour faciliter la résolution on a appliqué la transformation de Park, qui effectue des changements de variable tels que les relations entre les variables soient plus simples que celles existants entre les variables réelles, on a pu établir un modèle vectoriel de la machine dont les retombées en terme de calcul seront certainement plus intéressante que le cas conventionnel de Park !

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres.

Le choix adéquat de ces paramètres est indispensable pour assurer un fonctionnement stable du moteur.

II.1. Introduction

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques.

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles. Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fut qu'à la suite du développement des composants électroniques spéciaux de fiabilité plus élevée et de tolérance plus restreintes, que les nouvelles techniques peuvent être envisagées, ainsi naît une nouvelle branche de l'électronique appelée l'électronique de puissance.

A la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance, qui peuvent être subdivisés en éléments redresseurs non contrôlables (diodes) et éléments redresseurs contrôlables (thyristors, triacs, transistors ...).

Les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires appropriés (commande de gâchettes, radiateurs de dissipation, circuit RC de protection), composent des modules standard permettant la conversion de puissance, tel que les redresseurs, les onduleurs, le cycle convertisseur ... etc.

II.2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace.

II.3. La diode

II.3.1. Définition de diode

La diode est le semi-conducteur de base : on ne peut pas combiner du silicium dopé plus simplement. Son fonctionnement macroscopique est assimilable à celui d'un interrupteur commandé qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique. C'est la diode qui va permettre de redresser le

courant alternatif issu du secteur et autoriser la fabrication d'alimentations stabilisées qui sont obligatoires dans la plupart des montages électroniques. On conçoit donc que si ce composant est basique, ainsi que son fonctionnement, il n'en n'est pas moins fondamental !

Dans la catégorie des diodes, on trouve aussi des diodes de régulation, dites diodes zéner, qui ont un comportement de source de tension. Cette propriété va permettre d'élaborer autour de ce composant simple toute une série de montages délivrant une ou plusieurs tensions continues.

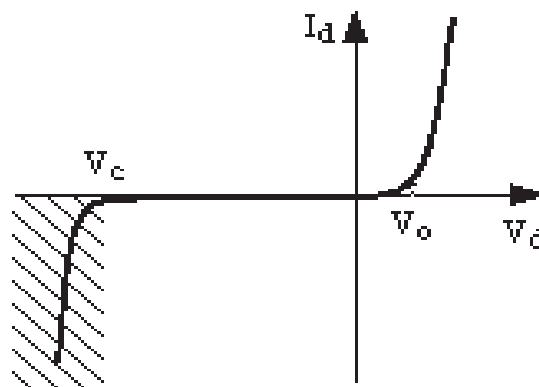
La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les lampes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermoélectronique. Le silicium a apporté les avantages suivants : coût, fiabilité, encombrement, simplicité d'utilisation.

II.3.2. Caractéristiques électriques

On a vu précédemment que le courant était négligeable pour une tension $V_d = V_p - V_n$ négative (ceci est vrai jusqu'à une tension V_c dite tension de claquage). Au-dessus d'un certain seuil V_o de tension V_d positive, le courant direct croît très rapidement avec V_d .

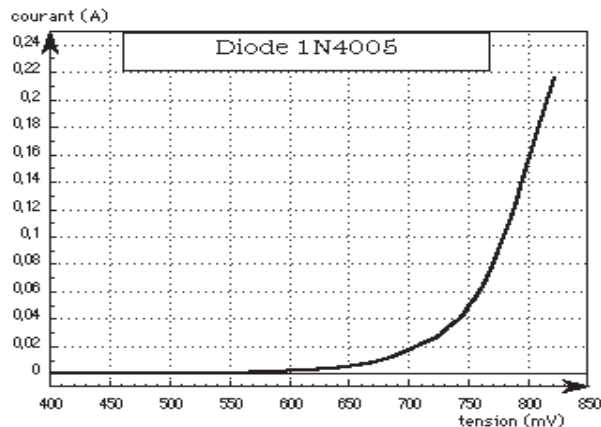
Le seuil V_o (barrière de potentiel) dépend du semi-conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,2V pour le germanium et 0,6V pour le silicium.

La caractéristique a la forme suivante :



Figure(II.01): Caractéristique complète.

II.3.2.1. Caractéristique directe ($V_d > 0$)



Figure(II.02) : Caractéristique directe d'une diode.

Sur ce type de diode au silicium, le courant croît assez rapidement au delà de 0,7V. C'est une diode de redressement supportant 1A en direct et 600V en tension inverse.

II.3.2.2. Autour de zéro

La caractéristique passe par l'origine. Pour V_d négatif, le courant tend rapidement vers la limite $-I_f$ (courant de fuite), car le courant de diffusion dû aux porteurs majoritaires va s'annuler.

II.3.2.3. Caractéristique inverse ($V_d < 0$) Phénomène de claquage

Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant décroît (attention : il est déjà négatif !) très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode. Deux phénomènes sont à l'origine de ce résultat :

Phénomène d'avalanche : quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés. Il y a divergence du phénomène, et le courant devient important.

II.4. Les redresseurs à diodes polyphasés :

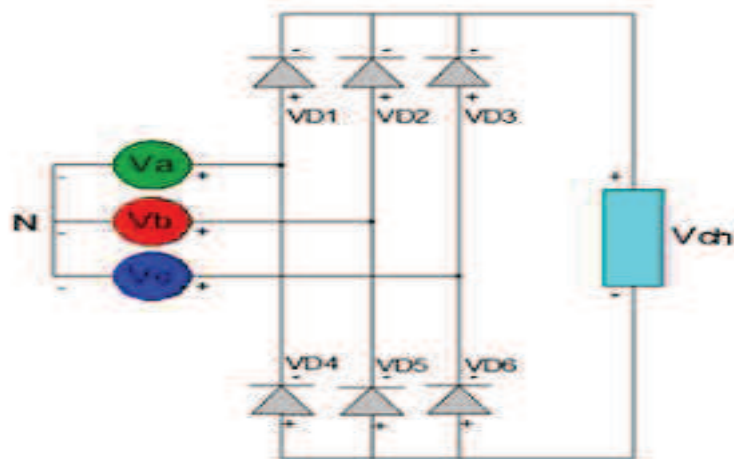
Les redresseurs polyphasés à diodes considérés dans ce travail sont à 6 phases, 9 phases et 12 phases qui produisent à la sortie une tension continue ayant des ondulations de fréquence égale à respectivement 12, 18 et 24 fois la fréquence d'alimentation.

Ces montages redresseurs sont constitués généralement de plusieurs redresseurs triphasés à 6 pulsations alimentés par une source à 6 phases, 9 phases ou 12 phases qui est obtenue par la

connexion appropriée des bobinages d'un transformateur (ou autotransformateur) ayant plusieurs secondaires. Les sorties des redresseurs à 6 pulsations sont connectées en parallèle à la charge. Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu les principales caractéristiques du module de base qui est le redresseur triphasé à 6 pulsations. Nous étudions ensuite les montages redresseurs ayant un plus grand nombre de phases.

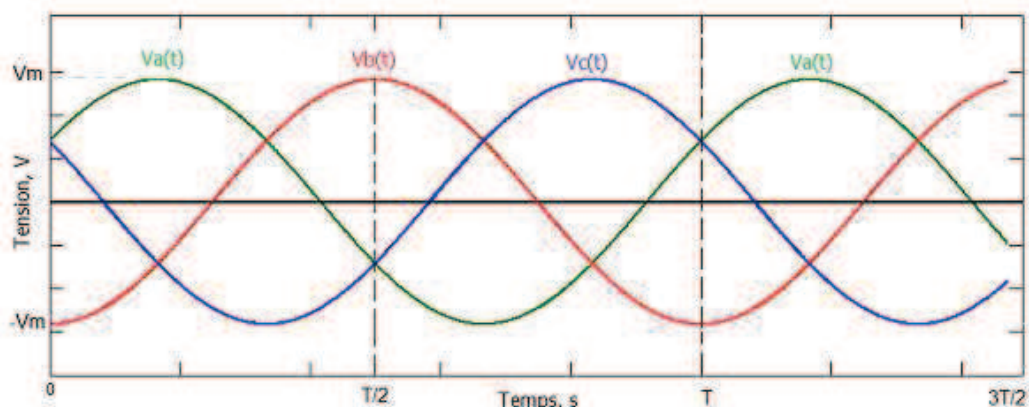
II.4.1. Redresseur triphasé à 6 pulsations

La figure 2.1 montre le schéma d'un redresseur triphasé à 6 pulsations qui est constitué de 6 diodes connectées en pont (pont de Graetz). La charge continue est connectée entre le point commun des cathodes et le point commun des anodes.



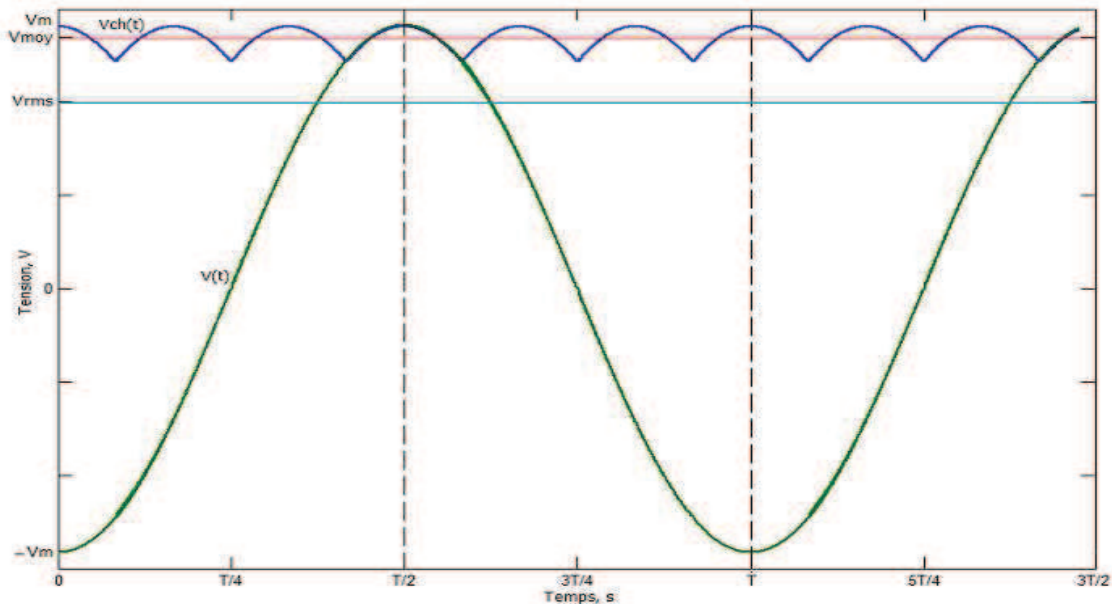
Figure(II.03): Redresseur triphasé à 6 pulsations.

Les tensions ligne-neutre de la source triphasée sont montrées à la figure La tension ligne-neutre de la phase a est $V_a(t) = (V_m \cos(\hat{U})t)$.



Figure(II.04): Tension triphasée à l'entrée du redresseur.

La figure4 montre la tension de sortie du redresseur v_{ch} avec une charge résistive. Cette tension est composée des sections les plus positives des tensions ligne-ligne: V_{ab} , V_{ac} , V_{bc} , V_{ba} , V_{ca} et V_{cb} pour chaque période. La fréquence des ondulations dans la tension V_{ch} est égale à 6 fois la fréquence de la source.



Figure(II.05): Tension ligne-ligne à l'entrée $v(t)$ tension de charge V_{ch} et sa valeur moyenne.

La valeur moyenne de la tension à la charge V_{ch} est égale à :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{6}} V_{ch}(t) dt \quad (II.01)$$

$$V_{moy} = 2 \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \sin(\alpha) d\alpha \right\} = \frac{1}{\pi} V_m [-\cos(\alpha)]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}}$$

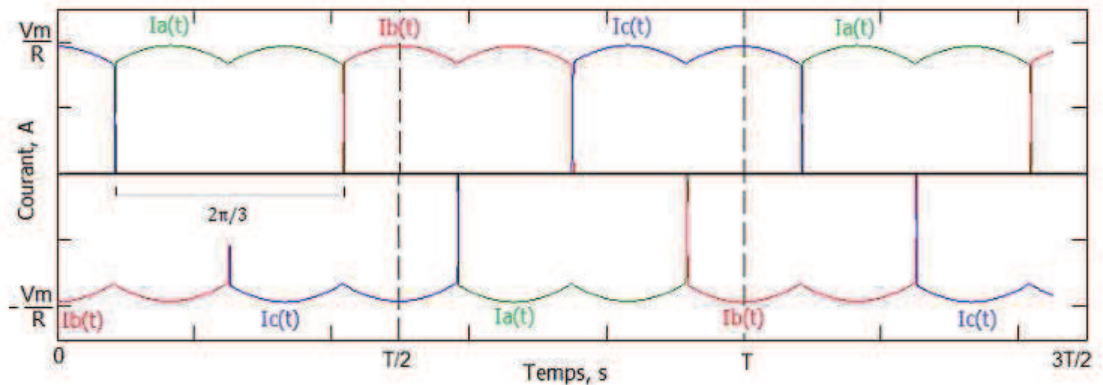
$$= \frac{\pi}{6} V_m \left[\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] = \frac{6}{\pi} V_m \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} V_m = \frac{3}{\pi} V_{crête} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{rms}$$

Où V_m est la tension maximale de phase, V_{rms} est la tension efficace de ligne et $V_{crête}$ est La valeur moyenne du courant I_{moy} avec une charge résistive est:

$$I_{moy} = V_{moy} / R$$

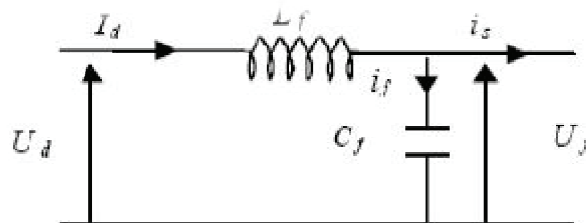
La figure 6 montre les formes d'ondes des courants à l'entrée du pont redresseur. L'angle de conduction des diodes est de $2\pi/3$.



Figure(II.06):les formes des courants a l'entrée du pont redresseur.

II.5.Modélisation du filtre de tension redressée

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur, figure (II.7).



Figure(II.7) : Filtre LC

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension.

Le filtre est modélisé par les équations suivantes : U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{di_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (II.02)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_a} = \frac{1}{1 + (\omega\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (II.03)$$

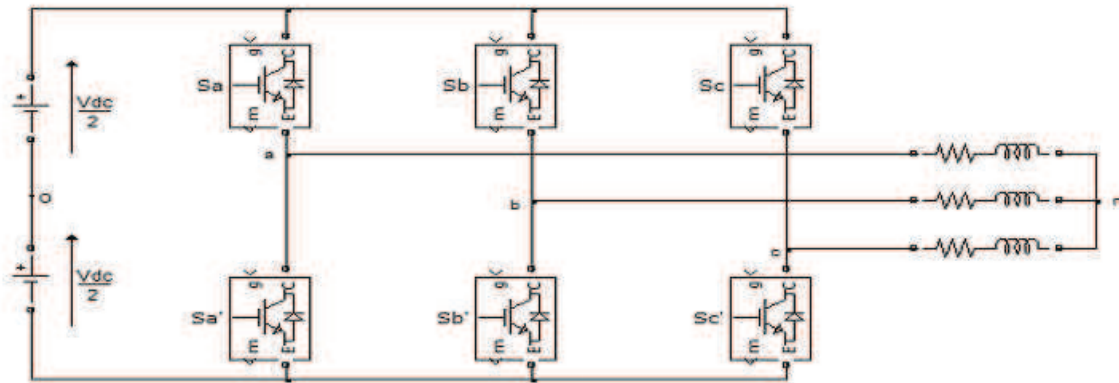
Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels que sa pulsation de Résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence Des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur :
D'où la condition au choix de C_f et L_f :

$$\omega\sqrt{L_f C_f} < 1.$$

II.6. L'Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Le thyristor GTO, est le cœur de l'organe de commande du MAS.

Un onduleur de tension triphasé à deux L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de transistors IGBTniveaux est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras, chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux est illustré par la (fig. II.08):

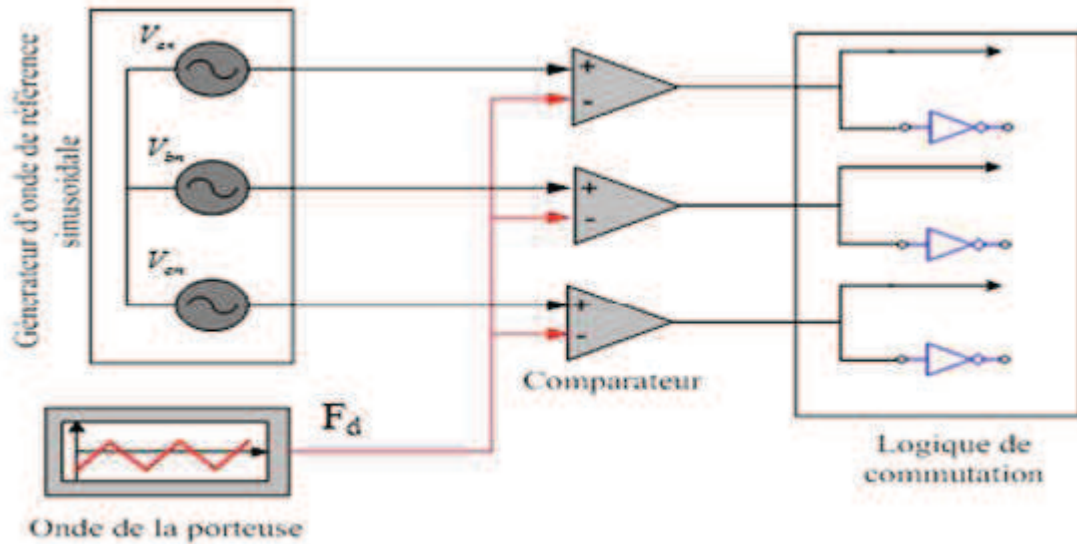


Figure(II.08): Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

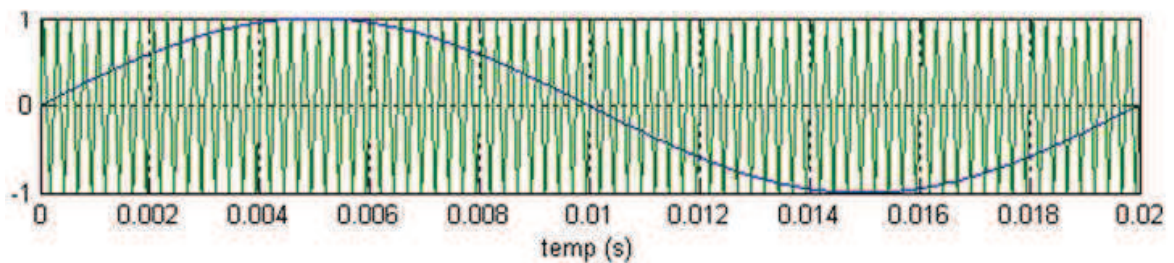
II.7. Commande en MLI

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le Problème des harmoniques de courant.

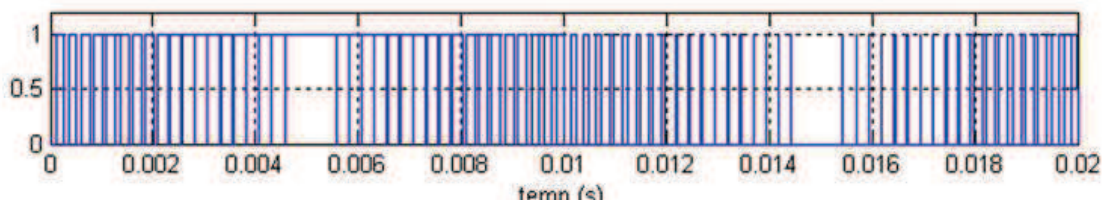
La modulation MLI est fortement inspirée des techniques utilisées dans la transmission de l'information. Elle consiste à moduler une onde porteuse triangulaire (issue d'un découpage à fréquence F_d) par une onde modulante sinusoïdale (fréquence F_s) à fréquence beaucoup plus basse.



Figure(II.09):Schéma du principe de la technique MLI triangle-sinus



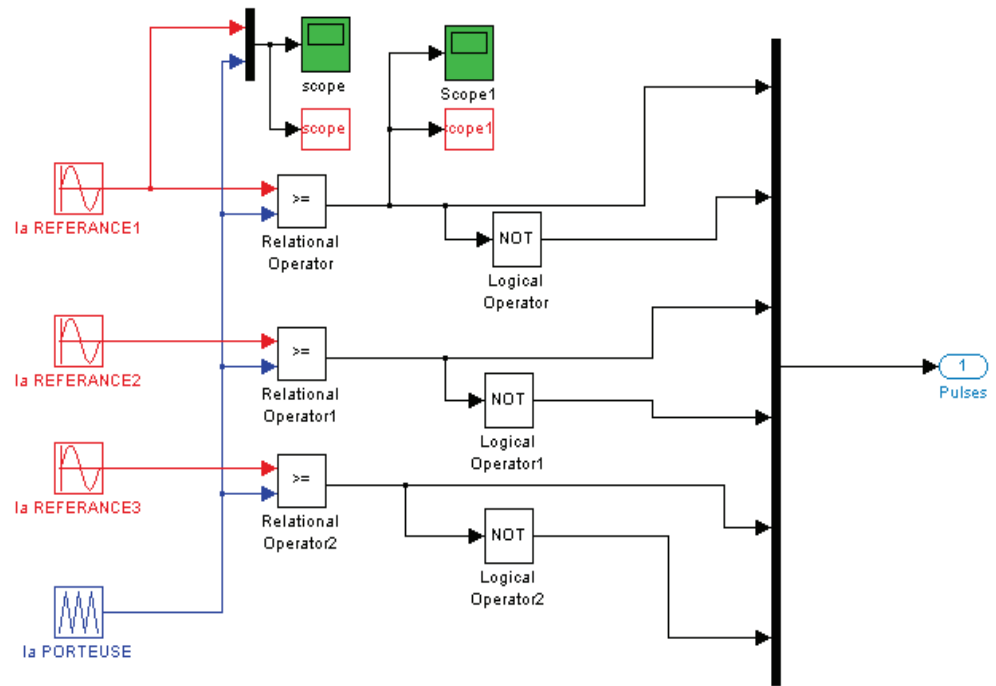
Figure(II.10): Résultats de la porteuse avec la référence (modulante).



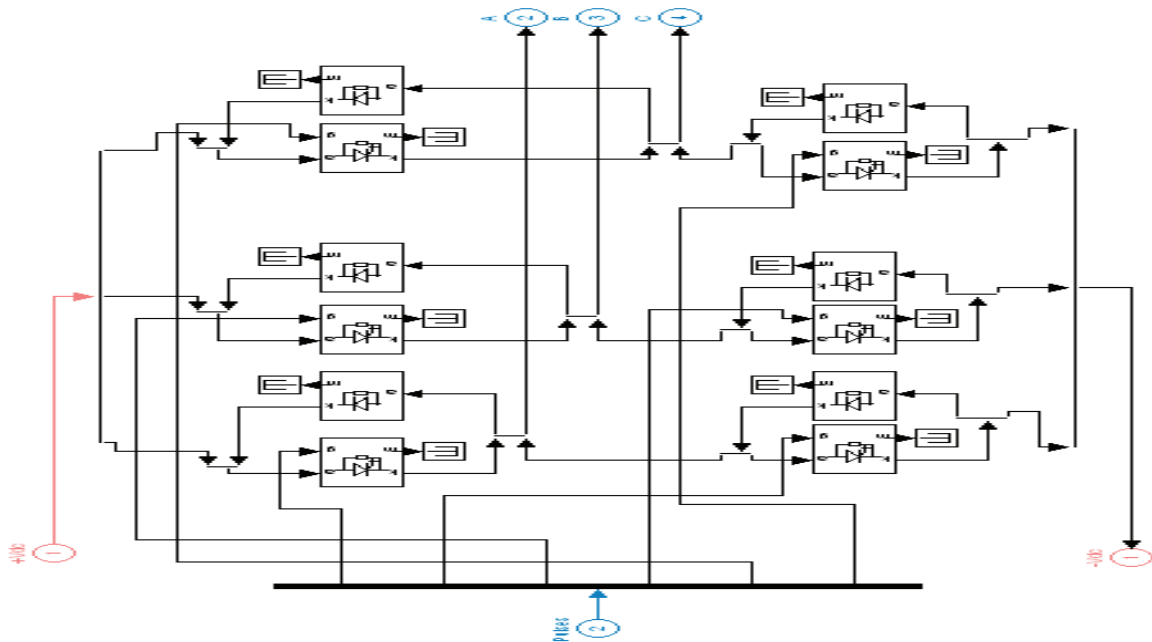
Figure(II.11):Résultats de Sortie de MLI

II.8.Simulation de l'onduleur a MLI

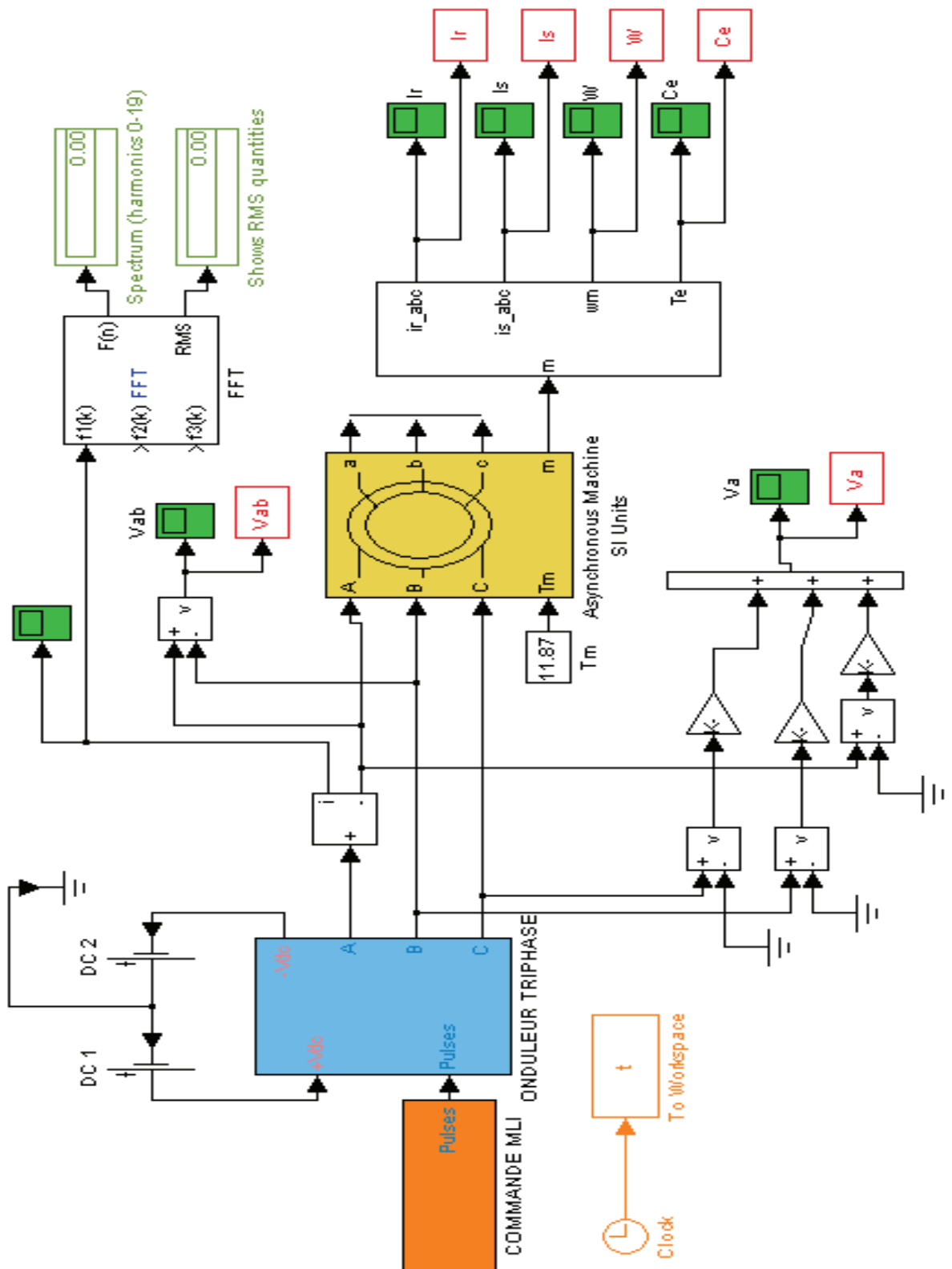
II.8.1. Schéma bloc de la commande MLI sinus-triangle



II.8.2.Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé

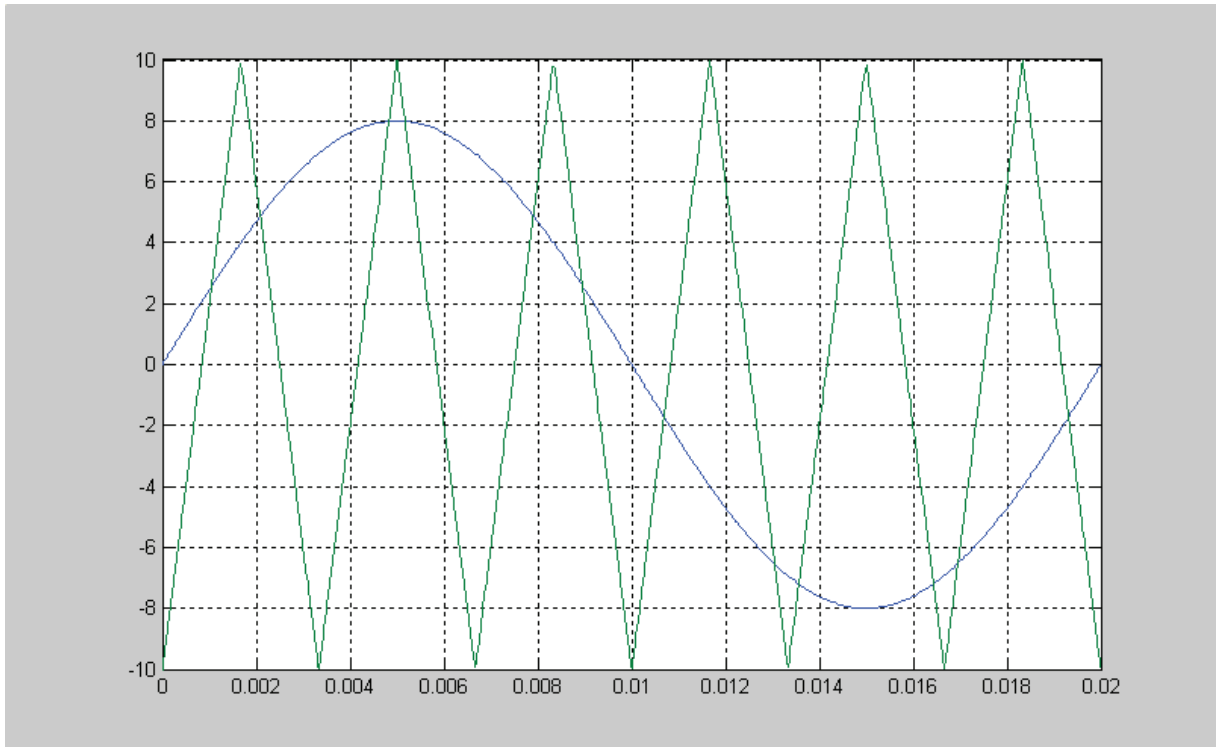


II.8.3.Schéma bloc de l'association onduleur-moteur

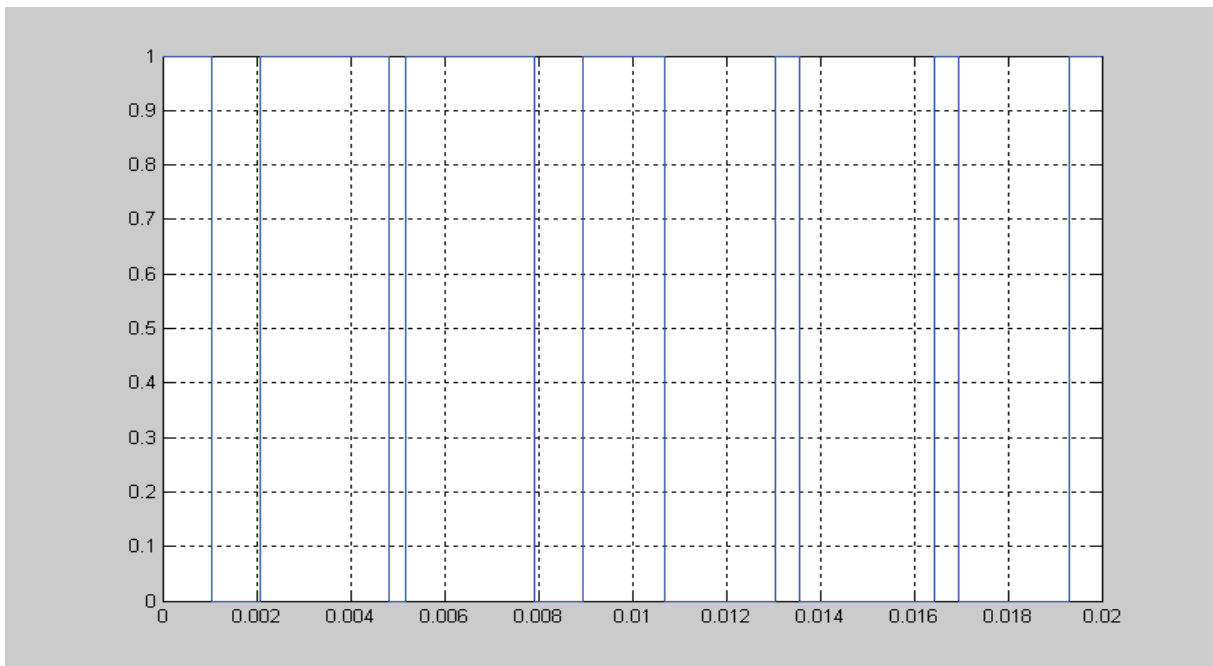


II.8.4. Résultat de la simulation

II.8.4.1. Simulation de la commande MLI

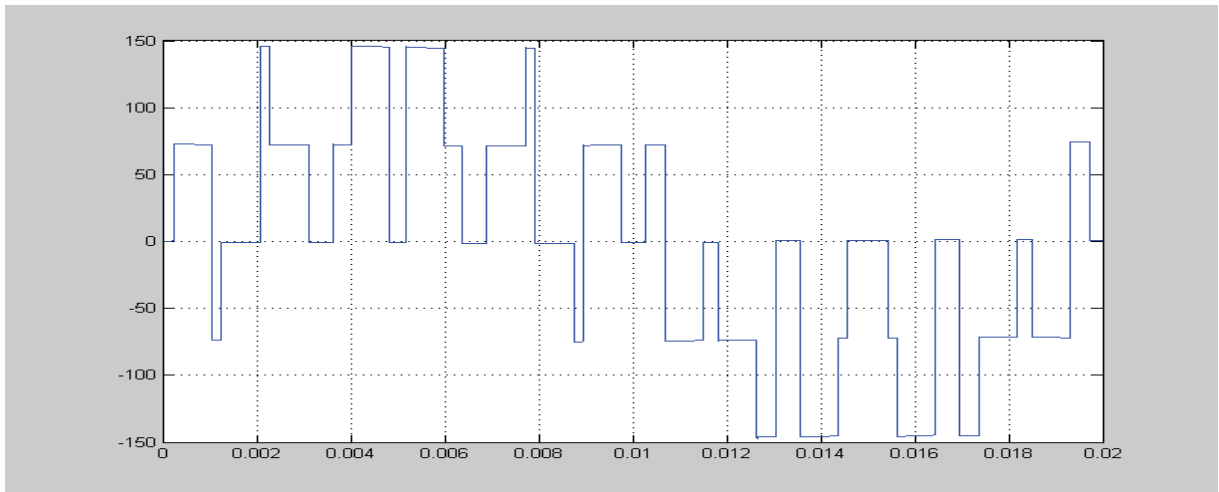


Figure(II.12) : La commande sinus-triangle

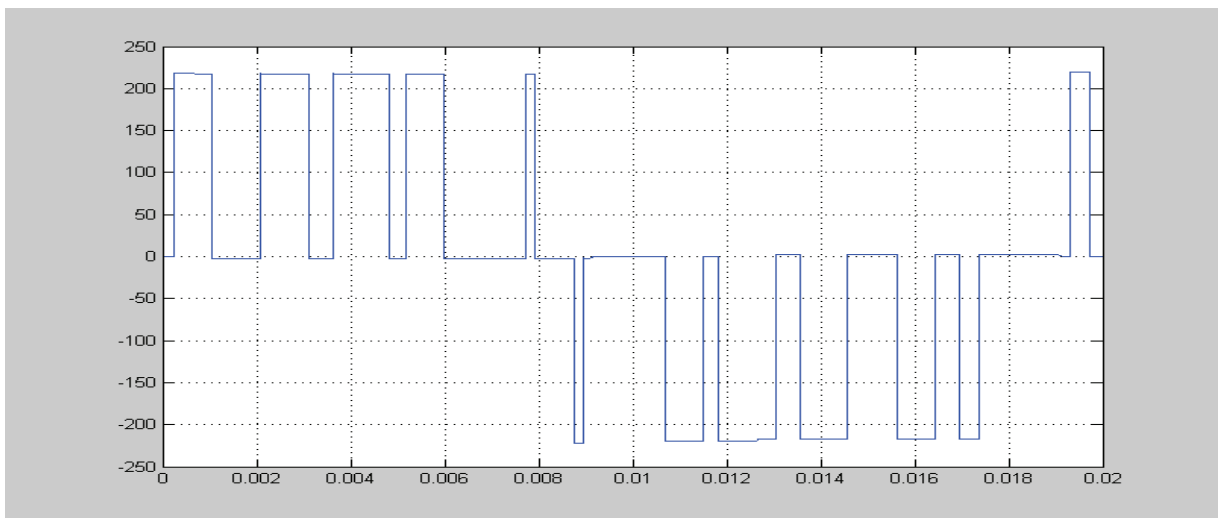


Figure(II.13) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

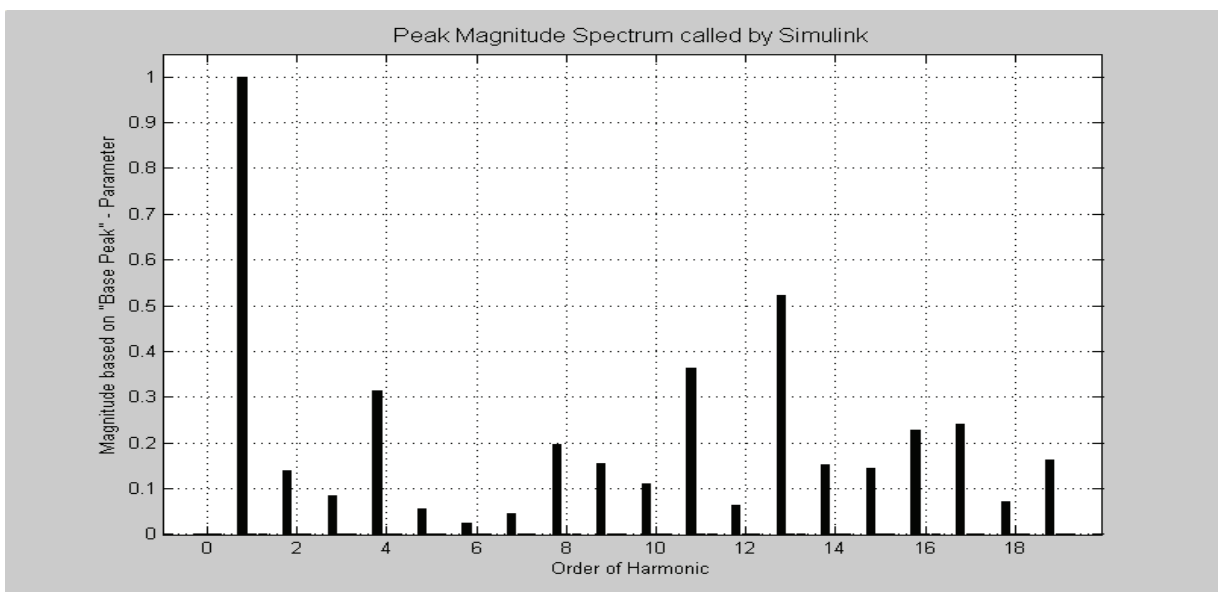
II.8.4.2.Simulation de l'association onduleur-moteur



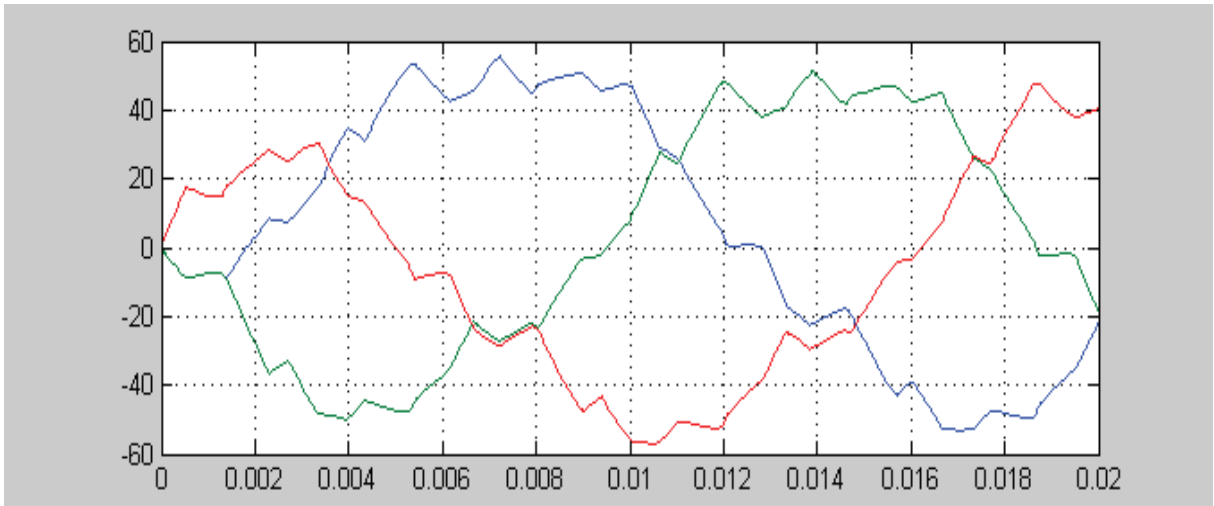
Figure(II.14) : Tension simple



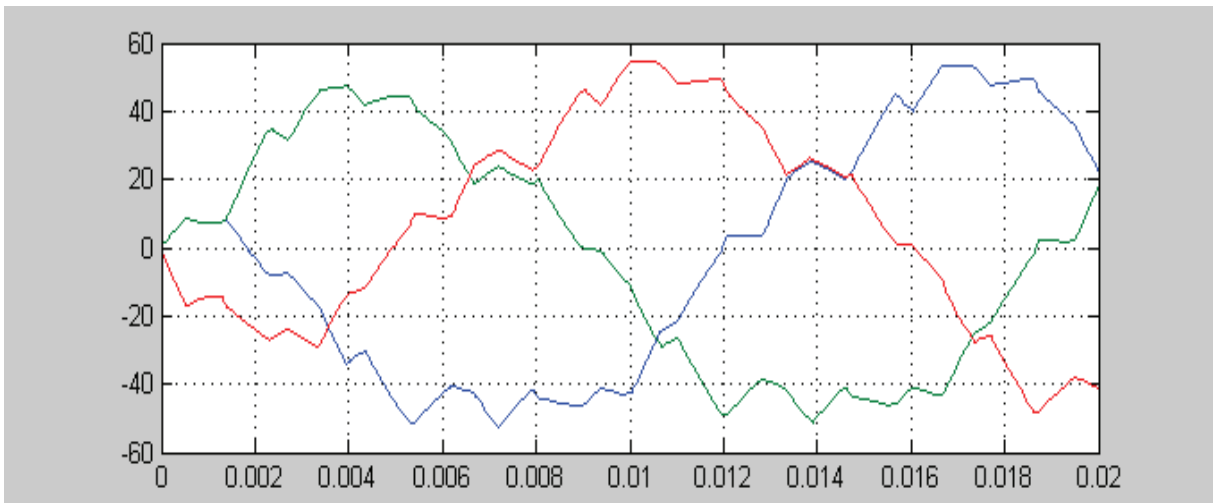
Figure(II.15) : Tension composée



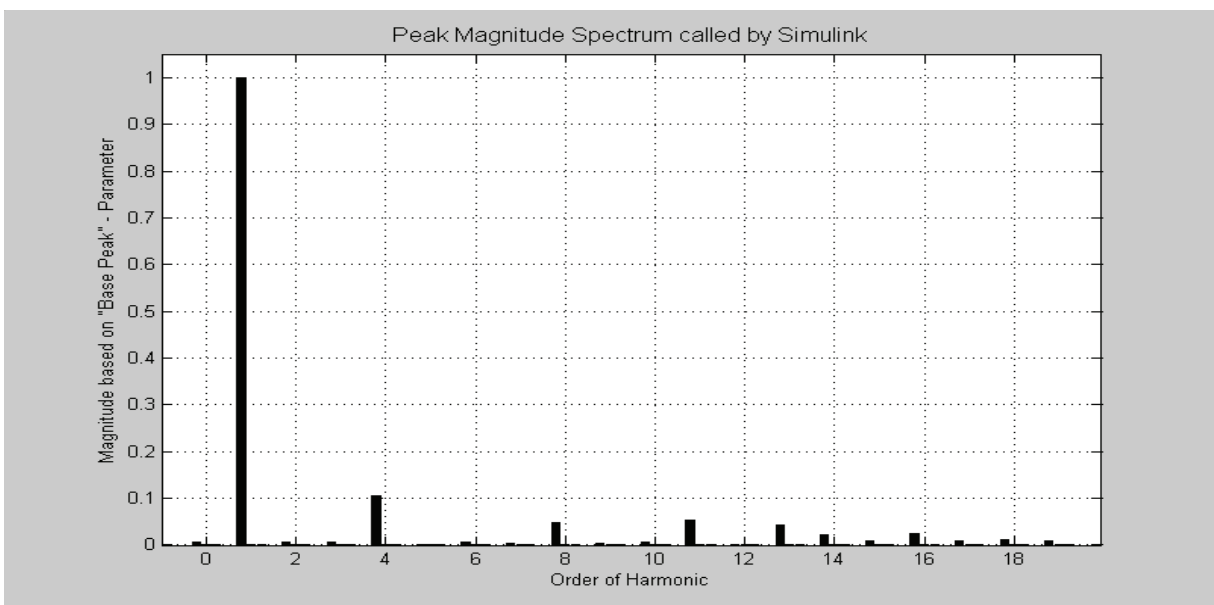
Figure(II.16) :Le spectre d'harmonique de la tension



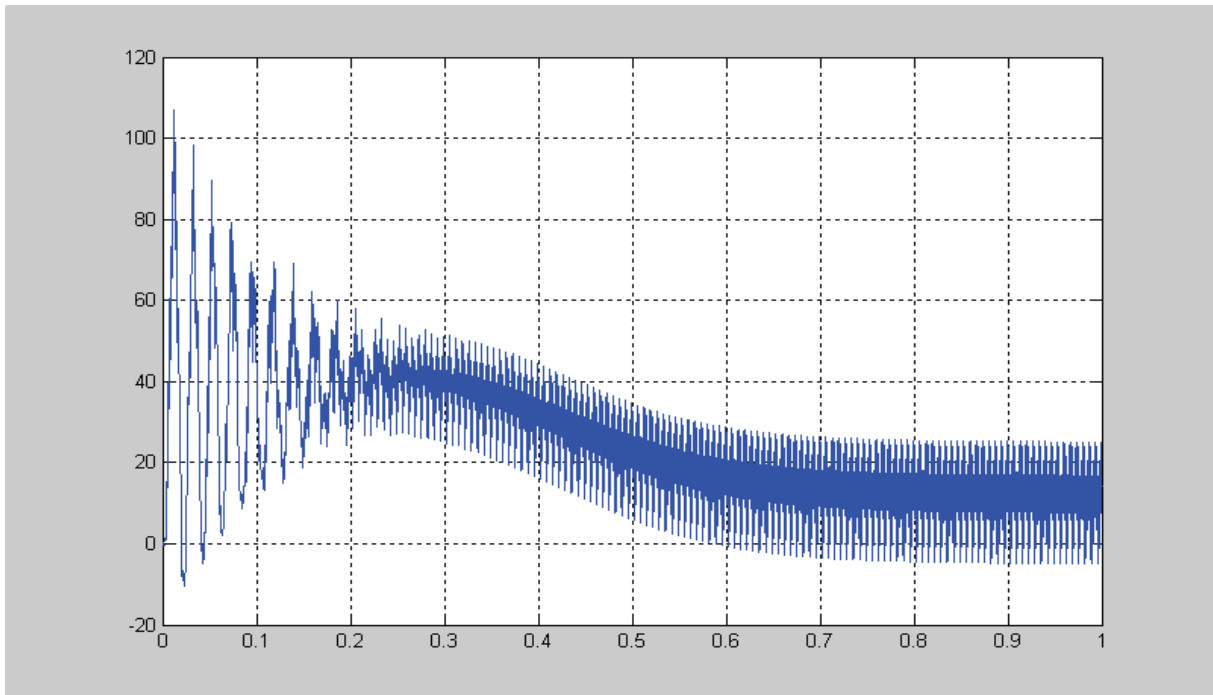
Figure(II.17) : Les courants statoriques



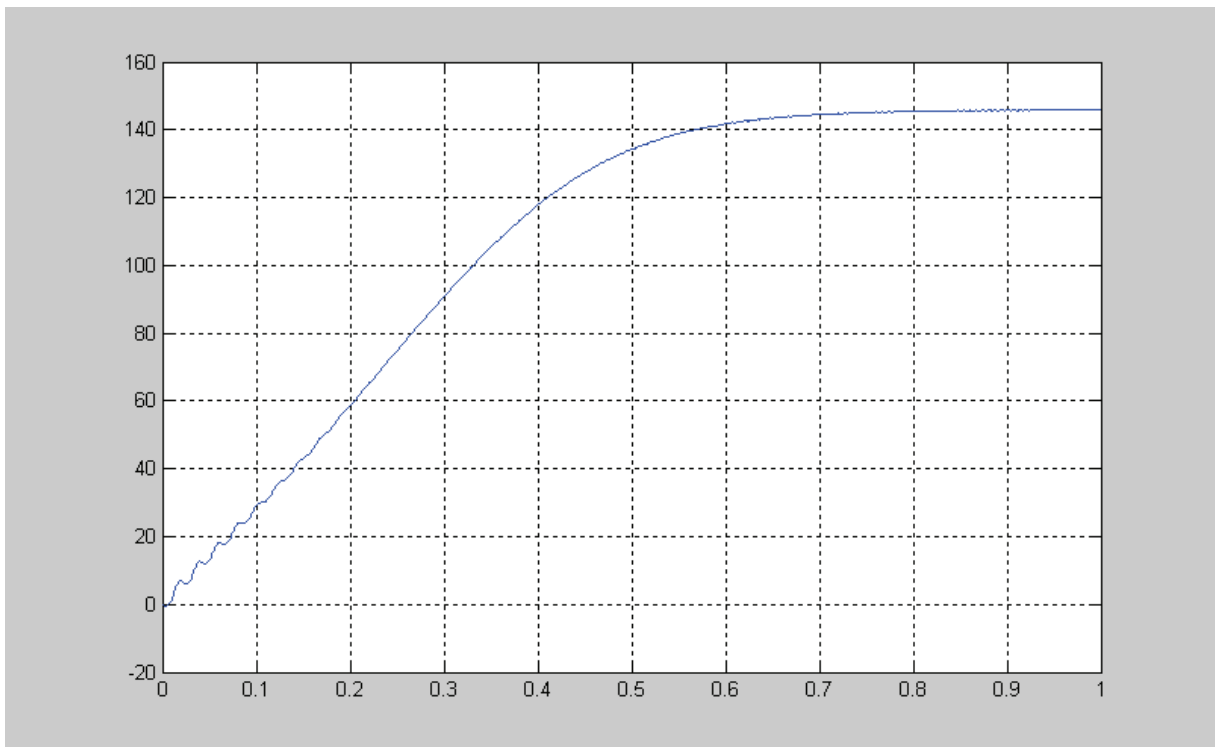
Figure(II.18) : Les courants rotoriques



Figure(II.19) : Le spectre d'harmonique du courant.



Figure(II.20) : Le couple électromagnétique



Figure(II.21) : La vitesse

II.9. Discussion

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire, ainsi que lors du démarrage à vide, la courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 sec la vitesse stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 pôles.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t = 0.5$ s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système convertisseur-moteur asynchrone (MAS). L'onduleur joue un rôle très important en électronique de puissance grâce à ses nombreux avantages, la fluidité et la simplicité de commande qu'il offre. L'alimentation d'un moteur asynchrone par un convertisseur statique montre l'existence d'harmonique dans l'onde de courant qui est l'origine de pulsation du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence. Pour des raisons de rendement, et d'encombrement réduit, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans l'unité de moyennes et faibles puissances. L'onduleur de tension ne donne un fonctionnement assez simple pour notre étude de diagnostic, ceci fera l'objet du prochain chapitre.

III.1. Introduction

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis pour la recherche sur le diagnostic des associations machine-convertisseur. La complexité des systèmes mis en jeu et la nécessaire approche sous l'angle nouveau du diagnostic nécessitent aujourd'hui un travail préalable de détection/diagnostic des défauts de l'association machine-convertisseur [15] et [16].

Actuellement un grand axe de recherches est orienté vers la surveillance de l'état du convertisseur alimentant la machine asynchrone. En effet, un convertisseur tel que l'onduleur à MLI (Modulation de Large d'Impulsion) est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture des interrupteurs "semi-conducteurs" et par conséquent, ce type de dysfonctionnement peut induire des endommagements pour le système entier de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit. Puisque, l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade de défaut; il est donc évident, que l'investissement dans le domaine de la détection des dysfonctionnements paraît une solution incontournable.

Dans ce contexte, le présent chapitre porte sur l'application de deux approches dédiées à la détection et au diagnostic des défauts dans le convertisseur à MLI alimentant la machine asynchrone.

La première approche est basée sur l'analyse du contour de Park du courant statorique. La deuxième utilise l'analyse de la fréquence instantanée du vecteur courant statorique [17-19].

III.2. Description du système à étudier

Le système à étudier est représenté par la figure (III.1), il est composé de :

- Un réseau électrique triphasé.
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes.
- Un filtre passe bas de tension.
- Un onduleur de tension à MLI intersective.
- Une commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique (CV-OFR) du moteur asynchrone.

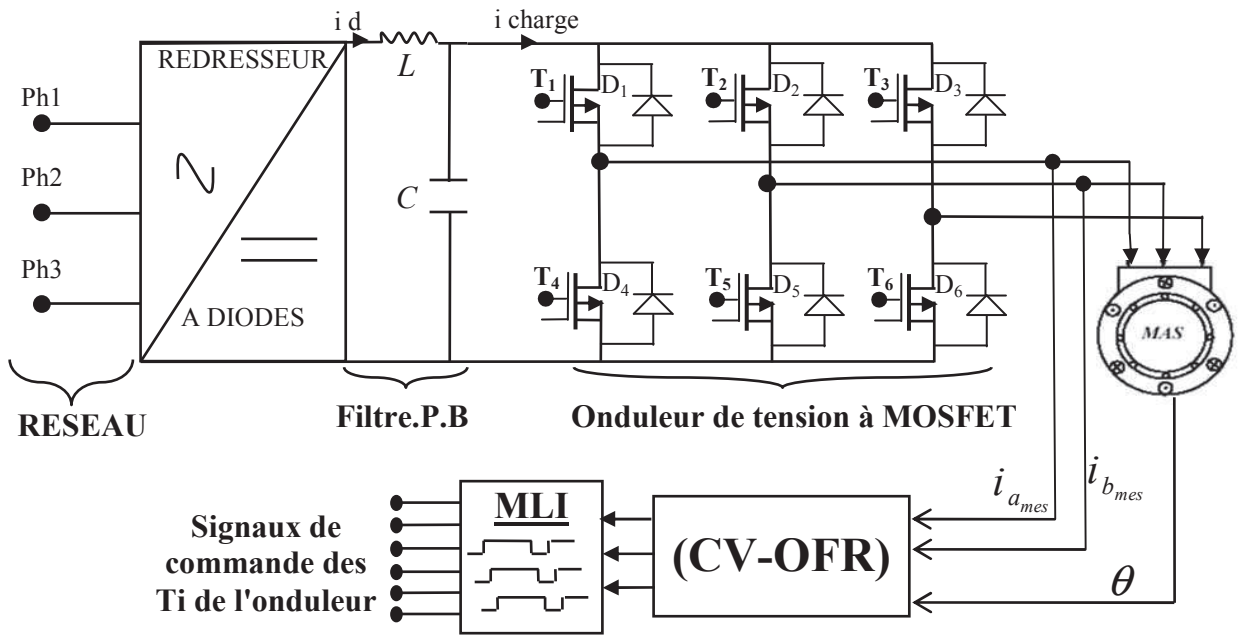


Figure (III.1) :Schéma du système (association machine asynchrone -onduleur de tension)

La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'amplitude de tension et de fréquence fixes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS [20].

III.2.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $i_d(t)$ D_1' , D_2' et D_3' ; et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $i_d(t)$: D_4' , D_5' et D_6' , figure (III.2). Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [22]:

$$V_d(t) = \max \{V_a(t), V_b(t), V_c(t)\} - \min \{V_a(t), V_b(t), V_c(t)\} \tag{III.01}$$

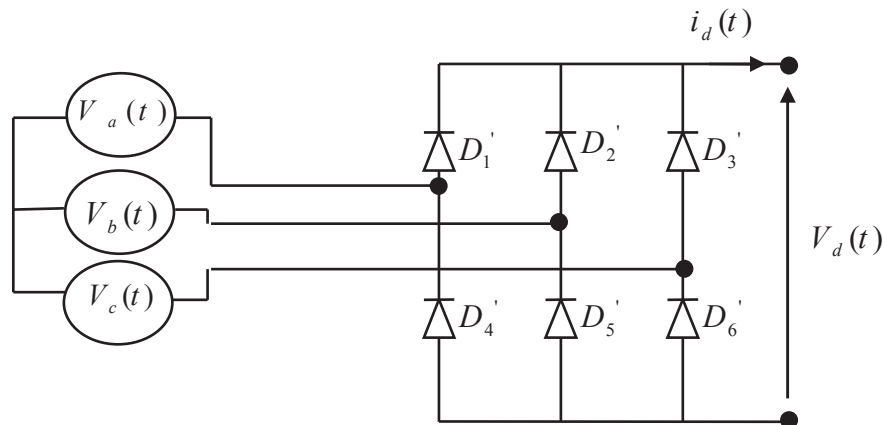


Figure (III.2) :Schéma d'un redresseur à diodes

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage dans l'étage continu.

III.2.2. Modélisation du filtre de tension redressée

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), figure (III.3). Ce filtre est caractérisé par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} [V_d(t) - E(t)] \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C} [i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C [21].

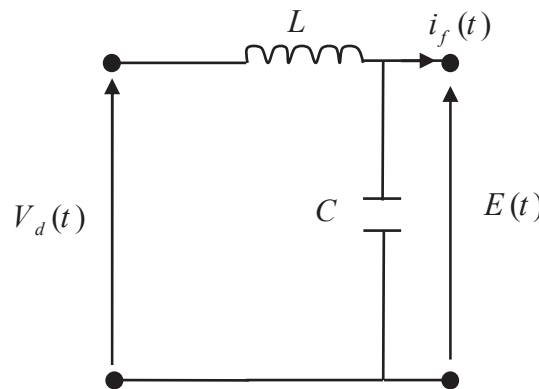
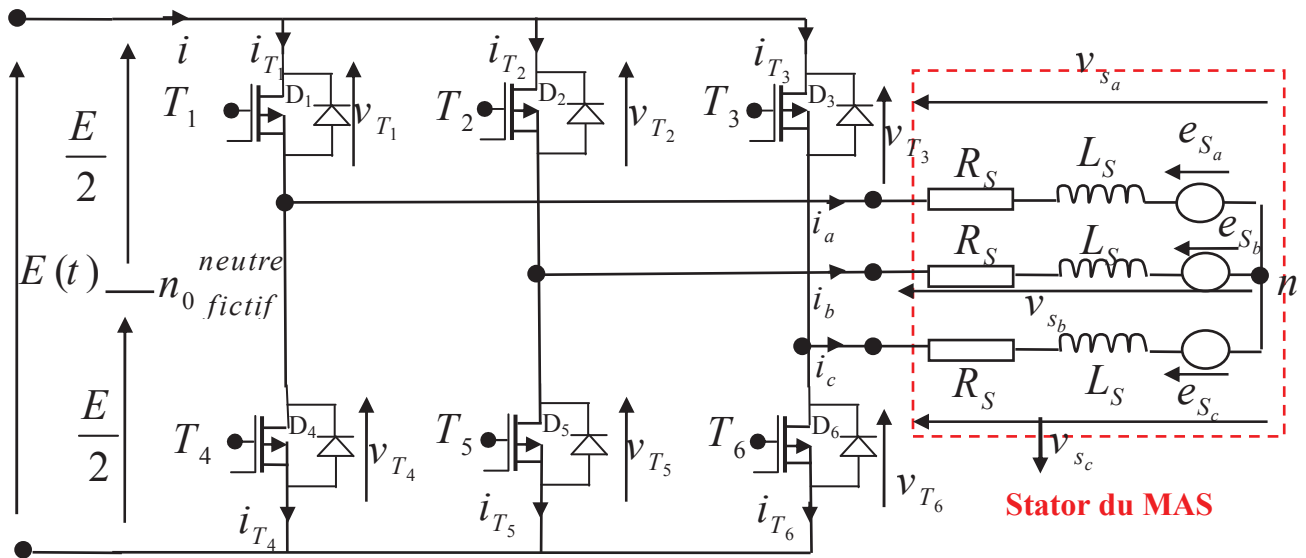


Figure (III.3) : Schéma d'un filtre passe bas

III.2.3. Onduleur de tension triphasée à deux niveaux

L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de MOSFET, est le cœur de l'organe de commande du MAS, il peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras, chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux, est illustré par la figure (III.4) [21] :



Figure(III.4) : Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

On peut montrer que les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées u_{sab} , u_{sbc} et u_{sca} sous la forme suivante [21] :

$$\begin{cases} v_{Sa} = \frac{1}{3}(u_{Sab} - u_{Sca}) \\ v_{Sb} = \frac{1}{3}(u_{Sbc} - u_{Sab}) \\ v_{Sc} = \frac{1}{3}(u_{Sca} - u_{Sbc}) \end{cases} \quad (III.03)$$

Les diodes $D_{i=1,2,...,6}$, sont des diodes de protection des MOSFET assurant la roue libre ou la récupération. Les couples d'interrupteurs T_1 et T_4 , T_2 et T_5 , T_3 et T_6 , doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants [19] et [21].

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

III.2.4. Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Cette commande consiste à adopter une fréquence de commutation (f_m) suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximum du signal de sortie souhaité ($x_{réf}$), et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu (v_{KN}).

La méthode classique pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs (et donc d'application de tensions positives ou négatives) est *la MLI intersective*[19] et [21].

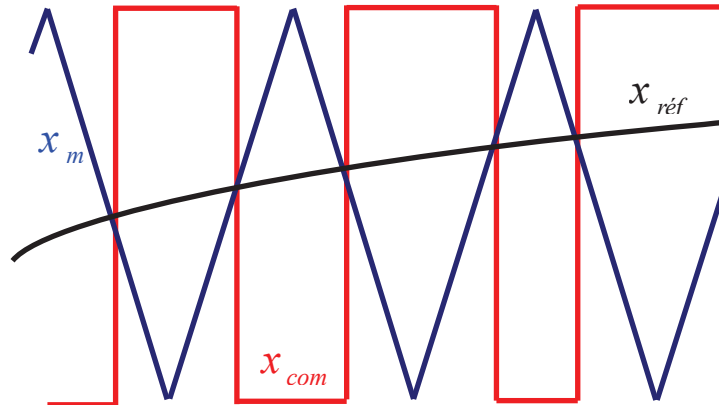


Figure (III.5) : Détermination des instants de commutation dans le cas d'une MLI

Elle se base sur la comparaison d'une onde de modulation (x_m), qui est en général un signal triangulaire de fréquence élevée (f_m) chargée d'imposer les périodes de modulation, avec une onde de référence (x_{ref}), qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation (x_{com}) est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (voir figure III.5). Dans le cas de l'onduleur triphasé on aura 3 signaux de référence (un pour chaque bras de l'onduleur).

III.2.5. Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique (CV_OFR)

Le but de la commande vectorielle est de trouver une commande découplée de la machine à courant alternatif pour réguler le flux et le couple développé indépendamment l'un de l'autre. En effet la commande vectorielle par orientation du flux rotorique se trouve la mieux placée pour la résolution des problèmes du couplage qui ramènent la commande vectorielle à une commande scalaire dont la perfection se situe au niveau de la maîtrise de l'effort à faibles vitesses [1], [15] et [20].

Dans ce chapitre on a choisi la CV_OFR type indirect dont l'avantage réside dans une simplification des équations du système pour la commande. Le référentiel choisi est lié au champ tournant, l'axe d coïncide avec la direction du flux rotorique [1],[23-24].

La CV_OFR est basée sur le passage des grandeurs de commande représentées dans le repère (α, β) lié au stator vers leurs équivalents exprimés dans le référentiel (d, q) qui tourne avec le vecteur du flux. Ce passage est assuré par la rotation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.04})$$

$$\text{où } \theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right)$$

ce qui amène à écrire simplement :

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0 \quad (\text{III.05})$$

On peut aboutir au système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (R_s + P \sigma \mathfrak{L}_S) i_{sd} - \underbrace{\sigma \mathfrak{L}_S \omega_s i_{sq}}_{f.e.m \text{ selon l'axe } q} + \frac{\mathfrak{N}}{T_r} P \phi_r \\ V_{sq} = (R_s + P \sigma \mathfrak{L}_S) i_{sq} + \underbrace{\sigma \mathfrak{L}_S \omega_s i_{sd}}_{f.e.m \text{ selon l'axe } d} + \frac{\mathfrak{N}}{\mathfrak{L}_R} \omega_s \phi_r \\ \frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{1}{1 + T_r P} \\ C_e = n_p \frac{\mathfrak{N}}{\mathfrak{L}_R} \phi_r i_{sq} \\ P \theta_s = \omega_s = \omega + \frac{\mathfrak{N} i_{sd}}{T_r \phi_r} \end{array} \right. \quad (\text{III.06})$$

On peut remarquer que seule la composante directe axe 'd' du courant statorique i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r . Le couple peut être à son tour contrôlé linéairement par la composante en quadrature "q" du courant statorique i_{sq} , toute fois le flux est maintenu constant. Ainsi on arrive à reconstituer une structure de commande semblable à celle de la machine à courant continu, naturellement découplée.

III.3. Différents types de défauts

Les défauts qui apparaissent dans un système électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du système ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. On peut les répartir en deux catégories :

Les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défauts des enroulements, inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défauts dans la boîte de vitesse mécanique...) [26].

Notre chapitre se limite aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone à cause d'un défaut d'ouverture d'interrupteur ($T_{i=1,\dots,6}$) du convertisseur statique (onduleur à MLI).

Les méthodes utilisées, dans cette étude pour la détection et la localisation de défauts dans les onduleurs à MLI, sont basées sur l'analyse du vecteur courant statorique.

Quand un interrupteur du convertisseur est ouvert, les courants de phase de la machine ne sont plus sinusoïdaux. Par exemple si le Mosfet T_2 n'est pas opérationnel, i_B est connecté au bus négatif à travers la diode D_5 au lieu d'être connecté au bus positif.

Par conséquent le courant i_B décroît à zéro. Durant cette étape, la sortie du contrôleur de courant (I_{Crl}) augmente pour empêcher et limiter la chute du courant i_B . Tant que T_2 est non opérationnel, le contrôle est impossible et le courant (I_{Crl}) va atteindre sa valeur positive maximale. i_B reste nul tant que le courant de référence I_{Crl} est positif.

Dès que I_{Crl} change de signe, le Mosfet T_2 n'est plus utilisé et le courant i_B est contrôlé normalement.

Comme conséquence, ce type de défaut conduit à une annulation du courant dans la phase en défaut, durant une demi-période du courant. Ceci conduit par la suite à une composante continue "courant d'offset" dans la phase en défaut. L'interaction entre cette composante continue du courant et le champ rotorique génère des pulsations de couple à une fréquence égale à celle du courant statorique [15].

Deux méthodes sont proposées pour la détection de ce type de défauts à savoir :

- La première méthode est basée sur l'analyse de la trajectoire du vecteur courant (le contour de Park).
- La deuxième méthode utilise la fréquence instantanée estimée du vecteur courant statorique.

III.3.1. La première méthode : Analyse de la trajectoire du vecteur courant

Dans les conditions idéales, on suppose que $i_A + i_B + i_C = 0$

Les courants statoriques s'expriment sous la forme suivante [18]:

$$\begin{aligned}
 i_A &= \frac{1}{3}(i_a - i_b) \\
 i_B &= \frac{1}{3}(i_a + 2i_b) \\
 i_C &= \frac{1}{3}(-2i_a - i_b)
 \end{aligned}
 \tag{III.07}$$

avec i_A, i_B, i_C sont les courants de phase, i_a, i_b, i_c sont les courants de ligne. La transformation de Concordia C_{23} permet de passer d'une représentation triphasée de la machine à une représentation biphasée équivalente figure (III.6):

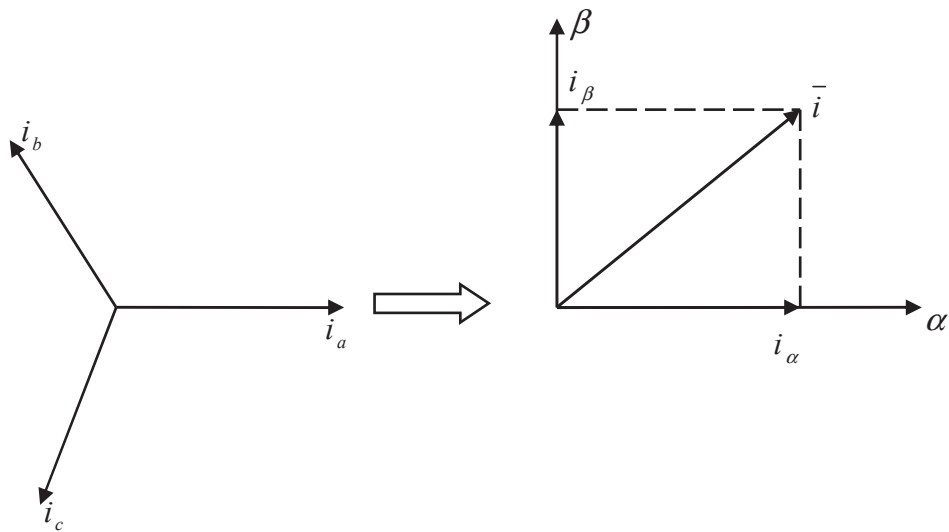


Figure (III.6) : Transformation de Concordia

Le système (i_a, i_b, i_c) est transformé à un système biphasé (i_α, i_β) , les courants biphasés peuvent être donnés par les équations suivantes:

$$i_\alpha = i_A \sqrt{\frac{3}{2}} \tag{III.08}$$

$$i_\beta = \sqrt{2}i_B + \frac{1}{\sqrt{2}}i_A \tag{III.09}$$

Dans ce cas, le contour de Park est un cercle centré à l'origine. Ce contour est considéré comme un indice de référence simple et intéressant dans la mesure où ces déviations indiquent les anomalies pouvant affecter la machine [15].

Le rapport ψ qui représente la pente de la trajectoire moyenne du courant sur un temps discret est défini par :

$$\psi = \frac{i_{\alpha k} - i_{\alpha k-1}}{i_{\beta k} - i_{\beta k-1}} \quad (\text{III.10})$$

Ou k et $k - 1$ sont l'instant actuel de calcul et l'instant d'avant.

A- Cas d'étude

1. Phase B en défaut : interrupteur ouvert :

- Si T_2 ou T_5 est ouvert : le courant de la phase B est nul pendant une demi période du courant. Les équations (8), (9) et (10) nous donnent $\psi = \sqrt{3}$ et :

$$i_{\alpha} = \sqrt{3}i_{\beta} \quad (\text{III.11})$$

2. Phase A en défaut : interrupteur ouvert :

- Dans le cas de la phase A; avec le même raisonnement T_1 ou T_4 ouvert : les équations (8), (9) et (10) nous donnent $\psi = \infty$ et :

$$i_{\alpha} = 0 \text{ et } i_{\beta} = \sqrt{2}i_B \quad (\text{III.12})$$

3. Phase C en défaut : interrupteur ouvert :

- Le défaut concerne la phase C, dans ce cas T_3 ou T_6 ouvert, il vient que

$$\psi = -\sqrt{3} \text{ et } i_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2}i_A \text{ d'où:}$$

$$i_{\alpha} = -\sqrt{3}i_{\beta} \quad (\text{III.13})$$

La figure (III.7) illustre les formes de trajectoire de courant de phase "Lissajous" relatives à chaque interrupteur en défaut.

B- Méthode de diagnostic du défaut

L'observation de la trajectoire des contours de Park figure (III.7), nous observeront que le rapport ψ est constant pendant la moitié de la période et égale à une des constantes mentionnées auparavant $(\sqrt{3}, -\sqrt{3}, \infty)$ [27-28]. Par conséquent, le bras défectueux dans l'onduleur à MLI peut être localisé en évaluant la valeur de cette constante ψ .

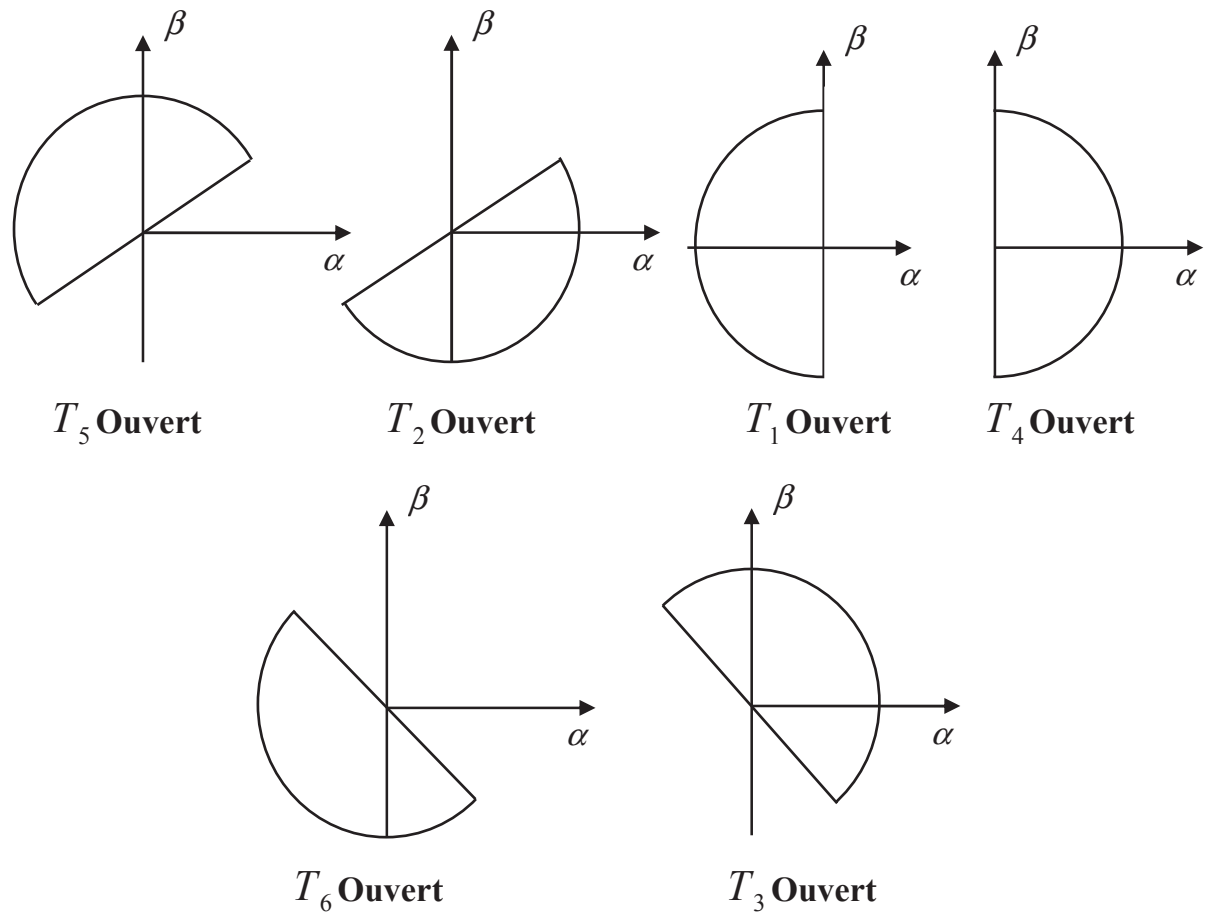


Figure (III.7) : Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β)

III.3.2. La deuxième méthode : Analyse de la fréquence instantanée

Cette deuxième approche est basée sur le calcul et l'analyse de la fréquence du vecteur courant ' i '. L'évaluation de cette fréquence nous permet de détecter la présence de défaut dans le convertisseur à MLI. La fréquence instantanée f_i du vecteur courant est calculée comme suite [5]:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (\theta_s) \quad (\text{III.14})$$

$$|\vec{i}| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$$

L'angle de position θ_s du vecteur courant est calculée en se référant à la figure (III.8).

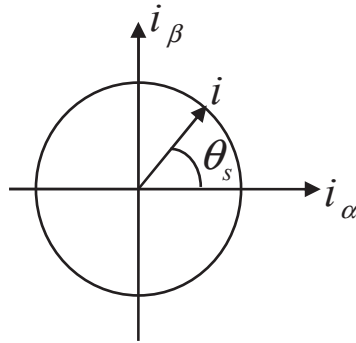


Figure (III.8): Position du vecteur courant

Etant donné que la fréquence d'échantillonnage du courant est choisi 20 fois la fréquence du courant (f_s); pour les angles très petits, on peut faire les approximations suivantes, figure (III.9).

$$\Delta\theta_s \cong \sin(\theta_{sk} - \theta_{sk-1})$$

$$\text{avec : } \Delta\theta_s \cong \sin \theta_{sk} \cos \theta_{sk-1} - \sin \theta_{sk-1} \cos \theta_{sk}$$

$$\text{et : } i_{\alpha k} = i_k \cos(\theta_{sk}) , \quad i_{\beta k} = i_k \sin(\theta_{sk})$$

$$\text{et : } i_k = \sqrt{i_{\alpha k}^2 + i_{\beta k}^2}$$

d'où la fréquence instantanée est estimée comme suit :

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \frac{1}{i_k i_{k-1}} (i_{\beta k} i_{\alpha k-1} - i_{\beta k-1} i_{\alpha k}) \tag{III.15}$$

avec, T la période d'échantillonnage du courant.

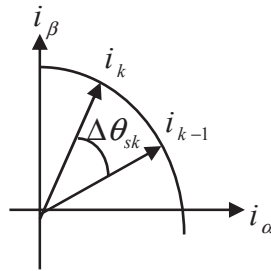


Figure (III.9) : Dérivation du $\Delta\theta_{sk}$ du vecteur courant

Dans les conditions d'un défaut, selon (12) et en tenant compte que i_{α} est proportionnelle à i_{β} ($i_{\alpha k} = k_0 i_{\beta k}$ et $i_{\alpha k-1} = k_0 i_{\beta k-1}$), la fréquence instantanée devient nulle (pratiquement en peut la fixée $f_i=5\text{hz}$).

Afin de détecter un défaut dans le convertisseur il suffit de tester quand f_i est inférieure à un seuil $f_{i_{\min}}$.

III.4. Résultats de simulation

III.4.1. Simulation de la première méthode (Analyse de contour de Park)

En considérons le système représenté par la figure (III.1) la validation de la première approche de détection de défaut est faite en utilisant Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

Après un démarrage à vide, à $t = 300 \text{ ms}$ on suppose surgir un défaut dans un bras de l'onduleur. La figure (III.10) montre les déviations du contour de Park du courant statorique selon l'interrupteur en défaut.

Les figures (III.10 et III.11 a, b et c) illustrent les trois déviations du contour de Park relatives à un défaut d'ouverture de T_1 , T_2 et T_3 . Les figures (III.10 et III.11 a', b' etc') montrent la variation de l'angle de déviation $[Arctg(\psi)]$ du contour de Park T_1, T_2 et T_3 .

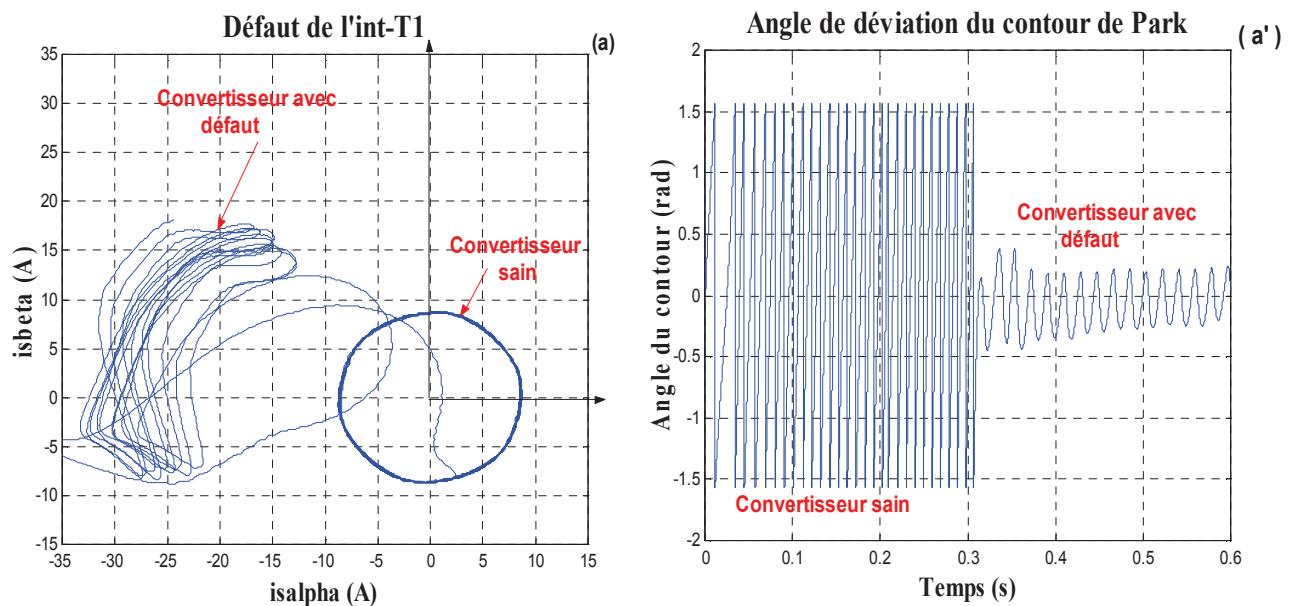


Figure (III.10) : Résultats de la simulation : Analyse du Contour de Park et son angle de déviation

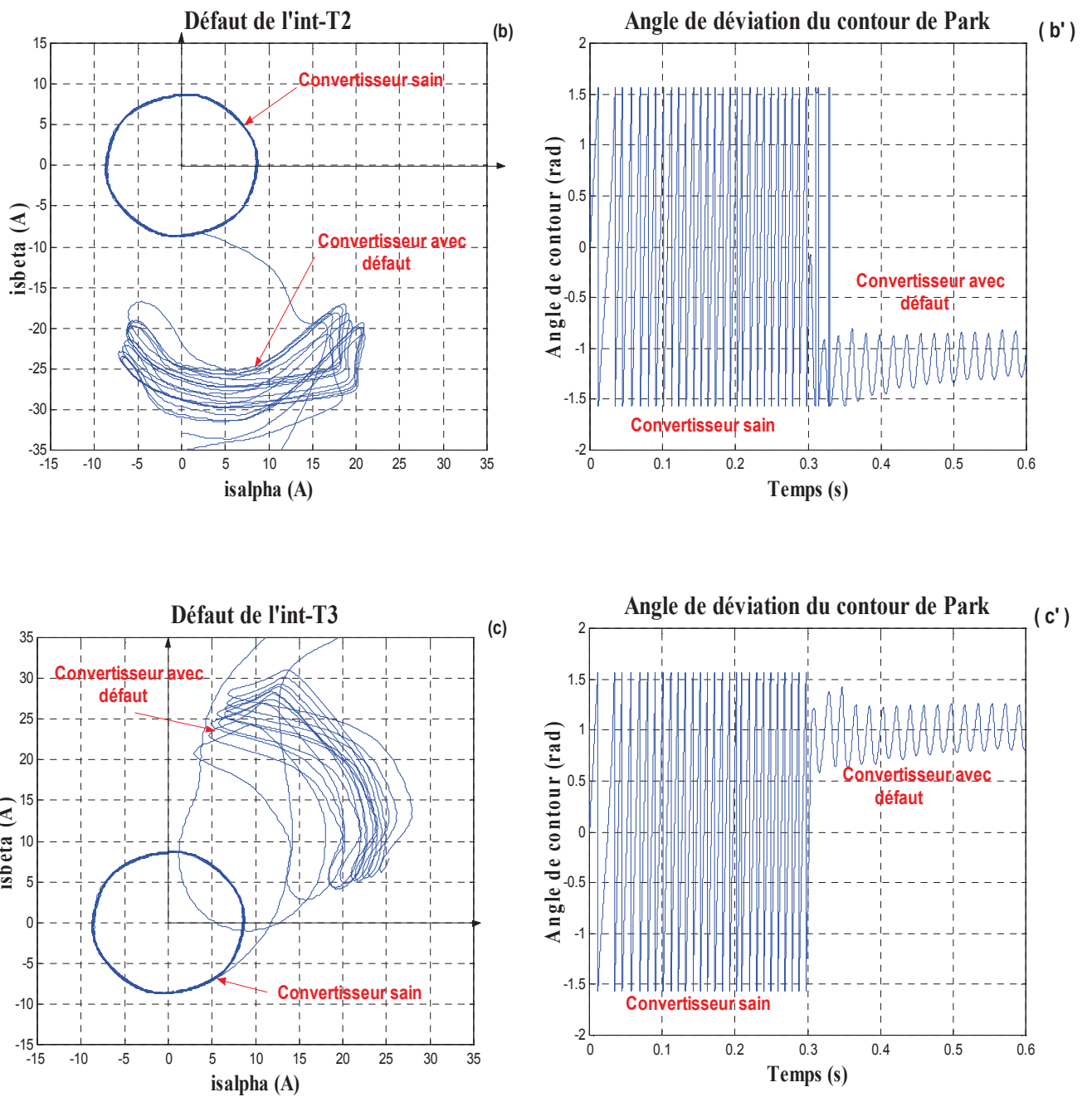


Figure (III.11) : Résultat de la simulation : Analyse du Contour de Park et sont angle de déviation

III.4.2.Simulation de la deuxième méthode (Analyse de la fréquence instantanée)

Dans les mêmes conditions de simulation, le système de la figure (III.1) est simulé avec une charge nominale. La fréquence instantanée est évaluée pour chaque cas de l'interrupteur en défaut. Le défaut est supposé apparaître à $t = 300ms$. Le seuil $f_{i_{min}}$ choisi est $f_{i_{min}} = 5Hz$ (comme ce choix est motivé).

La figure (III.12) illustre la fréquence instantanée et son évaluation dans le cas des défauts des interrupteurs T_4 et T_5 .

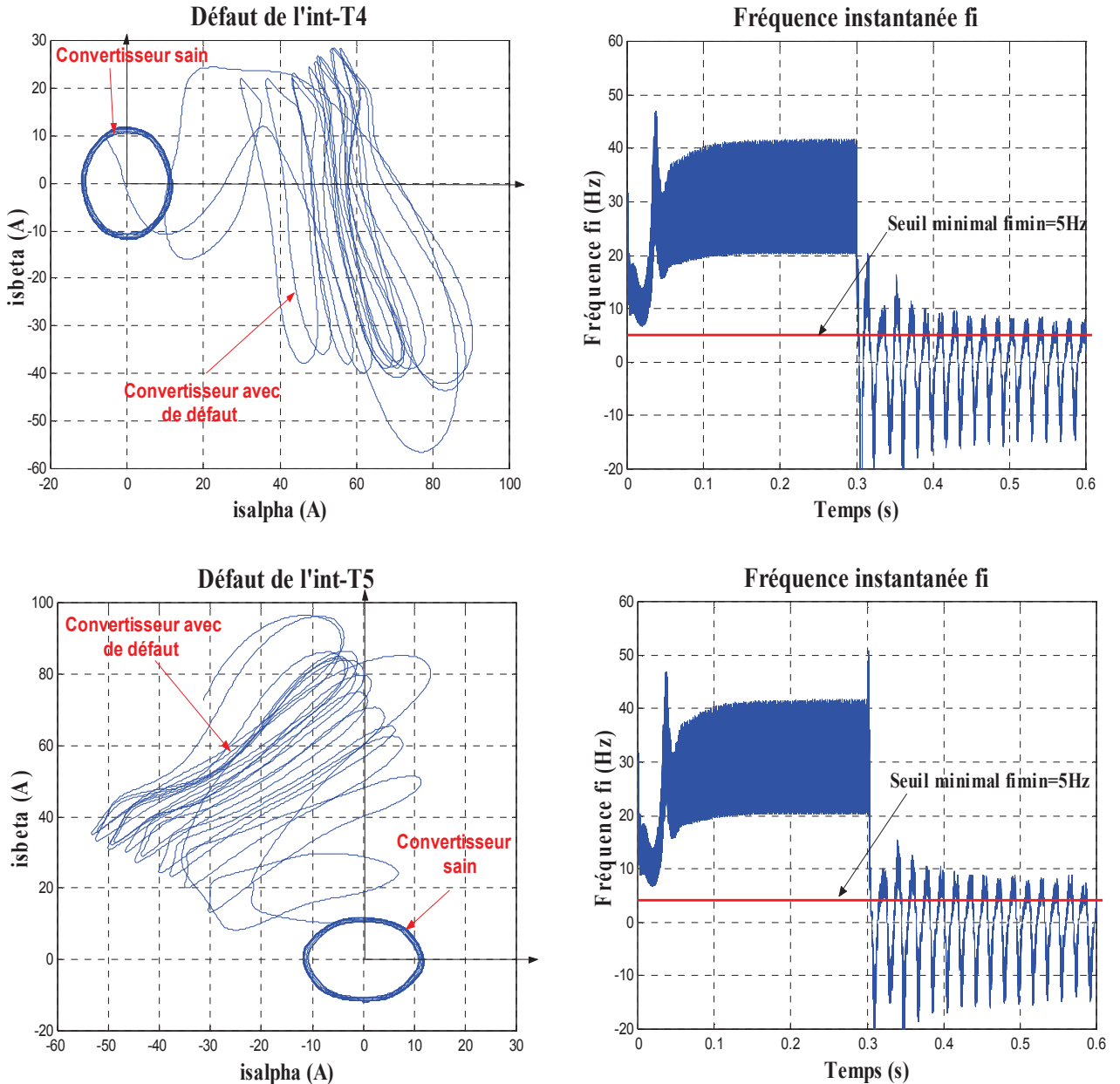


Figure (III.12) :Résultat de la simulation : Analyse de la fréquence instantanée f_i du vecteur courant

III.4.3. Test de robustesse

- **Effet de la variation de la charge**

Dans le but de tester ces approches, on a fait varier la charge de " 0Nm à 25Nm " tout en fixant la vitesse à sa valeur nominale. La figure (III.13) montre l'estimation de la fréquence instantanée, le contour de Park du courant et les courants de phase.

On remarque que le contour de Park du courant n'est pas affecté par la variation de la charge. La fréquence instantanée estimée est approximativement égale à la fréquence fondamentale du vecteur courant. On peut noter que la valeur de $f_i > f_{i_{\min}}$; donc pas de fausse alarme.

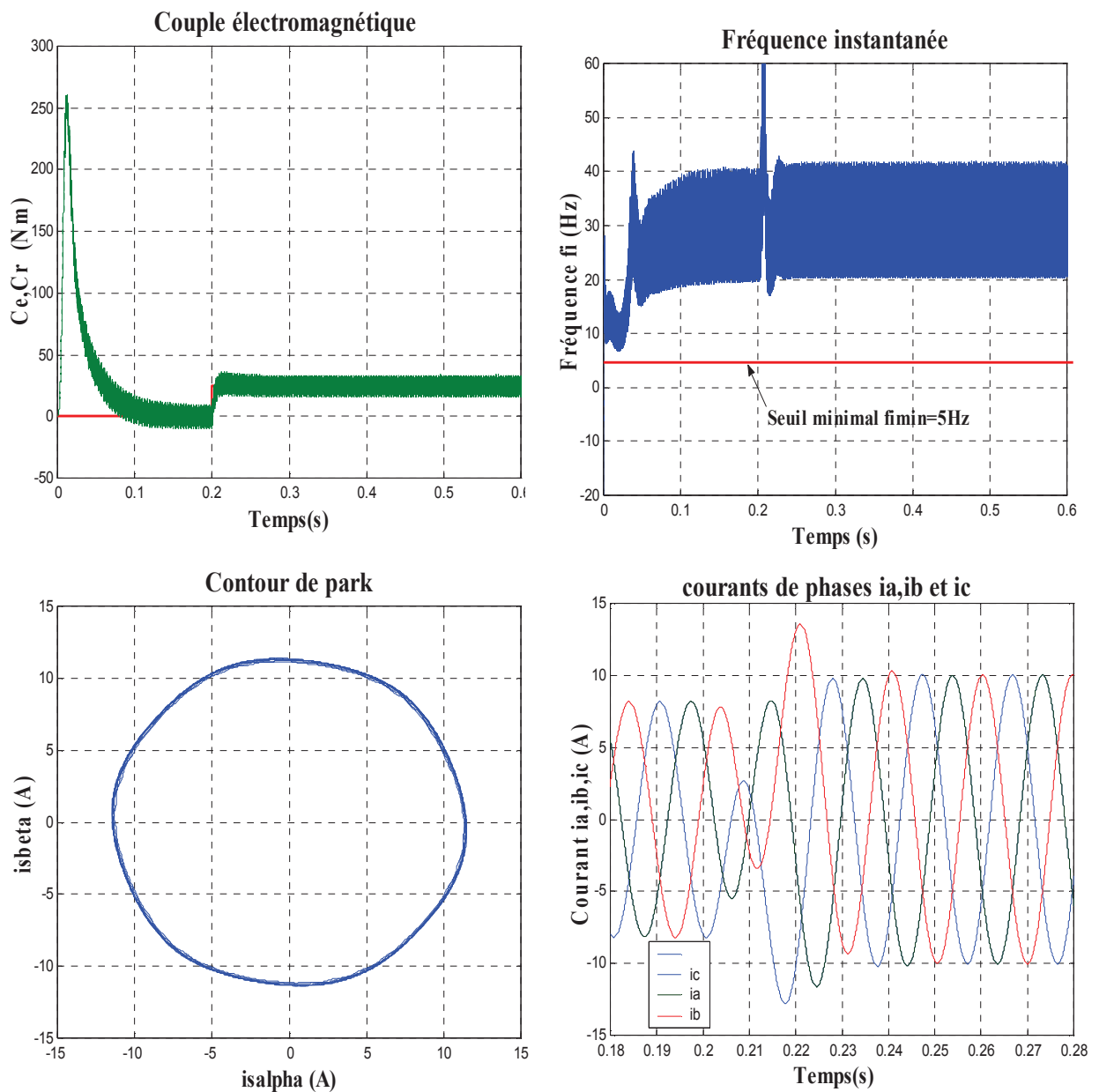


Figure (III.13) : Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la charge ($w_{ref} = 157$)

- **Test de robustesse : Effet de la variation de la vitesse**

Le deuxième test de robustesse concerne l'effet de variation de la vitesse de référence, le moteur étant pleinement chargé. $At = 200ms$, la vitesse de référence passe de $100rad/s$ à $157rad/s$. La figure (III.14) illustre le contour de Park du courant statorique, qui est parfaitement circulaire, aucune déviation n'est enregistrée. La fréquence instantanée estimée reste supérieure au seuil $f_{i_{min}}$ choisi, aucune fausse alarme. Les courants de phase évoluent selon le point de fonctionnement.

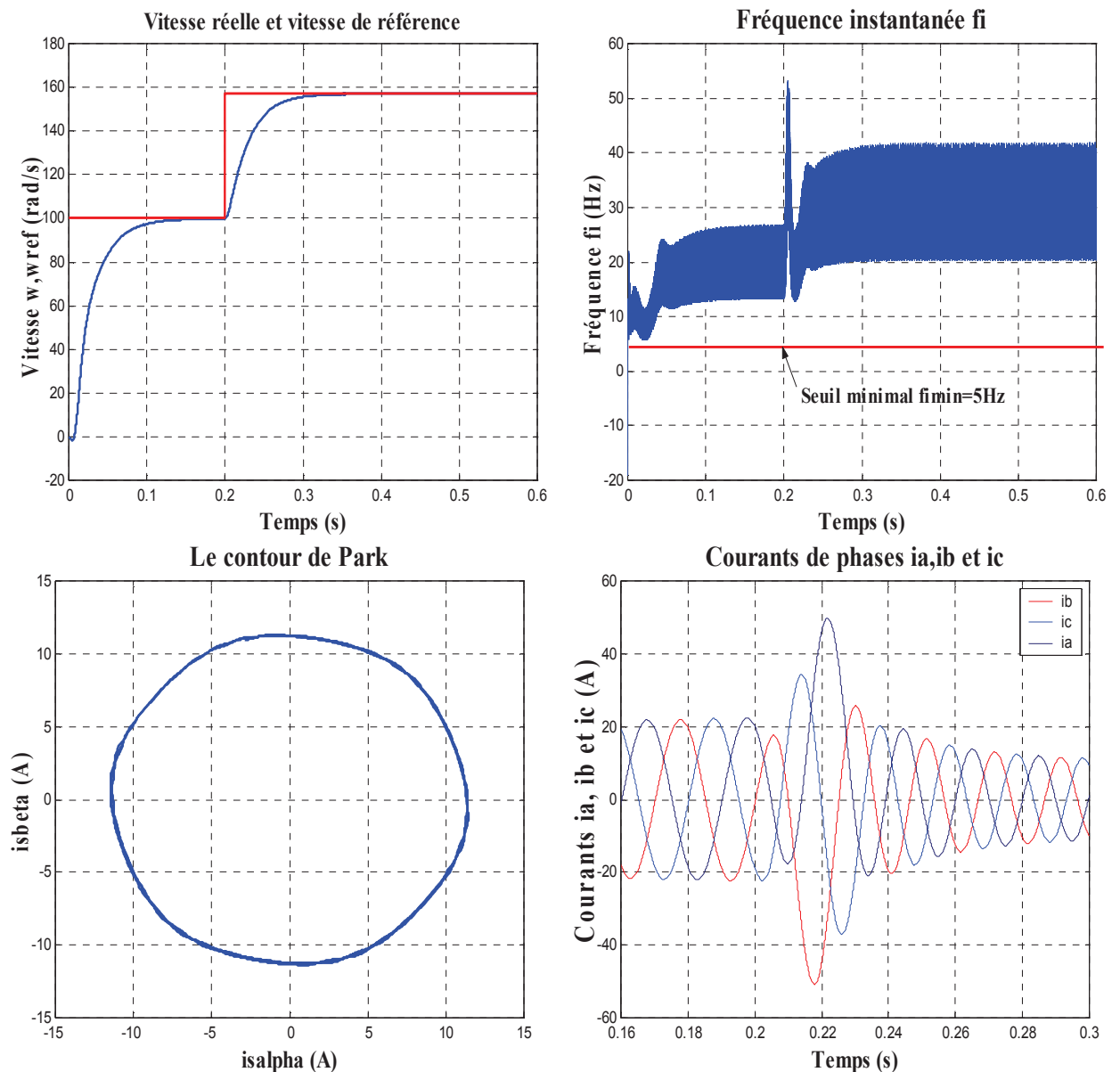


Figure (III.14) : Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse ($C_{enom}=25\text{ Nm}$)

III.5. Discussion

- Pour la première méthode, les figures (III.10 et III.11) montrent la forme du contour de Park lorsque survient un défaut d'ouverture d'un des deux semi conducteurs de premier bras de l'onduleur fonctionnant à une fréquence 2kHz. On peut voir l'effet du dysfonctionnement sur la déviation du contour du Park. Dans le cas d'ouverture de T_1 , le contour se déplace dans la direction $(-\alpha)$, par contre pour le cas d'un défaut d'ouverture de T_4 (semi conducteur complémentaire à T_1), le contour se déplace dans la direction $(+\alpha)$ figure (III.12). De même, pour les cas de défaut d'ouverture des deux semi conducteurs de la branche du milieu (T_2, T_5), si c'est T_2 , le rapport de déviation du contour de Park est $\psi = \sqrt{3}$ (en faisant une rotation de 30°) pour retrouver la position du contour du vecteur courant. Le sens opposé présente la déviation du reste de la demi période du contour de Park (pour le cas d'un défaut de T_5) figure (III.12). Pour le dernier bras le rapport de déviation est $\psi = -\sqrt{3}$ en faisant une rotation de 120° pour localiser les deux derniers Mosfet défectueux T_3 et T_6 .

L'évaluation du rapport ψ (ou $Arctg\psi$) constitue un bon moyen de diagnostic et détection de défaut dans le convertisseur.

- Pour la deuxième méthode, les courbes de la figure (III.12) ont été obtenues avec un fonctionnement en pleine charge (25Nm), la fréquence de l'onduleur est de 2kHz. On remarque que la fréquence instantanée estimée fi est inférieure à un seuil $fi_{\min} = 5Hz$ lorsqu'un défaut survient ce qui nous permet de considérer fi comme un bon indicateur de diagnostic.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes basées sur l'analyse du vecteur courant ont été étudiées. La première méthode concerne l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter les défauts dans le convertisseur à MLI. La seconde approche estime la fréquence instantanée du vecteur courant. Les deux méthodes étudiées et simulées peuvent s'appliquer pour les onduleurs à deux niveaux dans la pratique.

L'analyse des contours de Park dans le référentiel "Alpha, Bêta" et l'analyse de la fréquence instantanée estimée sont des outils efficaces pour le diagnostic et la localisation de défaut des semi conducteurs défaillants. Par ailleurs, si le défaut demeure, les systèmes de protection auront déjà réagi pour arrêter le processus.

Conclusion Générale

Le travail dans ce mémoire avait pour objectif la modélisation et le diagnostic de la machine asynchrone associé d'un convertisseur de puissance.

Dans le premier chapitre, on a présenté des modèles dynamiques du moteur asynchrone à cage et les transformations qui les lient, puis ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place les différentes fonctions de la commande.

Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus nous montrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

On sait que la résolution analytique du système d'équations régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile, même si ces équations sont à coefficients constants. Elle devient impossible si ces coefficients varient en fonction du temps, c'est le cas de la machine étudiée.

Pour faciliter la résolution on a appliqué la transformation de Park, qui effectue des changements de variable tels que les relations entre les variables soient plus simples que celles existants entre les variables réelles, on a pu établir un modèle de la machine.

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté une modélisation de l'onduleur de tension puis on a simulé ce modèle à six interrupteurs commandable à la fermeture et à l'ouverture dont on a utilisé une stratégie de commande qui se base sur deux signaux ; un signal sinusoïdal d'amplitude et de fréquence variable et le deuxième un signal triangulaire de fréquence très élevée « porteuse » ces deux signaux sont comparés, le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance ; l'étude de spectre de la tension de sortie montre

que l'on obtient un fondamental dont la fréquence et l'amplitude dépendent de celles de la référence et des harmoniques d'amplitudes importantes mais de fréquence proches de celle de la porteuse donc très élevées, si pour cela cette méthode est très utilisée dans les variateurs pour MAS.

Dans le dernier chapitre, deux méthodes basées sur l'analyse du vecteur courant statorique ont été étudiées. La première méthode concerne l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter les défauts dans le convertisseur à MLI. La seconde approche estime la fréquence instantanée du vecteur courant. Les deux méthodes étudiées et simulées peuvent s'appliquer pour les onduleurs à deux niveaux dans la pratique.

L'analyse des contours de Park dans le référentiel "Alpha, Bêta" et l'analyse de la fréquence instantanée estimée s'avèrent des outils efficaces pour le diagnostic et la localisation de défaut des semi-conducteurs défaillants.

Les résultats retrouvés sont acceptables à l'échelle simulation. Nous estimons qu'il est intéressant pour des études ultérieures et comme perspectives:

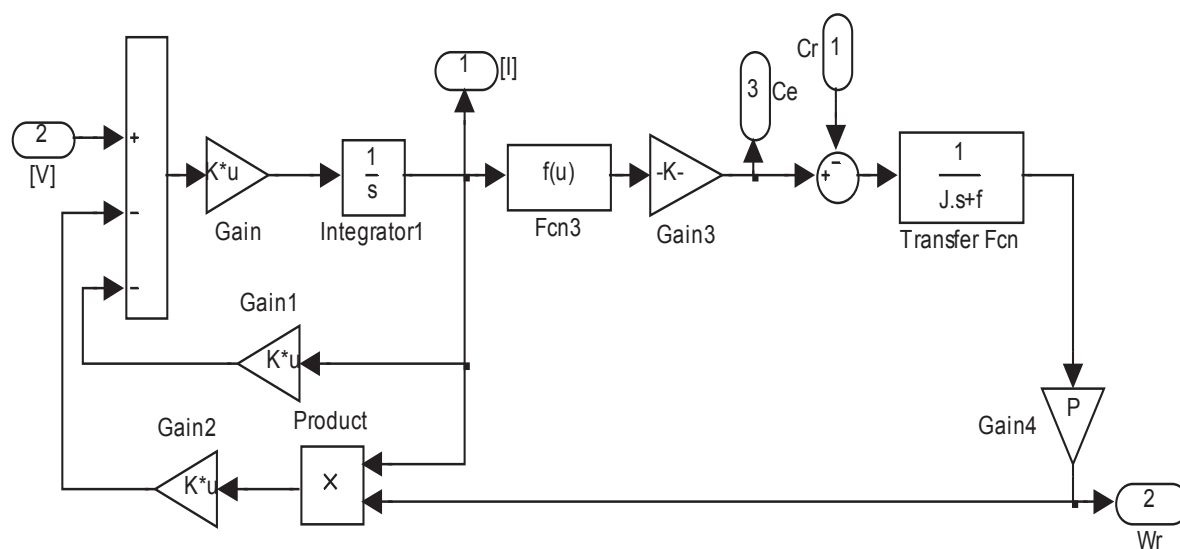
- Poursuivre plus en avant l'étude des défauts dans les convertisseurs, en particulier les défauts naissants et intermittents et l'effet du courant d'offset.
- Développer des algorithmes pour la surveillance et la détection puis l'isolation des défauts dans les onduleurs à MLI.
- Développer un algorithme de contrôle en temps réel avec des conditions pour la commande de l'ensemble machine asynchrone-onduleur à MLI. Cet algorithme sera conçu pour détecter la perte intermittente d'allumage de chaque composant de commutation à l'intérieur de l'onduleur.

Annexe

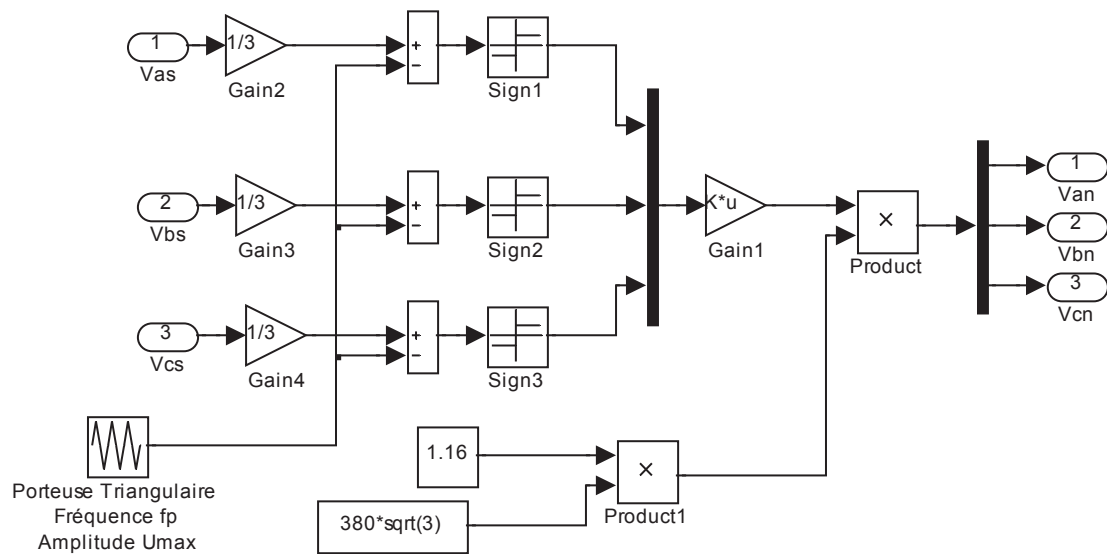
Les données du moteur asynchrone (MAS)

A	
Puissance nominale	$P_n = 4 \text{ KW}$
Tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 15 \text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 1,2 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1,8 \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0,158 \text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0,156 \text{ H}$
Inductance cyclique mutuelle	$M = 0,15 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,07 \text{ kg.m}^2$
Le couple résistant	$C_r = 25 \text{ N.m}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$n_p = 2$
La vitesse nominale	$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$
Coefficient de frottement	$f = 0.0004 \text{ I.S}$

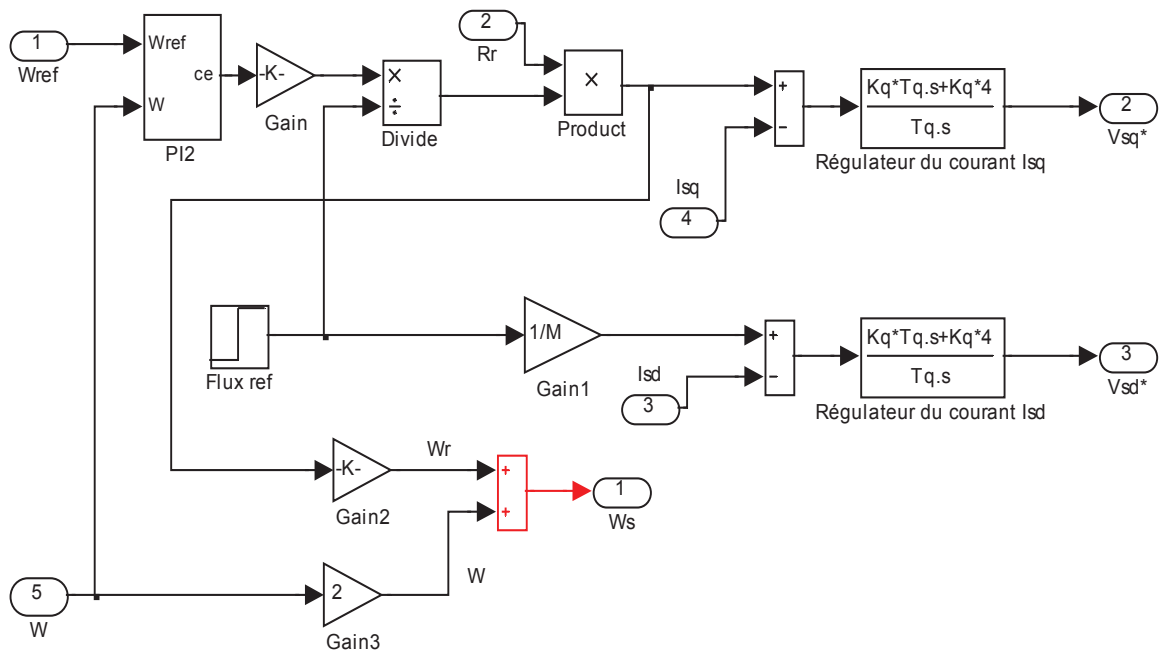
➤ Le modèle de la MAS sous SIMULINK/MATLAB :



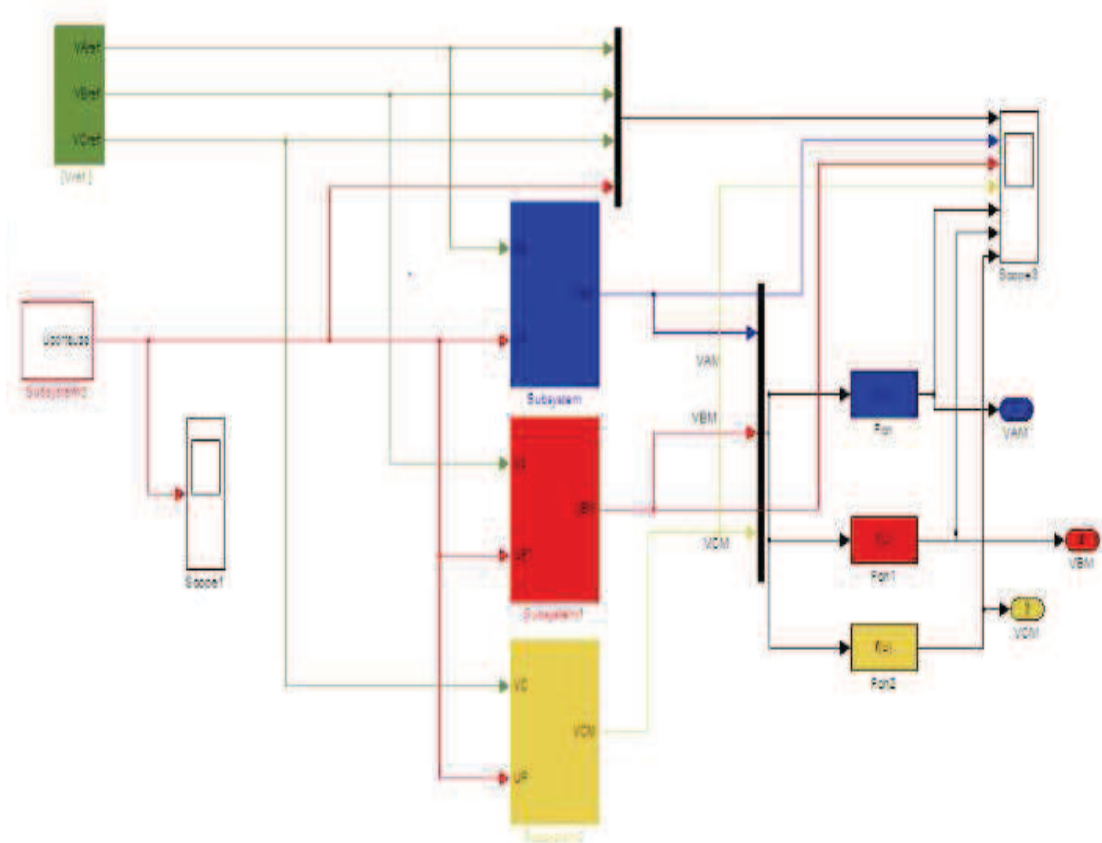
➤ **Le modèle de la commande de la technique MLI sous SIMULINK/MATLAB :**



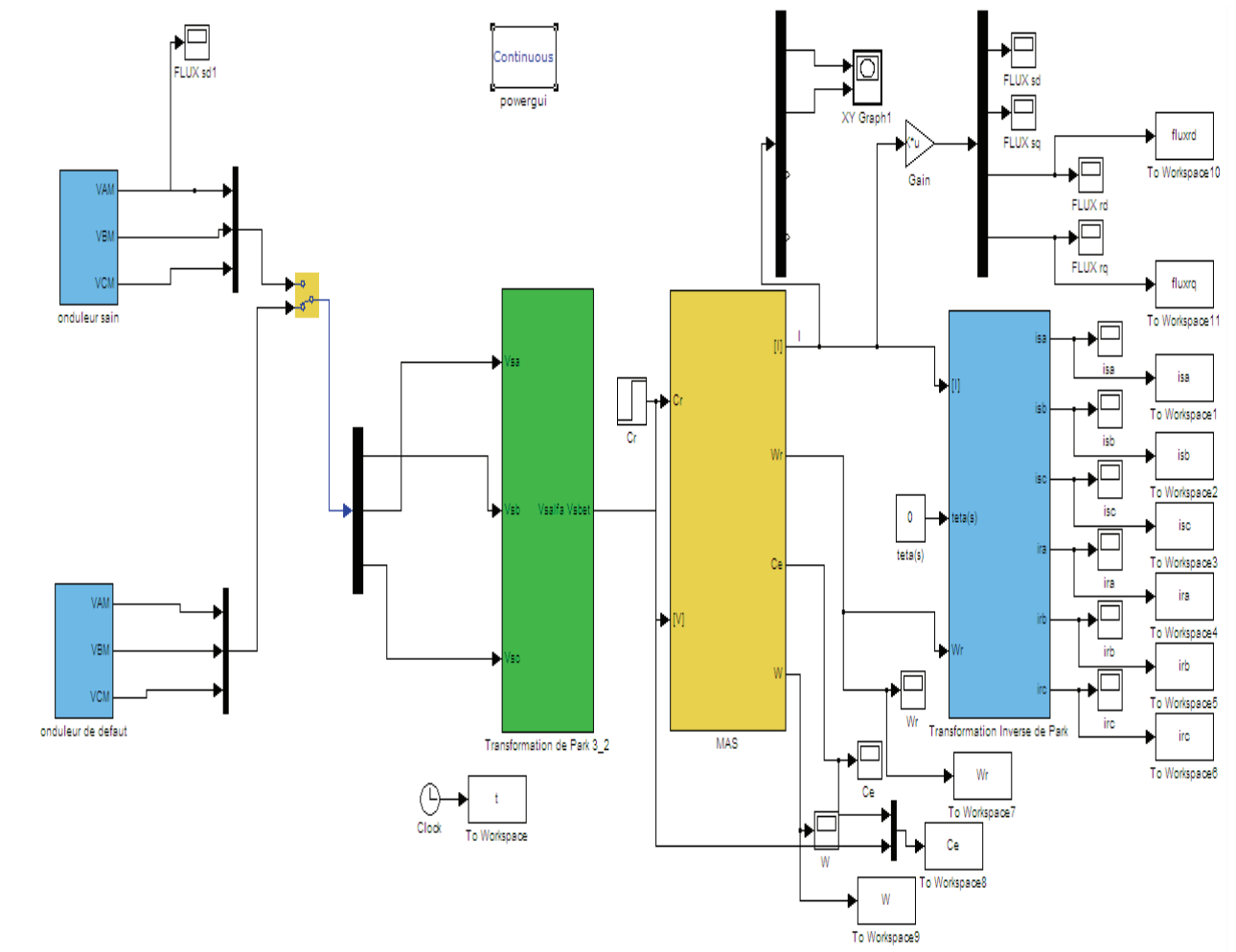
➤ **Le modèle de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS sous SIMULINK/MATLAB :**



➤ Modelisation du londeleur :



➤ **Schema bloc du Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone**



Bibliographie

- [1] L. Baghli, " Contribution à la commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [2] N. Roux, " Nouveaux mécanismes de commutation exploitant les protections intégrées des semi-conducteurs de puissance. Application à la conception de convertisseurs statiques à commutation automatique ", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [3] T.Boumegoura, " Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateur en vue du diagnostic ", Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Centrale de LYON en 2001.
- [4] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER, Modélisation et Commande de la machine asynchrone, « Editions TECHNIP, Paris (1995) »
- [5] J. CHATELIN, Machines électrique Tome 1, « Editions DUNOD, Paris (1983) »
- [6] P. BRUNET, Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones, « Note de cours, LTEG Henri BRISSON, Vierzon (2006) »
- [7] P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, « Thèse Doctorat, Toulouse (2004) »
- [8] H. RAZIK Modélisation de la machine asynchrone à cage. Application à la Simulation des moteurs à cage défaillante. Spectres des courants des moteurs défaillants, « Notes de cours, Université Henry Poincaré Nancy (2007) »
- [9] L. BAGHLI, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, « Notes de Cours, IUFM de Lorraine – UHP (2005) »
- [10] S. ZAIDI, Commande non Linéaire du moteur à induction, « Mémoire Magister, Batna (2006) »
- [11] B. DE FORNEL, Machines asynchrones (Alimentation et caractéristiques), « Technique d'Ingénieur D3620 Toulouse (2008) »
- [12] A. oritzmonroy, "Etude de montages redresseurs polyphasés pour le réseau d'alimentation électrique des avions", « Mémoire maitrise en génie électrique. Québec, Canada (2013) ».
- [13] M. Bachir, "Application a la machine asynchrone alimentée par des onduleurs de tension a deux et a trois niveaux", « thèse de magister en electrotechnique. Batna (2002) ».

- [14] A.Dissa, "Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire", «thèse de magister en électrotechnique. Batna(2002)».
- [15] F. Zidani, "Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue", Thèse de Doctorat d'Etat, Département d'Electrotechnique, Université de Batna, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, 2003.
- [16] K.S.Smith, L. Ran and J.pennan, " Real time detection of intermittent misfiring in a voltage-fed PWM inverter Induction Motor Drive ", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol 44, n° 4, August 1997, pp.468-476.
- [17] D. Diallo, M.E.H. Benbouzid, D. Hamad and X. Pierre, " Fault detection and diagnosis in an induction machine : A Pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector ",IEEE Trans. Energy conversion, Vol.20, n° 33, pp.512-519, September 2005.
- [18] A.J.M. Cardoso, and A.M.S. Mendes, "Converter fault diagnosis in variable speed DC drives, by Parks vector approach", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimaraes, Portugal.1996.
- [19] G.Seguirier, F.Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Tome 4: la conversion continu-alternatif ", Edition Lavoisier Tec & Doc, 1989.
- [20] R. Peugeot, S.Courtine, J.P. Rognon, « Fault Detection and Isolation on a PWM inverter by knowledge-based model », IEEE Transactions on Industry Application, Vol.34, N° 6, November/December 1998.
- [21] G. Séguier, " L'électronique de puissance-les fonction de base et leurs principales applications ", Edition Dunod, 1990.
- [22] M.S. Nait Said, « Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone : Robustesse contre les dérivées paramétriques- amélioration des performances énergétique», Thèse de Doctorat d'état, Université de Batna, 1999.
- [23] F.Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating field machines ", Siemens Review, N° 39, pp. 217 – 220, 1972.
- [24] J.Jung et K.Nom, " A dynamic de coupling control scheme for high-speed operation of induction motors ", IEEE Trans, on Aerospace and Electronics systems, Vol. 35, N° 2, pp; 566-578, April 1992.
- [25] CanudasWit C. & Roye D, " Commande des machines à courant alternatif ", l'INPG Ecole d'été d'automatique de Grenoble en 1997.

- [26] R. Peugot, S. Courtine, J.P. Rognon, "Fault diagnosis in DC/DC converter using fault tree analysis ", International Symposium on Diagnostic for Electrical Machines, Power Electronics and Drives LEEE-SDEMPED'97, Carry-le-Rouet, France, September 1997.
- [27] P.M. Frank, "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy- A survey and some new results ", Automatica, Vol. 26, pp.459-474, 1990.
- [28] H. Son, T. Kim, D.W. Kang and D.S. Hyun, "Fault diagnosis and voltage control when the three level inverter faults occur ", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany 2004.