

الشعبية الديمقراطية الجزائرية الجمهورية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعدحلبالبيدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Badache Houaria

pour l'obtention du diplôme master en Électronique option machines électriques

---

Thème

---

# Modélisation et commande d'une machine asynchrone associée à un onduleur MLI avec défaut dans le convertisseur

---

Proposé par : Mr. Hachelaf.R

Année Universitaire 2015-2016

### **Remerciement :**

Avant tout, nous remercions Dieu qui nous a donné la force et le courage pour finir ce travail.

A nos professeurs dont tout le mérite leur revient et dont la disponibilité et la persévérance ont fait de nous ce que nous sommes.

A notre aimable encadreur M. Hachelef qui nous a dirigés et accompagnés pendant cette période de travail.

A M.Boudina Abdelkader, le professeur Guessab Samir et le directeur technique de l'entreprise Algérie énergie M.Lounes Adnane pour leur soutien pendant notre réalisation de ce modeste travail.

A mes chers parents, mes chères sœurs et mes frères, spécialement Souad Badache qui n'ont jamais perdu confiance en ma personne qui m'ont soutenu et encouragé pendant mon long cursus.

A mes proches et amies, spécialement daouia, malika, Saber, Anissa, Hamza, Oussama, et tous ceux dont je n'ai pas mentionné leurs noms

A tous j'adresse mes remerciements les plus distingués.

***DEDICACE***

*A ma famille  
A mes amis  
Aux gents qui m'aiment et m'estiment....  
Je dédie ce mémoire.*

***HOUARIA***

---

## ملخص:

دراسة آلة غير متزامن يتطلب النموذج الذي يسمح لنا لمحاكاة سلوك النظام وتشغيله. تطور تصميمها، تحويل ارتباطه (العاكس) والضوابط الإلكترونية عالية الأداء مثل مكافحة ناقلات الأمراض غير مباشرة لضمان اتجاه تدفق. ومن المرجح أن يكون عيوب هيكلية مثل خلل إغلاق مفاتيح أشباه الموصلات التي يمكن أن تحدث أضرار بسبب الموالي ماس كهربائي الحالية التي تستخدم للتحليل الطيفي للإشارة من فوريه العاكس تحويل خيارات. **كلمات المفاتيح:** آلة غير متزامن, العاكس, مكافحة ناقلات الأمراض غير مباشرة, التحليل الطيفي.

---

**Résumé :** L'étude de la machine asynchrone nécessite une modélisation qui nous permet de simuler le comportement de ce système ainsi son fonctionnement. L'évolution de sa conception, son association a convertisseur (onduleur MLI) et a des commandes électroniques performantes telles que la commande vectorielle indirecte pour assurer l'orientation de flux. L'onduleur MLI est susceptible de présenter des défauts structurels tels que le défaut de fermeture ou ouverture des interrupteurs semi conducteur qui peut induire un endommagement de courant statorique pour cela on utilise l'analyse spectrale du signal par la transformée de Fourier rapide.

**Mots clés :** Machine asynchrone ; Onduleur MLI ; commande vectorielle indirecte ; analyse spectrale..

---

**Abstract:** The study of the asynchronous machine requires a modeling which enables us to simulate the behavior of this system thus its operation. The evolution of its design, its association has converter (inverter PWM) and has powerful electronic orders such as the IRFOC order to ensure the orientation of flow. Inverter PWM is likely to present defects structural such as the defect of closing or opening of the switches semi driver which can induce damage of stator current for that one uses the spectral analysis of the signal by the fast transform of Fourier.

**Keywords :** asynchronous machine, inverter PWM, IRFOC, spectral analysis.

---

### Liste des abréviations et acronymes :

#### Repère :

Ra : l'axe a de la phase rotorique de référence.

Rb : l'axe b de la phase rotorique de référence.

Rc : l'axe c de la phase rotorique de référence.

Sa : l'axe fixe a de la phase statorique de référence.

Sb : l'axe fixe b de la phase statorique de référence.

Sc : l'axe fixe c de la phase statorique de référence.

L'angle ( $\theta$ ) : définie la position du rotor/stator.

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

d, q : Axes de référentiel de Park.

#### Grandeurs électriques au stator :

$i_{abcs}$  : Courant statorique phase a, b, ou c.

$i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$  : les courants statoriques sur les axes a, b et c successivement.

$I_{ds}$  : Courant statorique sur l'axe d.

$I_{qs}$  : Courant statorique sur l'axe q.

$I_{os}$  : Courant statorique sur l'axe o.

$i_{qs}^*$  : Dérivée du courant statorique sur l'axe q.

$i_{ds}^*$  : Dérivée du courant statorique sur l'axe d.

$V_{as}$ ,  $V_{bs}$ ,  $V_{cs}$  : Les tensions statoriques sur les axes a, b et c successivement.

$V_{s abc}$  : Tension statorique phase a, b, ou c.

$V_{ds}$  : Tension statorique sur l'axe d.

$V_{qs}$  : Tension statorique sur l'axe q.

$V_{os}$  : Tension statorique sur l'axe o.

$V_{qs}^*$  : Dérivée de la tension statorique sur l'axe q.

$V_{ds}^*$  : Dérivée de la tension statorique sur l'axe d.

$\varphi_{as}$ ,  $\varphi_{bs}$ ,  $\varphi_{cs}$  : les flux magnétiques statoriques sur les axes a,b et c successivement.

$\varphi_{abcs}$  : Flux statorique phase a, b, ou c.

$\varphi_{ds}$  : Flux statorique sur l'axe d.

$\varphi_{qs}$  : Flux statorique sur l'axe q.

$\varphi_{os}$  : Flux statorique sur l'axe o.

$\omega_s$  C'est la pulsation statorique.

$R_s$  : Résistance statorique par phase.

$L_s$  : Inductance cyclique statorique.

$K_s$  : Transformation de park.

$\theta_s$ : L'angle électrique entre l'axe d et le stator

### **Grandeurs électriques au rotor :**

$i_{abcr}$  : Courant rotorique phase a, b, ou c.

$i_{ar}$ ,  $i_{br}$ ,  $i_{cr}$  : les courants rotoriques sur les axes a,b et c successivement.

$I_{dr}$  : Courant rotorique sur l'axe d.

$I_{qr}$  : Courant rotorique sur l'axe q.

$I_{or}$  : Courant rotorique sur l'axe o.

$i_{qr}^*$  : Dérivée du courant rotorique sur l'axe q.

$i_{dr}^*$  : Dérivée du courant rotorique sur l'axe d.

$V_{ar}$ ,  $V_{br}$ ,  $V_{cr}$  : les tensions rotoriques sur les axes a,b et c successivement.

$V_r abc$  : Tension rotorique phase a, b, ou c.

$V_{dr}$  : Tension rotorique sur l'axe d.

$V_{qr}$  : Tension rotorique sur l'axe q.

$V_{or}$ : Tension rotorique sur l'axe o.

$V_{qr}^*$  : Dérivée de la tension rotorique sur l'axe q.

$V_{dr}^*$  : Dérivée de la tension rotorique sur l'axe d.

$\phi_{ar}$ ,  $\phi_{br}$ ,  $\phi_{cr}$  : les flux magnétiques rotoriques sur les axes a,b et c successivement.

$\phi_{abcr}$  : Flux rotorique phase a, b, ou c.

$\phi_{dr}$  : Flux rotorique sur l'axe d.

$\phi_{qr}$  : Flux rotorique sur l'axe q.

$\phi_{or}$  : Flux rotorique sur l'axe o.

$\phi_r$ : Flux rotorique

$\phi_{dr}^*$ : Dérivée du flux rotorique sur l'axe d.

$\omega_r$  C'est la pulsation rotorique.

$R_r$  : Résistance rotorique par phase.

$L_r$ : Inductance cyclique rotorique.

$K_r$  : Transformation de park rotorique.

$\theta_r$  : L'angle électrique entre l'axe d et le rotor

### Paramètres du Modèle :

$n_s$ : vitesse de rotation en tr. min<sup>-1</sup>.

f: fréquence du réseau.

p: nombre de paire de poles.

$\omega = 2\pi f$ : pulsation en rad. s<sup>-1</sup>.

$\omega_s$ : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad. s<sup>-1</sup>.

$\Omega_s$ : La vitesse angulaire synchrone.

$\omega$  : C'est la pulsation mécanique.

$\phi_{dqor}$  : Flux de park rotorique.

$\phi_r^*$ : Le flux de référence.

$C_e^*$ : Le couple de référence.

$L_m$ : Mutuelle cyclique stator-rotor.

J : C'est l'inertie de la machine.

$C_r$  : C'est le couple résistant ou bien le couple de charge.

$f_v$  : Le coefficient dû au frottement visqueux.

$\Omega$  : vitesse mécanique

$p_{em}$  : La puissance électrique consommée par la machine

$C_e$ : Couple électromagnétique

X : Le vecteur d'état

$\sigma$ : Coefficient de description Blondel

u : Vecteur d'entrée ou bien vecteur de commande

y : Vecteur de sortie

h : C'est le pas de discrétisation.

f, h Fonctions d'état

$U_{ab}$ : tension composé.

$U_{bc}$ : tension composé.

$U_{ca}$ : tension composé.

$V_{an}$ : tension simple.

$V_{bn}$ : tension simple.

$V_{cn}$ : tension simple.

$T_i$  et  $T'_i$ : Les transistors

## Liste des abréviations et acronymes

---

f.é.m : force électromotrice.

S : Opérateur de dérivation partiel.

U<sub>0</sub> : tension initial de l'onduleur MLI.

C<sub>em</sub> : Couple électromagnétique.

C<sub>r</sub> : Couple résistant.

J: Moment d'inertie

p : Nombre de paire de pôles.

g : Glissement

P<sub>FS</sub>: Les pertes fer (pertes magnétiques).

P<sub>JS</sub>: Les pertes dans le cuivre due à l'effet joules.

P<sub>e</sub> : puissance électromagnétique.

P<sub>a</sub> : la puissance de moteur asynchrone.

P<sub>Jr</sub> : Les pertes par effet joules rotoriques.

P<sub>u</sub> : puissance utile.

τ<sub>r</sub>: la constante du temps rotorique.

K<sub>P</sub>, K<sub>I</sub> : Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI

IRFOC: Indirect Rotor Field Oriented Control.

FFT :Fast Fourier Transform.

MAS Machine asynchrone

TF: la transformée de Fourier.

TFD : la transformée de Fourier discrète.

T<sub>e</sub>: période d'échantillonnage.

N : nombre d'échantillon.

F<sub>e</sub>: Fréquence d'échantillonnage.

DSP : Digital Signal Processors sinon Densité Spectrale Puissance d'un signal.



**Table des figures :**

**Chapitre I : généralités sur la machine asynchrone :**

Figure (I.1) : représentation de moteur asynchrone.....4

Figure (I.2) : Photo du stator d'une machine asynchrone.....5

Figure (I.3) : Machine Asynchrone à Cage.....6

Figure (I.4) : Champ tournant de la MAS.....9

Figure (I.5) : Répartition des pannes.....10

**Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone :**

Figure (II.1) : Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé.....18

Figure (II.2) : La représentation des repères statorique, rotorique et park.....21

Figure (II.3) : Schéma de l'onduleur triphasé.....30

Figure (II.4) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine Asynchrone dans le référentiel (d, q) lors de démarrage (à vide, en charge et sur charge).....34

Figure (II.5) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine Asynchrone associe un onduleur MLI.....38

**Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone (field oriented control)**

Figure (III.1) : La représentation de l'orientation de l'axe (d) du repère statorique et park.....42

Figure(III.2) : La représentation de boucle de régulation et le modèle de la machine.....47

Figure(III.3) : la représentation de découplage par compensation.....48

Figure(III.4) : schéma de la commande IRFOC.....48

Figure(III.5) : la représentation de boucle de régulation de vitesse.....49

Figure(III.6) : la représentation de boucle de régulation de courant.....51

Figure (III.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone.....53

### Chapitre IV : Commande avec défaut convertisseur :

Figure (IV.1) : La représentation de la FFT du couple électromagnétique et en amplitude en fonction de fréquence.....	64
Figure (IV.2) : La représentation de la FFT du courant réelle de la première phase en amplitude en fonction de fréquence.....	64
Figure (IV.3) : La représentation de la FFT du courant réelle de la deuxième phase en amplitude en fonction de fréquence.....	65
Figure (IV.4) : La représentation de la FFT du courant réelle de la troisième phase en amplitude en fonction de fréquence.....	65
Figure (IV.5) : La représentation de la FFT du la vitesse en amplitude et en fonction de fréquence.....	66
Figure (IV.6) : La représentation de la FFT du couple électromagnétique en amplitude en fonction de fréquence.....	66
Figure (IV.7) : La représentation de la FFT du courant réelle de la première phase en amplitude en fonction de fréquence.....	67
Figure (IV.8) : La représentation de la FFT du courant réelle de la deuxième phase en amplitude en fonction de fréquence.....	67
Figure (IV.9) : La représentation de la FFT du courant réelle de la troisième phase en amplitude en fonction de fréquence.....	68
Figure (IV.10) : La représentation de la FFT du la vitesse en amplitude et en fonction de fréquence.....	68
Figure(IV.11.a) : présentation du vecteur de PARK dans le cas sain.....	69
Figure(IV.11.b) : présentation du vecteur de PARK dans le cas de défaut de courant de court circuit.....	69
Figure (IV.12) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur.....	71
Figure (IV.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur.....	72

**Table des matières :**

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Liste des abréviations et acronymes

Table des figures

Table des matières

Introduction générale.....1

**Chapitre I : généralités sur la machine asynchrone :**

I-1-Introduction.....3

I-2-Définition.....3

I-3-Constitution de la machine asynchrone.....4

I-3-1- le stator.....5

I-3-2-Le rotor.....6

I-3-2-1- Rotor Bobiné.....7

I-3-2-2- Rotor à cage.....7

I-3-3- Entrefer.....8

I-3-4-Les organes mécaniques.....8

I-4-Principe de fonctionnement.....8

I-5- Bilan énergétique d'un moteur asynchrone.....9

I-6-Présentation Des Différents Défauts.....10

I-6-1-Définitions et concepts .....10

I-6-2-Défaillance due au réseau d'alimentation .....11

I-6-3- Défaillance d'ordre mécanique.....	11
I-6-3-1-Les Défauts de Roulement.....	11
I-6-3-2-Les Défauts du Flasque.....	12
I-6-3-3-Défauts de l'arbre.....	12
I-6-4- Défaillances d'ordre électriques.....	12
I-6-4-1-Défauts statoriques.....	12
I-6-4-2-Défauts rotoriques.....	12
I-7-Les Méthode de diagnostic .....	13
I-7-1- Diagnostic par les méthodes internes.....	13
I-7-2-Diagnostic par les méthodes externes.....	15
I-7-3-Diagnostic par les Méthodes inductives.....	15
I-7-4-Diagnostic par les Méthodes déductives.....	15
I-8-Conclusion.....	15

**Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone :**

II-1- Introduction.....	16
II-2- Modélisation de la machine asynchrone alimentée à un réseau.....	17
II-2-1- Les hypothèses simplificatrices.....	17
II- 2-2-Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée.....	17
II-2-3-Equations électriques.....	18
II-2-4-Transformation de park.....	20
II-2-4-1-le principe .....	20
II-2-4-2-Choix de repère .....	22
II-2-4-3-Modèle d'état de la machine asynchrone dans un repère $d_q$ liée au champ tournant .....	23

II-2-5-Equations électriques.....	24
II-2-6-Equations mécaniques .....	25
II-2-7-Couples électromagnétiques.....	26
II-2-8- le modèle d'état .....	27
II-3-Modélisation de machine asynchrone alimentée à un onduleur.....	29
II-3-1-l'onduleur de tension.....	30
II-4-Simulation de la machine asynchrone.....	32
II-4-1-Simulation de la machine asynchrone alimentée au réseau .....	32
II-4-2-simulation de la machine asynchrone alimentée avec un onduleur MLI.....	36
II-5-conclusion .....	39

**Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone (field oriented control) :**

III-1-Introduction.....	41
III-2-Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	41
III-2-1- La mise en équation de la commande IRFOC.....	42
III-2-2-Estimation $\omega_s$ et $\theta_s$ .....	44
III-2-3-Le modèle d'état de l'IRFOC.....	46
III-2-4-Découplages.....	46
III-2-5- Schéma de la commande IRFOC .....	48
III-2-5-Calcul des régulateurs.....	49
III-2-5-1-Le régulateur de vitesse.....	49
III-2-5-2-Régulateur de courant $i_{ds}$ .....	50
III-2-5-3-Régulateur de courant $i_{qs}$ .....	52

III-3-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone.....	53
III-3-1-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone sans défaut .....	53
III-4- Conclusion.....	56

### **Chapitre IV : Commande avec défaut convertisseur :**

IV-1-Introduction .....	58
IV-2- La transformée de Fourier .....	58
IV-3-Méthodes d'analyses Temps-fréquence .....	59
IV-3-1-La transformée de Fourier rapide ou FFT .....	59
IV-3-2-Fenêtre d'observation.....	62
IV-4-Diagnostic de défaut par analyse du vecteur de Park.....	63
IV-5-Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT :.....	64
IV-5-1-Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT sans défaut dans le convertisseur.....	64
IV-5-2- Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT avec défaut dans le convertisseur...	66
IV-5-3-Discussions.....	69
IV-6-Analyse des courants statoriques par le vecteur de Park.....	69
IV-7-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur.....	70
IV-8-Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	74

Annexes

Bibliographie

### **Introduction générale :**

La machine asynchrone a longtemps été frottement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de fortes puissances, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. La plus grande utilisation de cette machine est due à la standardisation, à sa robustesse et à son bas coût d'achat et d'entretien. En fait, elle est présente dans des nombreuses applications et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, les industries chimiques et dans le transport (métro, train,...).[11]

Les moteurs à courants alternatifs utilisés dans les entraînements électriques à vitesse variable sont en grande majorité des moteurs asynchrones à cage, grâce à leur robustesse, leur puissance massique et leur faible coût. Cependant, il n'est pas exclu qu'il peut y apparaître des défauts dans la machine ou bien dans les convertisseurs de puissances. Le diagnostic et la surveillance d'un dispositif sont passés généralement par la connaissance de son comportement sain, la maîtrise totale des différents modes de fonctionnement est alors indispensable lorsqu'on envisage une surveillance avancée du processus. L'étude des entraînements relève tout à la fois de l'électrotechnique, de l'électronique de puissance, de la mécanique, de l'automatique et l'informatique. Il n'est pas possible de dissocier ces différentes disciplines.

L'application de la technique de l'analyse fréquentielle (FFT) et l'approche de vecteur de PARK pour le diagnostic et la classification de défaut du court circuit dans le convertisseur de puissance lors de la fermeture de l'un des interrupteurs. [16]

Ce système de surveillance permettra de fournir des informations sur le fonctionnement de la machine aux opérateurs qui l'exploitent. Il est capable aussi de provoquer dans les cas graves un arrêt de la machine ou de permettre au système de production de continuer de fonctionner en mode dégradé en cas de problème ne nécessitent pas un arrêt immédiat.

### **Organisation du mémoire :**

Ce travail s'inscrit dans le domaine de la détection et du diagnostic de défaut dans le convertisseur de puissance d'une machine asynchrone triphasée à cage par l'application des méthodes de traitement numérique de base utilisée est la transformée de Fourier rapide (FFT). L'analyse du courant statorique est plus riche en information, pour la détection et la classification des défauts électriques.

- ✓ Ce mémoire est organisé en quatre chapitres complémentaires :

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous donnons des généralités sur la machine asynchrone et les différentes techniques de diagnostic notamment le diagnostic interne et externe.

Dans le deuxième chapitre, nous avons évoqué à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en réseau et alimentée par onduleur de tension MLI. Il est essentiel de connaître la mise en équations du comportement dynamique des machines à courant alternatif pour en déduire les schémas fonctionnels à partir des quels la technique de diagnostic peut être conçue. À cet effet, nous avons essayé d'éclaircir le mieux possible la transformation de Park de moteur asynchrone pour obtenir un modèle analytique qui limite au mieux le comportement du système à diagnostiquer. À la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation sans défaut qui limite le comportement de la MAS à cage lors de l'alimentation par un réseau triphasé et par onduleur de tension.

Pour le troisième chapitre, nous l'avons consacré à la présentation et la modélisation de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone. Nous commençons par une modélisation de cette commande de la machine que nous le finissons par des simulations et l'interprétation du modèle sain et du modèle incluant des dysfonctionnements de type de court-circuit dans le convertisseur de puissance.

Pour le dernier chapitre, nous donnons des définitions et des propriétés sur la technique de diagnostic par l'analyse fréquentielle (FFT) et l'approximation du vecteur de PARK. Nous commençons par donner des généralités, les lois et l'algorithme de traitement numérique par la transformée de Fourier rapide pour la détection et la classification de défaut et nous terminons par données des résultats de simulations sont présentés et interprétés.



## Chapitre I :

### Généralités sur la machine asynchrone

#### I-1-Introduction :

L'utilisation des machines électriques est l'objet d'une évolution très rapide, les moteurs à courant alternatif ont tendance à remplacer les moteurs à courant continu dans de nombreuses applications en raison de l'handicap du collecteur mécanique, de l'évolution de la conception des machines à courant alternatif et de leur association à des commandes électroniques performantes.

Le développement de l'entraînement électrique est étroitement lié à l'ensemble des disciplines du génie électrique dont notamment :

- Les progrès de l'électronique de puissance ;
- L'apport de la modélisation et de la simulation, outils de conduite et de supervision ;
- Pour les machines électriques, le développement a conduit à des réalisations performantes de moteurs en termes d'accroissement de la puissance ou du couple grâce à l'emploi de matériaux magnétiques nouveaux.

#### I-2-Définition :

Les moteurs asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. [2]

On appelle machine asynchrone (MAS), une machine électrique de vitesse variable, à courant alternatif, qui a deux enroulements dont un seul (statorique) est alimenté par un réseau électrique de pulsation  $\omega_s$  ; alors que le deuxième (rotorique) est fermé sur lui-même (ou à cage d'écureuil), généralement ce type de machines est plus utilisée en moteur asynchrone (en triphasé). [15]

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc.... L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une

large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc...).

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. [3] [6]

Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un engouement prononcé depuis les deux dernières décennies.

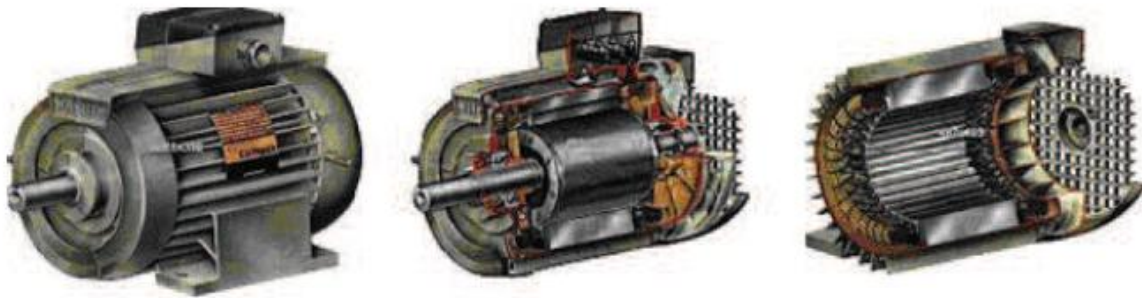


Figure (I.1) : représentation de moteur asynchrone. [16]

### **I-3-Constitution de la machine asynchrone :**

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- ✓ Le stator, partie fixe de la machine ou est connectée l'alimentation électrique.
- ✓ Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.

Entre ces deux armatures il y a l'entrefer.

- ✓ Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

## I-3-1- le stator :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. [15] [16]

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentrique. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplat de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électrique et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone. [9] [14]

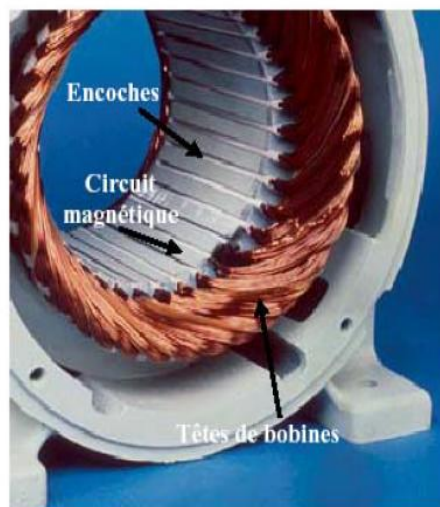


Figure (I.2) : Photo du stator d'une machine asynchrone. [16]

Le stator constitue l'inducteur du moteur et a pour rôle de créer un champ tournant dans l'entrefer de la machine.

Alimenté par un réseau triphasé de fréquence  $f$ , le stator crée  $2p$  pôles inducteurs et le champ magnétique tournant à la fréquence de synchronisme  $n_s$  telle que:

$$n_s = 60 \frac{f}{p} \text{ ou encore } \Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

$n_s$ : vitesse de rotation en  $\text{tr. min}^{-1}$

f: fréquence du réseau

p: nombre de paire de poles

$\omega = 2\pi f$ : pulsation en  $\text{rad. s}^{-1}$

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique  $\vec{B}$  tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (I.2)$$

$\Omega_s$ : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en  $\text{rad. s}^{-1}$ .

w: pulsation des courants alternatifs en  $\text{rad. s}^{-1}$   $w = 2. P. f$ .

P: nombre de paire de poles.

### I-3-2-Le rotor :

Le rotor n'est relié à aucune alimentation il tourne à la vitesse de rotation  $\omega$

Le rotor porte des barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches et réunies à leurs extrémités par deux couronnes en Aluminium, ce dernier est appelé « Cage d'écueillé ». Le courant dans ses barres est induit uniquement par le champ statorique. [15] [16]

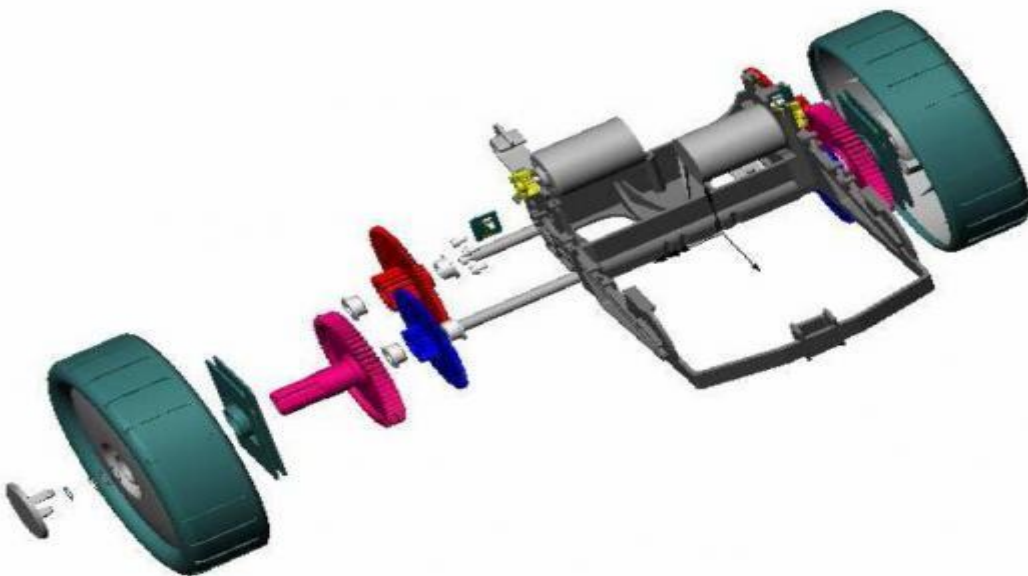


Figure (I.3) : Machine Asynchrone à Cage. [16]

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

### **I-3-2-1- Rotor Bobiné :**

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes. [3] [6]

Les conducteurs logés dans les encoches du rotor forment un enroulement triphasé, dont le nombre de pôles est le même que celui du stator. Les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois bagues solidaires de l'arbre de rotation. Des balais frottant sur ces bagues permettent d'accéder au rotor. [7] [15]

### **I-3-2-2- Rotor à cage :**

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator. [7] [15]

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. [6] [8]

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait,

son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service. [9] [14]

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

Des barres métalliques parallèles sont reliées par deux couronnes de faible résistance. Ce rotor, facile à construire, présente un faible coût.

### **I-3-3- Entrefer :**

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor. [15]

### **I-3-4-Les organes mécaniques :**

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance. [3] [8] [15]

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse. [6] [9]

### **I-4-Principe de fonctionnement :**

L'enroulement statorique reçoit de l'énergie électrique du réseau de pulsation  $\omega_s$ , ce qui crée un champ tournant à la vitesse angulaire synchrone  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$  ; ce champ, en balayant les barres rotoriques y induit des F.E.M et donc des courants. Ces courants induits produiront un champ

qui sera de sens opposé au champ statorique. Cela va produire un couple moteur qui entrainera la mise en mouvement du rotor dans les sens du champ tournant statorique. [15]

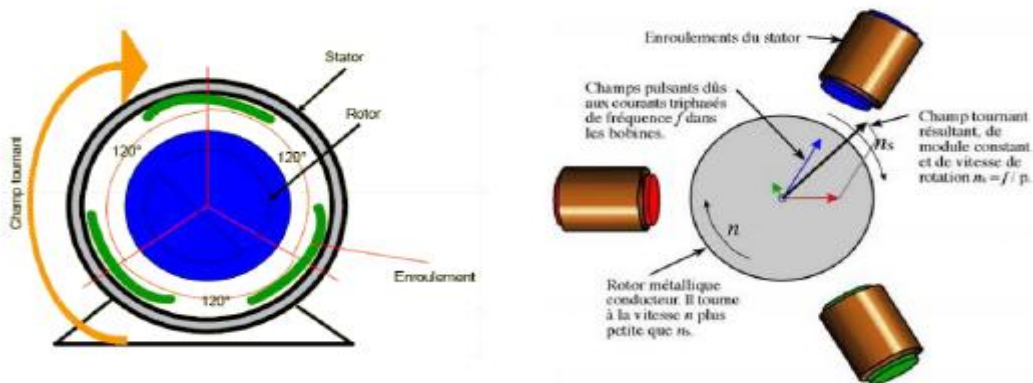


Figure (I.4) : Champ tournant de la MAS. [16]

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$\Omega_s = \frac{f}{p} \quad (I.3)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $\Omega_s$ ) diffère de celle du rotor ( $\Omega$ ), c'est-à-dire, lorsque  $\Omega \neq \Omega_s$ , car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque  $\Omega = \Omega_s$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport : 
$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.4)$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone.

### **I-5- Bilan énergétique d'un moteur asynchrone :**

Le moteur asynchrone absorbe du réseau une puissance est égale  $P_a = 3 V I \cos(\varphi)$ ; à travers les bornes statoriques ; une partie de cette puissance (1 à 2 %) est perdue dans le stator sous forme de pertes fer (pertes magnétiques)  $P_{Fs}$  et de pertes dans le cuivre due à l'effet joules  $P_{Js}$  ( $P_{Js} = 2RI^2$ ). [7]

La puissance restante ( $P_e$ ) est alors transmise au rotor par le champ tournant sous forme de puissance électromagnétique.

$$P_e = P_a - (P_{js} + P_{fs}) \approx P_a \quad (I.5)$$

Le rotor utilise cette puissance  $P_e$  pour deux utilisations :

- Une partie est gaspillée sous forme de pertes par effet joules rotoriques ( $P_{jr}$ ).
- L'autre partie se retrouve sous forme de puissance mécanique, qu'on appelle puissance utile ( $P_u$ ) disponible à l'arbre du moteur

$$P_e = P_a + P_{jr} \quad (I.6)$$

### I-6-Présentation Des Différents Défauts :

Le diagnostic de l'état d'une machine n'est possible que si l'on connaît les symptômes vibratoires associés à chaque défaut susceptible d'affecter la machine considérée, c'est à dire si l'on connaît les images vibratoires induites par ces défauts. La connaissance de ces images vibratoires et de la cinématique de la machine permet de formuler un diagnostic de l'état de la machine. Elles peuvent être électriques ou mécaniques [11]. Ces défauts peuvent être classés selon les statistiques suivantes :

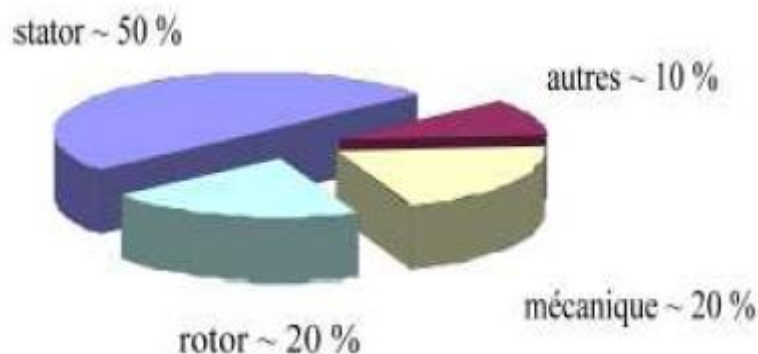


Figure (I.5) : Répartition des pannes. [11]

#### I-6-1-Définitions et concepts :

##### Les causes des défauts :

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes:

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survolage d'alimentation...
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement...



- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine. [11] [12]

### **I-6-2-Défaillance due au réseau d'alimentation :**

Les réseaux et les installations électriques sont le siège d'incidents de nature aléatoire, dont les plus fréquents sont:

- Court-circuit entre les phases.
- Coupure de phase d'alimentation.
- Déséquilibre des tensions d'alimentation.

Les répercussions de ces anomalies sur la continuité du service et le fonctionnement des équipements dépendent de la nature du défaut. Ce dernier est provoqué soit dans les réseaux aériens soit par des contraintes de nature:

- Climatique (pluie, foudre ...)
- D'environnement (branches d'arbres, plombs de chasses,...)
- Par suite de l'interconnexion des différents réseaux.

Il en résulte que les installations électriques peuvent subir un nombre difficilement prévisible de perturbations de tension dont l'influence se caractérise par, soit une chute de tension transitoire, soit une coupure brève. Dans les cas les plus graves, cela provoque la coupure de longue durée. [11] [12] [16]

### **I-6-3- Défaillance d'ordre mécanique :**

L'expérience acquise sur les machines tournantes a conduit à un répertoire de dysfonctionnements dont on peut citer, le déséquilibre massique des rotors, les défauts de palier, l'altération des rotors ou des stators, les défauts d'accouplements, les défauts de fixation, etc. [11]

#### **I-6-3-1-Les Défauts de Roulement :**

Tout les efforts dynamiques d'une ligne d'arbre sont soutenus et encaissées par les roulements. Ainsi ce sont les éléments les plus critiques d'une machine, donc les éléments à surveiller le plus. Alors, les constructeurs de systèmes de contrôle rivalisent d'ingéniosité pour réaliser le moyen d'analyse le plus performant. Les roulements, sont sans doute les organes les plus sensibles d'un parc machine. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abimé, écaille ou fissure, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Dans la plupart des cas, la dégradation par un écaillage d'une des pistes ou d'un élément roulant du roulement, produisant un choc à chaque passage. Les roulements défectueux génèrent des vibrations de fréquences égales aux vitesses de rotation de chaque

pièce du roulement. Ils correspondent aux billes, des rouleaux ou de la cage et au passage des billes sur les bagues. [12]

### **I-6-3-2-Les Défauts du Flasque :**

Les défauts créés par les flasques, de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machines.

### **I-6-3-3-Défauts de l'arbre :**

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture net de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. [12]

Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine.

### **I-6-4- Défaillances d'ordre électriques :**

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certains cas, être la cause d'un arrêt de la machine. Ces défaillances peuvent être classées en deux catégories bien distinctes.

Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques. [11] [12]

#### **I-6-4-1-Défauts statoriques :**

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui on résulte, suite à de grandes sollicitations de la machine accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement et l'échauffement des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile poussière et humidité viennent se déposer pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobine, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et courtcircuitant ainsi les conducteurs.

#### **❖ Les courts-circuits :**

Comme le déjà citer les différents défauts statoriques et puisque l'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. [11] [12]

#### **I-6-4-2-Défauts rotoriques :**

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème,

- Thermique (surcharge...)
- Electromagnétique (force en  $B_2(t)$ ...)
- Résiduel (déformation,...)

- Dynamique (arbre de transmission...)
- Environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit;

- Rupture de barres dans les machines asynchrones.
- Rupture d'une portion d'anneaux de court circuit dans les machines asynchrones
- Excentricités statique et dynamique

### **I-7-Les Méthode de diagnostic :**

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses mais on peut les classer suivant deux axes:

- L'usage des outils mathématiques qui permettent de modéliser les systèmes, les causes et les symptômes de défaillance, pour faciliter les démarches inductives et déductives, qui relèvent du domaine des méthodes de diagnostic interne. [12]
- L'usage des méthodes capables de reproduire sous forme informatique, les modes de raisonnement de l'homme. Ces derniers sont basés sur la discipline de l'intelligence artificielle et sont du domaine des méthodes de diagnostic externe.

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux grandes familles :

- Les méthodes internes et externes,
- Les méthodes inductives et déductives.

#### **I-7-1- Diagnostic par les méthodes internes :**

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle du système à surveiller, et s'il n'y en pas, on élabore un qui convienne (fiable et suffisamment précis). Ce modèle peut varier selon les objectifs. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Habituellement un modèle est une description formelle (mathématique) du système à surveiller. Mathématiquement on peut avoir plusieurs modèles du même système comme en automatique par exemple, peuvent être à temps continu ou discret, descriptibles au moyen d'équations différentielles ou d'équations aux différences. Un modèle peut aussi être très difficile à obtenir, de plus, il peut être plus ou moins approximatif. [11] [12]

Ces méthodes de diagnostic internes reposent sur la comparaison de mesures réelles sur le système à surveiller et des informations que fournit le modèle. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système:

- à un écart nul, correspond un fonctionnement de type normal.
- à un écart non nul, correspond un fonctionnement de type défaillant.

Ces méthodes internes se classent en deux grandes catégories ; les méthodes de redondance analytiques qui utilisent les techniques d'estimation d'état et les techniques d'estimation paramétriques qui ont pour but l'estimation des paramètres du modèle.

Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon le modèle utilisé:

**Modèle de simulation:** c'est une description de la structure physique et du comportement du système. Les modèles analytiques utilisés dans ce mode de diagnostic sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices. Les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle. [11] [12]

**Equation de parité:** d'après Patton et al une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaire peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système et les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tâche de diagnostic. [11] [12]

**Observateur:** Un modèle capable d'engendrer une approximation du vecteur d'état est appelé estimateur d'état ou observateur d'état. Le modèle est décrit sous une représentation de variables d'état. L'analyse du comportement des estimations des états qui ont un sens physique permet la réalisation du diagnostic. [11] [12]

**Estimation paramétrique:** La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consiste à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser la machine en fonctionnement sain et dégradé. Le type de défaut que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser. Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente. [11] [12]

**Modélisation des signaux:** Dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (rupture de barres, dégradations des roulements,...) se

traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine. [11] [12]

### **I-7-2-Diagnostic par les méthodes externes :**

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine par apprentissage.

Le module de reconnaissance utilise les observateurs issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet. Dans ces méthodes de diagnostic le facteur déterminant est l'algorithme de classification. [11] [12]

### **I-7-3-Diagnostic par les Méthodes inductives :**

Ces méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en avant. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut. [11] [12]

### **I-7-4-Diagnostic par les Méthodes déductives:**

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes. Une vérification des «effets trouvés par rapport aux effets possibles » permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut. Ce qui justifie notre raisonnement. Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets. [11]

### **I-8-Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté une description de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement et le principe du diagnostic et quelques définitions. Nous avons dressé une liste de définitions et concepts générales sur la machine à induction et ses différents types de défaillances.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter une description de modèle mathématique de la machine asynchrone ainsi que son alimentation, ensuite on présente sa simulation en alimentant par réseau et par convertisseur de puissance l'onduleur MLI.

### Chapitre II :

#### Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

##### II-1- Introduction :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- Les modèles en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu puisqu'elles répondent le mieux aux exigences demandées des actionneurs vu la simplicité de leur commande car les deux grandeurs couple- flux sont physiquement découplées.

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. [1] [2] [7]

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande. [8] [9]

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine ou on présentera un modèle générale associant la machine asynchrone à son alimentation.

### II-2- Modélisation de la machine asynchrone alimentée au réseau :

#### II-2-1- Les hypothèses simplificatrices :

Les modèles présentés pour la machine tiennent compte d'hypothèses présentées ci dessous.

- Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants. Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable.

On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.

- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.
- La symétrie de la machine.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.

#### II- 2-2-Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi / 3$ .

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables. [2] [3] [5]

La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

- soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents,
- soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage)

Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

La machine est représentée à la figure (II.1) par ses six enroulements dans l'espace électrique; l'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $R_a$  par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence  $S_a$ . Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.

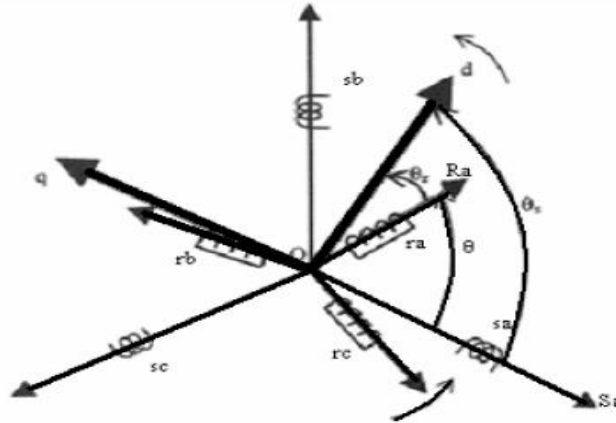


Figure (II.1) : Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé. [9]

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

### II-2-3-Équations électriques :

Le stator est constitué de 3 enroulements repartirent uniformément dans les encoches statoriques et décalé d'un angle  $120^\circ\left(\frac{2\pi}{3}\right)$ . Les mêmes propriétés s'appliquent au rotor qu'il soit cage d'écureuil ou bobiné les deux repères statoriques et rotoriques sont défini par :

$S_a$  considérée comme axe de référence et l'angle ( $\theta$ ) définie la position du rotor/stator

Les grandeurs statoriques (tension, courant et flux) sont exprimés dans un repère stationnaire qui le repère statorique :

**Stator:**

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

**Rotor:**

$$\begin{aligned} [V_{abcs}] &= [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \\ [V_{abcr}] &= [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] \end{aligned} \quad (\text{II. 2})$$

**Avec :**

$$[f_{abcs}] = \begin{pmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{pmatrix}, [f_{abcr}] = \begin{pmatrix} f_{ar} \\ f_{br} \\ f_{cr} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 3})$$



f soit courant, tension ou flux

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

$$[R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (\text{II. 5})$$

Les flux magnétiques sont exprimés en fonction du courant

$$\begin{aligned} [\varphi_{abcs}] &= [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcs}] \\ [\varphi_{abcr}] &= [L_{rs}][i_{abcr}] + [L_r][i_{abcs}] \end{aligned} \quad (\text{II. 6})$$

**Avec :**

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 8})$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

$[L_s]$  Matrice d'inductance propre et mutuelle entre phase statorique.

$[L_r]$  Matrice d'inductance propre et mutuelle entre phase rotorique.

$[L_{sr}]$  Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor.

$[L_{ls}]$  Matrice de fuite statorique.

$[L_{rs}]$  Matrice d'inductance mutuelle rotor-stator.

Finalement on obtient le système des équations différentielles :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] = [V_{abcs}] - [R_s][i_{abcs}] \\ \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = -[R_r][i_{abcr}] \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

Les courants statoriques et rotoriques sont exprimés en fonction de flux par :

$$[i_{abcs}] = ([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abcs}] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_{abcr}]) \quad (\text{II. 11})$$

$$[i_{abcr}] = ([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abcr}] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[\varphi_{abcs}]) \quad (\text{II. 12})$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] = [V_{abcs}] - [R_s][i_{abcs}] \\ \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = -[R_r][i_{abcr}] \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] = [V_{abcs}] - [R_s]([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abcs}] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_{abcr}]) \\ \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = -[R_r]([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abcr}] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[\varphi_{abcs}]) \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

### II-2-4-Transformation de Park :

#### II-2-4-1-le principe :

Dans le modèle d'état précédent les grandeurs statoriques sont exprimées dans un repère fixe par contre les grandeurs rotoriques sont exprimées dans un repère mobile de faite des termes trigonométrique continue dans la matrice des inductances mutuelle  $[L_{sr}]$  les coefficients d'équation différentielle sont variables et la résolution analytique est très délicate. [1] [8] [9]

**La transformation de park :** (Modèle de park) : s'obtient avec une transformation de repère triphasé en un repère déphasé qui n'est changement de variable sur les grandeurs physiques (tension courant et flux). Ce modèle conduit à des relations des équations différentielles de temps et à la relation d'état de l'équation de la machine. [1] [8] [9]

Les trois repères statorique, rotorique et park sont définis par :

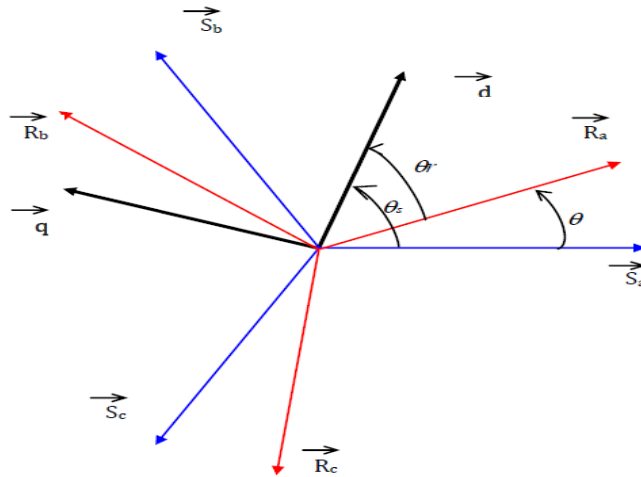


Figure (II.2) : La représentation des repères statorique, rotorique et Park. [17]

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est définie par la matrice [P]. Aux vecteurs originaux  $[V_{abc}], [i_{abc}], [\phi_{abc}]$ , la transformation de Park fait correspondre les vecteurs  $[V_{dq0}], [i_{dq0}], [\phi_{dq0}]$ , cette transformation de Park est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux  $[X_{dq0}] = [X_0 X_d X_q]$ .

Le vecteur  $X_0$  est représenté la composante homolaire, normale au plan formé par les vecteurs  $X_a, X_b$  et  $X_c$ , les vecteurs  $X_d$  et  $X_q$  représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs  $X_a, X_b$  et  $X_c$ , et sont donnée par :  $[X_{dq0}] = [P] \cdot [X_{abc}]$

La matrice de transformation des grandeurs statoriques est défini par :

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta_s & \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (II. 15)$$

La transformation inverse statorique :

$$[K_s]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 1 \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

Les grandeurs statoriques de Park sont définies par :

$$[f_{dqos}] = [K_s][f_{abcs}] \quad (\text{II. 17})$$

La transformation inverse de l'état :

$$[f_{abcs}] = [K_s]^{-1}[f_{dqos}] \quad (\text{II. 18})$$

Les grandeurs rotoriques de Park sont défini par :

$$[f_{dqor}] = [K_r][f_{abcr}] \quad (\text{II. 19})$$

Avec :

$$[K_r] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

Le même on peut calculer l'inverse :

$$[K_r]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

Remarque :

Le coefficient 2/3 permet de conserver les amplitudes des tensions, courants et flux

### II-2-4-2-Choix de repère :

Il existe trois choix :

- Un repère d-q stationnaire (liée au stator, fixe)

- Un repère d-q liée au rotor
- Un repère d-q liée au champ tournant (de pulsation  $\omega_s$ )

### II-2-4-3-Modèle d'état de la machine asynchrone dans un repère $d_q$ liée au champ tournant :

Si on choisi un repère dq liée au champ tournant  $\theta_s = \theta + \theta_r$

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  C'est la pulsation statorique.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$  C'est la pulsation rotorique.

$\frac{d\theta}{dt} = \omega$  C'est la pulsation mécanique.

### II-2-5-Equations électriques :

On peut écrire au stator :

$$[V_{dqos}] = [R_s][i_{dqos}] + [K_s] \frac{d}{dt} [[K_s]^{-1}[\varphi_s]] \quad (\text{II. 22})$$

$$[V_{dqor}] = [R_r][i_{dqor}] + [K_r] \frac{d}{dt} [[K_r]^{-1}[\varphi_r]] \quad (\text{II. 23})$$

$$[V_{dqos}] = [R_s][i_{dqos}] + [K_s][\varphi_{dqos}] \frac{d}{dt} [[K_s]^{-1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqos}] \quad (\text{II. 24})$$

$$[V_{dqor}] = [R_r][i_{dqor}] + [K_r][\varphi_{dqor}] \frac{d}{dt} [[K_r]^{-1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqor}] \quad (\text{II. 25})$$

On peut démontrer que :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [[K_s]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \omega_s \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 26})$$

$$[K_r] \frac{d}{dt} [[K_r]^{-1}] = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \omega_r \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 27})$$

Sachant que :

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad \Longleftrightarrow \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

On obtient :

❖ Stator :

$$\begin{cases} [V_{ds}] = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [\varphi_{ds}] - \omega_s \varphi_{qs} \\ [V_{qs}] = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [\varphi_{qs}] + \omega_s \varphi_{ds} \\ [V_{os}] = R_s I_{os} + \frac{d}{dt} [\varphi_{os}] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

❖ Rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [\varphi_{dr}] - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [\varphi_{qr}] - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \\ 0 = R_r I_{or} + \frac{d}{dt} [\varphi_{or}] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Pour les flux peut écrire :

$$[\varphi_{dqos}] = [K_s][L_s][K_s]^{-1}[i_{dqos}] + [K_s][L_{sr}][K_r]^{-1}[i_{dqor}] \quad (\text{II.30})$$

$$[\varphi_{dqor}] = [K_r][L_{sr}]^{-1}[K_s]^{-1}[i_{dqos}] + [K_r][L_r][K_r]^{-1}[i_{dqor}] \quad (\text{II.31})$$

On peut vérifier que :

$$[K_s][L_s][K_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$[K_r][L_r][K_r]^{-1} = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$[K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} = [K_r][L_s][K_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

$L_s = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}$  Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$  Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2}L_{sr}$  Mutuelle cyclique stator-rotor.

Résultats :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{os} = L_{ls} I_{os} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_m I_{ds} + L_s I_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_m I_{qs} + L_s I_{qr} \\ \varphi_{or} = L_{lr} I_{or} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

### II-2-6-Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine se déduit de loi fondamentale de la mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (\text{II.37})$$

$J$  : C'est l'inertie de la machine.

$C_r$  : C'est le couple résistant ou bien le couple de charge.

$f_v$  : Le coefficient dû au frottement visqueux.

$\Omega$  : vitesse mécanique avec  $\Omega = \frac{\omega}{p}$ .

$\omega$  : Pulsation mécanique.

$p$  : Nombre paire de pole.

### II-2-7-Couples électromagnétiques :

La puissance électrique consommée par la machine :

$$p_{em} = [V_{abcs}]^t [i_{abcs}] = ([K_s]^{-1} [V_{dqos}])^t ([K_s] [i_{dqos}]) \quad (\text{II.38})$$

$$p_{em} = [V_{abcs}]^t ([K_s]^{-1})^t [K_s] [i_{dqos}] \quad (\text{II.39})$$

On peut vérifier :

$$([K_s]^{-1})^t [K_s] = \begin{pmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3/2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$p_{em} = 3/2 (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) + 3V_{as} i_{as} \quad (\text{II.41})$$

Système équilibré :

$$p_{em} = 3/2 (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds}$$

## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

---

Dans un repère d-q liée au champ tournant, les grandeurs de park sont constantes

Donc :

$$p_{em} = \frac{3}{2} \left( (R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs}) i_{ds} + (R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}) i_{qs} \right)$$

$$p_{em} = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds})$$

**Remarque :**

Le premier représente les pertes joules statoriques tant dit que le second terme représente la puissance électromagnétique dans :

$$p_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \dots\dots(1)$$

La puissance électromagnétique s'exprime par au couple électromagnétique  $p_{em} = C_e \Omega_s$

$$p_{em} = C_e \frac{\omega_s}{p} \dots\dots(2)$$

$$(1)=(2)$$

$$p_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) = C_e \frac{\omega_s}{p} \quad \Longrightarrow \text{Donc :}$$

$$C_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.42})$$

**II-2-8- le modèle d'état :**

On définit le vecteur d'état par : 
$$X = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \omega \end{pmatrix}$$

On a: 
$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs}$$

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr}$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

$$\varphi_{dr} = L_m I_{ds} + L_r I_{dr}$$

$$\varphi_{qr} = L_m I_{qs} + L_r I_{qr} \quad \Longrightarrow \quad i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - L_m i_{ds})$$



$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr} - L_m i_{qs})$$

Après développement on obtient :

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{-\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = ?$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds}$$

On obtient :

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{-\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{dr}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qr} = 0$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qr} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ Coefficient de description Blondel}$$

Finalement : le modèle d'état de la machine est mis sous cette forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{-\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{-\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_{dr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{p}{J} \left( C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{p} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II. 43})$$

Remarque :

Ce modèle d'état est sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f(x, u) \\ y = h(u) \end{cases}$$

$x$  : C'est le vecteur d'état

$u$  : Vecteur d'entrée ou bien vecteur de commande

$y$  : Vecteur de sortie

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{ds}, \omega)^t, f, h \text{ Fonctions d'état}$$

Pour le choix des composantes de vecteur d'état nous avons la possibilité de choisir les flux et les courants ou de faire une combinaison.

### Résolutions du modèle d'état :

Résolution du modèle d'état implique c'est la détermination l'ensemble des variables d'état en fonction du temps.

Plusieurs méthodes numériques peuvent être utilisées, on se limite à la méthode d'Euler.

$$\left. \frac{dx}{dt} \right|_{tk} = \frac{x(k+1) - x(k)}{h} \quad \Longrightarrow \quad x(k+1) = x(k) + h \left. \frac{dx}{dt} \right|_{tk}$$

$$\text{Donc : } x(k+1) = x(k) + hf(x_k, u_k)$$

Pour un système multi variables non linéaire la méthode d'Euler s'écrit :

$$x(k+1) = x(k) + hf(x_k, u_k)$$

$$y(k+1) = h(x(k+1))$$

## II-3-Modélisation de machine asynchrone alimentée à un onduleur:

### II-3-1-l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors. Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). [13] [14]

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer :

Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire;

Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale;

Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On s'intéresse à la première technique. Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure. II.3) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $U_0 / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .

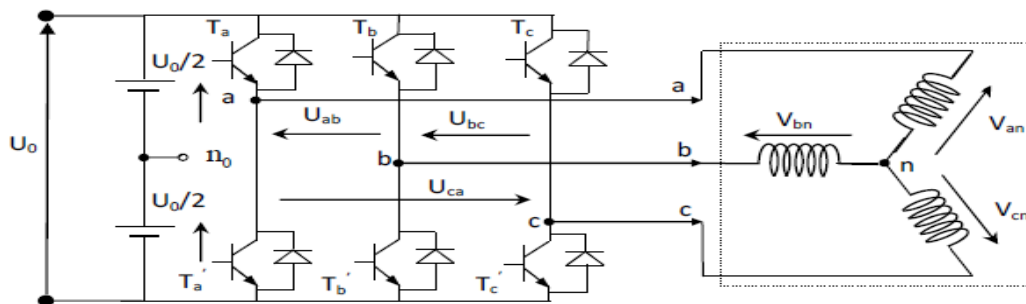


Figure (II.3) : Schéma de l'onduleur triphasé. [14]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$

Les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est fermée et  $T'_i$  est ouvert,
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est fermée.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II .44})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.47})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $S_i$  (1 ou 0)  $i=a, b, c$  on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.48})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

En remplaçant (II.48) dans (II.49), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant (II.49) dans (II.50), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

### ❖ Objectif de la Technique MLI :

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- ✓ Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie. [13]
- ✓ Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.

## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

---

- ✓ Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable. [13]

### ❖ Les techniques de commande MLI :

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. Trois types de MLI sont généralement utilisés [14]:

- ✓ **La MLI pré calculée:** consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer ces ratines harmoniques non désirables. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors envisageable. Plusieurs travaux d'intégration ont d'ailleurs été réalisés pour ce type de structure.
- ✓ **La MLI dent scie:** est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme dent scie à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.
- ✓ **La MLI vectorielle:** utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire la vectrice tension statorique  $V_s$  à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toute fois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

### II-4-Simulation de la machine asynchrone :

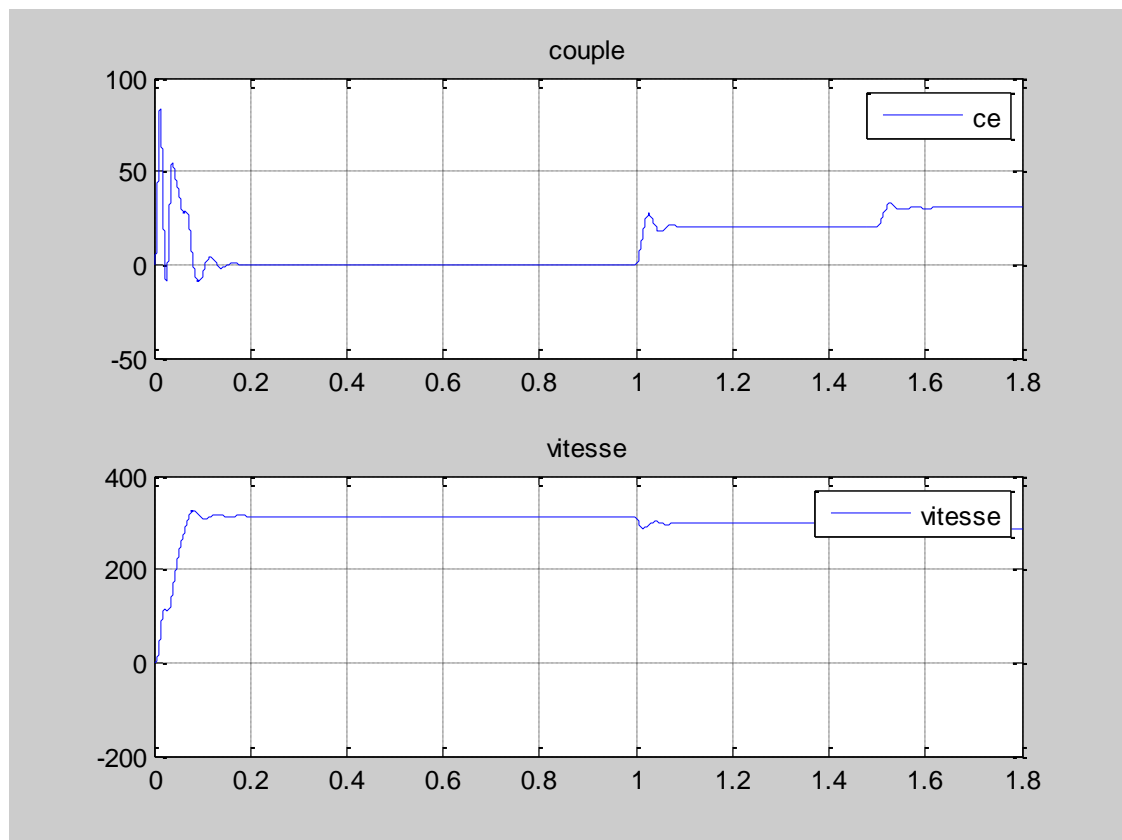
#### II-4-1-Simulation de la machine asynchrone alimentée au réseau :

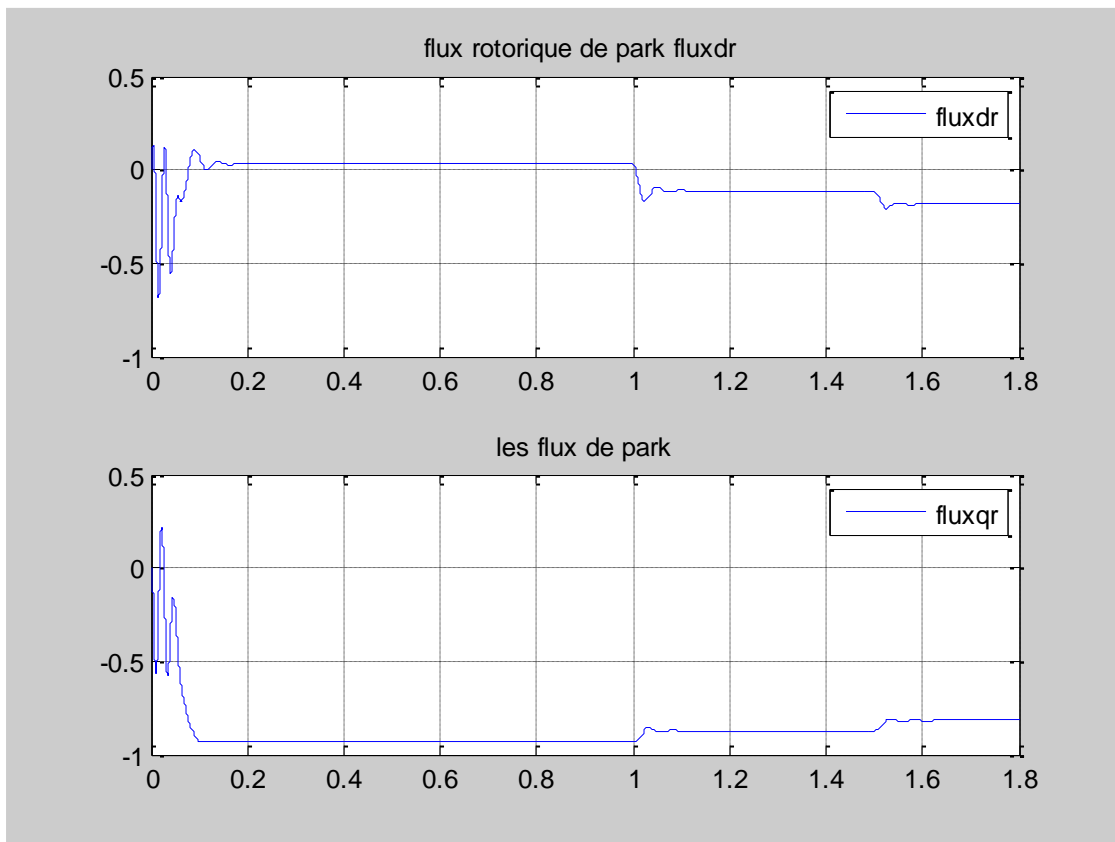
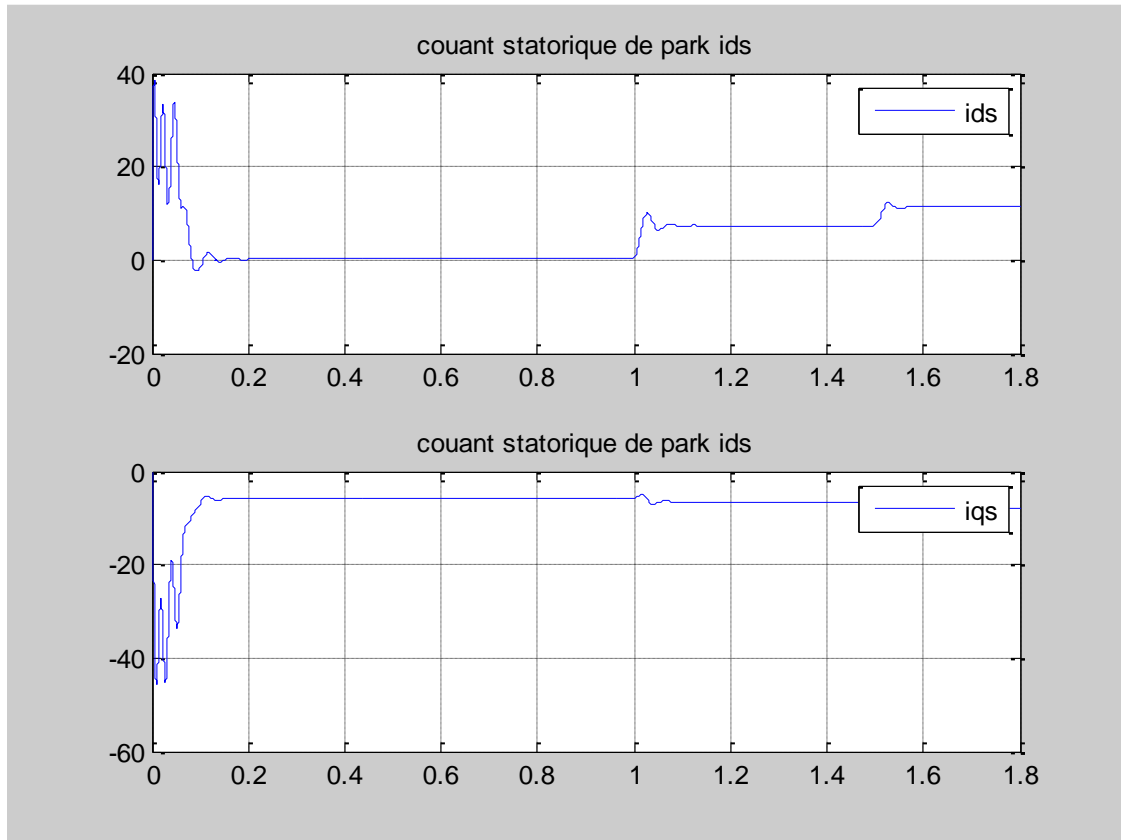
La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] permet de faire la simulation.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un programme en MATLAB 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. Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (II.43).

#### ➤ Résultats de simulation :

Démarrage (à vide, en charge et sur charge) : ( $C_r = C_{em}$  N.m à  $t = 1.5$ s sinon  $C_r = 1.5C_{em}$ ).





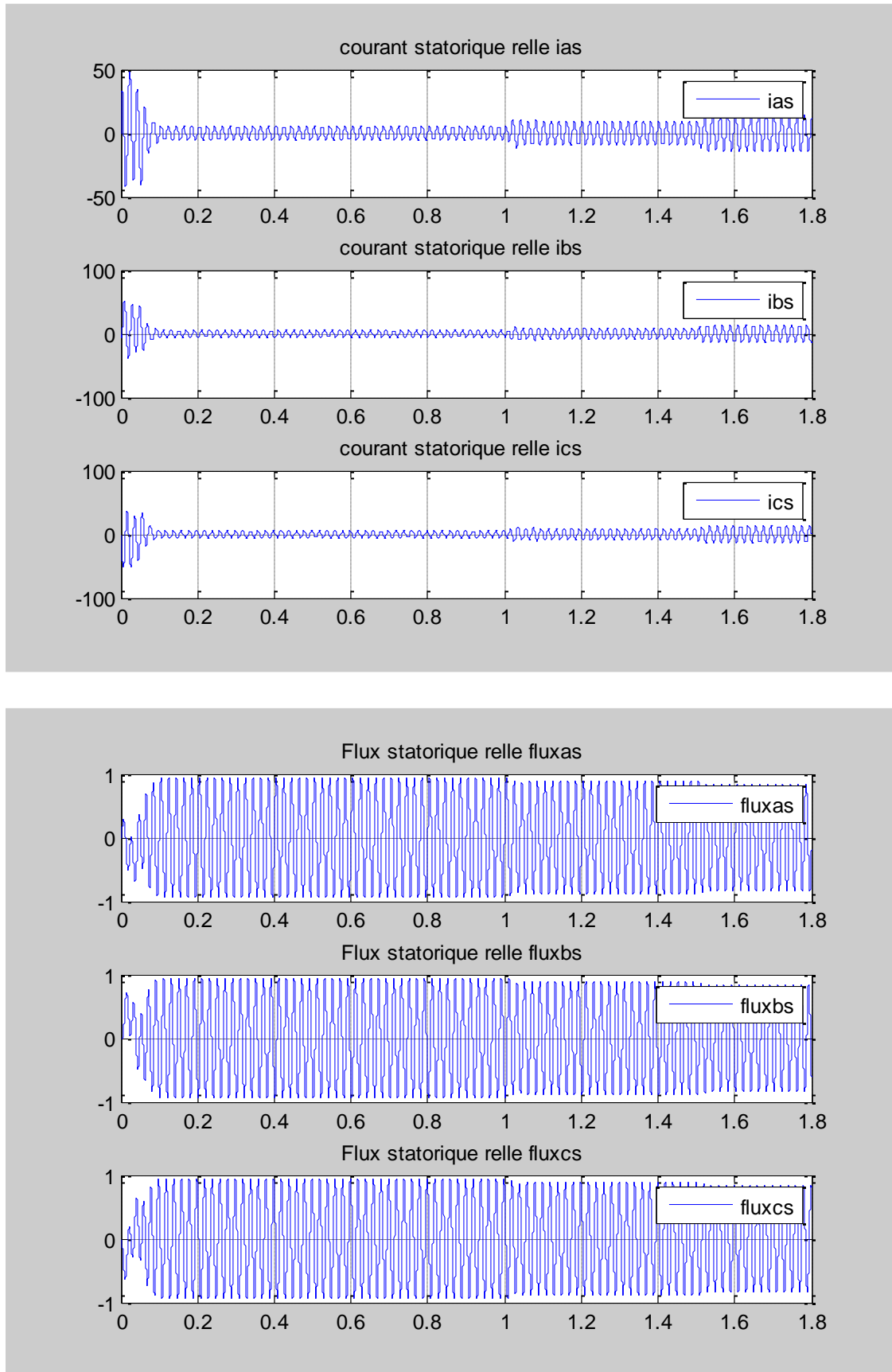


Figure (II.4) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine Asynchrone dans le référentiel (d, q) lors de démarrage (à vide, en charge et sur charge).



### ➤ Interprétation des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire. La Figure (II.4) 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 1 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. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant  $t=1$  s (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.

En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=C_{em}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=1$  s) et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure (II.4)

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.

La troisième étape, une perturbation du couple ( $C_r=1.5 C_{em}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=1.5$  s) et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure (II.4) dans le cas de surcharge d'un moteur asynchrone le moteur ne s'arrête pas mai il ralentie et le courant absorbe par le moteur augmente par rapport au courant nominal.

On note que la vitesse de la machine a vide elle est presque égale a la vitesse de synchronisme en charge la vitesse diminue et le couple résistant apparait.

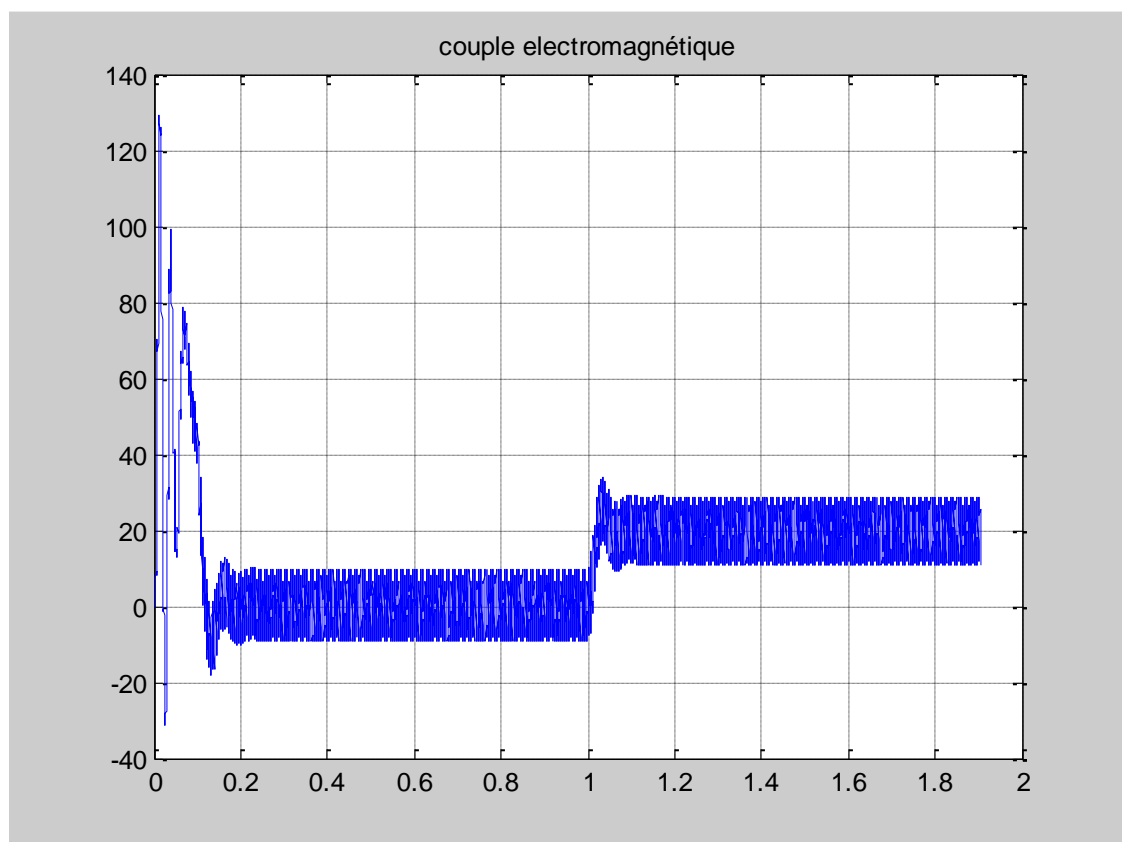
### II-4-2-simulation de la machine asynchrone alimentée avec un onduleur MLI :

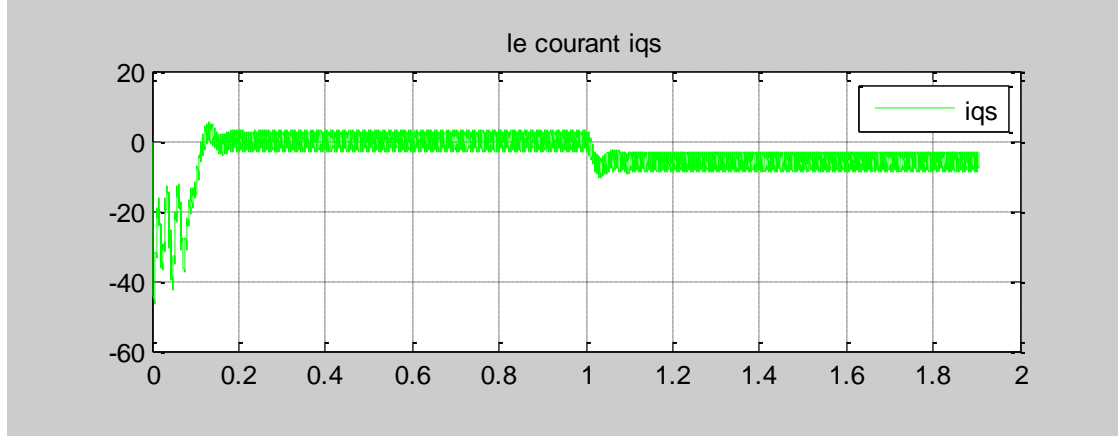
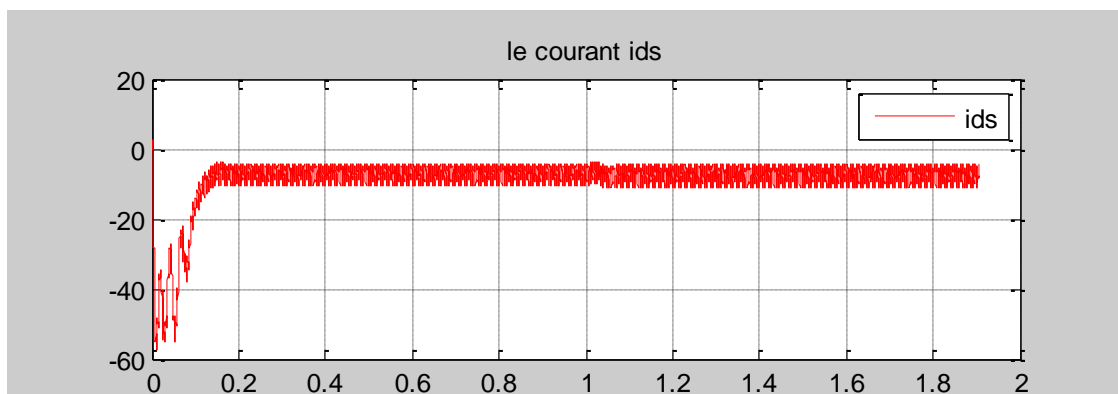
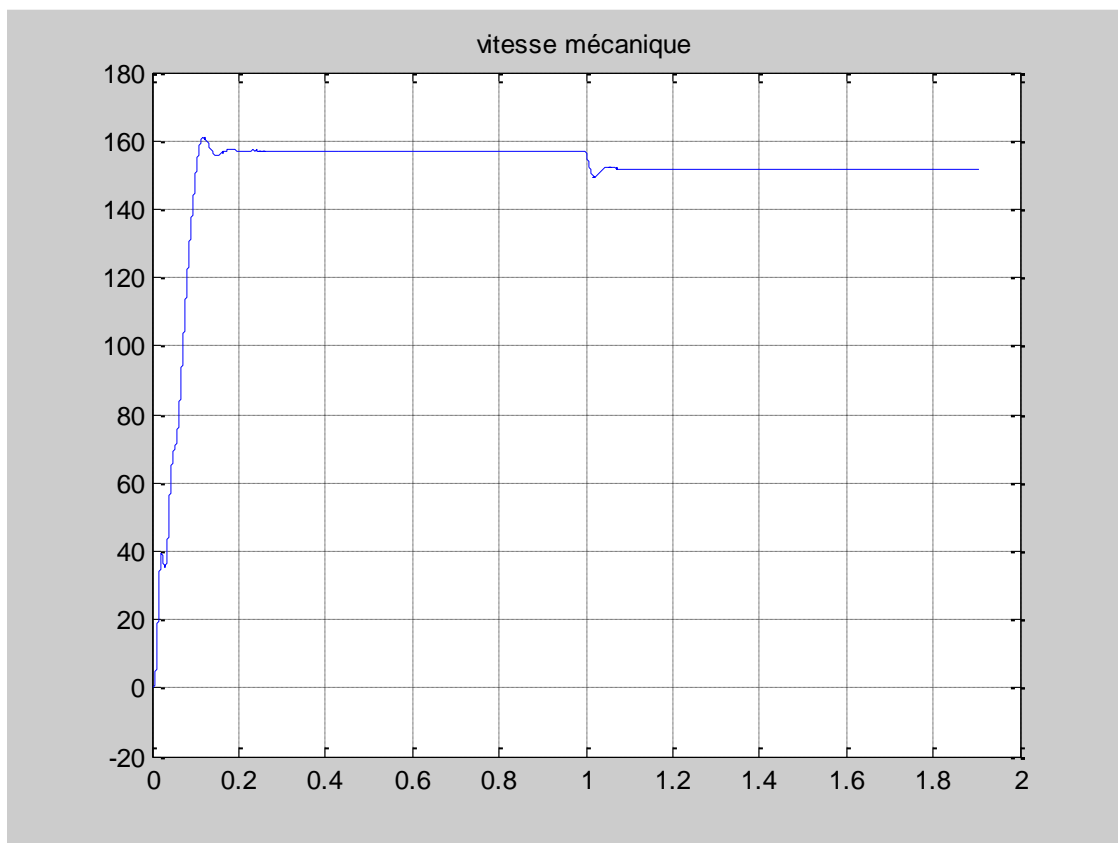
## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] et le modèle de l'onduleur MLI dont les paramètres sont données a l'annexe [B] permet de faire la simulation.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un programme en MATLAB dont les tensions délivré par l'onduleur MLI d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (II.43) et le modèle représenté par les expressions (II.50) et (II.51).

### ➤ Résultats de simulation :





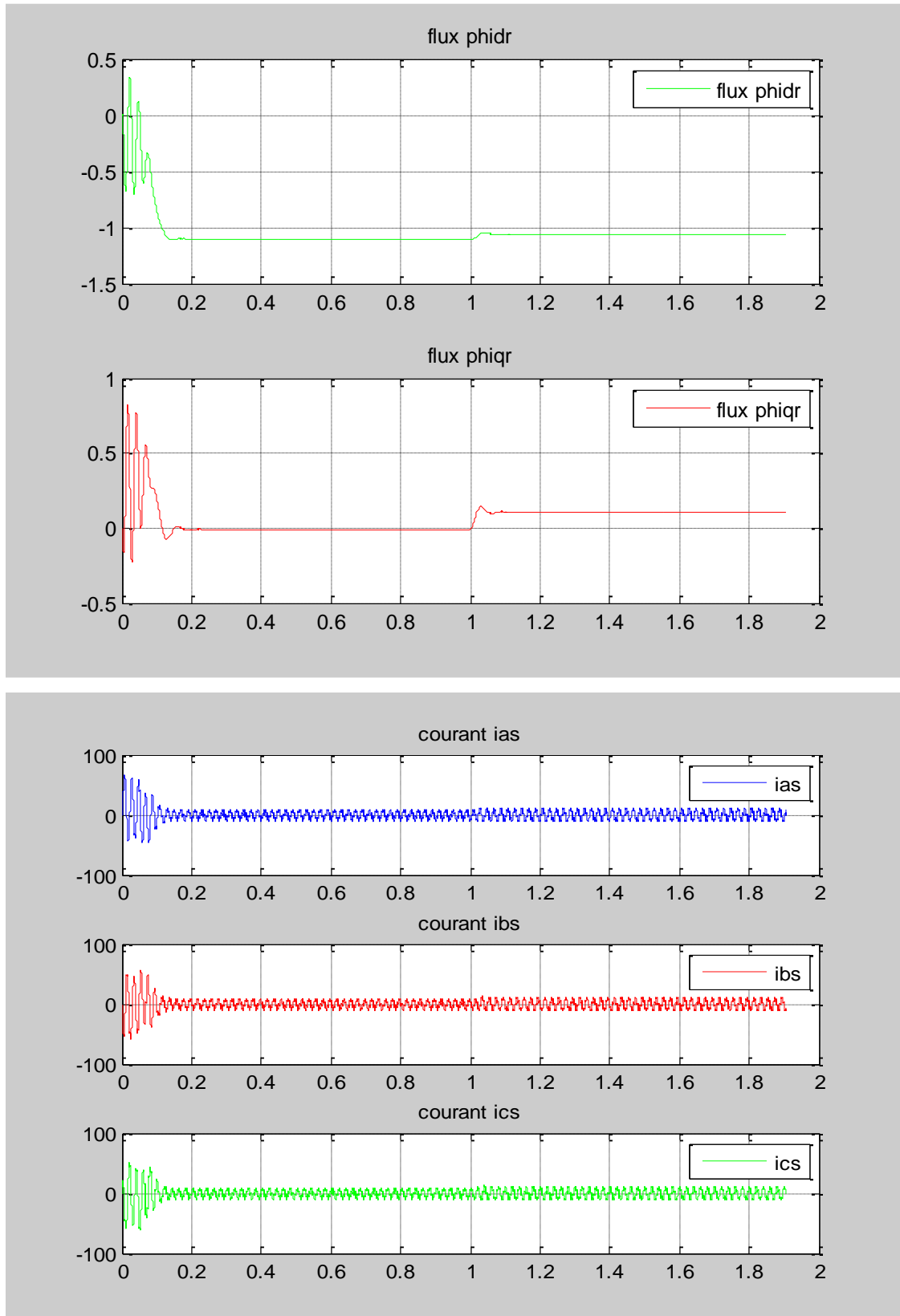


Figure (II.5) : Résultats de simulation du modèle en tension de la machine Asynchrone associe un onduleur MLI.

### ➤ **Interprétation des résultats :**

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 1 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 pulsatif, 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  $t = 1$  s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

### **II-5-conclusion :**

Dans ce 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 qu'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.

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..

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

## Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

---

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.

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

### Chapitre III:

#### Commande vectorielle d'une machine asynchrone (field oriented control)

##### III-1-Introduction:

Le Principe de la commande vectorielle est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en simulant avec la machine à courant continu à excitation séparée la commande vectorielle et initialement proposée en Allemagne au début des années 1970 en deux méthodes distinguées. [17]

Dans la première méthode de glissement ( $\omega_r$ : pulsation rotorique) tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux qui est développée par (HARSSSE) connue par IRFOC.

Dans la seconde on utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensables pour l'orientation du flux (Blaschke) connue par DFOC.

L'objectif de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre les deux grandeurs (couple et flux)

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple et donc de la vitesse d'entraînement. [17]

On présente dans notre chapitre la commande vectorielle indirecte.

##### III-2-Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) :

Dans le cas de la commande IRFOC, le flux rotorique est régulé (il est ni mesuré ni estimé).

Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$  cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_r$  estimée et la pulsation mécanique  $\omega$  mesurée.

Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux magnétique. [2] [4] [17]

### III-2-1- La mise en équation de la commande IRFOC :

Dans repère d-q lié au champ tournant, les équations de la machine MAS sont :

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

La mise en œuvre de la commande vectorielle est basé sur l'orientation du repère d-q tel que l'axe d soit confonde avec la direction du flux rotorique. [4] [5] [10] [17]

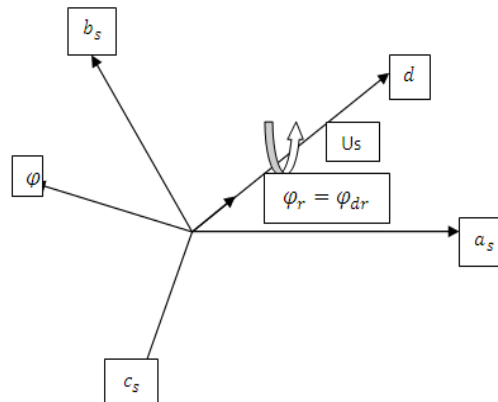


Figure (III.1) : La représentation de l'orientation de l'axe (d) du repère statorique, Park. [17]

L'orientation de l'axe (d) suivant le flux rotorique conduit à l'annulation de la composante en quadrature :

$$\begin{cases} \varphi_{qr} = 0 \\ \varphi_r = \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Des équations, les tensions rotoriques devient :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr}$$

$$0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr}$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$



D'où :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \omega_r \varphi_{dr}$$

Le flux statorique sont donnée par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - L_m i_{ds})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr} - L_m \varphi_{qs})$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m i_{qs}}{L_r}$$

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} - L_m i_{ds})$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} - \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs}$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) i_{qs} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \sigma i_{qs} \end{cases}$$

Des équations des tensions statorique s'expriment par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases}$$

Finalemment :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + R_s \sigma \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_s (L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr}) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

### III-2-2-Estimation $\omega_s$ et $\theta_s$ :

La pulsation statorique  $\omega_s$  est déterminée indirectement à partir de la pulsation mécanique et la pulsation rotorique suivant la relation fondamentale  $\omega_s = \omega + \omega_r$  avec :

$$\omega = p\Omega$$

$p$  : Nombre de paire de pole

$\Omega$  : Vitesse d'entraînement

$$\omega_r = \frac{-R_r}{\phi_{dr}} i_{qr} \quad (\text{III.5})$$

Donc :

$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \phi_{dr}} i_{qs}$$

$\tau_r = \frac{L_m}{R_r}$  la constante du temps rotorique

Pratiquement les grandeurs électromagnétiques (les courants et flux) convergent rapidement vers leurs valeurs de références. [17]

Pour simplifier l'exploitation de la relation précédente on adopte :

$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_{dr}^*}$$

La 2<sup>eme</sup> approche est basé sur le faite que :

$$\frac{d}{dt} \phi_{dr} = -R_r i_{dr} = -R_r (\phi_{dr} - L_m i_{ds}) \quad (\text{III.6})$$

$$\Rightarrow \frac{d}{dt} \phi_{dr} + R_r \phi_{dr} = R_r L_m i_{ds}$$

En régime permanent :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0$$

$$R_r \varphi_r^* = R_r L_m i_{ds}^*$$

$$\varphi_r^* = L_m i_{ds}^*$$

Finalement :

$$\omega_r = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \quad (\text{III.7})$$

En résumé :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \frac{L_m i_{qs}^*}{\tau_r \varphi_r^*} \\ \omega_s = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} + \omega \\ \omega = p\Omega \end{cases}$$

Sachant que :

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$$

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt$$

$$\theta_s = \int_0^t \left( \omega + \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) dt$$

Pour l'intégration numérique on utilise la formule d'Euler :

$$\theta_s(h+1) = \theta_s(h) + \omega_s h \quad (\text{III.8})$$

$h$  C'est le pas de discrétisation.

$\omega_s C$ 'est la dérivé en état précédent.

$\theta_s(h)$  C'est état précédent.

$\theta_s(h+1)$  C'est état actuelle.

**Remarque :** La commande IRFOC est très sensible à la variation de la constante de temps rotorique (suite à l'effet de la température). [17]

### III-2-3-Le modèle d'état de l'IRFOC :

L'écriture en modèle d'état (on posant  $(\varphi_{qr} = 0)$  conduit au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{-\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_{dr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = 0 \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (III.9)$$

$$\omega = p\Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{dr}) \quad (III.10)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} i_{qs}$$

#### Remarque :

Si on arrive à réaliser l'équation(III.10) le flux rotorique à une valeur de référence  $\varphi_r^*$  alors que le couple électromagnétique ne dépendra que du courant statorique  $i_{qs}$  comme dans le cas de la machine à courant continu (MCC). [17]

### III-2-4-Découplages :

Supposant que le module du flux rotorique ne varie que très lentement par rapport aux courant les équations de tension statoriques s'expriment dans le domaine de Laplace par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + SL_s\sigma) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + SL_s\sigma) i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (III.11)$$

Donc :

$$V_{ds} + e_{ds} = (R_s + SL_s\sigma) i_{ds}$$

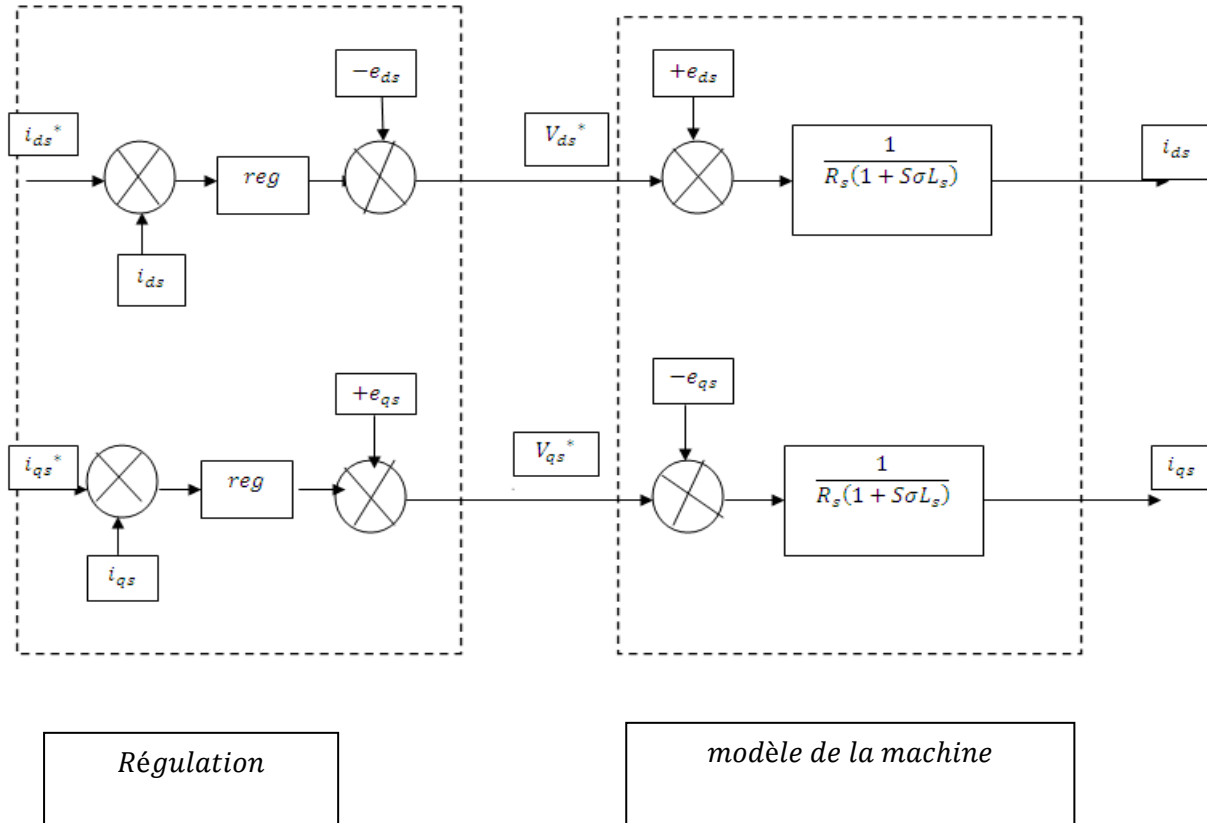
$$V_{qs} - e_{qs} = (R_s + SL_s\sigma) i_{qs}$$

Avec :

## Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

$$e_{ds} = \omega_s \sigma L_s i_{qs}$$

$$e_{qs} = \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r$$



Figure(III.2) : La représentation de boucle de régulation et le modèle de la machine. [17]

Les deux tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  influent sur les deux grandeurs (couple et flux). Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couples.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courants de manière à reposer les deux boucles de régulation (découplage par compensation).

Après compensation on obtient au schéma bloc plus simple pour les deux avec (d et q).



## Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

La vitesse est régulée à travers la boucle extrême du bloc la sortie de son régulateur représente le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  ou le courant de référence  $i_{qs}^*$ . Il est limité de manière à terme compte des caractéristiques de l'onduleur et du la surcharge de la machine  $i_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $i_{qs}$  issue de la mesure des courants réels, l'erreur sollicité du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $V_{qs}^*$  qui a son tour est limité. [17]

En parallèle avec cette boucle interne. On trouve une boucle de régulation de  $i_{dr}^*$ . le courant  $i_{qs}^*$  est calculer à partir du flux à imposer, ce flux correspond a sa valeur nominale. Au delà cette zone, on procède au de fluxage de la machine pour pouvoir attendre des vitesses supérieur.

Le couple maximale que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de fluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les traitements) pendant la marche normale. La sortie du régulateur de  $i_{ds}$  donne la tension de référence  $V_{ds}^*$ . [17]

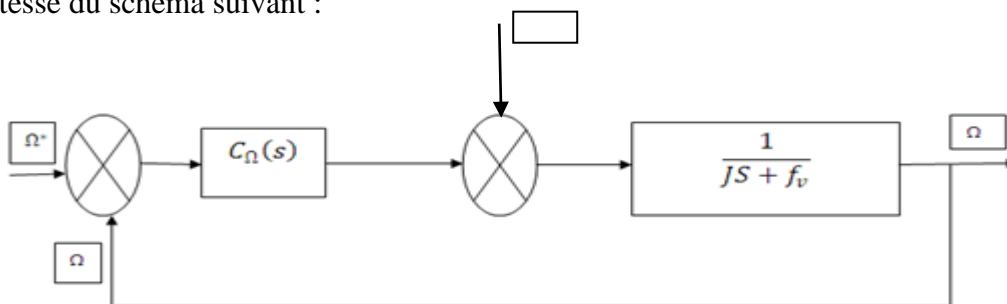
### III-2-5-Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à action PI sont très répondu dans le domaine de la commande des machines électriques l'action P assure la rapidité de la réponse dynamique et l'action I élimine l'erreur statique en régime permanent. [13] [17]

Dans le cas de la commande IRFOC il ya 3 régulateurs un pour la régulation de la vitesse  $\Omega$  et les deux autres pour la régulation des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . [13] [17]

#### III-2-5-1-Le régulateur de vitesse :

Les paramètres du régulateur de vitesse sont définis à partir de la boucle de régulation de vitesse du schéma suivant :



Figure(III.5) : la représentation de boucle de régulation de vitesse. [17]

## Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

---

Le correcteur PI est défini par :

$$C_{\Omega}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (\text{III.13})$$

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} (C_e - C_r) \quad (\text{III.14})$$

D'où :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left( K_P + \frac{K_I}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} C_r$$

$$\Omega = \frac{\left( \frac{K_P \Omega}{K_I \Omega} \right) s + 1}{\frac{J}{K_I \Omega} s \frac{(K_P \Omega + f_v)}{K_I \Omega} s + 1} \Omega^* - \frac{s \cdot C_r}{Js^2 + (K_P \Omega + f_v)s + K_I \Omega}$$

Le dénominateur de cette fonction et de la forme canonique :

$$G(s) = \frac{1}{w_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{w_n} s + 1 \quad (\text{III.15})$$

Pour le calcul des paramètres  $K_P \Omega$  et  $K_I \Omega$  résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_I \Omega} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{K_P \Omega + f_v}{K_I \Omega} = \frac{2\varepsilon}{w_n} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Sachant que  $t_r 5\%$  de la valeur finale est :

$$t_r 5\% = \frac{3}{\varepsilon w_n}$$

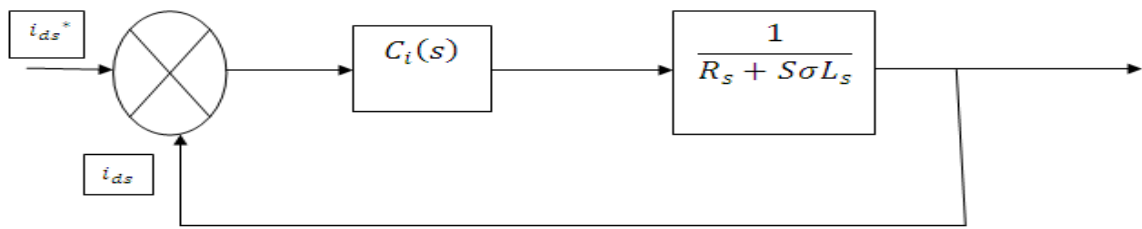
Des gains  $K_P \Omega$  et  $K_I \Omega$  sont déterminés pour un coefficient d'amortissements :

( $\varepsilon = 0.7$ ) et  $t_r 5\%$  (0.1s jusqu'aux 1s)

### III-2-5-2-Régulateur de courant $i_{ds}$ :

Après le découplage, la boucle de régulation de courant  $i_{ds}$  et représenter par :





Figure(III.6) : la représentation de boucle de régulation de courant. [17]

La fonction de transfert de PI courant :

$$C_i(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} \quad (\text{III.17})$$

La fonction de transfert en boucle ouvert :

$$G_{oi}(s) = K_{Pi} \left( s + \frac{K_{Ii}}{K_{Pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s}$$

Par compensation de pôle :

$$\frac{K_{Ii}}{K_{Pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

Plus :

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{Pi}}{s\sigma L_s}$$

En boucle fermé :

$$G_{Fi}(s) = \frac{G_{oi}(s)}{1+G_{oi}(s)} = \frac{\frac{K_{Pi}}{s\sigma L_s}}{1+\frac{K_{Pi}}{s\sigma L_s}} = \frac{1}{1+\frac{s\sigma L_s}{K_{Pi}}} = \frac{1}{\tau_i+1} \quad (\text{III.18})$$

Les valeurs de régulateurs  $K_{Pi}$  et  $K_{Ii}$  sont déterminés pour  $\tau_i = 0.01s$  (0.001 jusqu'au 0.01)

La plus pratique est  $\tau_i = 0.01s$

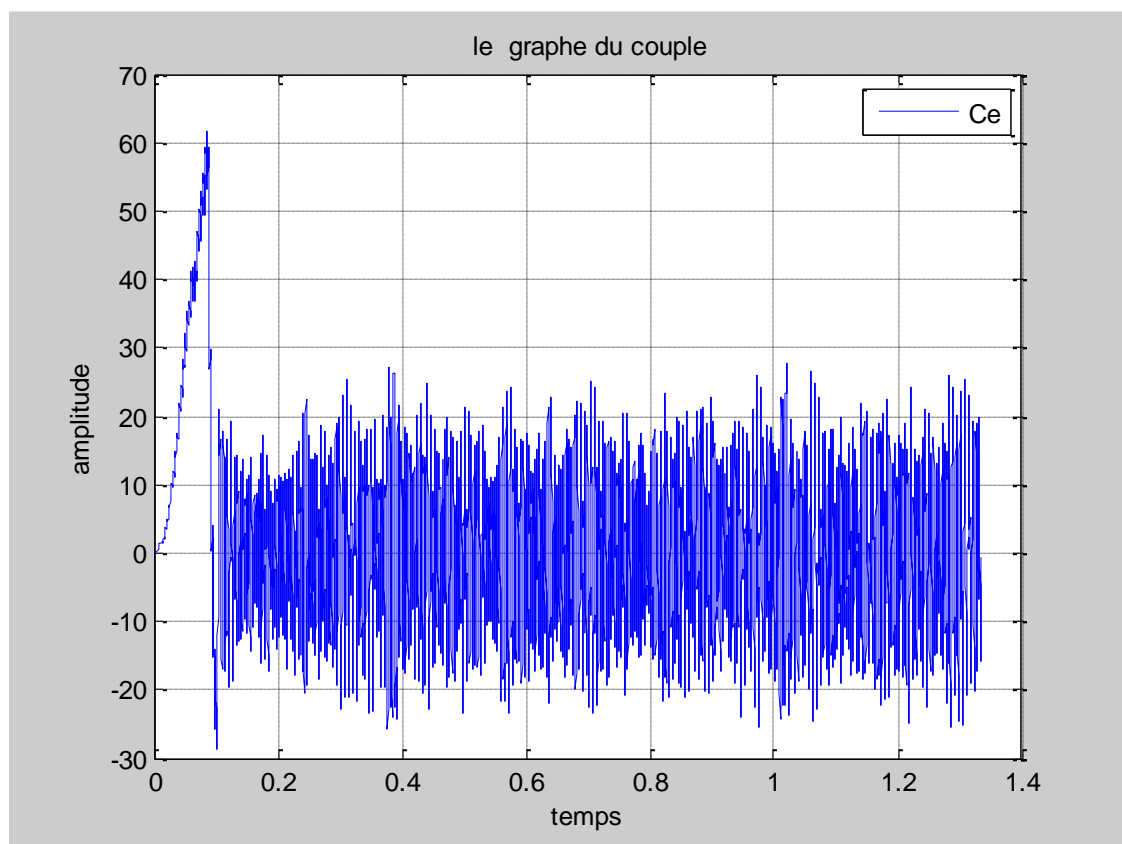
### III-2-5-3-Régulateur de courant $i_{qs}$ :

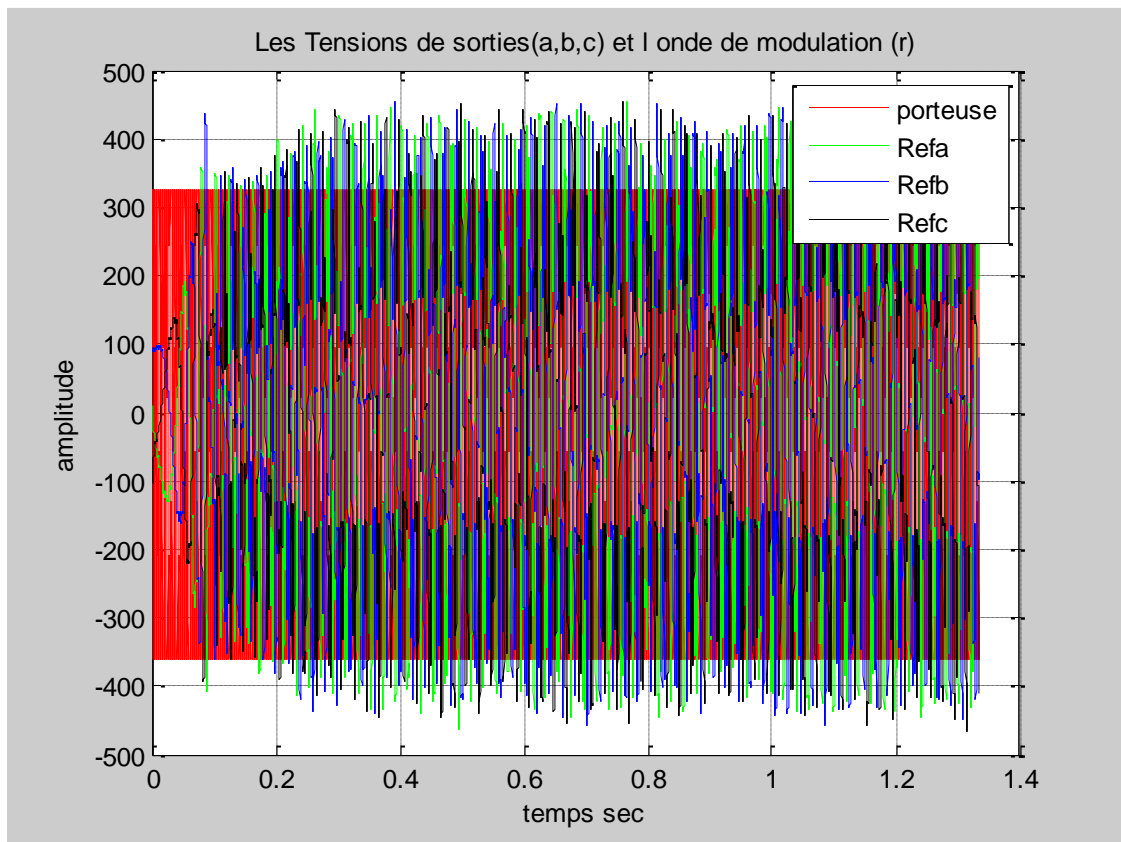
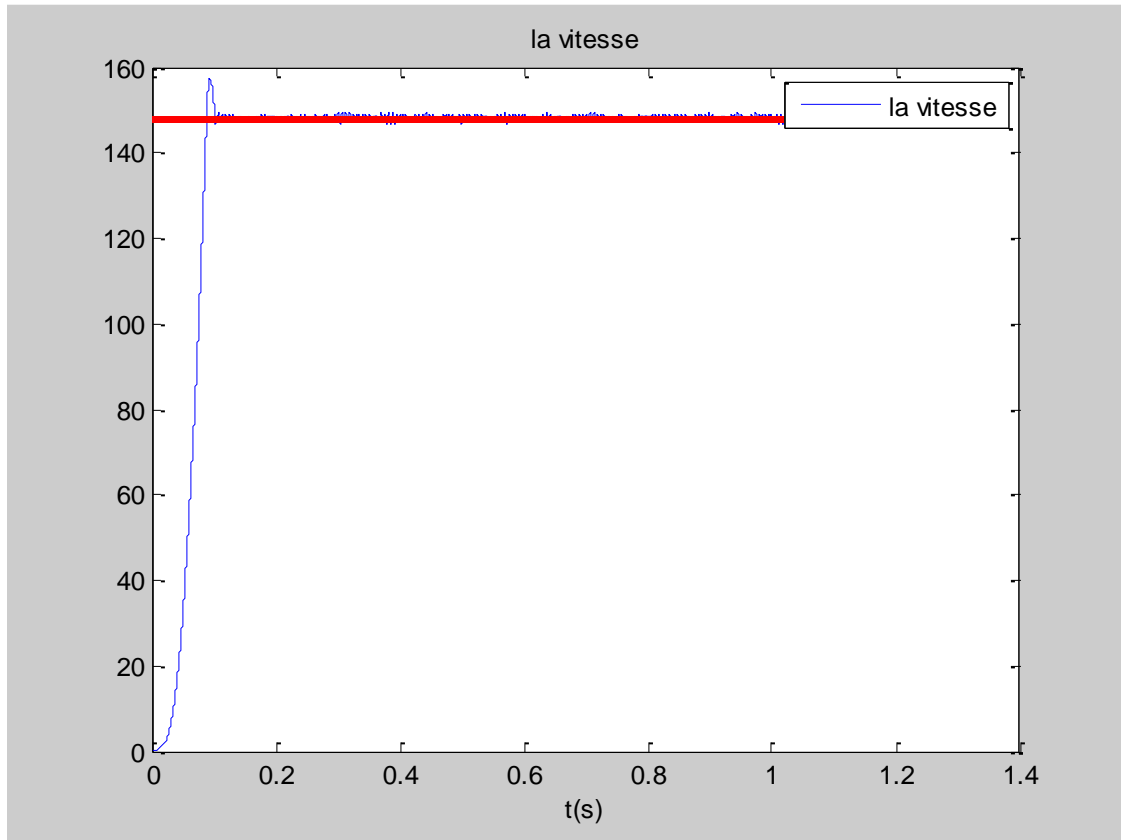
On possédant de la même manière que pour le régulateur de  $i_{ds}$  on déterminera les coefficients de régulateur  $i_{qs}$  qui fournit la tension de référence  $V_{qs}^*$

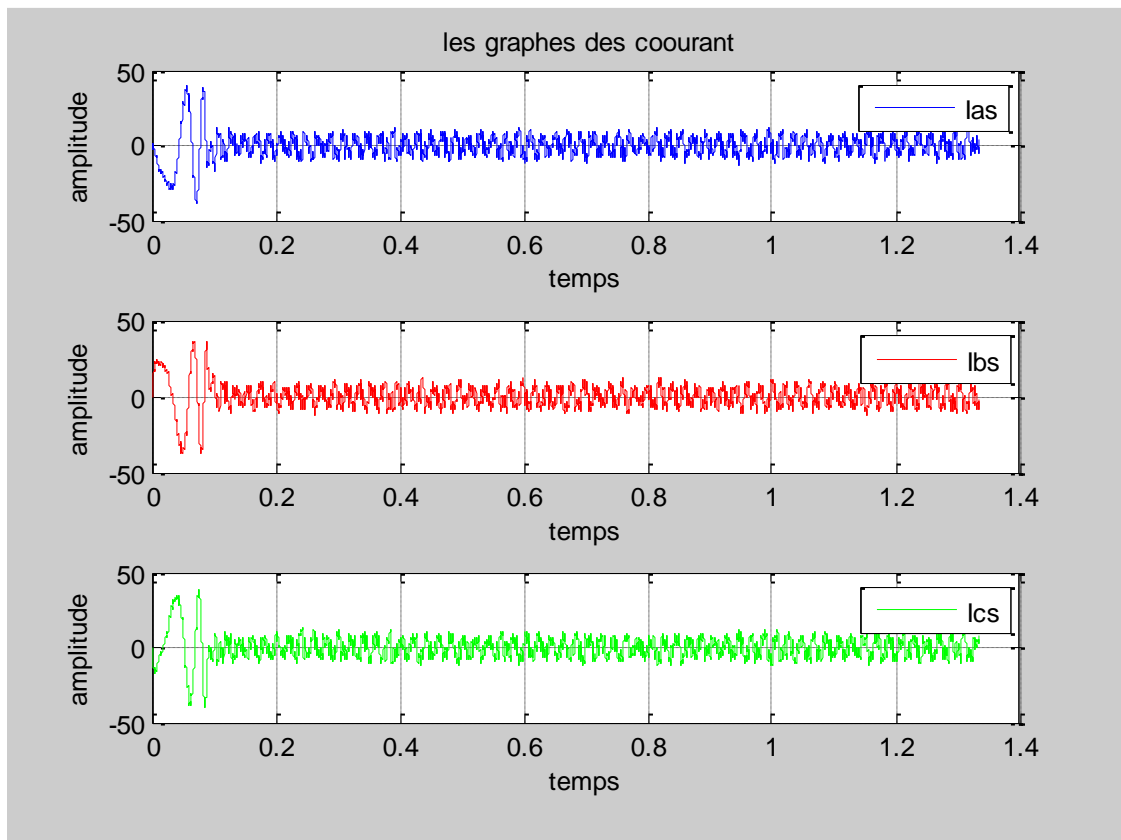
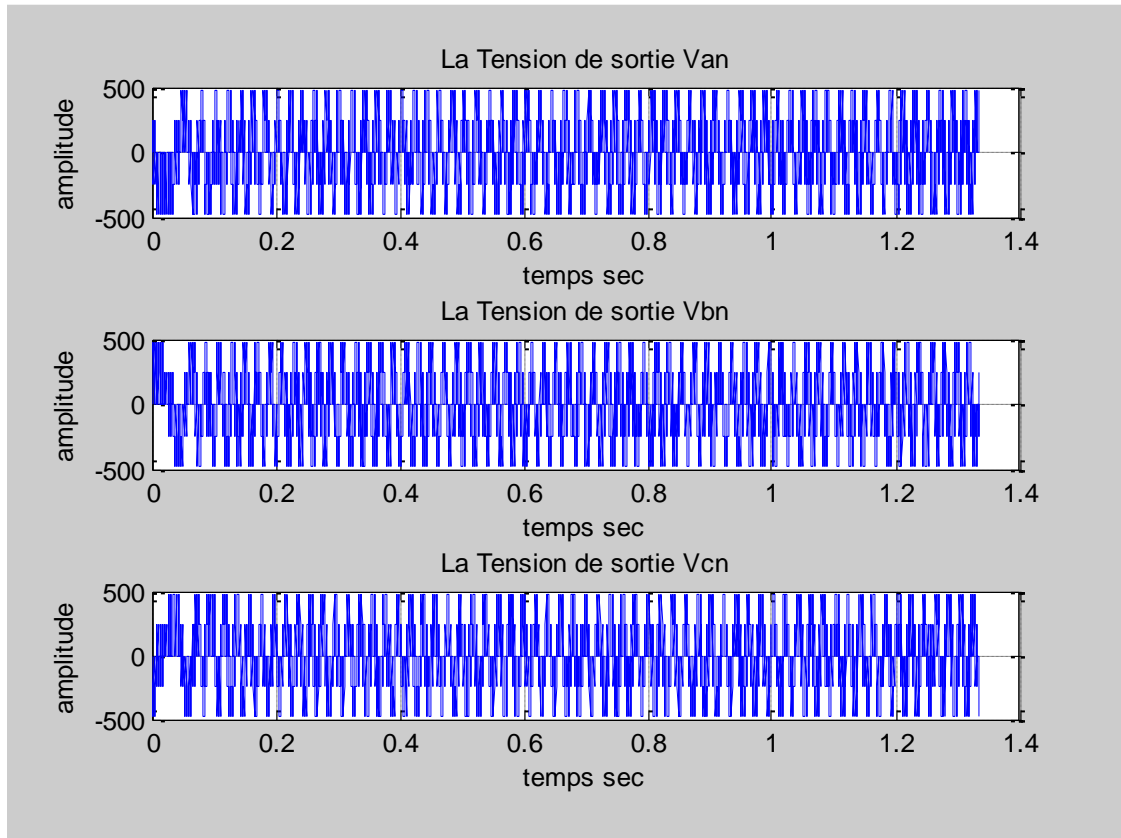
On conclut que les mêmes valeurs de coefficient seront adoptées pour les deux boucles de courant. [17]

### III-3-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone :

#### III-3-1-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone sans défaut :







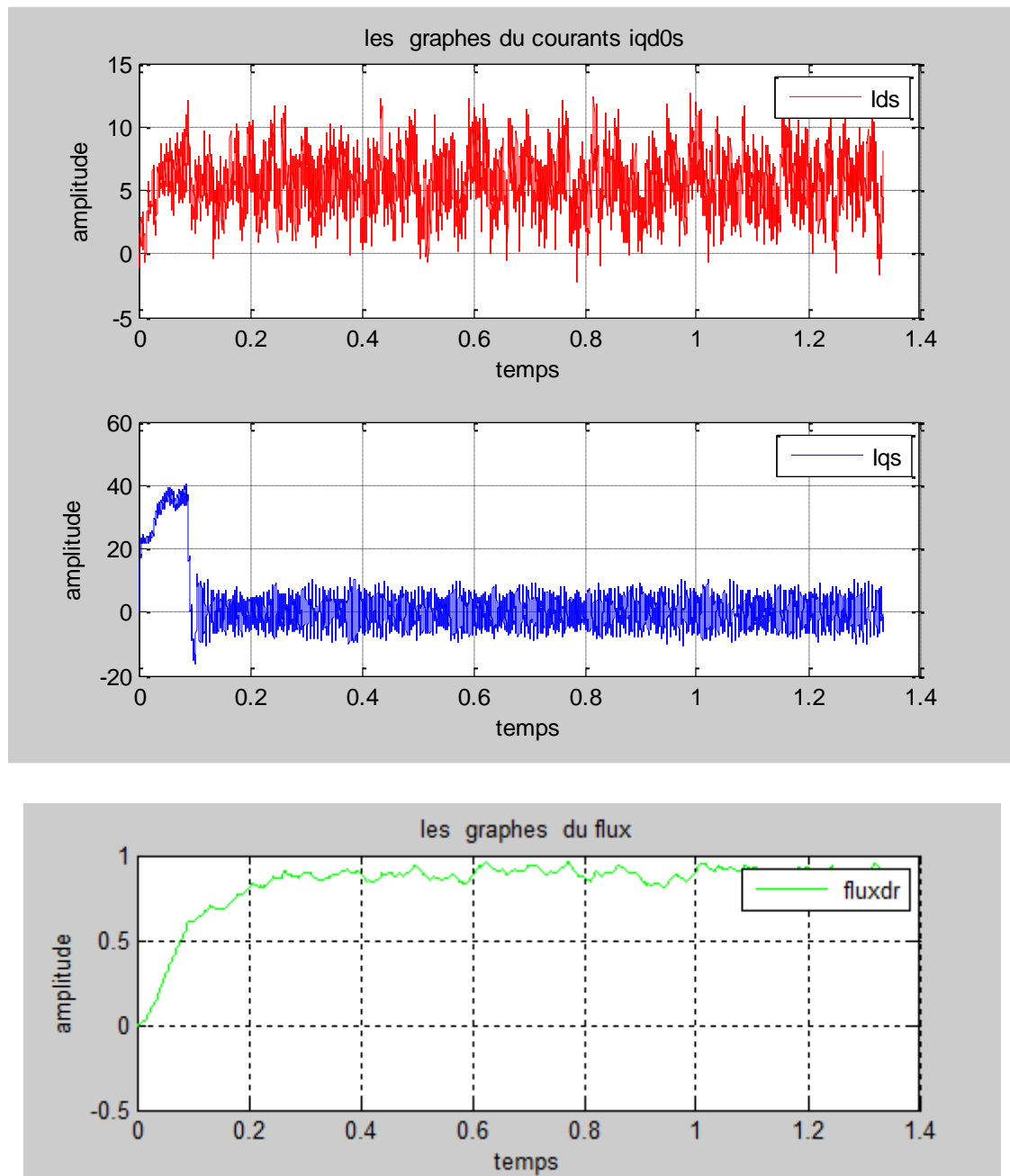


Figure (III.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

### Interprétation des résultats :

On remarque que le couple au pic de courant de démarrage atteint une valeur grande puis il décroît (à vide) quand on charge la machine ( $C_r = C_{nom}$ ) couple continu de sa décroissance et reprend sa valeur et reste cte avec existence des ondulations dues aux pertes statoriques. Aussi on remarque qu'il y a une réponse très rapide due au découplage le flux rotorique est en variation jusqu'il atteint sa valeur de référence après la charge de la machine.

## Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

---

Le courant  $i_{ds}$  est cte de valeur, le courant  $i_{qs}$  au démarrage est de valeur très élevée à cause de pic de courant ce démarrage puis il décroît quand on charge la machine.

Les courants réels sont de forme sinusoïdale au démarrage ont des valeurs élevées puis se stabilise à une valeur cte.

La machine tourne en régulation de vitesse de 0 à 150 rad/s (cad de 0 à 1500 tr/min) la référence de la vitesse est cte allant tout de la régulation, la vitesse suit avec une accélération maximale fixe par la limitation en sortie du régulateur de vitesse.

Le courant  $i_{qs}$  suit parfaitement sa référence durant tout l'essai, une fois que la vitesse atteint la consigne le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant  $i_{qs}$  de manière à lutter uniquement contre les frottements,

Aussi, les régulateurs utilisés pour cette implémentation à action PI ont eu leur efficacité vue que l'action P assure la rapidité de système veut dire la réponse dynamique et l'action I à éliminer l'erreur statique en régime permanent ce que on marque lorsque on applique surtout le découplage par compensation qui consiste d'ajouter des tensions identiques mais de signe opposés à la sortie des régulateurs de courants de manière à reposer les deux boucles de régulation.

### III-4- Conclusion :

La technique IRFOC a été généralement préférée à la configuration relativement simple qui nécessite des estimateurs ou des sondes pour la mesure du flux rotorique.

La commande vectorielle est introduite afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique, elle repose sur un modèle en régime transitoire. Elle permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer du couple à une vitesse nulle.

La commande vectorielle indirecte IRFOC dépend des paramètres de la machine notamment de la constante de temps rotorique et surtout la résistance rotorique.

Peut-on déduire aussi, la IRFOC consiste à imposer une vitesse de glissement (pulsation rotorique) tirée de l'équation dynamique de flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux qui veut dire le principe de la commande est d'appliquer vu que la machine est commandée à séparation de couple et de flux pour similitude à la machine à courant continu à excitation séparée.

## Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

---

Ces sondes sont certains aux conditions de travail successive (température, bruit, vibration....etc). [17]

Pour améliorer la robustesse de la commande vectorielle, la solution consiste à l'adaptation des paramètres de la machine particulièrement la résistance rotorique par l'utilisation des observateurs. [17]

### Chapitre IV:

#### Commande avec défaut convertisseur

##### IV-1-Introduction :

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis pour la recherche sur le diagnostic et commande des associations machine-convertisseur.

Actuellement un grand axe de recherches est orienté vers la surveillance de l'état du convertisseur et ainsi que sa commande 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 de fermeture ou 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.

Beaucoup de méthodes d'analyse du signal ont été proposées pour le diagnostic de défauts, parmi ces méthodes on trouve la FFT (Fast Fourier Transform), une des méthodes les plus utilisées et les mieux établies. [3]

##### IV-2- La transformée de Fourier :

L'analyse de Fourier est une base majeure de la physique et des mathématiques. Elle est indissociable du traitement du signal, et ce pour deux raisons principales. La première est l'universalité du concept de fréquence sur lequel elle repose. La seconde tient à la structure même de l'analyse de Fourier qui se prête aisément à des transformations communes comme le filtrage linéaire en les traduisant de manière particulièrement simple [3].

Le principe de la transformée de Fourier repose sur le fait que toute fonction périodique peut être représentée comme la somme d'une série de sinus et de cosinus dont on fait varier d'une part les amplitudes en les multipliant par des coefficients, et d'autre part les phases en les décalant de manière à ce qu'elles s'additionnent ou se compensent.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t). e^{-j2\pi ft} dt \quad (IV.1)$$

Cependant, l'analyse de Fourier, de par sa nature, montre assez vite ses limitations:



Son calcul nécessite la connaissance de toute l'histoire temporelle du signal (l'équation (IV.1), transformation de Fourier, l'équation (IV.2) transformation de Fourier inverse), de plus, dans une transformée de Fourier l'information sur le temps est présente (la transformée inverse est donc possible), mais elle est cachée dans les phases: elle est en pratique impossible à extraire. On en est donc réduit à étudier un signal soit en fonction du temps soit en fonction des fréquences qu'il contient sans possibilité de conjuguer les deux analyses.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{j2\pi ft} dt \quad (\text{IV.2})$$

Malgré l'introduction et les succès de la transformée de Fourier rapide (FFT), est donc par définition peu adaptée à l'étude des signaux non-stationnaires. Hors, ces signaux se rencontrent beaucoup plus souvent que les signaux stationnaires. [18]

### **IV-3-Méthodes d'analyses Temps-fréquence :**

Les méthodes d'analyse temps-fréquence ont été développées pour l'étude des signaux non stationnaires [3]. Plus généralement, elles s'appliquent à des signaux dont le contenu fréquentiel où les propriétés statistiques évoluent au cours du temps. Pour décrire cette évolution temporelle, il faut réaliser une analyse spectrale évolutive, d'où les méthodes temps-fréquence. Parmi les techniques de l'analyse temps fréquence, la transformation de Wigner – Ville permet des diagnostics précis. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps- fréquence. Elle peut être interprétée comme une densité spectrale instantanée. [3]

Cependant, cette analogie est tempérée par l'existence de valeurs négatives qui en rendent l'interprétation délicate. Des procédures de lissage (fréquentiel et temporel) par fenêtrage permettent de réduire les interférences entre les différentes composantes fréquentielles du signal. La représentation temps fréquence a permis ainsi de mettre en évidence la modulation de fréquence linéaire en fonction du temps. Le temps de calcul d'une représentation temps-fréquence peut être prohibitif. De plus l'inter présentation d'une image est souvent difficile.

#### **IV-3-1-La transformée de Fourier rapide ou FFT :**

En pratique, on ne peut pas calculer la transformée de Fourier (TF) car il faut intégrer sur un temps infini (cela durerait éternellement !). On utilise alors la version numérisée (ou discrète) de la TF qui est appelée la transformée de Fourier discrète (ou DFT). Cette transformée est calculée à partir de la numérisation (ou échantillonnage) des signaux dans le domaine temporel sur un intervalle de temps fini.

la FFT ou Fast Fourier Transform. Par abus de langage, la DFT est couramment appelée FFT.

### ❖ Transforme de Fourier discrète :

A partir d'un échantillon de N valeurs du signal numérique  $[x(kT_e)] = [x(0), x(1), x(2), \dots, x(N-1)]$  obtenu par échantillonnage d'un signal continu  $x(t)$  à la période  $T_e$  et comporte N échantillons. On peut faire une correspondance entre la transformée de Fourier analogique :

$$X(\nu) = \text{TF}[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (\text{IV.3})$$

Et son expression discrète qui pourrait s'écrire :

$$X(\nu n) = T_e \sum_{k=0}^{N-1} x(kT_e) e^{-j2\pi n \Delta f_0 k T_e} \quad (\text{IV.4})$$

$\Delta f_0 \cdot T_e = \frac{F_e}{N} \cdot \frac{1}{F_e} = \frac{1}{N}$  ou  $\Delta f_0$  est le pas fréquentiel et  $T_e$  le pas temporel (période d'échantillonnage).

On appelle TFD de la suite  $[x(k)]$  de N échantillons, la suite :

$$X(n) = \text{TF}[x(k)] = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi \frac{k \cdot n}{N}} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{IV.5})$$

### ❖ Transformée de Fourier rapide (FFT) :

Sous ce vocable, on entend tous les procédés de calcul numérique permettant d'obtenir la T.F.D le plus rapidement possible.

La FFT est le moyen utilisé par les ordinateurs et processeurs de traitement du signal (Digital Signal Processors DSP) pour calculer la transformée de Fourier des signaux avec un coût de calcul minimal. [18]

L'application de la TFD d'un signal de N échantillons nécessite un nombre de  $N^2$  opérations (1 multiplication 1 addition).

Si  $N=8192=2^{13}$  échantillons,  $N^2=67.10^6$  opérations, durée de calcul sera d'environ 80 minutes.

En 1965, Cooley et Tukey ont publié un article montrant que la TFD peut être facilement calculée en utilisant approximativement  $N \cdot \log_2 N$  opérations (une opération étant définie par une multiplication et une addition complexe) quand N est une puissance de 2 ( $N=2^p$ ). [18]

### Principe :

On considère  $N=2^p$  valeurs successives d'un signal discret  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  ou N échantillons successifs  $x(0), X(T_e), \dots, x((N-1)T_e)$  d'un signal  $x(t)$  et on calcule N valeurs  $X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$  valeurs de la transformée de Fourier du signal discret placées à des fréquences réparties périodiquement entre 0 et  $\frac{N-1}{NT_e} = \frac{(N-1)F_{ech}}{N}$  soit  $X(0), X(\frac{1}{NT_e}), X(\frac{2}{NT_e}), \dots, X(\frac{N-1}{NT_e})$ . [18]

### Principe de l'algorithme de la FFT avec entrelacement temporel :

Le principe de cet algorithme est le suivant : il faut, au départ, que le nombre N soit une puissance de deux ( $N=2^p$ ). On remplace alors le calcul sur N échantillons par deux calculs sur  $N/2$  échantillons (un avec les points pairs, l'autre avec les points impairs), on obtient deux

résultats que l'on peut combiner en quelques opérations pour retrouver la T.F.D du signal entier. [18]

Une TFD a N points avec N pair peut être décomposée en deux TFD a N/2 points.

Soit un signal discret  $[x(k)]=[x(0), x(1), x(2), \dots, x(N-1)]$  de longueur N pair. On définit deux signaux discrets  $a(k)$  et  $b(k)$ , ayant chacun une longueur N/2 et qui sont constitués par les échantillons pairs et impairs de  $x(k)$ , et qui sont respectivement :

$$a(k)=x(2k) \text{ et } b(k)=x(2k+1) \text{ avec } k=0, 1, 2, \dots, \left(\frac{N}{2}\right)-1$$

$$x_1(k)=x(2k) \text{ et } x_2(k)=x(2k+1) \text{ avec } k=0, 1, \dots, \left(\frac{N}{2}\right)-1$$

En utilisant le coefficient  $W_N$  on trouve comme TFD de  $x(k)$  :

$$X(n) = TFD[x(k)] = \sum_{k=0}^{(N-1)} x(k)W_N^{kn} = \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} x(2k)W_N^{2kn} + \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} x(2k+1)W_N^{(2k+1)n} \quad (IV.6)$$

Propriété importante de  $W_N^\alpha = e^{-j2\pi\frac{\alpha}{N}} = e^{-j2\pi\frac{1}{\frac{N}{\alpha}}}$

$$X(n) = \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} x(2k)W_{\frac{N}{2}}^{kn} + W_N^n \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} x(2k+1)W_{\frac{N}{2}}^{kn} = \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} a(k)W_{\frac{N}{2}}^{kn} + W_N^n \sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} b(k)W_{\frac{N}{2}}^{kn} = TFD[a(k)] + W_N^n TFD[b(k)] \quad (IV.7)$$

C'est une TFD de  $\frac{N}{2}$  échantillons de  $a(k)$ .

$B(n)=TFD [b(k)]=\sum_{k=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} b(k)W_{\frac{N}{2}}^{kn}$  : c'est une TFD de  $\frac{N}{2}$  échantillons de  $b(k)$

$X(n)=A(n) + W_N^n B(n)$  : c'est une TFD de  $\frac{N}{2}$  échantillons pairs

$X\left(\frac{N}{2}+n\right)=A\left(\frac{N}{2}+n\right)-W_N^n B(n)$  : c'est une TFD de  $\frac{N}{2}$  échantillons impairs

L'expression peut être représentée graphiquement par un diagramme de fluence. Ce graphe de fluence représente schématiquement des calculs dans leurs différentes étapes. [18]

**Remarque :**

Pour les résolutions en fréquence et en amplitude sont d'autant meilleures que le lobe principal est étroit et les lobes secondaires sont faibles amplitudes.

La diminution de la largeur du lobe principal entraîne une augmentation des lobes secondaires d'où un compromis a trouvé.

La largeur du lobe principal fixe la résolution de l'analyse, c'est-à-dire l'aptitude à pouvoir séparer mesurer les amplitudes très différentes de deux composantes de fréquence relativement éloignées l'une de l'autre. [18]

Pour observer un signal sur une durée finie, on le multiplie par une fonction fenêtre d'observation (aussi nommée fenêtre de pondération).

### IV-3-2-Fenêtre d'observation :

Comme nous venons de le présenter, une défaillance sur le système étudié engendre l'apparition et/ou la modification d'harmoniques au niveau des spectres des signaux précédemment cités.

De nombreux outils de traitement du signal sont utilisés afin de caractériser les origines des défauts à partir des spectres.

Classiquement, la méthode la plus utilisée est la Transformée de Fourier (FFT). Il s'agit d'une méthode non paramétrique, qui se prête bien à l'analyse des phénomènes stationnaires.

Il est impossible d'analyser le signal sur une période infinie. Il est donc nécessaire de choisir une fenêtre de pondération pour l'analyse (fenêtre rectangulaire, de Hann, Hamming) pour corriger les effets d'un fenêtrage temporel fini. De plus, outre la forme, la taille de la fenêtre aura une influence sur la résolution maximale possible. [18] [3]

Les fenêtres utilisées en analyse spectrale sont nombreuses. On cite dans cette mémoire trois fenêtres les plus fréquemment appliquées à l'enregistrement d'un signal. Elles sont définies comme suit :

#### Fenêtre rectangulaire :

La fenêtre rectangulaire ne modifie pas l'enregistrement ; c'est celle que l'on utilisera dans le cas de signaux transitoires ou non permanents et, dans le cas de signaux périodiques, lorsque l'on est sûr que le nombre de périodes enregistrées est un entier. [18] [3]

$$\text{Elle est définie par : } W_R \left( K + \frac{N}{2} \right) = \begin{cases} 1 & \text{pour } |K| \leq \frac{N}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV. 8})$$

$$W_R(\vartheta) = TF \left( W_R \left( K + \frac{N}{2} \right) \right) = N \frac{\sin \pi \vartheta N}{\pi \vartheta} \quad (\text{IV. 9})$$

#### Fenêtre de Hanning :

La fenêtre en cosinus, dite de Hann, est mathématiquement la plus simple et elle offre de bons résultats dans le cas de composantes spectrales pas trop proches. [18] [3]

Elle est définie par : 
$$W_H(K) = \begin{cases} 0.5 [1 + \cos(\frac{2\pi K}{N})] & \text{pour } |K| \leq \frac{N}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV.10)$$

### Fenêtre de Hamming :

La fenêtre en cosinus relève, dite de Hamming, n'élimine pas complètement l'étalement spectral. Elle offre en contre partie une meilleure définition spectrale mais ne permet pas de voir des composantes spectrales de faibles amplitudes. [18] [3]

Elle est définie par : 
$$W_H(K) = \begin{cases} 0.54 + [(1 - 0.54) \cos(\frac{2\pi K}{N})] & \text{pour } |K| \leq \frac{N}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV.11)$$

### IV-4-Diagnostic de défaut par analyse du vecteur de Park :

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le comportement des moteurs asynchrones triphasés. Elle repose sur le calcul des courants de Park  $i_d(t)$  et  $i_q(t)$  en fonction des courants de phases :  $i_{as}(t)$ ,  $i_{bs}(t)$  et  $i_{cs}(t)$ . Ils sont calculés selon comme suite :

$$i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{as}(t) - (1 - \sqrt{6}) i_{bs}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{cs}(t). \quad (IV.12)$$

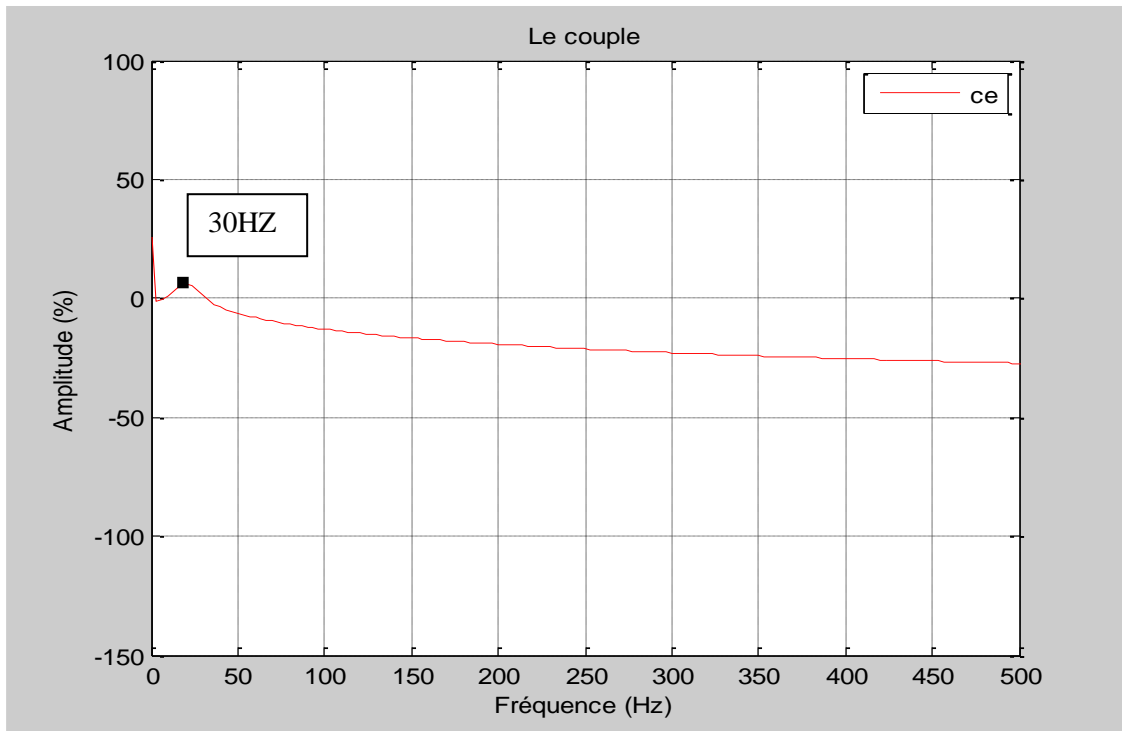
$$i_{qs} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{bs} - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{cs}. \quad (IV.13)$$

L'intérêt est qu'un défaut provoque un épaississement du cercle, tracé en fonction des ces courants. Ceci, permet d'établir un défaut en effectuant une surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base. Cette méthode de détection donne des résultats satisfaisants lorsque la machine fonctionne à couple nominal. [19] [3]

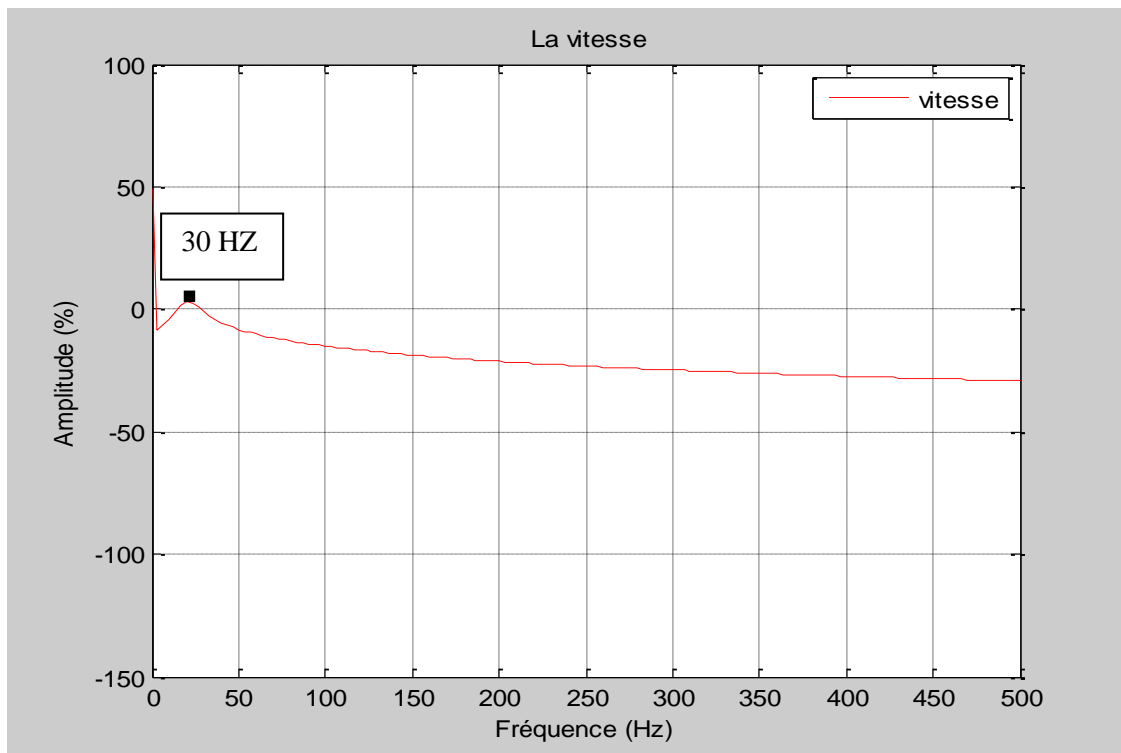
La méthode d'analyse de défaut de courant de court circuit sur le plan de Park est basée sur l'évolution des courants  $i_d(t)$  et  $i_q(t)$ . Dans le cas d'un moteur sans défaut la courbe de Lissajous  $i_{qs} = f(i_{ds})$  prend une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égale à l'amplitude de courant statique et dans le cas du moteur avec défaut de court circuit la courbe Lissajous change sa forme donc on peut diagnostiquer et évaluer la sévérité des défauts de court circuit.[3] [19]

**IV-5-Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT :**

**IV-5-1-Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT sans défaut :**



Figure(IV.1) : La représentation de la FFT du couple électromagnétique en amplitude en fonction de fréquence.



Figure(IV.2) : La représentation de la FFT de la vitesse en amplitude en fonction de fréquence.

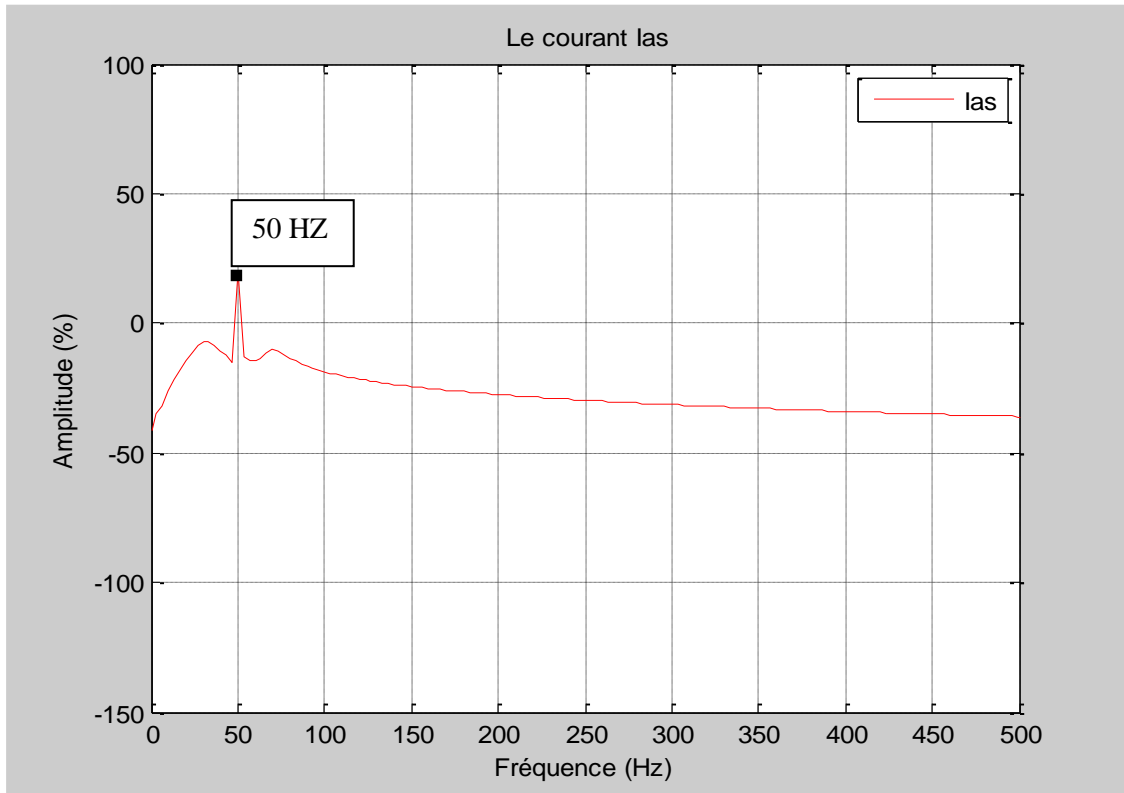


Figure (IV.3) : La représentation de la FFT du courant réelle de la première phase en amplitude en fonction de fréquence.

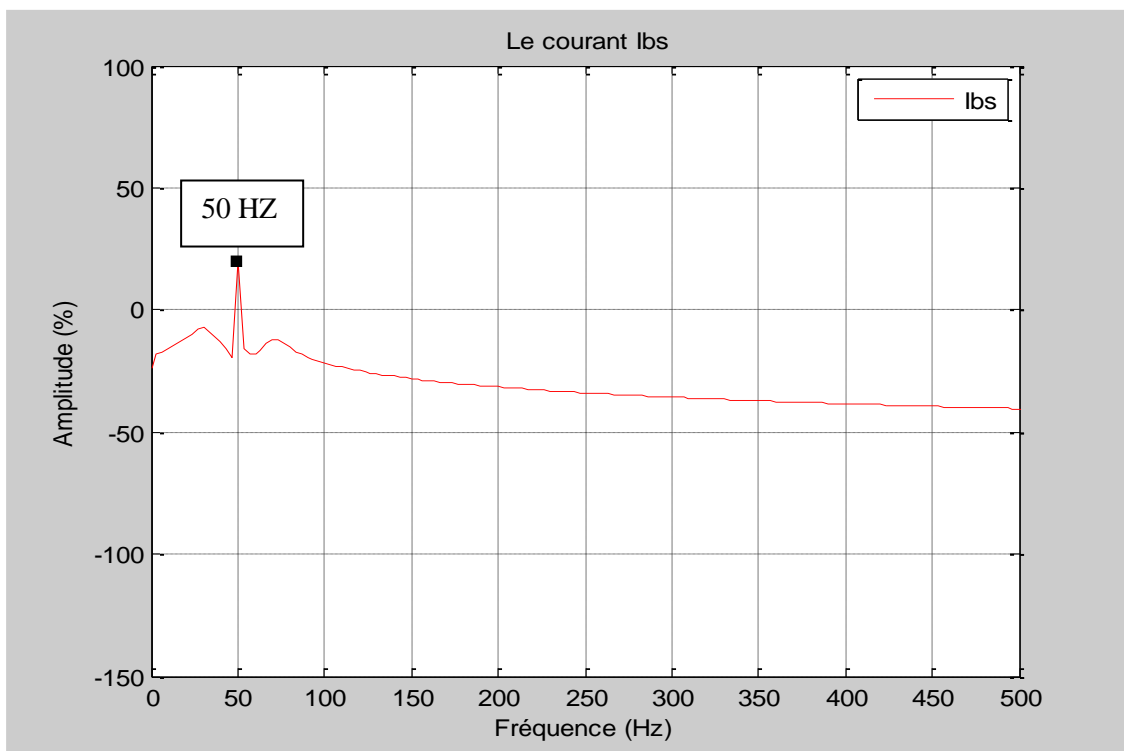


Figure (IV.4) : La représentation de la FFT du courant réelle de la deuxième phase en amplitude en fonction de fréquence.

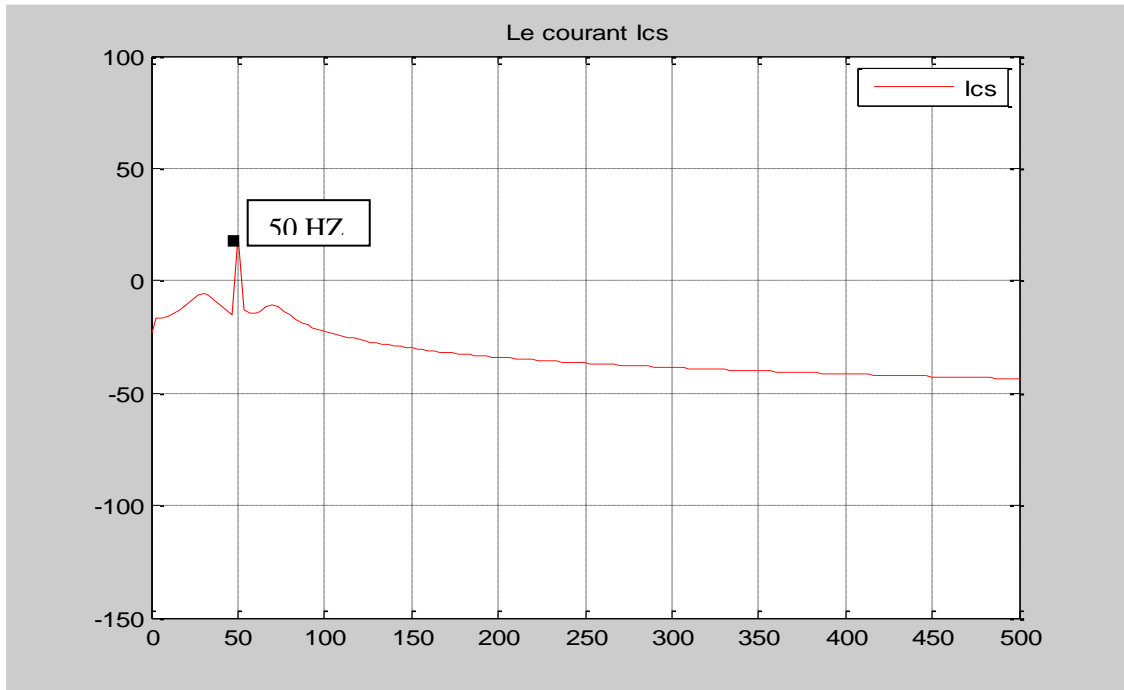


Figure (IV.5) : La représentation de la FFT du courant réelle de la troisième phase en amplitude en fonction de fréquence.

### IV-5-2- Simulation de l'analyse fréquentielle par FFT avec défaut :

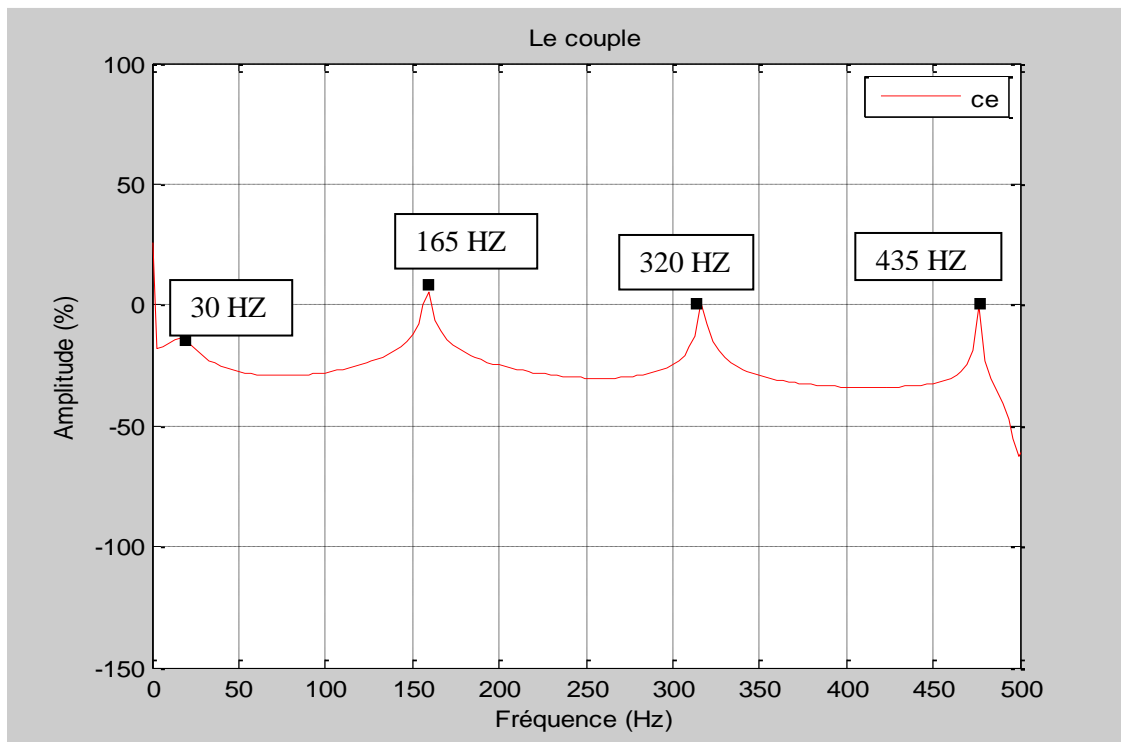


Figure (IV.6) : La représentation de la FFT du couple électromagnétique en amplitude en fonction de fréquence.



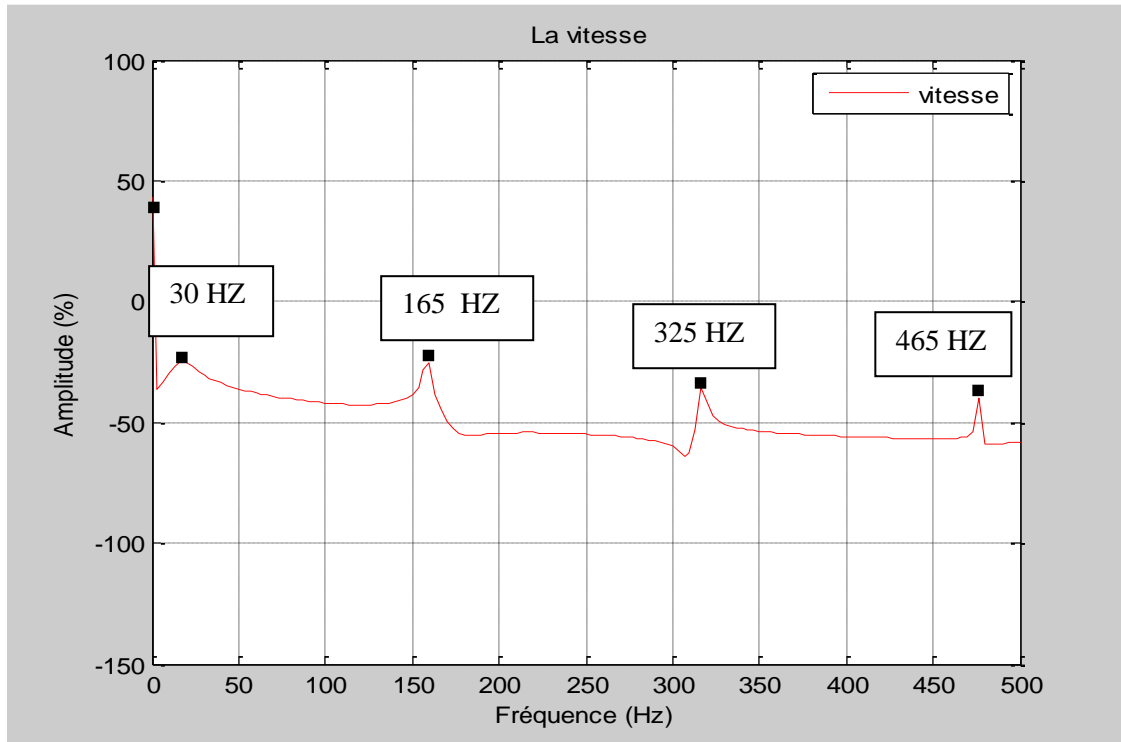


Figure (IV.7) : La représentation de la FFT de la vitesse en amplitude en fonction de fréquence.

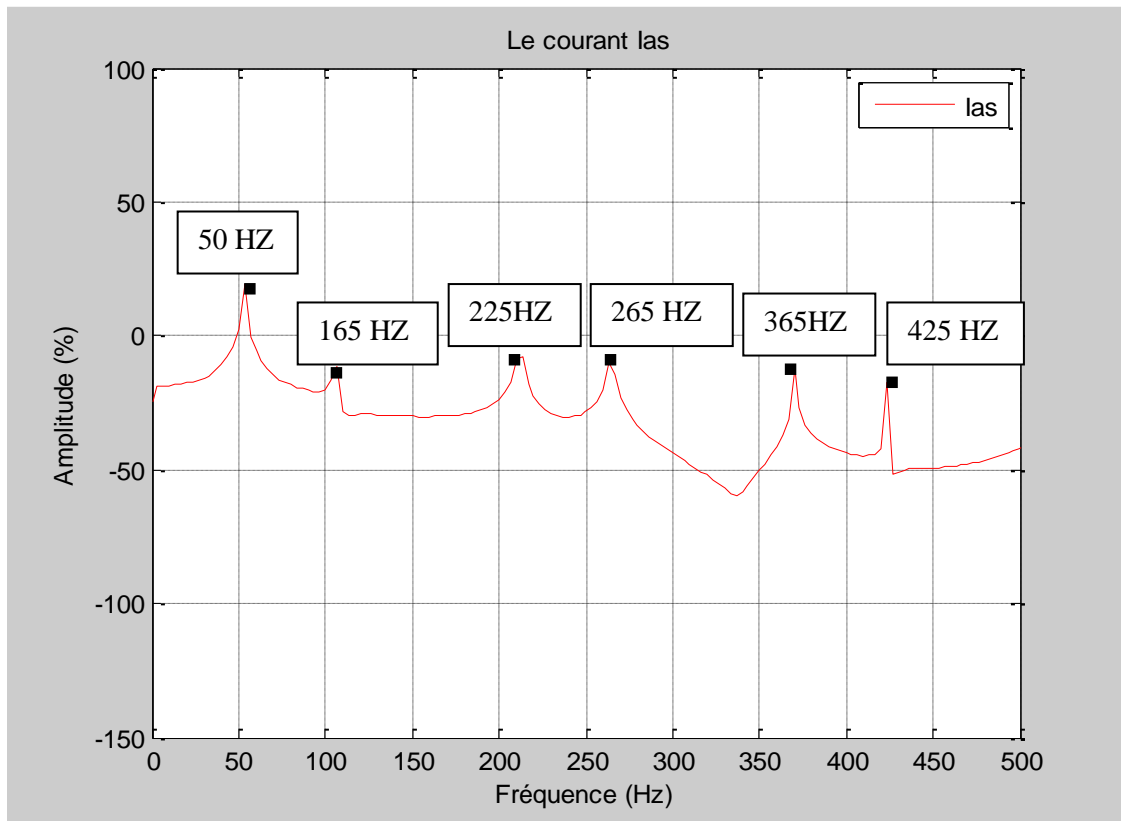


Figure (IV.8) : La représentation de la FFT du courant réelle de la première phase en amplitude en fonction de fréquence.

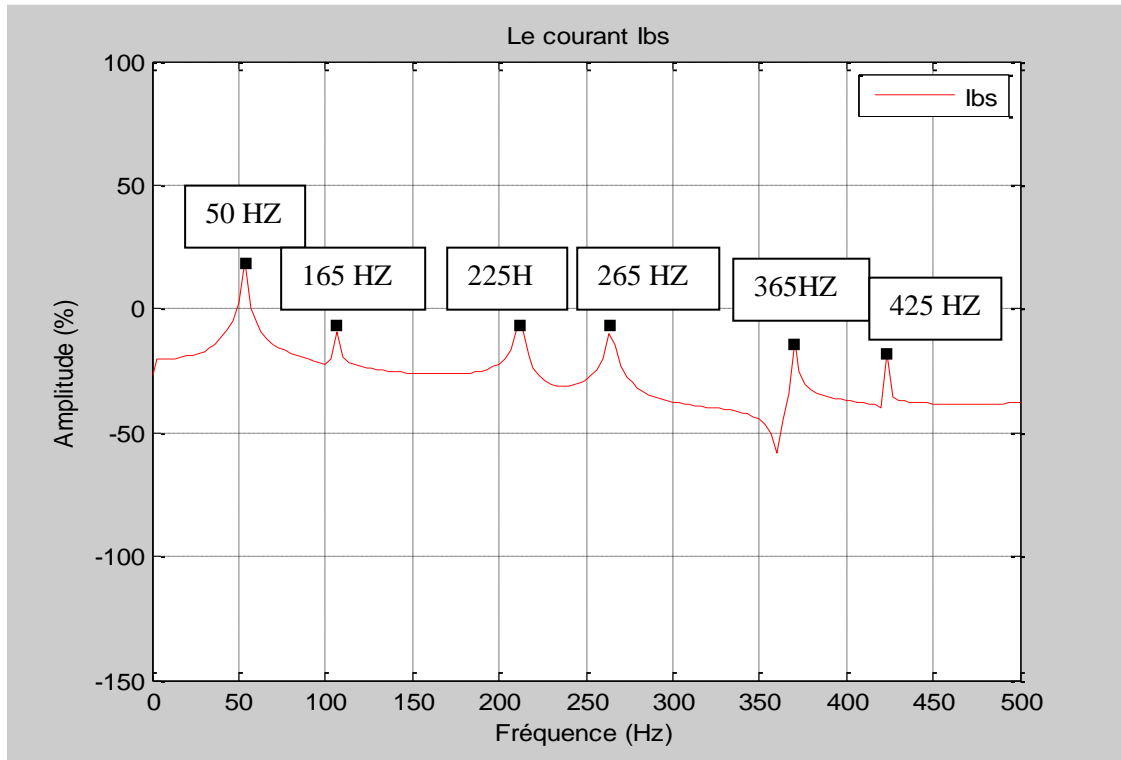


Figure (IV.9) : La représentation de la FFT du courant réelle de la deuxième phase en amplitude en fonction de fréquence.

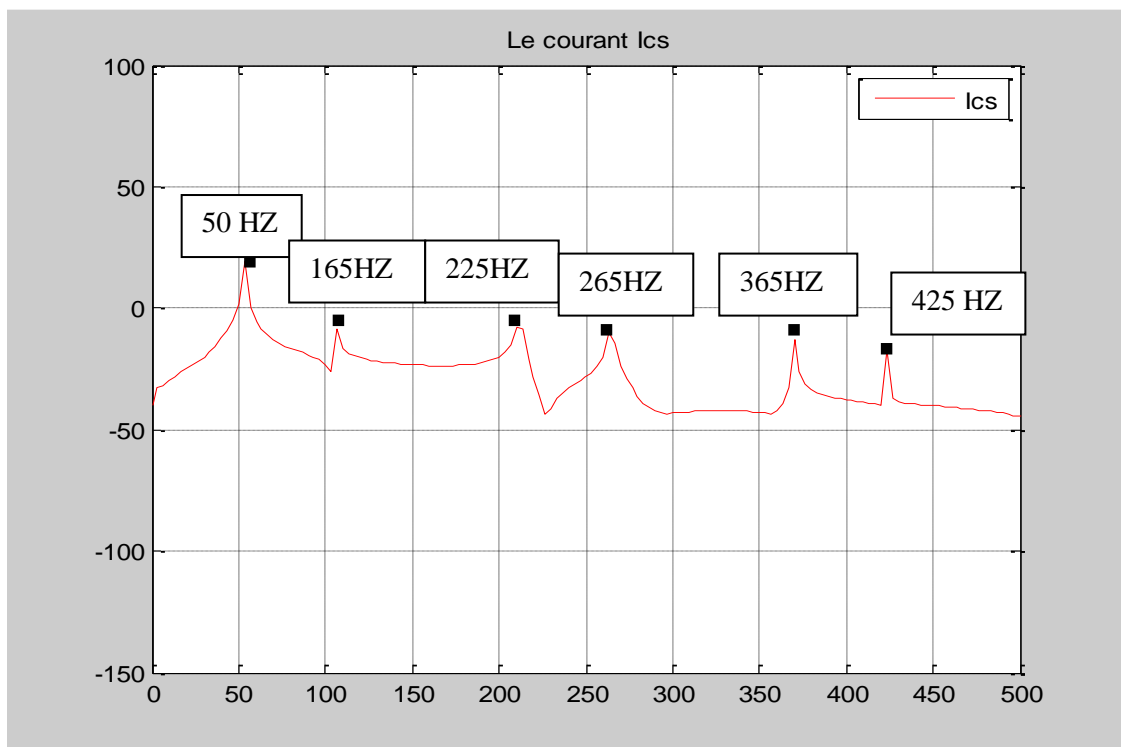


Figure (IV.10) : La représentation de la FFT du courant réelle de la troisième phase en amplitude en fonction de fréquence.

### IV-5-3-Discussions :

Nous avons les résultats de l'application de cette technique au courant statorique, couple électromagnétique et vitesse pour un état sain et avec défaut.

Comme on peut le voir, l'utilisation de la FFT a un rôle important dans l'analyse des signaux de la discrimination des composantes fréquentielle qui indiquent la condition de défaut, en cas sain cette technique permet de mettre en évidence une seul raie latérale présentée dans le spectre du signal et en cas de défaut de court circuit il y a une présence de plusieurs de raie latérale.

Du point de vue des résultats des différents cas de simulation effectués, on peut affirmer que la manifestation des raies est un signe de l'existence du défaut, de plus, leur amplitude est une indication du degré de sévérité du défaut.

### IV-6-Analyse des courants statoriques par le vecteur de Park :

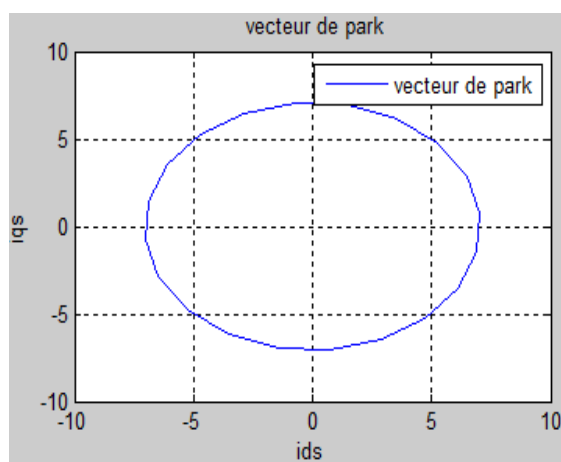


Figure (IV.11.a) : présentation du vecteur de PARK dans le cas sain.

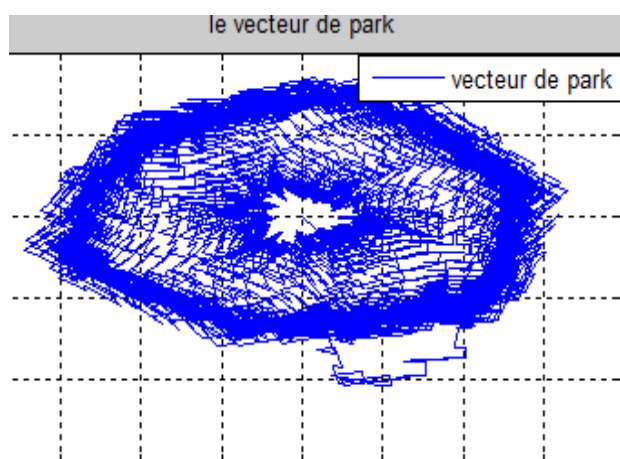


Figure (IV.11.b) : présentation du vecteur de PARK dans le cas de défaut de courant de court circuit.

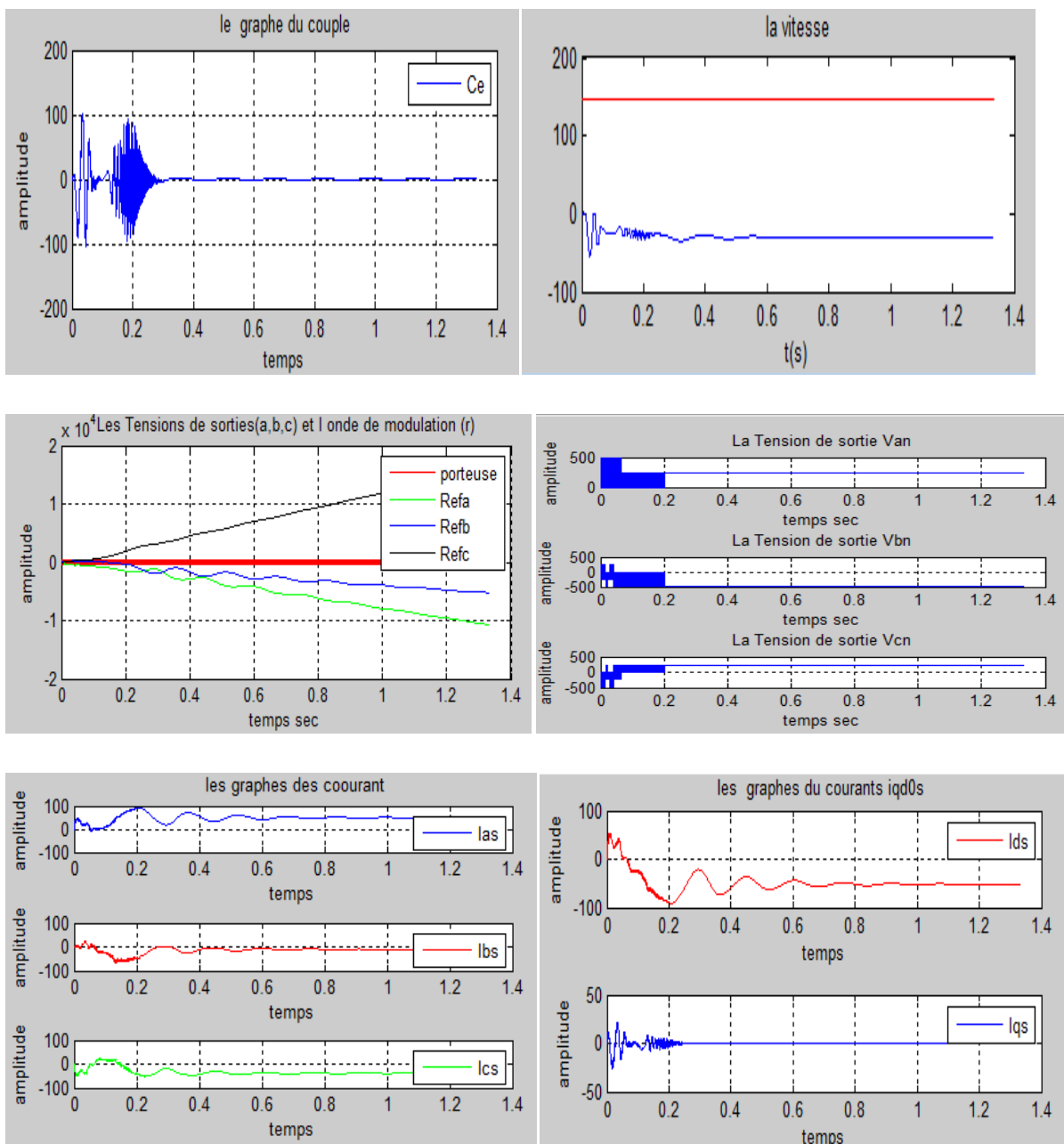
## Discussions :

Dans le cas du moteur sans défaut, la courbe de Lissajous  $I_{qs}=f(I_{ds})$  a une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égal à l'amplitude de courant statorique correspond à l'état de fonctionnement du moteur.

Pour le cas du moteur avec défaut, la courbe de Lissajous change de forme en épaisseur à cause de courant de défaut lors de son fonctionnement.

## IV-7-Simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur :

A- L'interpréteur  $s_a=1$  et  $s_a'=1$  circuit fermé  $\Rightarrow$  court-circuit dans le convertisseur.



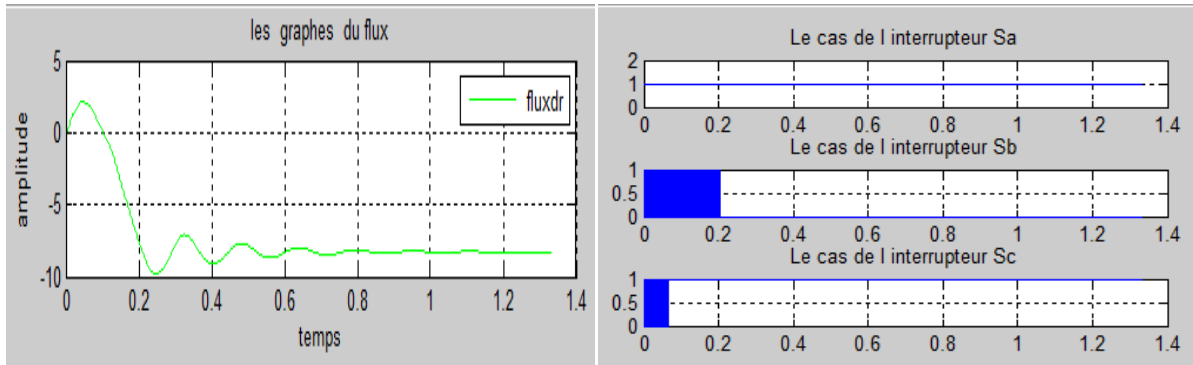
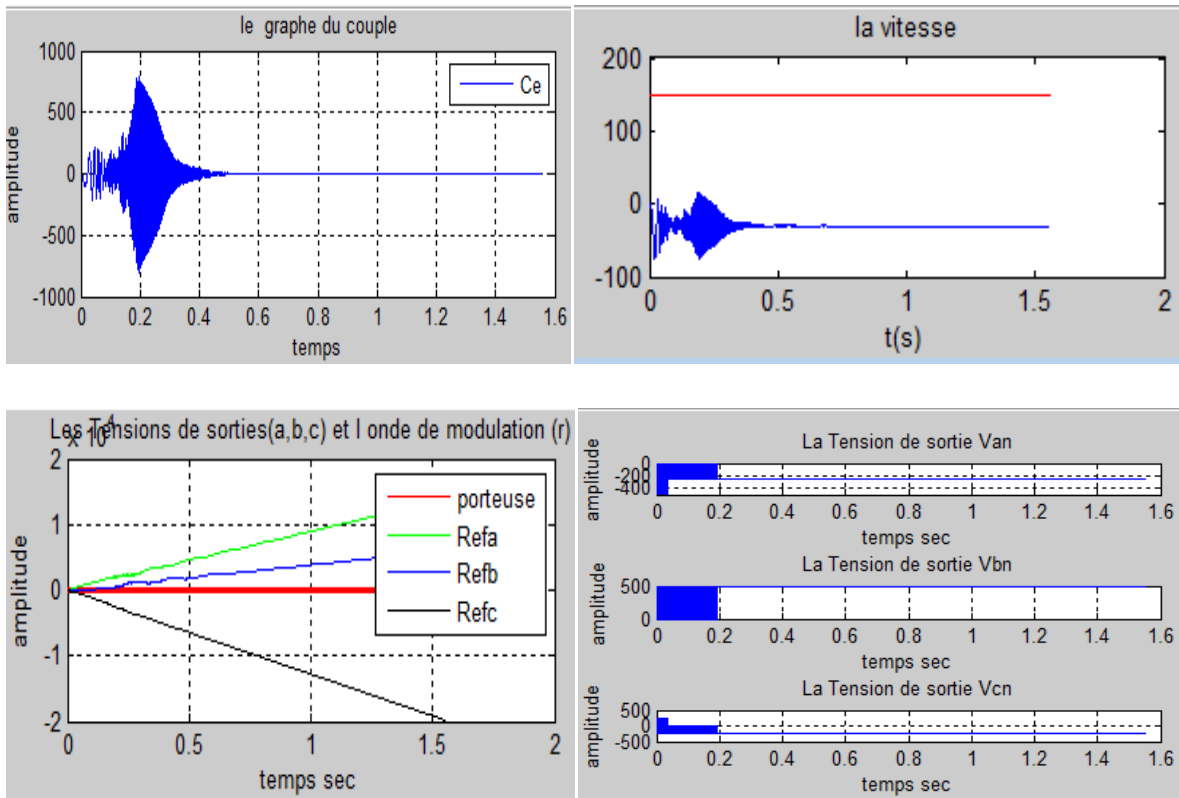


Figure (IV.12) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur.

B- L'interpréteur  $sa=0$  et  $sa'=0$  circuit ouvert  $\Rightarrow$  le courant ne passe pas le 1<sup>er</sup> interrupteur du convertisseur.



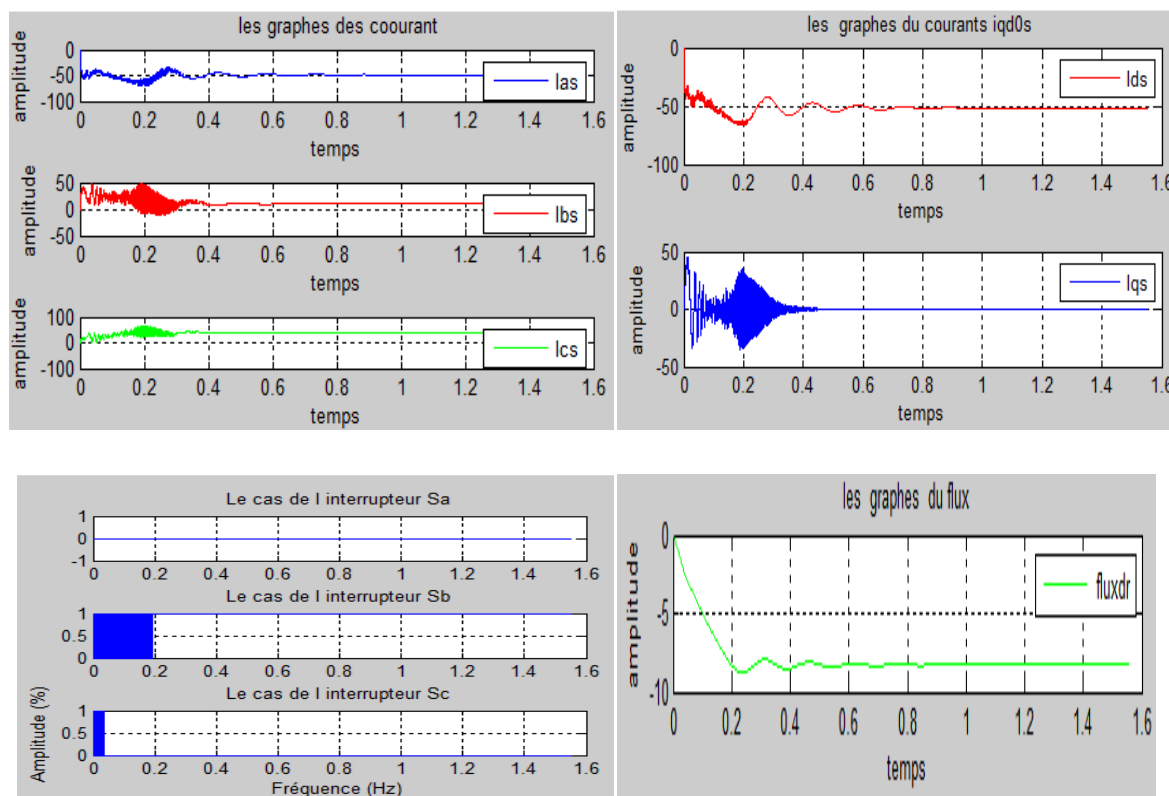


Figure (IV.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut convertisseur.

### Discutions :

Lors de fermeture et ouverture de circuit électrique au niveau de l'interrupteur de convertisseur de puissance cause une dégradation de fonctionnement de la machine asynchrone commande par commande vectorielle indirecte y compris que cette commande n'est pas effective elle nous donnent aucun résultats véritables..

### IV-8-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abordé principalement une approximation intelligente : la transformation de Fourier rapide FFT. Nous avons donné la représentation mathématique ainsi que la structure décrivant cette approximation, et d'autres part on a utilisé l'approche du vecteur de PARK ou nous avons présentes la courbe de Lissajous.

En effet, l'analyse de Fourier (FFT) nous a permis de connaître les différentes fréquences excitées dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais nous n'a pas permis de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises alors il y a un problème de localité.

L'analyse par FFT permet de nous présenter les résultats de simulation de l'analyse du courant statorique, couple électromagnétique et vitesse par l'observation de la présence de

## Chapitre IV : Commande avec défaut convertisseur

---

nouvelles raies sur le spectre du courant. La courbe de Lissajous détecte aussi l'existence de défaut. En changeant sa forme lors la présence de défaut.

Pour le diagnostic des défauts électriques du convertisseur de puissance, on s'intéresse principalement à la présence de raie latérale qui caractérise ce défaut de court-circuit dans l'onduleur MLI. On constate que leurs amplitudes augmentent avec la sévérité du défaut.

### **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 commandé par la commande vectorielle indirecte.

Dans le premier chapitre, on a présenté des généralités sur la machine asynchrone et les différentes techniques de diagnostic notamment le diagnostic interne et externe.

Dans le deuxième 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. On a pu présenter aussi une modélisation de l'onduleur de tension puis on a simulé ce modèle à six interrupteurs commandable 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 la fermeture et l'ouverture des interrupteurs du circuit de puissance.

Les résultats obtenus par voie de simulation de la machine asynchrone alimentée au réseau ainsi que alimenté par onduleur de tension nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres.

Dans le troisième chapitre, on a présenté la modélisation de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone pour les deux fonctionnements en bon fonctionnement en dégradation de fonctionnement due à la présence de défaut de court-circuit dans l'onduleur de tension.

Dans le dernier chapitre, la méthode de surveillance basée sur l'analyse fréquentielle du courant statorique, couple électromagnétique, vitesse et l'approche de vecteur de PARK ont été étudiées afin de détecter le défaut de court circuit. L'analyse s'avère des outils efficaces pour le diagnostic et la localisation de défaut des semi conducteurs défaillants.

### **Perspectives:**

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.
- Il sera aussi utile de développer la technique de diagnostic par FFT pour quel soit capable d'aller au loin dans le domaine de la localisation de défaut afin d'accélérer l'intervention en cas de défaillance surtout pour les machine a double alimentation ou a double stator la ou il y a plus d'un seul bobinage triphasé.

## Annexe A :

## Les paramètres de la machine asynchrone :

indices	La valeur	significations
Rr	1.84	résistance rotorique
Rs	1.84	résistance statorique
Lr	0.17	inductance rotorique
LS	0.17	inductance statorique
Lm	0.16	inductance mutuelle
p	2	nombre de paire de pôles
fsn	0.98	flux statorique nominal
U	380	tension nominal
J	0.0154	moment d'inertie
fs	50	fréquence statorique
h	0.00005	Le pas
n	1415	vitesse nominal de la machine
pn	3000	puissance nominal de la machine
$ce=pn/n$	2.12014134	couple électromagnétique
fv	0	frottement visqueux
$B=(1-Lm^2/(Ls*Lr))$	33.716263	Coefficient de dispersion de Blondel
to	0.05	constante de temps choisi à la pratique
Qr	0.9	flux de référence
psi	0.7	coefficient d'amortissement

**Annexe B :****Les paramètres de l'onduleur de tension MLI :**

E	722	la tension d'entrée
r	0.9	Coefficient de réglage
m	21	taux de modélisation
$f_m = m \cdot f_s$	1050	fréquence de modulation
$T_m = 1/f_m$	0.00095238	temps de modulation
alpha	0.5	la porteuse

### Bibliographie :

[1] : Nabti Khalil, contribution à la commande de la machine asynchrone, par DTC et logique flou, mémoire de magister ingénieur d'état en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine, 2006.

[2] : Abed Khodir, technique de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone, thèse de doctorat en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine, 2010.

[3] : Radouane Bousseksou, modélisation on analytique de machine asynchrone application au diagnostique, mémoire de magister en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine, 2007.

[4] : Abdelmalek Boulahia, étude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique, mémoire de magister en électrotechnique de l'université Constantine, 2009.

[5] : Meziane Salima, commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone, thèse de doctorat en électrotechnique de l'université Constantine, 2009.

[6] : Rebbah Redjem, calcul et conception assistée par ordinateur des machines électriques. Application au moteur asynchrone, mémoire de magister en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine, 2006.

[7] : Toufouti Riad, contribution à la commande directe de couple de la machine asynchrone, thèse de doctorat en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine, 2008.

[8] : Damien De Benedittis, étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur démarreur, thèse de doctorat en génie électrique de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2002.

[9] : Sofien Hajji, modélisation, observation et commande de la machine asynchrone, thèse de doctorat en automatique robotique, université de CAEN/Basse-Normandie (France), 2009.

[10] : Imad Al-Rouh, contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone, thèse de doctorat en génie électrique de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.

- [11] : Gaëtan Didier, modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances, thèse de doctorat en génie électrique de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [12] : Kaikaa Mouhamed Yazid, modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer. Application au diagnostic, thèse de doctorat en électrotechnique de l'université Mentouri Constantine, 2010.
- [13] : Boussaila Boubakr, commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux (application sur la machine heptaphasée), mémoire de magister en automatique, école national polytechnique d'Alger, 2010.
- [14] : Diaf Youssef, Ben Anter Djamel, modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI Astructure multi niveaux, mémoire de master en génie électrique, université Kasdi Merbah, Ouargla, 2012.
- [15] : L.Baghli, modélisation et commande de la machine asynchrone, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.
- [16] : Younes Hadji Yasser Gadi, détection de défaut dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone, mémoire de master en électrotechnique, université Kasdi Merbah, Ouargla, 2014.
- [17] : Docteur kouchih, cours master 1 et master 2 machine électrique, département électronique faculté de science et technologie, 2013/2014, 2014/2015.
- [18] : Docteur Hellal, cours traitement de signal, institut d'aéronautique de Blida, 2012/2013.
- [19] : Merabet hichem, surveillance et détection de défauts d'une machine a induction, mémoire de magister en commande électrique de l'université de Annaba,2009.