



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique Et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة العربي التبسي - تبسة  
Université Larbi Tebessi - Tébessa  
معهد المناجم  
Institut des Mines  
قسم الإلكتروميكانيك  
Département Electromécanique



## MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

### Commande scalaire de la machine Asynchrone triphasée

Par

ATTIA Sabrine et CHEGROUCHE Khadoudja

Devant le jury :

RECHACHE Abd Elkrim	MAA	Président	Université Larbi TebessiTébessa
FARES Noureddine	MAA	Encadreur	Université Larbi TebessiTébessa
ZAAMOUCHE Fares	MCB	Examineur	Université Larbi TebessiTébessa

Promotion 2020-2021

## *Remerciements*

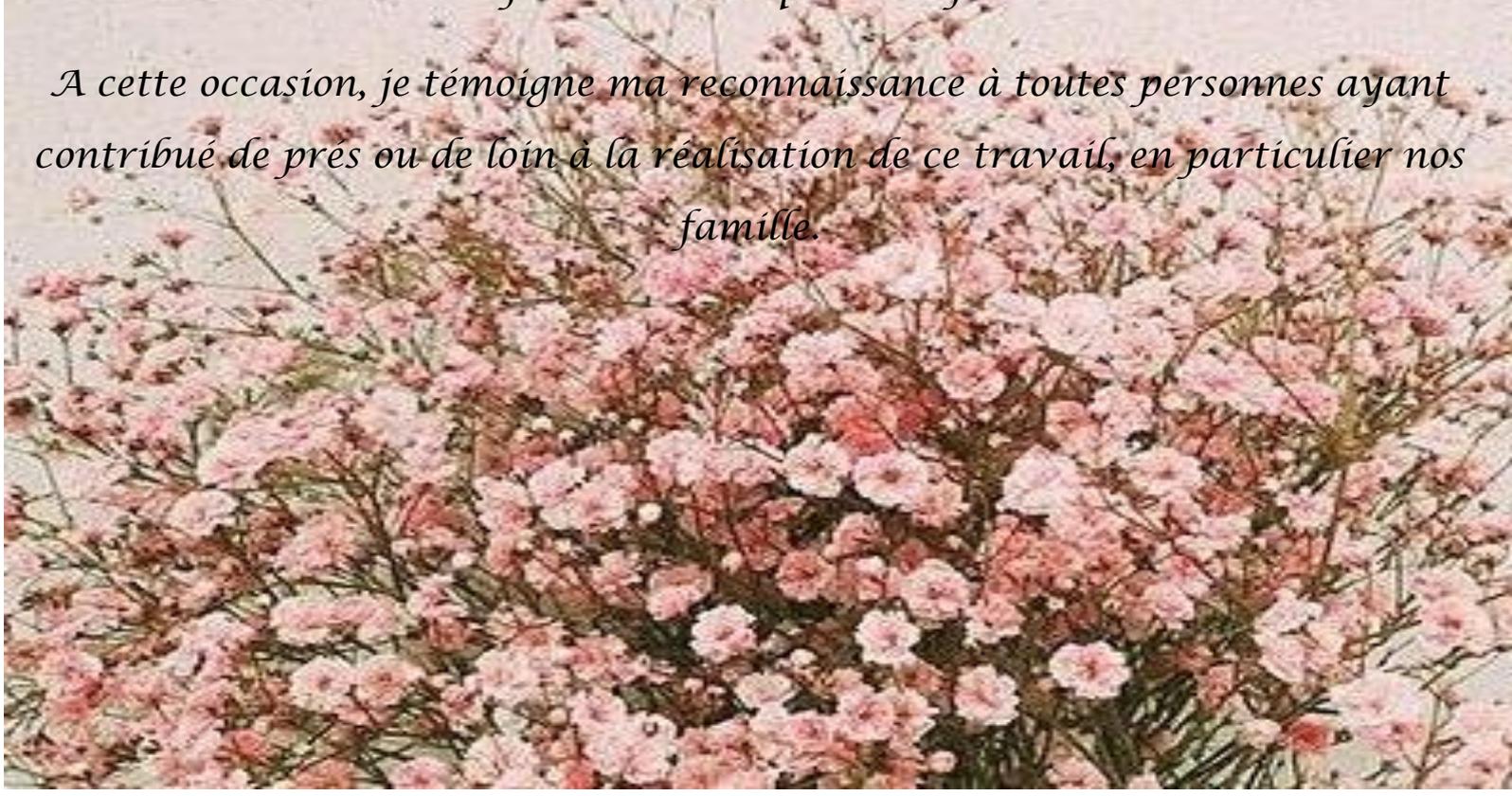
*Nous tenons à remercier dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, la patience, qu'il nous donné durant toutes ces longues années d'études, qui nous inspiré le sujet et guidé à ce travail.*

*Nous remercions en particuliers notre encadreur **Fares Noureddine**, pour d'avoir proposé et dirigé ce thème, pour la riche documentation qu'il ma procurée et pour ses précieux conseils. Mes remerciements lui sont surtout adressés pour son suivi continuél tout le long de la réalisation de cette mémoire avec la compétence que chacun de nous lui reconnaît, et avec ses orientations qui m'ont été d'un grand profit, je le remercie encore une fois d'avoir relu, corrigé et stimulé avec grand soin de patience des discussions autour de ce manuscrit.*

*Nous tenons à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et je cite en particulier **Monsieur Zaamouche Fares** auquel j'accorde l'expression de mon affectueuse gratitude et dont je garde un très souvenir.*

*Nos remerciements vont aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.*

*A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toutes personnes ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, en particulier nos famille.*



*Dédicace :*

*Nous avons le grand plaisir de dédier ce travail à :*

*Nos parents :*

*Pour tous les encouragements qu'ils nous ont fournis malgré leur lourde responsabilité. Que dieu inchaa Allah les garde pour nous.*

*À Nos sœurs et nos frères :*

*Nous vous dédions ce travail de témoignage des liens solides et intimes qui nous unissent en vous souhaitant un avenir de succès et de bonheur.*

*À tous les enseignant du département génie électrique*

*À toute la promotion d'électromécanique*

*À tous nos amis et nos collègues en témoignage des moments inoubliables, des sentiments purs, et des liens solides qui nous unissent.*



### Résumé

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : la commande scalaire d'un moteur asynchrone triphasé. Elle est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal avec lequel on agit sur la tension à travers l'onduleur de tension qui est le plus utilisé en petite et moyenne puissance.

Le travail a été repartitionné selon quatre chapitres dont le premier chapitre se parle sur les différentes techniques de commande.

Le deuxième chapitre se base sur la modélisation et simulation de la machine asynchrone sous MATLAB-SIMULINK.

En troisième lieu, dans le chapitre trois, on s'est intéressé à l'onduleur à MLI en donnant sa modélisation et son principe de fonctionnement.

En quatrième lieu, dans le chapitre quatre, afin de réaliser la commande scalaire, on a expliqué son principe, et sa modélisation ainsi que sa simulation sous MATLAB-SIMULINK en boucle ouverte.

Les résultats de simulation démontrent la validité de cette stratégie.

### Abstract

Recent advances in the field of power electronics and real-time calculators have recently led to the development of variable speed drives for AC machines.

The asynchronous motor, thanks to its robustness, low cost and simple construction is increasingly required in the field of variable speed drives.

We present in this paper the control technique known as: the scalar control of a three-phase asynchronous motor. It is based on the sinusoidal steady-state model with which we act on the voltage through the voltage inverter which is most used in small and medium power.

The work was divided into four chapters, the first chapter of which is about the different control techniques.

The second chapter is based on the modeling and simulation of the asynchronous machine under MATLAB-SIMULINK.

Thirdly in chapter three we looked at the PWM inverter by giving its modeling and its operating principle.

In the fourth place in the chapter four in order to carry out the scalar control, one explained its modeling as well as its simulation under MATLAB-SIMULINK in open loop.

Simulation results demonstrate the validity of this strategy.

### ملخص

مكنت التطورات الاخيرة في مجالات الطاقة الالكترونية و اجهزة الكمبيوتر في الوقت الفعلي مؤخرًا من تطوير محركات متغيرة السرعة لأجهزة التيار المتردد.

اصبح المحرك الغير متزامن بفضل متانته, و تكلفته المنخفضة و بنيته البسيطة اكثر اهمية في مجال محركات السرعة المتغيرة .

في هذا الموجز نقدم تقنية التحكم بما يسمى التحكم العددي للآلة غير المتزامنة ثلاثية الطور. يعتمد على نموذج الحالة المستقرة الجيبية التي نتعامل معها على الجهد من خلال عاكس الجهد الاكثر استخداما في الطاقة الصغيرة و المتوسطة.

تم تقسيم العمل الى اربعة فصول , الفصل الاول حول تقنيات التحكم المختلفة.

الفصل الثاني مبني على نمذجة و محاكاة الالة غير المتزامنة .

## Résumé

---

ثالثا, في الفصل الثالث, نظرنا الى عاكس من خلال اعطاء نمذجة و مبدأ التشغيل (MLI) الخاص به.

رابعا , في الفصل الرابع , من اجل تنفيذ الامر القياسي , شرحنا مبدأه و نمذجته بالإضافة الى محاكاته في MATLAB-SIMULINK حلقة مفتوحة.

تظهر نتائج المحاكاة صحة هذه الاستراتيجية .

# Liste des figures

---

## **Chapitre I : Etat de l'art du moteur à induction**

- Figure (I.01) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone  
Figure (I.02) : Schéma de principe de la machine asynchrone  
Figure (I.03) : Schéma classique de la commande scalaire  
Figure (I.04) : Schéma global de la commande vectorielle  
Figure (I.05) : Structure de la commande directe du couple  
Figure (I.06) : Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux

## **Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone**

- Figure (II.01) : Photo d'une MAS  
Figure (II.02) : Photo d'un stator d'une MAS  
Figure (II.03) : Symboles électrique du moteur asynchrone à rotor bobiné  
(a) et à cage d'écureuil (b)  
Figure (II.04) : Photo d'un rotor bobiné d'une MAS  
Figure (II.05) : photo d'un rotor à cage d'une MAS  
Figure (II.06) : Position des axes des phases statoriques et rotoriques  
Figure (II.07) : Représentation de la MAS dans le repère (d, q)  
Figure (II.08) : Les tensions de lignes V(RST)  
Figure (II.09) : Les courants rotoriques Ir(RST)  
Figure (II.10) : Les courants rotoriques Ir (qd)  
Figure (II.11) : Les courants statoriques Is(RST)  
Figure (II.12) : La vitesse mécanique  $\omega_r=104.6$  ; [rad/sec]=999 ;[tour/min]  
Figure (II.13) : Le couple électromagnétique  $C_e=1.056$  ; [Nm]  
Figure (II.14) : Les tensions de lignes V(RST)  
Figure (II.15) : Les courants rotoriques Ir(RST)  
Figure (II.16) : Les courants rotoriques Ir (qd)  
Figure (II.17) : Les courants statoriques Is (RST)  
Figure (II.18) : Les courants statoriques Is (qd)  
Figure (II.19) : La vitesse mécanique  $\omega_r=100.4$  ; [rad/sec]=958.4 ;[tour/min]  
Figure (II.20) : Le couple électromagnétique  $C_e=39.02$  ; [Nm]  
Figure (II.21) : Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone

## **Chapitre III : Modélisation et simulation de L'onduleur à MLI**

- Figure (III.01) : Schéma de principe de la conversion (Continu – Alternative ; DC – AC)  
Figure (III.02) : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome  
Figure (III.03) : K en position (1)  
Figure (III.04) : Tension avec K en position (1) et (2)  
Figure (III.05) : Pont redresseur  
Figure (III.06) : Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI  
Figure (III.07) : onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine  
Figure (III.08) : Schéma synoptique de la M.L.I.  
Figure (III.09) : MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire  
Figure (III.10) : La modulation sinusoïdale modifiée  
Figure (III.11) : La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

## **Chapitre IV : Commande scalaire de la machine asynchrone**

- Figure (IV.01) : représentation de la commande en boucle ouverte  
Figure (IV.02) : Les tensions de ligne RST  
Figure (IV.03) : Les courants de phases  
Figure (IV.04) : La vitesse mécanique  $\omega_r=912.7$  tour/min.  
Figure (IV.05) : La vitesse mécanique  $\omega_r=95.58$  rad/sec  
Figure (IV.06) : FFT de tension de ligne (R-S).  
Figure (IV.07) : FFT du courant de phase (R)  
Figure (IV.08) : Tensions de lignes (RST)  
Figure (IV.09) : Les courants de phases  
Figure (IV.10) : Le couple électromagnétique  $C_e=38.32$  Nm  
Figure (IV.11) : La vitesse mécanique  $\omega_r=378.7$  tour/min

## Liste des figures

---

- Figure (IV.12) : La vitesse mécanique  $\omega_r=39.66$  rad/sec.  
Figure (IV.13) : FFT de tension de ligne (R-S)  
Figure (IV.14) : FFT du courant de phase (R)  
Figure (IV.15) : Tensions de lignes (RST)  
Figure (IV.16) : Les courants de phases  
Figure (IV.17) : Le couple électromagnétique  $C_e=4.094$  Nm  
Figure (IV.18) : La vitesse mécanique  $\omega_r=-293.5$ rad/sec  
Figure (IV.19) : La vitesse mécanique  $\omega_r=-2803$  tour/min.  
Figure (IV.20) : FFT de tension de ligne (R-S)  
Figure (IV.21) : FFT du courant de phase (R)  
Figure (IV.22) : Tensions de lignes (RST)  
Figure (IV.23) : Les courants de phases  
Figure (IV.24) : Le couple électromagnétique  $C_e=5.72$  Nm  
Figure (IV.25) : La vitesse mécanique  $\omega_r=-2280$  tour/min  
Figure (IV.26) : La vitesse mécanique  $\omega_r=-238.7$ rad/sec  
Figure (IV.27) : FFT de tension de ligne (R-S)  
Figure (IV.28) : FFT du courant de phase (R)  
Figure (IV.29) : Tensions de lignes (RST)  
Figure (IV.30) : Les courants de phases  
Figure (IV.31) : Le couple électromagnétique  $C_e=39.45$  Nm  
Figure (IV.32) : La vitesse mécanique  $\omega_r=480$  tour/min  
Figure (IV.33) : La vitesse mécanique  $\omega_r=50.27$  rad/sec  
Figure (IV.34) : FFT de tension de ligne (R-S)  
Figure (IV.35) : FFT du courant de phase (R)  
Figure (IV.36) : Les tensions de ligne (RST)  
Figure (IV.37) : Les courants de phases  
Figure (IV.38) : Couple électromagnétique ; [Nm]  $C_e=41.54$  Nm  
Figure (IV.39) : La vitesse mécanique  $\omega_r=165.3$  tour/min.  
Figure (IV.40) : La vitesse mécanique  $\omega_r=17.31$ rad/sec  
Figure (IV.41) : FFT de tension de ligne (R-S)  
Figure (IV.42) : FFT du courant de phase (R)

### Liste des tableaux

**Chapitre III** : Modélisation et simulation de l'onduleur à MLI

**Tableau (III-01)** : Les huit états possibles des interrupteurs

# **SOMMAIRE**

# Sommaire

---

<b>Introduction générale</b>	<b>02</b>
<b>Chapitre I : Etat de l'art du moteur à induction</b>	
I.1. Introduction	04
I.2. Présentation d'une MAS	04
I.3. Principe de fonctionnement	05
I.4. Différentes techniques de commande de la MAS	05
I.4.1. Commande vectorielle	06
I.4.2. Commande directe du couple (DTC)	07
I.4.3. Commande intelligente	08
I.4.4. Commande par mode glissant	09
I.4.5. Commande scalaire	09
I.6. Conclusion	10
<b>Chapitre II : modélisation et simulation de la machine asynchrone</b>	
II.1. Introduction	12
II.2. Historique	12
II.3. Définition de la machine asynchrone	13
II.4. La structure de la machine asynchrone	14
II.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	15
II.6. Modélisation de la MAS	16
II.6.1. Hypothèses simplifiées	16
II.6.2. Equations électriques de la MAS dans le repère (a, b, c)	17
II.6.3. Equations électriques dans le plan (a, b, c)	18
II.6.4. Equations magnétiques	18
II.6.5. Equation mécanique	19
II.6.6. Transformation de Park	20
II.6.7. Transformation des variables statoriques	20
II.6.8. Transformation des variables rotoriques	21
II.7. Equations de la MAS dans le plan (d, q)	21
II.7.1. Equations magnétiques	22
II.7.2. Equation mécanique	22
II.7.3. Couple électromagnétique	22
II.8. Modèle d'état de la machine asynchrone	23
II.9. Choix du référentiel	24
II.9.1. Référentiel lié au stator	24
II.9.2. Référentiel lié au rotor	24
II.9.3. Référentiel lié au champ tournant	25
II.10. Résultats de simulation	25

# Sommaire

---

II.10.1. Interprétation des résultats	30
II.11. Conclusion	31
<b>Chapitre III : principe de fonctionnement et modélisation de l'onduleur à MLI</b>	
III.1. Introduction	33
III.2. Définition	33
III.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur	33
III.4. Technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI)	34
III.5. Avantages et inconvénient de la technique MLI	35
III.5.1. Avantage	35
III.5.2. Inconvénients	35
III.6. Familles de convertisseurs statiques	35
III.7. Modèle du redresseur à MLI	35
III.8. Table des huit états possibles des interrupteurs	36
III.9. Les applications des onduleurs	38
III.10. Classification des onduleurs	38
III.10.1. Onduleur autonome	38
III.10.1.1. Onduleur de courant	39
III.10.1.2. Onduleur de tension	39
III.10.2. Onduleur non autonome	39
III.11. Modèle de l'onduleur de tension	39
III.12. La commande à M.L.I	41
III.13. Principe de base de MLI	42
III.14. Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions	42
III.14.1. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)	43
III.14.2. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)	43
III.14.3. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle	44
III.15. Conclusion	45
<b>Chapitre IV : Commande Scalaire de la Machine Asynchrone</b>	
IV.1. Introduction	47
IV.2. Principe de la commande scalaire	47
IV.3. Principe de la commande en boucle ouverte	48
IV.3.1. Expression du couple	48
IV.3.2. commande en vitesse	48
IV.4. La commande scalaire en boucle fermée	49
IV.5. Lois de contrôle du flux magnétique	50
IV.5.1. Le contrôle direct	50

# Sommaire

---

IV.5.2. Le contrôle indirect	50
IV.6. Contrôle scalaire en tension	50
IV.6.1. La loi de commande	50
IV.6.2. Contrôle en V/F de la machine asynchrone	51
IV.7. Résultats de simulation	51
IV.7.1. Interprétation des résultats	70
IV.8. Conclusion	71
<b>Conclusion générale</b>	<b>73</b>

## Notation et symboles

---

$L_s$	: Inductance cyclique propre du stator [H]
$L_r$	: Inductance cyclique propre du rotor [H]
$L_{sr}$	: Inductance cyclique mutuelle stator – rotor [H]
$[L_s]$	: Matrice d'inductance statorique
$[L_r]$	: Matrice d'inductance rotorique
$[M_{sr}]$	: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor
$[p[\theta]]$	: Matrice de passage de PARK
$a_s, b_s, c_s$	: Correspondent aux trois phases du stator
$d, q$	: Axes de référentiel de Park
$R_s$	: Résistance statorique par phase [ $\Omega$ ]
$R_r$	: Résistance rotorique par phase [ $\Omega$ ]
$P$	: Nombre de paires de pôles
$J$	: Moment d'inertie des parties tournantes
$f$	: Coefficient de frottements visqueux
$\theta$	: Angle électrique entre $a_s$ et $a_r$
$\Omega$	: La Vitesse Mécanique [Rad/S]
$\theta_s$	: Angle électrique entre $a_s$ et $d$
$\theta_r$	: Angle électrique entre $a_r$ et $d$
$\omega_a$	: Vitesse angulaire électrique du système d'axes
$\omega_m, \omega_s$	: Vitesse angulaire électrique respectivement rotorique et statorique
$C_r$	: Couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor [N.m]
$C_{em}$	: Couple électromagnétique [N.m]
$V_s$	: Tension statorique [Volt]
$V_r$	: Tension rotorique [Volt]
$I_s$	: Courant statorique [A]
$I_r$	: Courant rotorique [A]
$V_{sdq0}$	: Tensions statorique biphasées Dans Le Repère (d, q)
$V_{rdq0}$	: Tensions rotorique biphasées Dans Le Repère (d, q)
$I_{sdq0}$	: Courants statorique biphasées Dans Le Repère (d, q)
$I_{rdq0}$	: Courants rotorique biphasées Dans Le Repère (d, q)
$\varphi_s$	: Flux statorique
$\varphi_r$	: Flux rotorique
$\sigma$	: Coefficient de dispersion
<b>MAS</b>	: Machine Asynchrone
<b>MLI</b>	: Modulation Largeur d'Impulsion

# **INTRODUCTION GENERALE**

# Introduction générale

---

## Introduction générale

Les machines électriques sont des machines réversibles, c'est-à-dire qu'elles peuvent fonctionner en moteur pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, ou en générateur pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part, sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande scalaire d'une machine asynchrone.

Pour bien présenter notre travail, nous l'avons organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous donnons la présentation de la MAS et son principe de fonctionnement, d'autre part nous avons touchés les différentes techniques de commande de la MAS et spécialement la commande scalaire.

Dans le deuxième nous présentons des généralités sur la machine asynchrone, ensuite, on se consacrera à sa modélisation et sa simulation. Dans le but de valider notre simulation, la comparaison des résultats de la simulation avec la plaque signalétique donnée par le constructeur sera réalisée.

Le troisième chapitre sera consacré pour l'étude du principe de fonctionnement de l'onduleur et sa modélisation, ensuite, la nécessité de l'onduleur à MLI pour commander la MAS.

Au final, dans le quatrième chapitre, afin de réaliser la commande scalaire, nous allons expliquer en premier lieu le principe de cette dernière et sa modélisation. Pour pouvoir entamer l'association onduleur-MAS, une caractérisation de la machine commandée par cette technique en boucle ouverte sans onduleur et en régime permanent sera inévitable. Ensuite, on passera à la simulation du système associé tout en procédant à plusieurs tests en faisant varier la fréquence du stator.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.

# **CHAPITRE I**

## **ETAT DE L'ART DU MOTEUR A INDUCTION**



### I.3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique  $N_s$ , appelée vitesse synchrone est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation  $f$ (Hz) et au nombre de pair de pôles  $p$  de chacun des enroulements par :

$$N_s = 60f/p ; [\text{tr}/\text{min}] \quad (\text{I.01})$$

Soumis au champ tournant créée par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrent elles-mêmes trois courants rotoriques.

Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur à donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques ce manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse  $N$  en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. Le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I.02})$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls les enroulements statoriques sont généralement reliés au réseau de tensions créent cette induction motrice. Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, mais court-circuités sur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machine d'induction. [2]

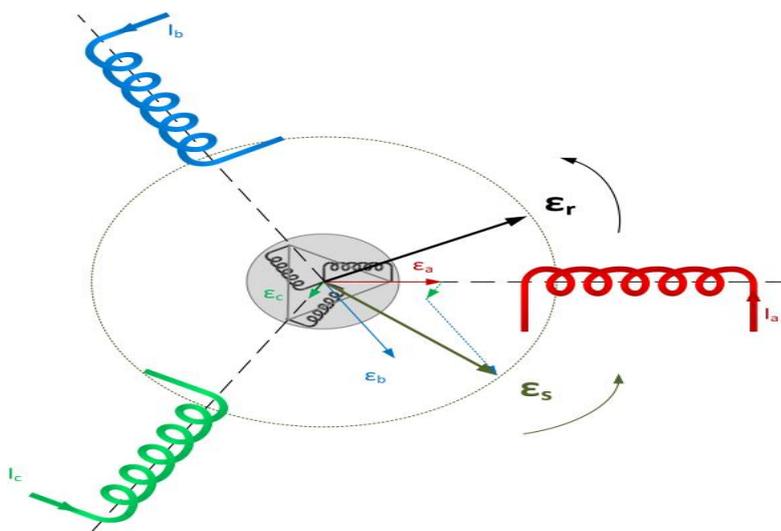


Figure (I.02) : Schéma de principe de la machine asynchrone

## I.4. Différentes techniques de commande de la MAS

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, Les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et les machines à induction. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées.

### I.4.1. Commande vectorielle

C'est pour supplanter les limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la MI a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyenne et hautes performances dynamiques et statiques. L'avènement des microprocesseurs à partir des années (1970), et leur importante évolution dans les années (1980), a permis sa concrétisation expérimentale. Cette commande est élaborée sur la base du modèle de la MI projeté dans le repère du flux. Les composantes directes et en quadrature du courant statorique obtenus peuvent donner une commande découplée du flux et du couple, respectivement. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés. Selon la détermination de la position du flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles, dites directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la MI, et donc selon le référentiel de travail, à la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer), et enfin à la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte. [5]

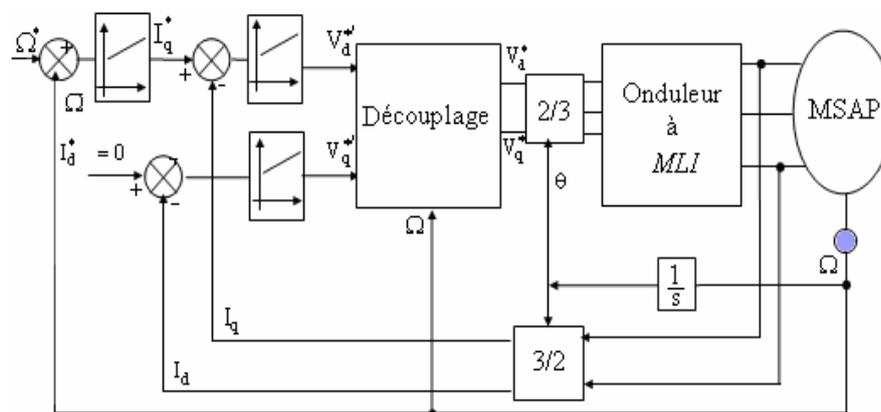


Figure (I.04) : Schéma global de la commande vectorielle

### I.4.2. Commande directe du couple (DTC)

La commande dite **DTC**, ou Commande Directe du Couple, est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de la maîtrise du contrôle du couple. Elle a été largement développée par [M. DEPENBROCK] en [Allemagne] et par I. TAKAHASHI, et [T. NOGUCHI] au Japon. La **DTC** n'est pas basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, comme le cas de la commande vectorielle, mais cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de commande. La technique **DTC** utilise une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (**MLI**) qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension. Ses avantages, par rapport aux techniques conventionnelles, sont dans l'amélioration du temps de réponse en couple, de la robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique, avec la possibilité de fonctionnement sans capteur mécanique (capteur de vitesse, position). Néanmoins, l'inconvénient principal de la **DTC** est sa difficulté de fonctionnement à très faibles vitesses due aux ondulations élevées des courants et du couple, ce qui nécessitera l'apport des méthodes d'appoint particulières. [5]

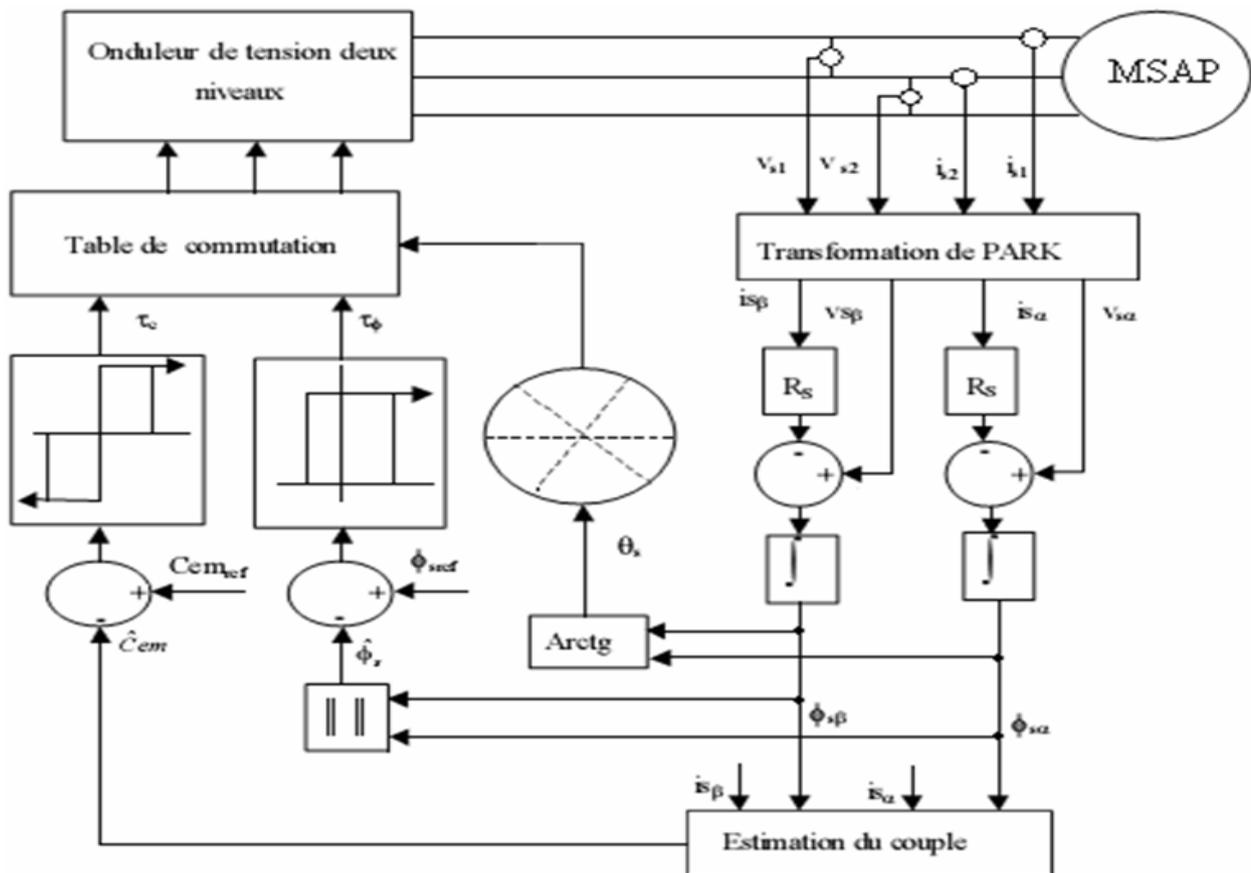


Figure (I.05) : Structure de la commande directe du couple

### **I.4.3. Commande intelligente**

L'intelligence artificielle (**IA**) apparue en (1950), est une branche affiliée au départ l'informatique pour traiter la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions.

La commande intelligente est basée sur l'utilisation des principes **d'IA** permettant de reproduire le raisonnement humain, alors que la commande conventionnelle est basée sur l'exploitation du modèle mathématique du système. La commande intelligente a été définie en (1956) lors de la conférence de DARTMOUTH comme étant les procédés informatiques qui permettent d'imiter la manière humaine de penser. Un régulateur intelligent peut identifier le système et permettre ainsi la définition d'une commande optimisée par itération et apprentissage. De ce fait, il possède des caractéristiques d'adaptabilité, de robustesse, d'auto - organisation, de contrôle supervisé, d'autonomie et d'intelligence. On rencontre principalement trois types de techniques dites intelligentes, celles liées aux systèmes experts ; aux réseaux de neurones artificiels et à la logique floue. A titre d'exemple, la commande neuronale n'a pas a priori besoin d'un modèle mathématique pour réaliser une commande efficace et robuste. Dans le cas de la commande du moteur à induction, les réseaux de neurones sont utilisés pour émuler un modèle direct ou inverse permettant une commande aux performances élevées. Dans cette commande, le moteur à induction et sa charge sont considérés comme un système non linéaire. Les données issues de simulation sur un système du second ordre sont utilisées pour entraîner le réseau de neurones pour fournir un modèle inverse. Ce modèle inverse est ensuite utilisé en série avec le système pour atténuer la dynamique et les non-linéarités du **MI** avec sa charge dont les paramètres peuvent varier dans le temps. [5]

### **I.4.4. Commande par mode glissant**

La technique de commande par modes de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à la variation paramétrique et aux perturbations extérieures. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieure à celle du système à contrôler. [5]

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite :

### **I.4.5. Commende scalaire**

Cette commande est l'une des plus anciennes, développée pour le réglage de la vitesse des machines asynchrone. La structure de cette technique est très simple. Son principe est basé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les

---

capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égal à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport tension/fréquence ( $V/f$ ) constant. De part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique. Deux types de contrôle scalaire sont considérés dans le littérature :

-**Contrôle scalaire direct** : Ce type contrôle consiste à réguler le flux. Cela nécessite sa mesure ou son estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre, en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. On procède plutôt à une estimation ou une observation d'état.

-**Contrôle scalaire indirect** : Il consiste à imposer indirectement le flux magnétique en imposant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou de courant. La première méthode est plus difficile à mettre en pratique sans moyen de calcul puissant, c'est la deuxième approche qui est la plus utilisée pour des considérations de stabilité. [3]

Deux principales lois statiques sont généralement utilisées :

- **Loi tension-fréquence** :

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension  $V_s$  proportionnel à la fréquence statorique la relation dite loi  $V/f$  ou commande scalaire.

- **Loi tension-courant** :

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement du non-validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation. La commande ( $V/f$ ) est étudiée et comparée avec une commande directe du couple, les résultats de simulation et de l'expérimentation manifestent que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors de démarrage et de changement de consigne représentent les principaux inconvénients de la commande ( $V/f$ ). [4]

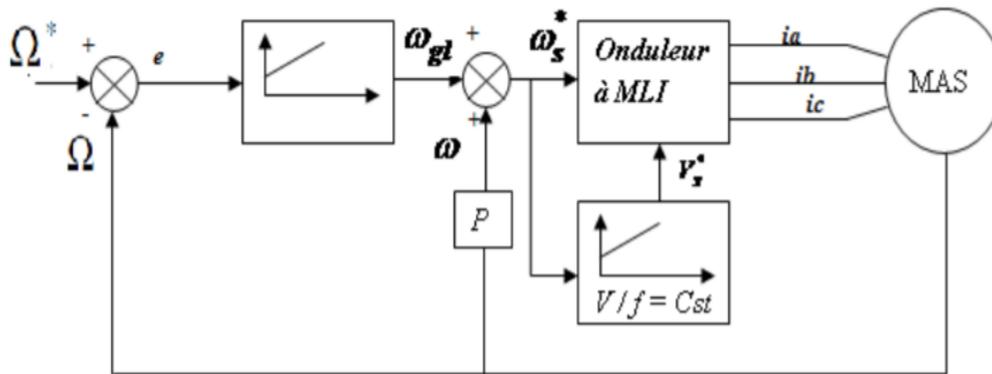


Figure (I.03) : Schéma classique de la commande scalaire

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié plusieurs techniques de commande du moteur à induction et particulièrement la commande scalaire c'est notre objectif dans ce travail.

# **CHAPITRE II**

## **Modélisation et simulation de la machine asynchrone**

## II.1. Introduction

Dans ce chapitre, il sera question de modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (équations électriques magnétiques et mécanique) dans son référentiel triphasé (**a, b, c**). Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK.

La représentation des processus physique par des modèles mathématique est une étape très importante. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande. [6]

## II.2. Historique

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs :

En (1887), Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets ; pendant la même période Galileo FERRARI publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1888, en (1889), Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de (1891). Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelque centaine de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage mis au point en (1912) par Paul Boucherot.

Grace aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des TGV ainsi que des métros parisiens comme le MP 89. [6]

### II.3. Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Comme les autres machines électriques (machine à courant continu, machine synchrone), la machine asynchrone est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique (alternatif) et un dispositif mécanique.

Cette machine est réversible et susceptible de se comporter, selon la source d'énergie, soit en « moteur » soit en « générateur », dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

En fonctionnement « moteur », dans deux quadrants du plan couple-vitesse, l'énergie électrique apportée par la source est transformée en énergie mécanique vers la charge ; et en fonctionnement « générateur », dans les deux autres quadrants, l'énergie mécanique de la charge est transformée en énergie électrique vers la source (la machine se comporte comme un générateur). [7]

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types : [8]

- Les machines d'induction ;
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) s f. [9]

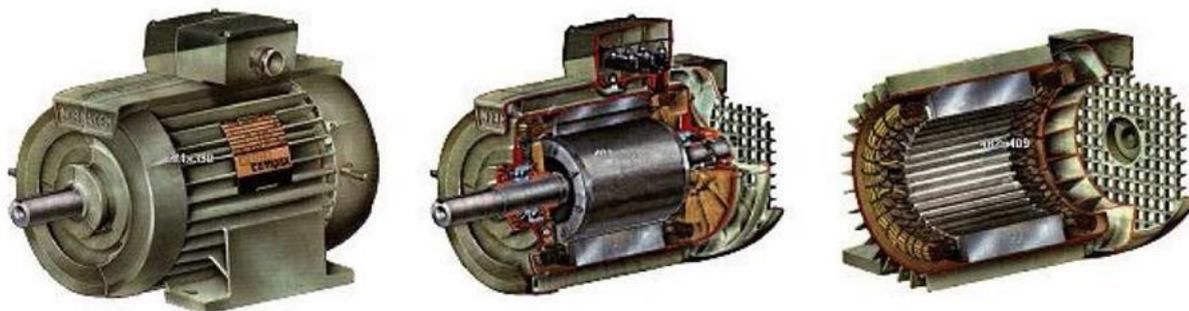


Figure (II.01) : photo d'une MAS

## II.4. La structure de la machine asynchrone

Une machine asynchrone comprend généralement :

**II.4.1. Le stator :** C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger referme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le feuilletage du circuit magnétique réduit les pertes par cycle d'hystérésis et par courants de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant. Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse du champ tournant. [10]



Figure (II.02) : photo d'un stator d'une MAS

**II.4.2. Le rotor :** C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit donc n'est relié à aucune alimentation électrique et il tourne à une vitesse ( $N$ ) inférieure à celle du champ statorique tournant. [10]

Selon la construction du rotor, on peut distinguer deux familles de moteurs asynchrones :

Les moteurs à cage dont le rotor forme une cage d'écureuil et les moteurs à bague dont le rotor sont bobinés.



Figure (II.03) : Symboles électrique du moteur asynchrone à rotor bobiné (a) Et à cage d'écureuil

(b)

**Rotor bobiné** : Les tôles du rotor sont munies d'encoches dans lesquelles sont placées des conducteurs d'un enroulement triphasé identiques à ceux du stator. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile) et l'autre extrémité est reliée à une bague.

On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues sur lesquelles frottent trois balais, cet accès est plus souvent utilisé pour augmenter le couple de démarrage par l'intermédiaire de résistances situées à l'extérieur de la machine. [10]



**Figure (II.04)** : photo d'un rotor bobiné d'une MAS

**Rotor à cage** : le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu mais il ne permet pas l'accessibilité. [11]



**Figure (II.05)** : photo d'un rotor à cage d'une MAS

## II.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Comme les autres machines électriques, la MAS présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications. [12]

### II.5.1. Avantages

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer : [12]

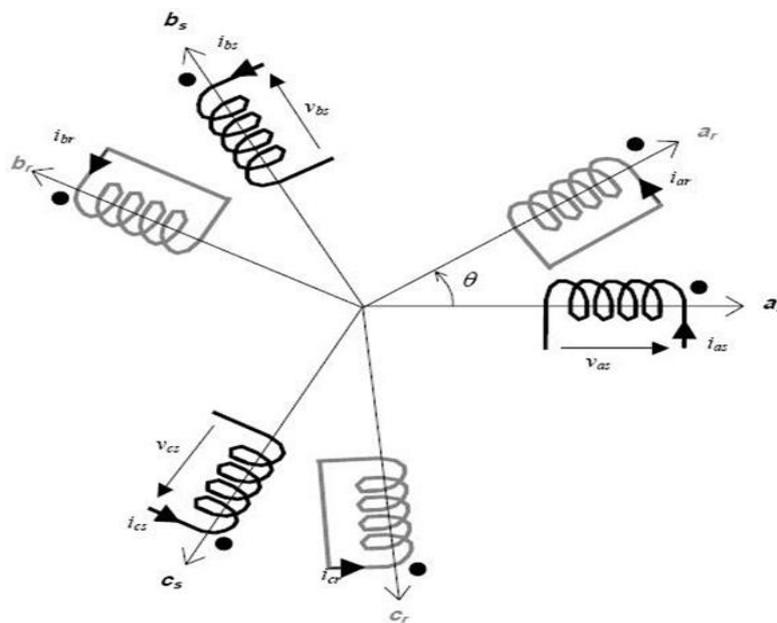
- Sa robustesse mécanique ;
- Son faible coût ;
- L'absence d'entretien constant.

### II.5.2. Inconvénients

- L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.
- Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal).
- Difficile de contrôler la vitesse. [12]

## II.6. Modélisation de la MAS

L'enroulement des trois phases rotoriques et statoriques peuvent être représentés comme indique la figure ci-dessous :



**Figure (II.06) :** Position des axes des phases statoriques et rotoriques.

La figure (II.06) représente les trois bobines statoriques et trois rotoriques respectivement dans le repère. L'angle  $\theta$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique. [13]

Pour raison de simplification de la mise en équation, on propose dans ce qui suit des hypothèses simplificatrices.

### II.6.2. Hypothèses simplifiées

La mise en équations de la machine asynchrone triphasée aboutit à des équations Différentielles à coefficient variable. Un nombre d'hypothèses simplificatrices peut être adopté afin de permettre une mise en équations relativement simple. [13]

On suppose :

- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la **F.M.M** est distribuée sinusoidalement le long de deux armatures ;
- On suppose que le circuit magnétique non saturé, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables ;
- Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé ;
- Le phénomène d'hystérésis est les courants de Foucault sont négligés.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant).

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

Tenant compte des hypothèses simplifiées précédentes on aboutit à la mise en équations.

### II.6.3. Equations électriques de la MAS dans le repère (a, b, c)

Les équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné dans le repère triphasé. S'écrivent comme suit : [14]

La loi de faraday permet d'écrire :

$$V(t) = R \cdot i(t) + \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (\text{II.1})$$

**Au stator :**

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \varphi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \varphi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \varphi_{cs} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

**Au rotor :**

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \varphi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \varphi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \varphi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

#### II.6.4. Equations électriques dans le plan (a, b, c)

En se basant sur les hypothèses simplificatrices citées, les écritures matricielles des équations des bobinages statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme : [14]

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II.4})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- $[V_s], [V_r]$ : Les tensions simples statorique et rotorique respectivement ;
- $[i_s], [i_r]$  : Les courants de phase statorique rotorique respectivement ;
- $[\varphi_s], [\varphi_r]$  : Les flux statorique et rotorique respectivement ;
- $[R_s], [R_r]$  : Matrices des résistances par phase statorique et rotorique respectivement.

#### II.6.5. Equations magnétiques

De la même manière, l'écriture matricielle des équations magnétiques est donnée par : [14]

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.6})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant les équations (II.6) et (II.7) dans (II.4) et (II.5), on obtient le système d'équations :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \quad (\text{II.8})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \quad (\text{II.9})$$

Tel que :

$$[V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T, [i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T, [\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

Dans le cas où  $[M_{sr}] = [M_{rs}]$ :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Où :

$[L_{ss}] ; [L_{rr}]$  : Représentent respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques ;

$[M_{sr}] ; [M_{rs}]$  : Représentent respectivement les matrices des inductances mutuelles stator-rotor et celle des inductances mutuelles rotor-stator ;

$M_{rs}$  : Représente l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor ;

$L_{as} ; L_{ar}$  : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase statorique et rotorique ;

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par : [15]

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.10})$$

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.11})$$

### II.6.6. Equation mécanique

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = C_r + f\Omega_m + j \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$C_r ; C_{em}$  : Représentent respectivement le couple résistant et le couple électromagnétique ;

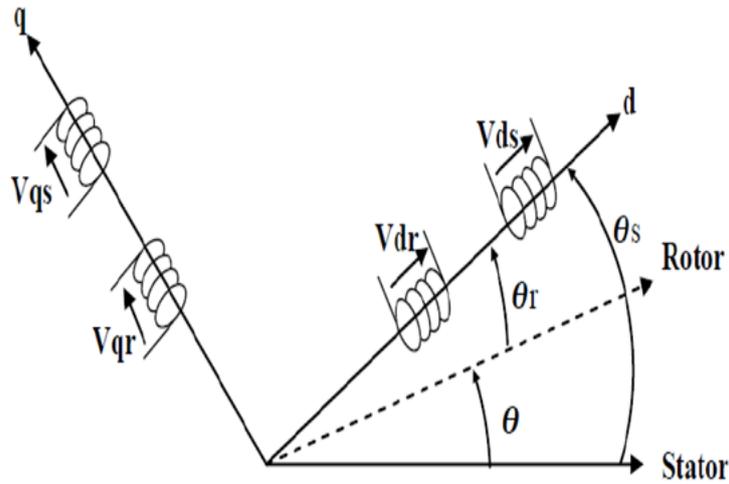
$F$  : Représente le coefficient de frottement visqueux ;

$J$  : Représente le moment d'inertie de la partie tournante. [15]

Afin de chercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère  $(d, q, 0)$  tournant dont l'orientation est a priori arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasé équivalente. [16]

**II.6.7. Transformation de Park**

La transformation de Park définie par la matrice de rotation  $\mathbf{p}(\theta)$  permet de ramener les variables du repère triphasé ( $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ ) sur les axes d'un repère diphasé tournant ( $\mathbf{d}, \mathbf{q}, \mathbf{0}$ ). Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère. [16], [17]



**Figure (II.07) :** Représentation de la MAS dans le repère (d, q)

On définit la matrice de Park et la matrice inverse de Park respectivement par :

$$\mathbf{p}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

$$\mathbf{p}(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

Dans la matrice de Park, c'est l'angle  $\theta_s$  qui intervient pour les grandeurs statoriques et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques.

**II.6.8. Transformation des variables statoriques**

La transformation des variables réelles statoriques de la machine consiste à appliquer la matrice de Park  $\mathbf{P}(\theta_s)$  aux vecteurs des variables tensions  $[\mathbf{V}_s]$ , courant  $[\mathbf{i}_s]$  et flux  $[\boldsymbol{\varphi}_s]$  pour obtenir leurs

composante relatives correspondantes  $(V_{sdq0})$ ,  $(i_{sdq0})$  et  $(\Phi_{sdq0})$  respectivement, suivant les équations : [18]

$$\begin{cases} (V_{sdq0}) = p(\theta)(V_{sabc}) \rightarrow (V_{sabc}) = p(\theta)^{-1}(V_{sdq0}) \\ (i_{sdq0}) = p(\theta)(i_{sabc}) \rightarrow (i_{sabc}) = p(\theta)^{-1}(i_{sdq0}) \\ (\Phi_{sdq0}) = p(\theta)(\Phi_{sabc}) \rightarrow (\Phi_{sabc}) = p(\theta)^{-1}(\Phi_{sdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

### II.6.9. Transformation des variables rotoriques

De la même manière que pour le stator, les composantes relatives correspondantes aux variables rotoriques peuvent être calculées à partir des équations : [18]

$$\begin{cases} (V_{rdq0}) = p(\theta)(V_{rabc}) \rightarrow (V_{rabc}) = p(\theta)^{-1}(V_{rdq0}) \\ (i_{rdq0}) = p(\theta)(i_{rabc}) \rightarrow (i_{rabc}) = p(\theta)^{-1}(i_{rdq0}) \\ (\Phi_{rdq0}) = p(\theta)(\Phi_{rabc}) \rightarrow (\Phi_{rabc}) = p(\theta)^{-1}(\Phi_{rdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

### II.7. Equations de la MAS dans le plan (d, q)

En introduisant les équations (II.15) et (II.16) dans les équations de la machine, on obtient : [18]

$$\begin{cases} [p(\theta_s)]^{-1}(V_{sdq0}) = [R_s][p(\theta_s)]^{-1}(i_{sdq0}) + \frac{d}{dt}[p(\theta_s)]^{-1}(i_{sdq0}) \\ [p(\theta_s - \theta)]^{-1}(V_{sdq0}) = [R_s][p(\theta_s - \theta)]^{-1}(i_{sdq0}) + \frac{d}{dt}[p(\theta_s - \theta)]^{-1}(i_{sdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Tel que :

$[V_{sdq0}]$  ;  $[V_{rdq0}]$  : Représentent respectivement les composantes des tensions directes, en quadrature et homopolaires statoriques et rotoriques ;

$[V_{sdq0}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^t$  : Vecteur des composantes de la tension statorique dans le plan (a, b, c) ;

$(i_{sdq0}) = (i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs})^t$  : Composantes du courant statorique dans le plan (d, q, 0) ;

$(I_{sdq0}) = (i_{sd} \ i_{sq} \ i_{s0})^t$  : Composantes du courant statorique dans le plan (a, b, c) ;

$(\Phi_{sdq0}) = (\Phi_{ds} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{s0})^t$  : Composantes du flux statorique dans le plan (d, q, 0) ;

$(\Phi_{sabc}) = (\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs})^t$  : Composantes du flux statorique dans le plan (a, b, c).

D'où la représentation matricielle des équations électrique de la MAS est donnée comme suit :

$$\begin{cases} (V_{sdq0}) = [R_s](i_{sdq0}) + [p(\theta_s)] \frac{d}{dt}[p(\theta_s)]^{-1}(\Phi_{sdq0}) \\ (V_{rdq0}) = [R_r](i_{rsdq0}) + [p(\theta_s - \theta)] \frac{d}{dt}[p(\theta_s - \theta)]^{-1}(\Phi_{rdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Sachant que :

$$p(\theta_s) \frac{d}{dt} [[p(\theta_s)]]^{-1} = \frac{d}{dt} \varphi_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$p(\theta_s - \theta) \frac{d}{dt} [[p(\theta_s - \theta)]]^{-1} = \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes d et q est :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_s}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_s}{dt} - \varphi_{ds} \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} - \varphi_{dr} \frac{d\varphi_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

### II.7.1. Equations magnétiques

L'expression des flux statoriques suivant les axes (d et q) :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{ds} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qs} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$L_s = L_{as} - M_{as}$ : Inductance cyclique du stator ;

$L_r = L_{ar} - M_a$ : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$ : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

### II.7.2. Equation mécanique

On donne l'équation dérivant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse :

$$C_{em} = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{II.21})$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  : C'est la vitesse mécanique en (rad/s) sur le nombre de pair de pôles.

### II.7.3. Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et des courants rotoriques est donnée par : [17]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{ds} i_{qr} - \varphi_{qs} i_{dr}) \quad (\text{II.22})$$

On remarque que l'équation du couple électromagnétique n'est pas linéaire, ceci est dû aux produits croisés entre les flux statoriques et les courants rotoriques. D'où la nécessité d'utiliser la commande par orientation du flux pour simplifier la commande. [18]

Dans ce qui suit, concernant le modèle d'état et la simulation sous MATLAB, on va se baser sur la machine asynchrone à rotor bobiné. On alimente le stator et on court-circuite le rotor.

### II.8. Modèle d'état de la machine asynchrone

L'ensemble des équations précédemment établi, constitue le modèle de la machine asynchrone En fonction de l'application considérée et des possibilités de mesure des variables d'état de la machine, telles que les courants, les flux, la vitesse et le couple, ce modèle est modifié ou écrit sous forme plus ou moins facile à manipuler. La représentation d'état ou modèle d'état est une forme moderne qui est de plus en plus utilisée dans la conception des systèmes de commande ou de contrôle de la machine asynchrone. [18]

On a les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes d et q ainsi que les expressions des flux statoriques suivant aussi l'axe d et q

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \varphi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (II.23)$$

En remplaçant les expressions des flux statoriques et rotoriques dans les expressions des tensions statoriques et rotoriques et en développant les équations on aura ce modèle :

$$\begin{bmatrix} I'_{ds} \\ I'_{qs} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} \\ -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-MR_s}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \left(\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_s\right) \frac{1}{\sigma} \\ \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_s}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_s\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{ds} \\ I'_{qs} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

Modèle en courant statorique d'une machine asynchrone à rotor bobiné

Tel que :

La forme standard du modèle d'état est

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}$$

Tel que :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & (\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & (\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} \\ (\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-MR_s}{\sigma L_s L_r} & -(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & (\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_s) \frac{1}{\sigma} \\ (\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_s}{\sigma L_s L_r} & -(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r} \\ \frac{-M}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} I'_{ds} \\ I'_{qs} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec :

**A** et **B** : Ce sont respectivement la matrice d'évolution et de commande de la machine;

**U** : Le vecteur de commande.

**X** : Le vecteur d'état.

## II.9. Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique. [19]

### II.9.1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel, appelé **souvent** stationnaire, il est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par la relation suivante : [19].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \theta \rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (\text{II.25})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rq} \omega_e \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \varphi_{rd} \omega_e \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

### II.9.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Il est caractérisé par la relation suivant : [19].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \theta \rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = -\omega_s \quad (\text{II.27})$$

Donc :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_e \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_e \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

### II.9.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est préférable pour l'étude des systèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Lorsque l'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations. Il est caractérisé par la relation : [19].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g\omega_s \quad (\text{II.29})$$

Donc :

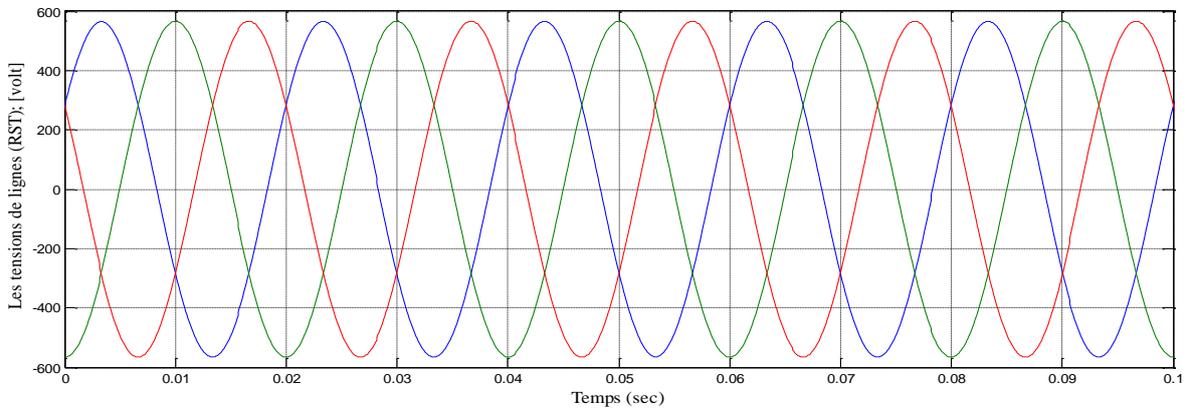
$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_s \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_s \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} g\omega_s \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} g\omega_s \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

## II.10. Résultats de simulation

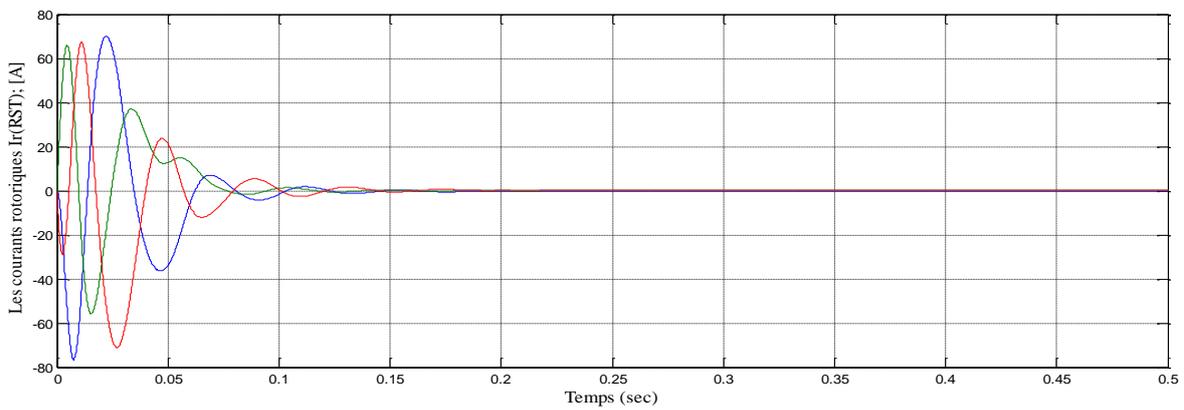
Nous avons simulé la machine asynchrone à rotor bobiné pour le type de fonctionnement moteur. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park. (Plan (d, q)) lié aux champs tournants.

Les résultats seront représentés sur les figures ci-dessous et sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 3 K.W.

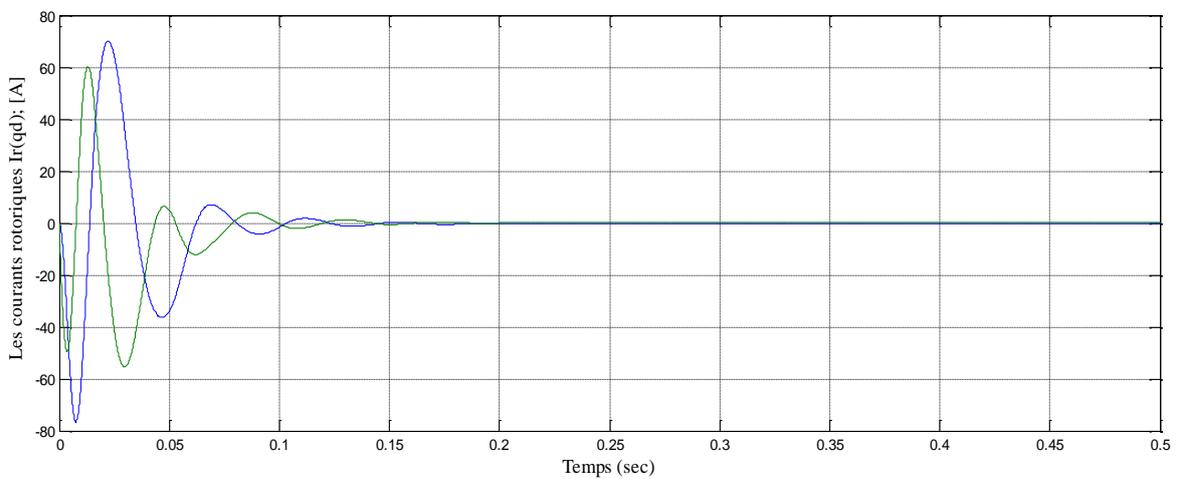
**A vide :**  $C_r = 0$  ; [Nm]



**Figure (II.08) :** Les tensions de lignes V(RST)



**Figure (II.09) :** Les courants rotoriques Ir (RST)



**Figure (II.10) :** Les courants rotoriques Ir (d, q)

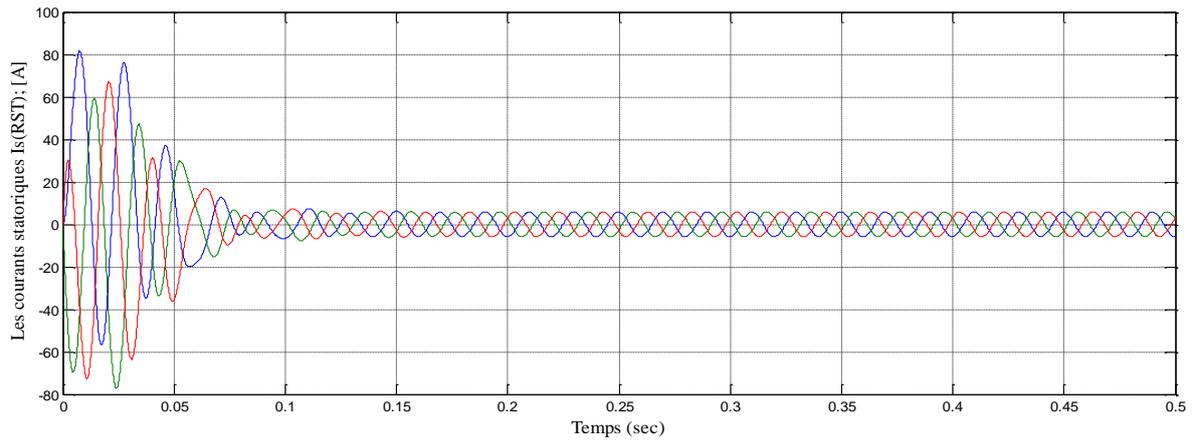


Figure (II.11) : Les courants statoriques  $I_s$  (RST)

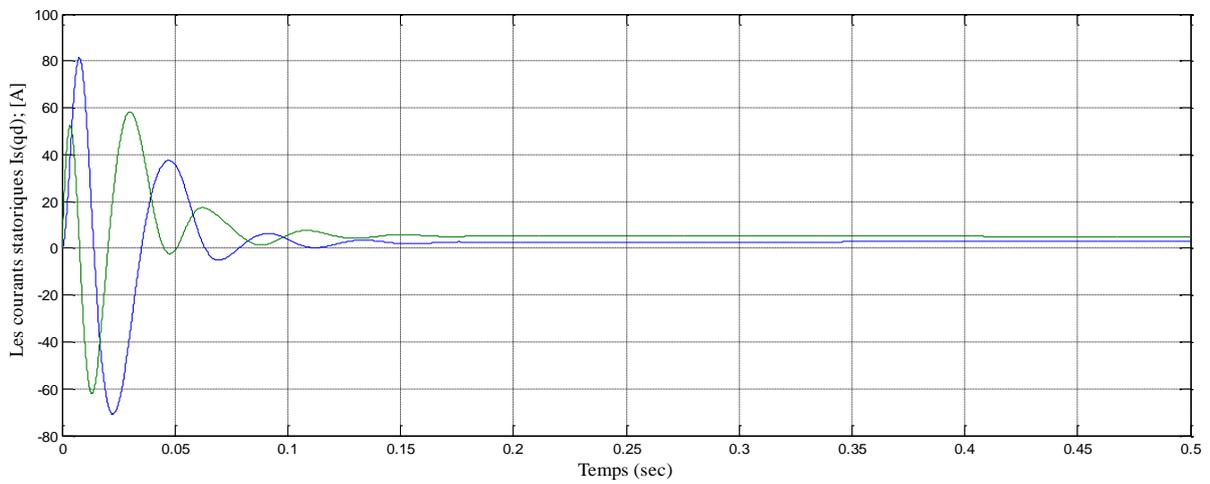


Figure (II.12) : La vitesse mécanique  $w_r=104.6$  ; [rad/sec] = 999 ; [tour/min]

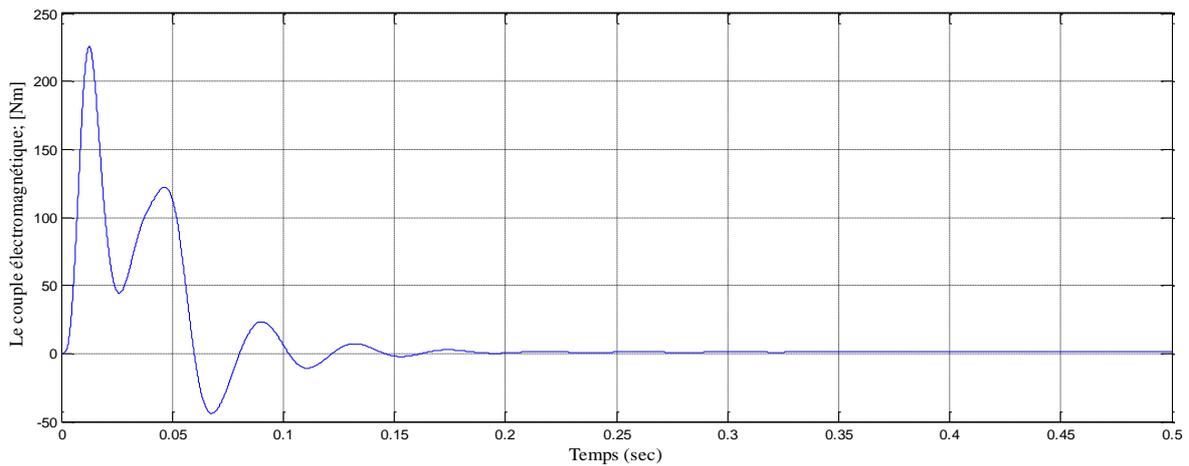


Figure (II.13) : Le couple électromagnétique  $C_e=1.056$  ; [Nm]

En charge :  $C_r=38$  ; [Nm] à partir de  $t = 0.3$  ; [sec]

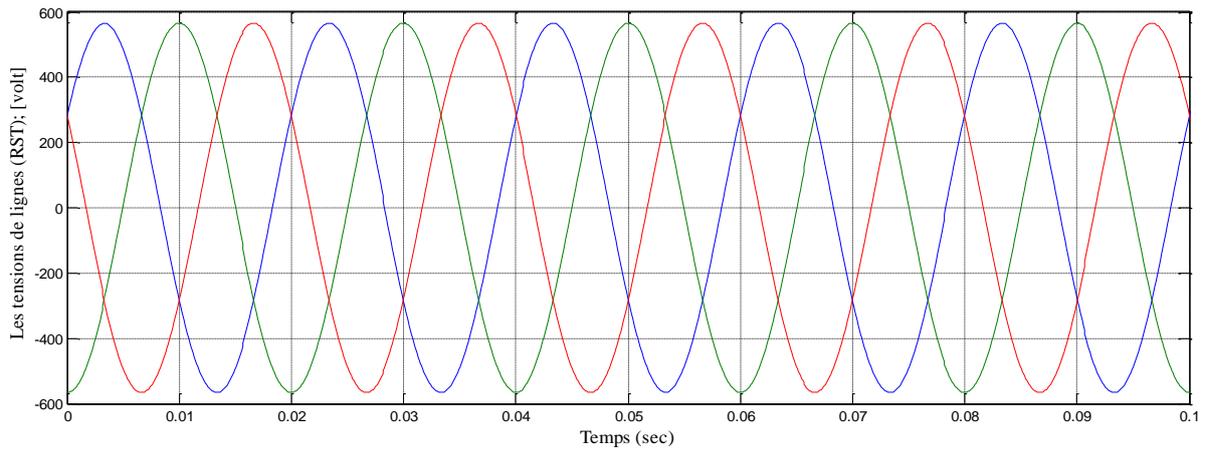


Figure (II.14) : Les tensions de lignes V(RST)

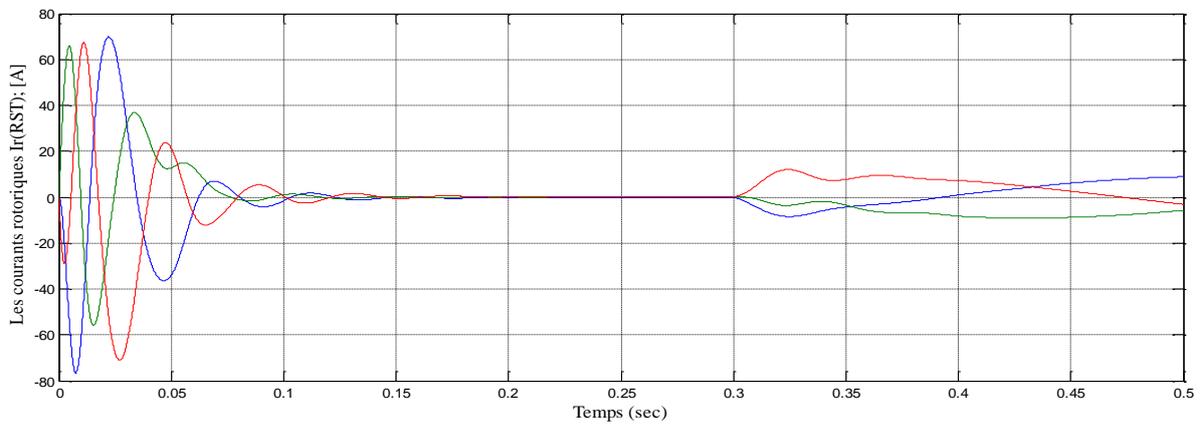


Figure (II.15) : Les courants rotoriques Ir (RST)

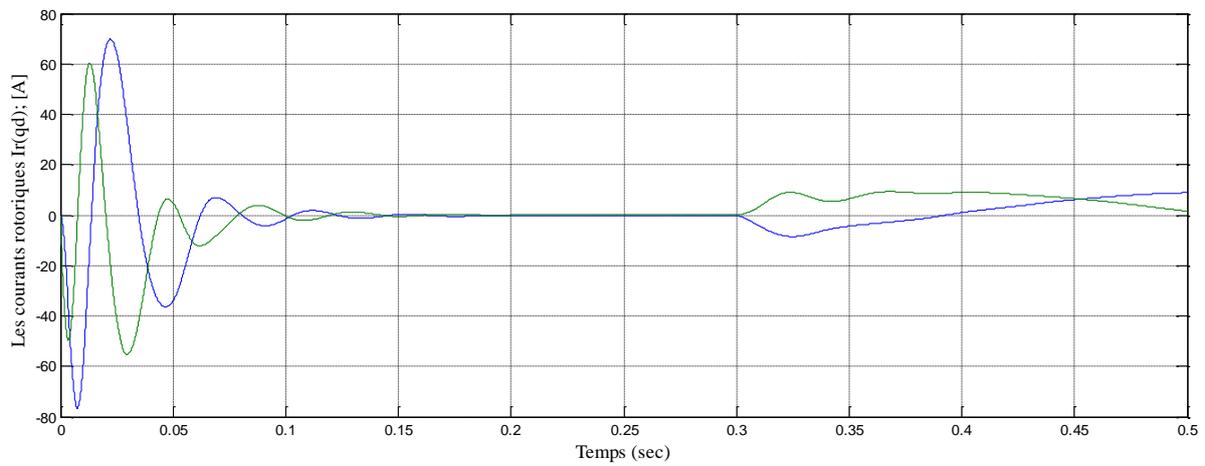


Figure (II.16) : Les courants rotoriques Ir (qd)

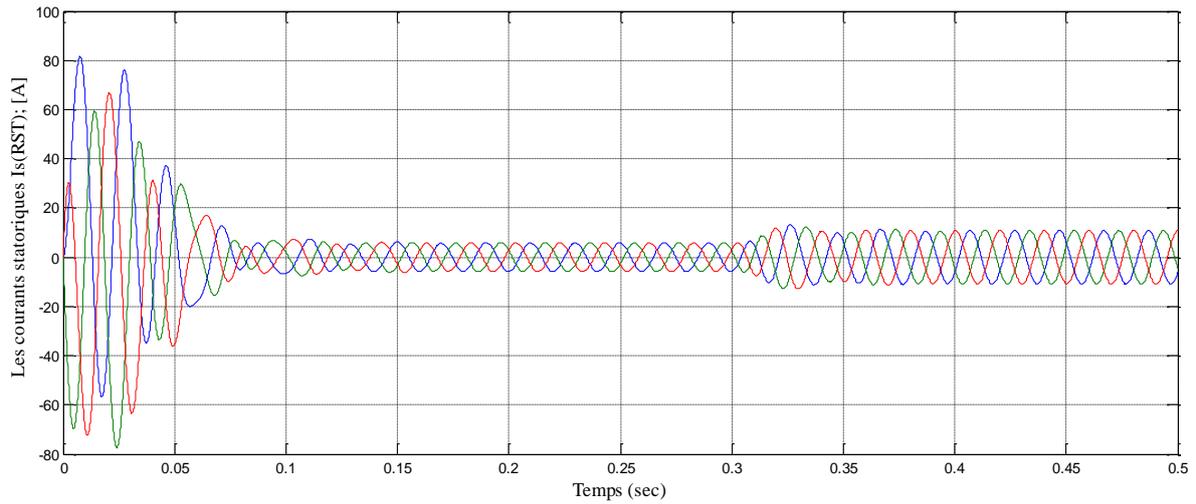


Figure (II.17) : Les courants statoriques  $I_s$  (RST)

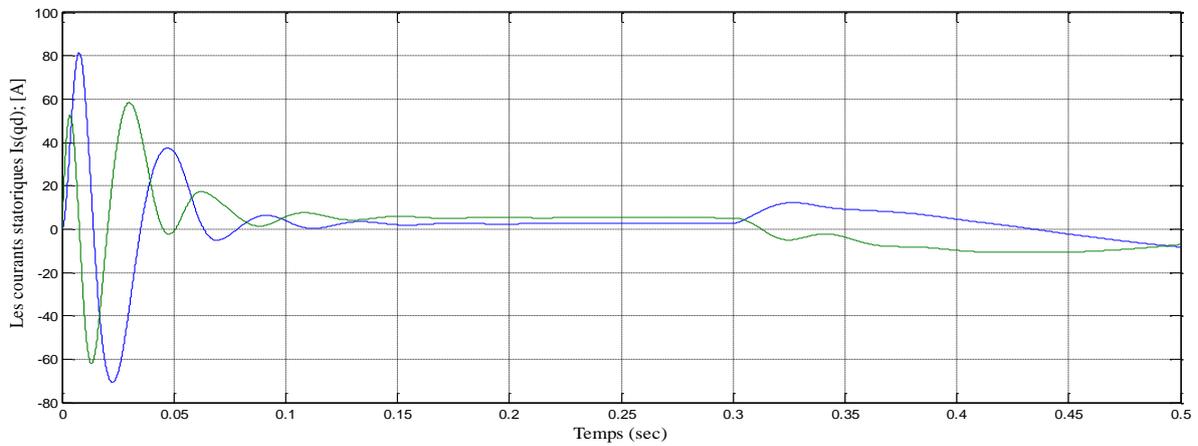


Figure (II.18) : Les courants statoriques  $I_s$  (qd)

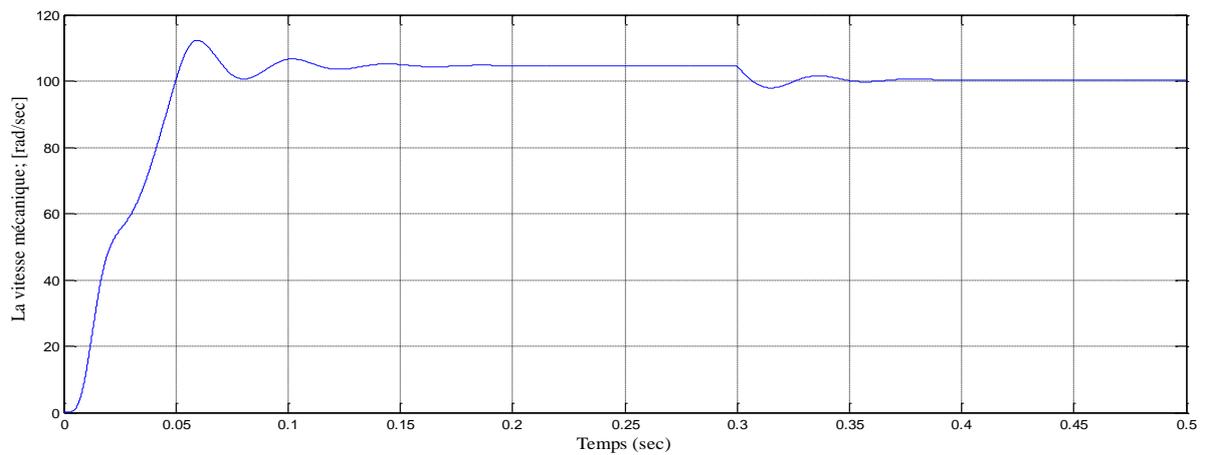


Figure (II.19) : La vitesse mécanique  $w_r=100.4$  ; [rad/sec] =958.4 ; [tour/min]

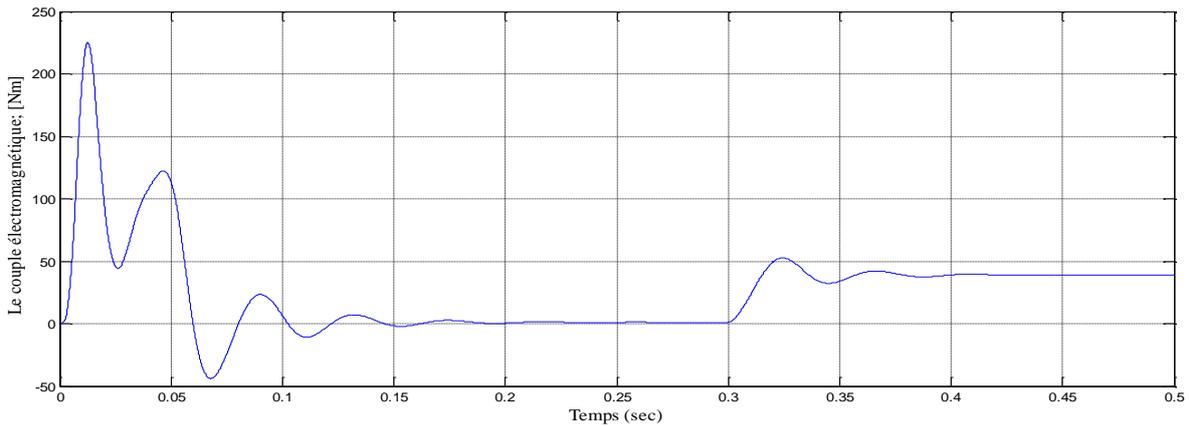


Figure (II.20) : Le couple électromagnétique  $C_e=39.02$  ; [Nm]

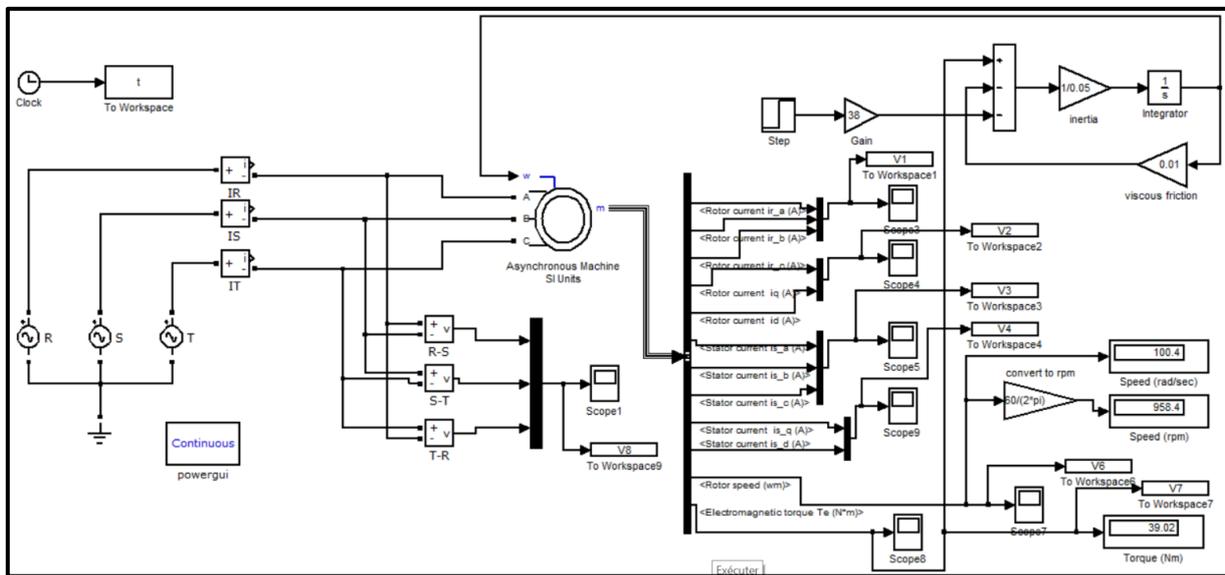


Figure (II.21) : Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone

II.10.1 Interprétation des résultats

La machine est alimentée par un système équilibré de 400 V-50Hz en entrainant une charge nominale de 38 N.m La figure (II.18) montre l’allure du couple électromagnétique  $C_{em}$  développé par la machine, on constate un grand pic de couple au démarrage (régime transitoire) qui dure une période de 400ms.

Au régime établi (après 400ms), le couple se stabilise à une valeur de 39.02N.m qui correspond au couple de charge nominale plus l’ensemble des couples de perte (frottements sec et visqueux).

Les figures (II.14) et (II.16), illustrent les différentes composantes des courants statoriques et rotoriques dans le repère (d, q). En comparant ces deux figures on remarque que  $I_r$  a la même allure que celle de  $I_s$  avec un rapport. Et de même pour ceux de l’axe en quadrature.

Les grandeurs dans le repère (tournant) sont des grandeurs continues ce qui représente l'un des avantages de la transformation de Park.

La concordance des courants obtenus par simulation avec ceux de la plaque signalétique.

La figure (II.17) présente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps qui a une allure qui atteint sa valeur finale de 958.4 tours/min, ce qui est très proche de la valeur mentionnée sur la plaque signalétique.

## **II.11 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park il devient possible de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

La concordance des résultats avec la plaque signalétique confirme la validité du modèle de simulation de la MAS en tenant compte des hypothèses simplifications et la précision des paramètres interne de la machine.

Les résultats obtenus pour la vitesse de rotation est une valeur constante du fait qu'elle est alimentée par la tension du réseau qui est constante, alors que dans l'industrie, cette vitesse doit être variable selon le besoin. Et par conséquent la tension d'alimentation doit être variable.

La variation de la tension de la machine, ne peut être réalisée qu'avec un onduleur de tension qui fera l'objet de notre chapitre suivant.

# **CHAPITRE III**

## **Principe de fonctionnement et Modélisation de L'onduleur à MLI**

### III.1. Introduction

L'énergie électrique est généralement distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins.

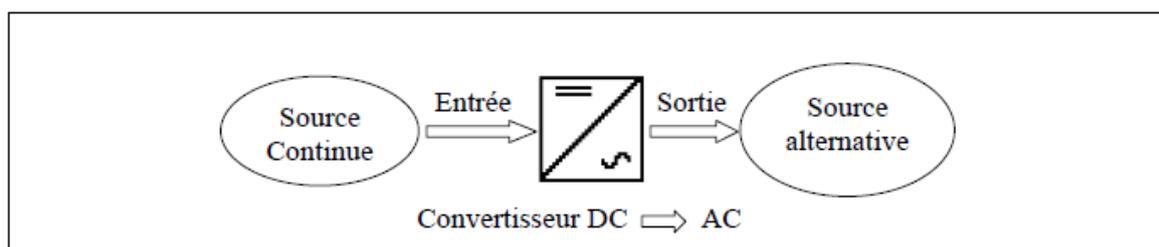
Dans ce chapitre on présente le modèle mathématique considérant les caractéristiques de l'onduleur à (MLI) et on présente une brève description des onduleurs ; qui rendent l'énergie plus facile et Nous verrons également quelques domaines d'applications des onduleurs.

Commençant par quelques définitions en citant la technique de modulation de la largeur d'impulsion, ses avantages et inconvénients, les familles des convertisseurs, le modèle du redresseur à MLI.

On va modéliser l'onduleur selon l'étude qu'on va faire, en donnant quelques explications sur la commande à MLI. [20]

### III.2. Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion (**continu – alternatif**), alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,) [20]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (III.01) :



**Figure (III.01)** : Schéma de principe de la conversion (Continu – Alternatif ; DC – AC)

### III.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur [21]

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur « **K** » et d'une source de tension continue « **E** » comme le montre la **Figure (III.02)** :

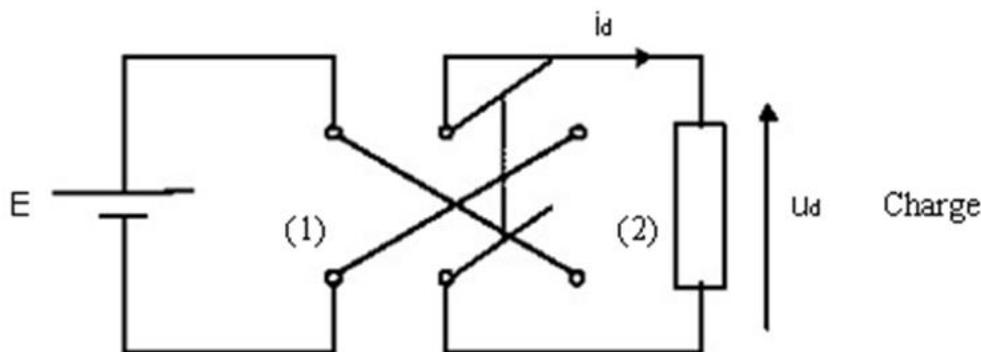


Figure (III.02) : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome

Lorsque « K » est en position (1), on obtient le montage de la Figure (III.03) :

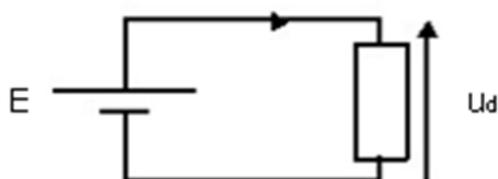


Figure (III.03) : « K » en position (1)

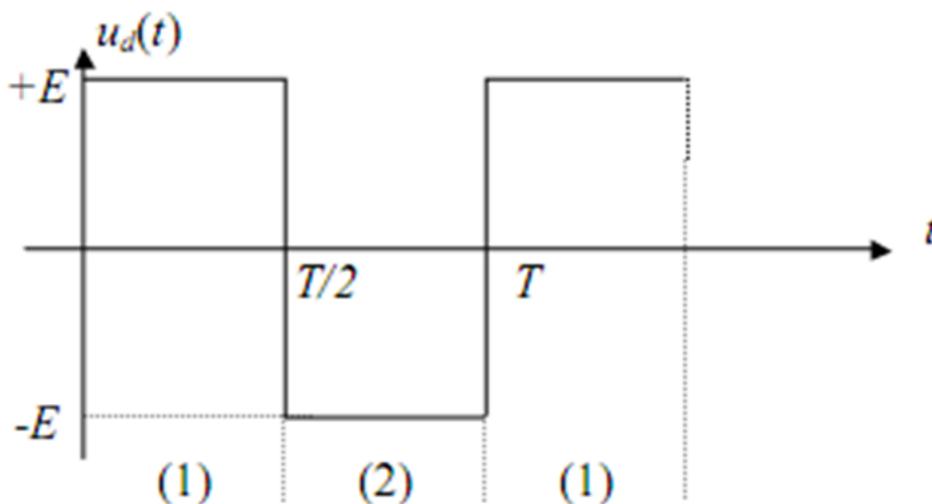


Figure (III.04) : Tension avec « K » en position (1) et (2).

### III.4. Technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI)

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) : en anglais : (Pulse Width Modulation, soit PWM) est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux pseudo analogiques.

De plus elle est utilisée pour le pilotage des convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...).

Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie [22].

### III.5. Avantages et inconvénients de la technique MLI [22]

#### III.5.1. Avantages

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage ;
- Permettre le réglage de l'amplitude fondamentale de la tension de sortie.

#### III.5.2. Inconvénients

- Les variations rapides de la tension génèrent des perturbations électromagnétiques conduites ou rayonnées et accélèrent le vieillissement des isolants.

### III.6. Familles de convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors,... etc. Les systèmes de conversions deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

Continu      —————>      Continu (**Hacheur**)

Continu      —————>      Alternatif (**Onduleur**)

Alternatif    —————>      Alternatif (**Gradateur**)

Alternatif    —————>      Continu (**Redresseur**)

La conversion continue –alternative est assurée par l'onduleur qui permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Pour cela, ce premier chapitre présente la modélisation mathématique de l'onduleur triphasé de tension.

### III.7. Modèle du redresseur à MLI [23]

Un redresseur est un convertisseur statique. Il sert comme son nom l'indique à redresser un signal alternatif et le transformer en un signal continu.

Le redresseur à MLI est composé de trois bras, dont chacun comporte deux cellules de commutation constituées d'une diode et d'un transistor en antiparallèle. Cette structure permet de passer le courant dans les deux sens.

Contrairement à un redresseur à diodes qui fournit une valeur de la tension égale à celle de la tension redressée (interrupteurs idéaux), le redresseur à MLI doit fournir une tension constante quel que soit la tension produite par la génératrice.

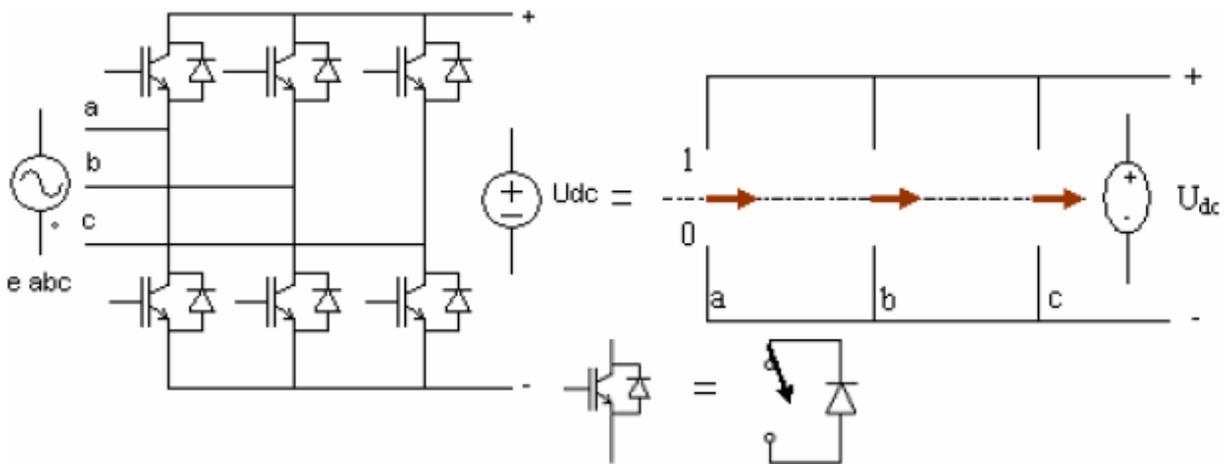


Figure (III.05) : Pont redresseur

**III.8. Table des huit états possibles des interrupteurs**

K	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ca</sub>
0	1	0	0	U <sub>dc</sub>	0	-U <sub>dc</sub>
1	1	1	0	0	U <sub>dc</sub>	-U <sub>dc</sub>
2	0	1	0	-U <sub>dc</sub>	U <sub>dc</sub>	0
3	0	1	1	-U <sub>dc</sub>	0	-U <sub>dc</sub>
4	0	0	1	0	-U <sub>dc</sub>	U <sub>dc</sub>
5	1	0	1	U <sub>dc</sub>	-U <sub>dc</sub>	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Tableau (III.06) : les huit états possibles des interrupteurs.

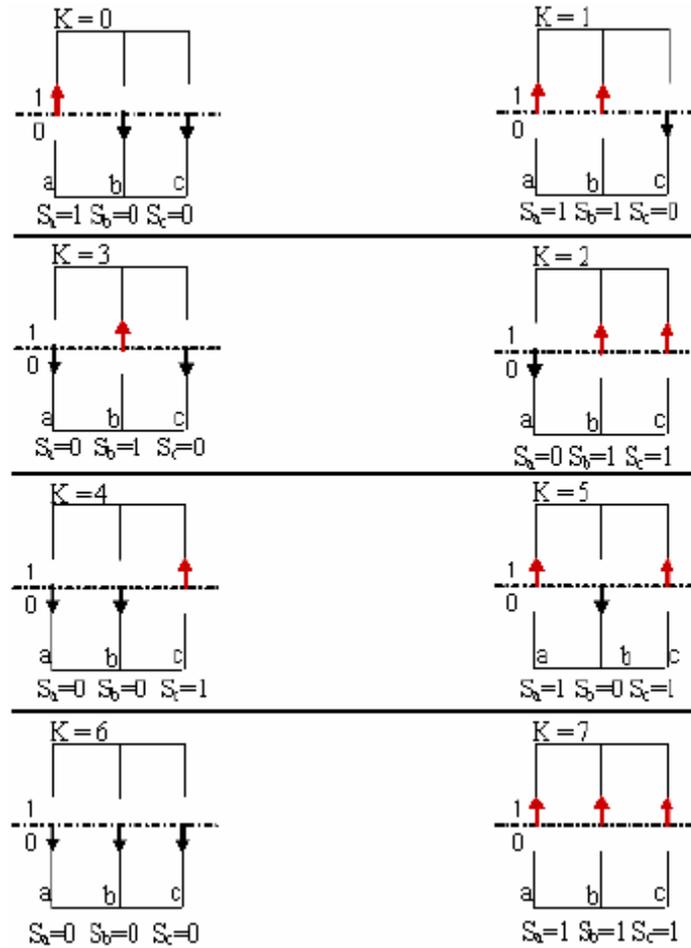


Figure (III.07) : Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI. [22]

De cette table on peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc} \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec : (V<sub>ab</sub> V<sub>bc</sub> V<sub>ca</sub>) tensions d'entrées du redresseur.

D'où l'on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} V_a = f_a U_{dc} \\ V_b = f_b U_{dc} \\ V_c = f_c U_{dc} \end{cases} \quad (III.2)$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{2S_a(S_b - S_c)}{3} \\ V_b = \frac{2S_b(S_a - S_c)}{3} \\ V_c = \frac{2S_c(S_b - S_c)}{3} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec : ( $f_a$   $f_b$   $f_c$ ) fonctions de commutation

### III.9. Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité.

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcés : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif. [24], [25]

### III.10. Classification des onduleurs

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminée ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion (**continu- alternatif**), alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant : onduleur non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « **ou encore onduleur à résonance** ». [23]

#### III.10.1. Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible. [26]

On distingue deux types d'onduleurs autonomes :

- Les onduleurs de tension alimentée par une source de tension continue ;
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu.

**III.10.1.1. Onduleur de courant**

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines.

Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, L'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée. [23]

**III.10.1.2. Onduleur de tension**

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable, la forte évolution des onduleurs de tension s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composants semi-conducteurs contrôlables, puissants, robustes, et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion. [23]

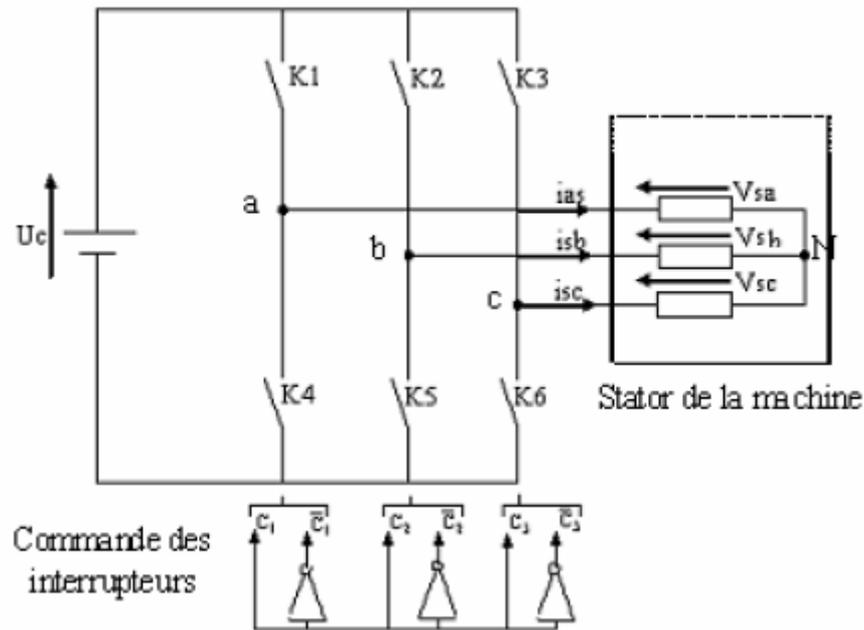
**III.10.2. Onduleur non autonome**

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

C'est le nom donné au montage redresseur tous thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). A la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO. [24]

**III.11. Modèle de l'onduleur de tension**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K1, K4), (K2, K5), (K3, K6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique est illustré par la (figure II.5). [27]



**Figure (III.08) :** onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine. [25]

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit  $CK$ , les signaux de commande des bras  $K$  de l'onduleur. [27]

Avec :

$$K \in \{1,2,3\}$$

$CK = 1$  Si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$CK = 0$  Si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé.

Si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

Si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} = 0$ ) alors :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{sa} - \frac{U_c}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bn} = V_{sb} - \frac{U_c}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{cn} = V_{sc} - \frac{U_c}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Sous formes matricielle :

$$[CK] = C_1 C_2 C_3 ; [V_{sabc}] = V_{sa} V_{sb} V_{sc}$$

Où :

$[V_{sabc}]$  : est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [T_k] \quad (\text{III.5})$$

### III.12. La commande à MLI

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce contexte, nous savons bien qu'avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par la conséquence, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les ondulations du couple. En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être par l'utilisation d'un redresseur à diodes.

Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants à s'avoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le lettrage au niveau de la charge ;

- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée. [21]

Cette méthode consiste à comparer trois tensions de références sinusoïdales (référence) propres de chaque phase à un signal triangulaire (porteuse) commun pour les trois phases. [28]

On a:

$$V_{\text{ref}(i)} = V_{\text{ref max}} \cdot \sin(2\pi \cdot f_m \cdot t - (i - 1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III.6})$$

Avec :  $i = 1, 2, 3$ .

$V_{\text{ref max}}$  : Amplitude de la tension de référence ;

$f_m$  : Fréquence de référence.

La largeur d'impulsion dépend uniquement de la valeur de la tension de référence au début de l'échantillonnage, ce qui facilite la réalisation pratique de cette méthode de modulation. [27]

### III.13. Principe de base de MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est basé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'image du signal de sortie de l'onduleur, figure (III.09). [29]

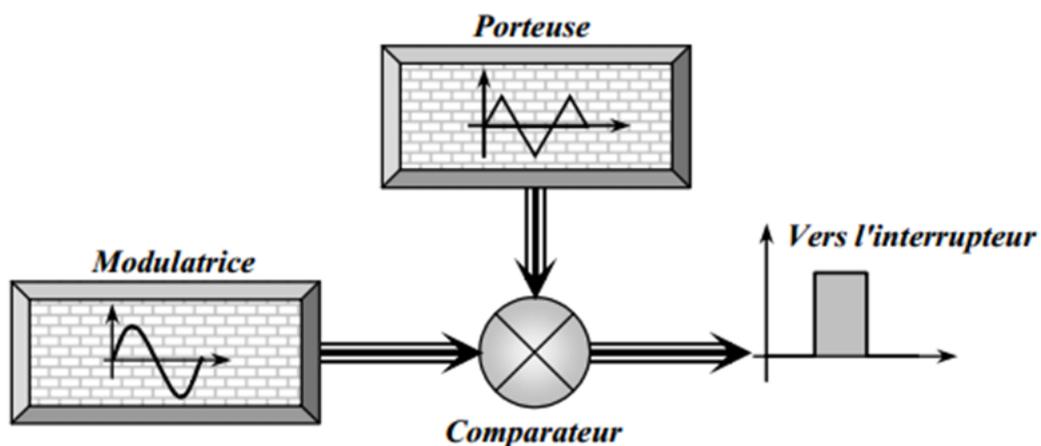


Figure (III.09) : Schéma synoptique de la M.L.I

### III.14. Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

#### III.14.1. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (Figure III.10).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixe par la porteuse. Ce type de MLI est le plus utilisé dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace.

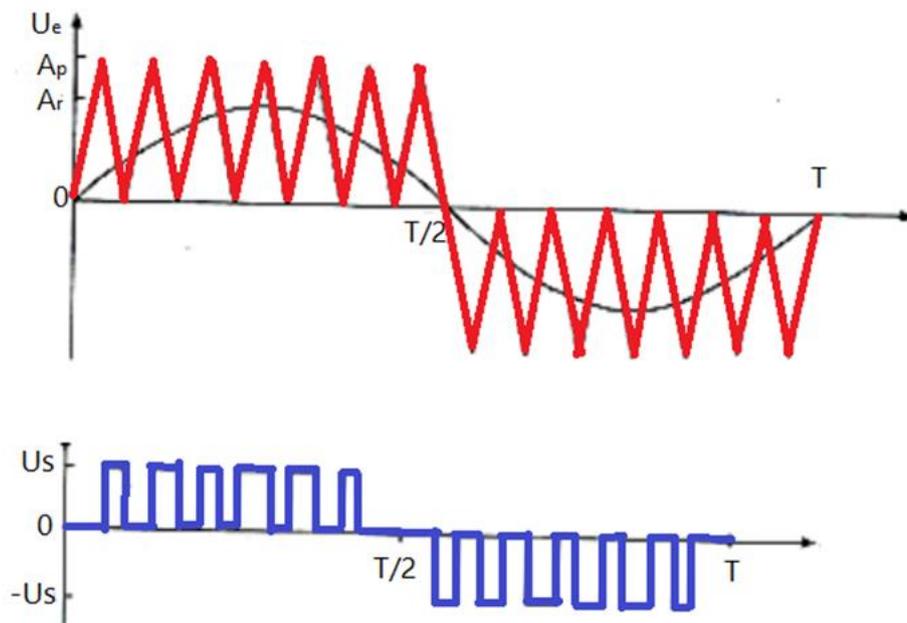
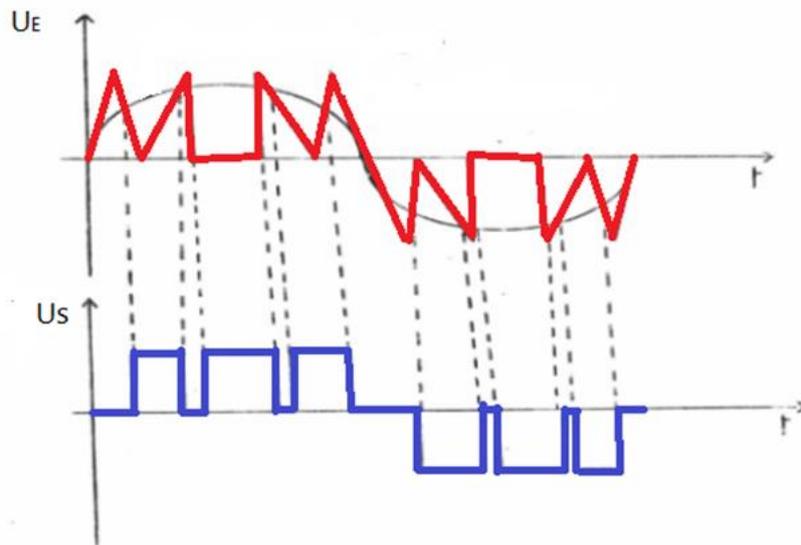


Figure (III.10) : MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire

#### III.14.2. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

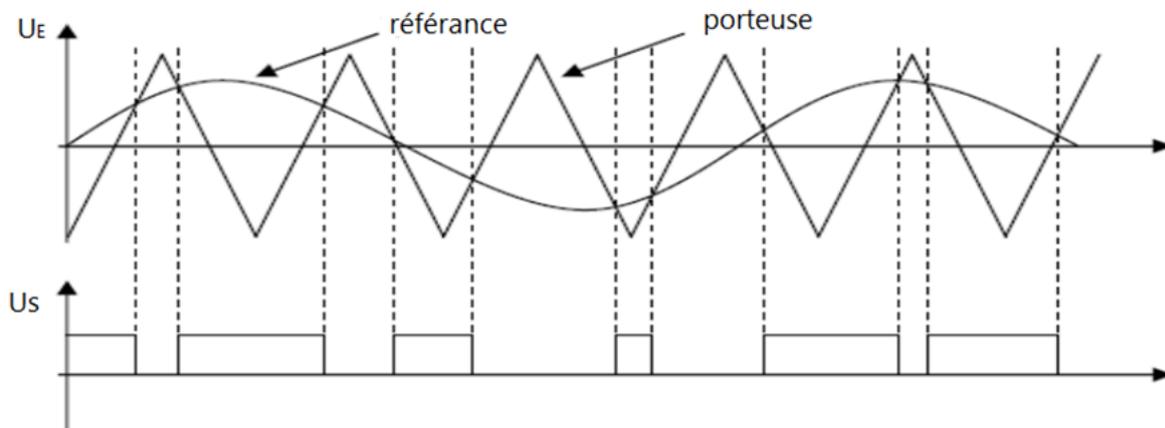
Le signal de référence est toujours sinusoïdal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure III.11)



**Figure (III.11) :** La modulation sinusoïdale modifiée

### III.14.3. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (figure III.12)



**Figure (III.12) :** La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Il existe plusieurs techniques PWM. Dans ce travail la technique sinus-triangle (SPWM) est utilisée. Cette technique MLI permet la neutralisation des harmoniques de rang bien spécifique [3].

### **III.15. Conclusion**

Dans ce chapitre, notre étude était basée sur la technique de modulation de la largeur d'impulsion, plus précisément les onduleurs à MLI, où on a donné quelques généralités et principe de fonctionnement de ce dernier ainsi que son modèle mathématique.

La technique de modulation de la largeur d'impulsion présente des avantages tels que les instants de commande qui seront connues au préalable ; Elle permet la sélection d'harmoniques à éliminer et elle permet aussi le contrôle de l'amplitude du fondamentale.

Donc dans le prochain chapitre on va assurer l'assemblage convertisseur machine pour pouvoir faire la commande scalaire de la machine asynchrone sous la condition (V/f) constante.

# **CHAPITRE IV**

## **Commande scalaire de la machine asynchrone**

### IV.1. Introduction

Le choix de telle méthode de contrôle est fait en fonction de l'application envisagée selon les critères techno-économiques qui se résume globalement dans le rapport cout-rendement du groupe vitesse variable. En effet, bien que la commande vectorielle attire l'attention comme étant une méthode qui réalise des hautes performances pour les machines à courants alternatif, la commande scalaire (V/f) reste encore utilisée en industrie grâce à sa configuration simple.

La commande scalaire, la plus ancienne, équipé un grand nombre de variateur à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec forte couple par exemple les ventilateurs, les compresseurs, et la pompe.

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directs ou indirects. Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation, les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égale à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires. [30]

Dans ce chapitre, nous intéressons à la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

### IV.2. Principe de la commande scalaire

Dans la machine asynchrone les champs statoriques et rotoriques restent synchronisés du fait que, par induction, la fréquence des courants rotoriques varie automatiquement avec la vitesse du rotor pour compenser cette variation. Contrairement au cas des machines synchrones où la fréquence du courant d'excitation reste constante et nulle quelle que soit la vitesse du rotor et où, par conséquence, le champ rotorique est fixe par rapport à celui-ci.

Dans les machines asynchrones il n'y a donc pas de risque de décrochage par couple moyen nul mais seulement de blocage par couple résistant excessif, supérieur au couple maximal, qui provoque un arrêt et un fonctionnement en court-circuit puisqu'il n'y a plus de f.é.m. de rotation pour s'opposer à la tension statorique.

Les machines asynchrones présentent des instabilités en régime transitoire. C'est le cas lors d'une alimentation directe en tension lorsque le filtre d'entrée présente des valeurs d'inductance et de capacité élevées. C'est aussi le cas lors d'une alimentation directe en courant avec fréquence statorique imposée. [31]

### IV.3. Principe de la commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte par onduleur du moteur asynchrone s'effectue par la

Pulsation ( $\omega_s$ ), et la valeur efficace de la tension ( $V_s$ ) phase-neutre du stator pour un onduleur de tension. [32]

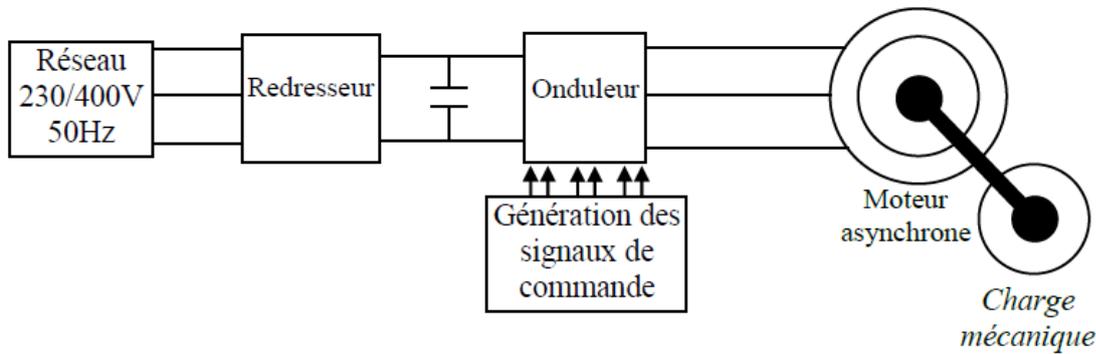


Figure (IV.1) : représentation de la commande en boucle ouverte

### IV.3.1. Expression du couple

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation ( $\omega_r$ ) et des différentes valeurs de la pulsation statorique vu que. [33]

Avec :

$$C_{em} = 3p\phi_s^2 \frac{(R/w_r)}{[(R/w_r)^2 + N^2]} \tag{IV.1}$$

$$\phi_s = \frac{V_s}{\sqrt{[\frac{R_s}{L_s w_r}]^2 + [1 + \frac{gR_s}{R}]^2}} \tag{IV.2}$$

$$N = [L_r - \frac{M^2}{L_s}] [\frac{L_s}{M}]^2 = \delta L_s (\frac{L_s}{M})^2 \tag{IV.3}$$

$$R = R_r (\frac{L_s}{M})^2 \tag{IV.4}$$

Cette relation est issue du modèle à fuites totalisées au rotor. Elle justifie la commande par onduleur de tension.

### IV.3.2. Commande en vitesse

Lorsque le moteur est alimenté par un onduleur de tension cependant, on note une différence Concernant la valeur pour laquelle le couple est maximale ;

On obtient  $w_r = \frac{R}{N}$

Le couple maximal du moteur vaut :  $C_e = \frac{3}{2N} P\phi_s^2$

D'autres parts, lorsque la pulsation rotorique est faible l'expression du couple devient :

$$C_e = 3p\varphi_s^2 \frac{\omega_r}{R} \quad (\text{IV.5})$$

Le moteur est alimenté au stator par un onduleur de tension  $\frac{V_{sn}}{\omega_{sn}}$

Avec :

$V_{sn}$ : La tension nominale au stator du moteur.

$\omega_{sn}$ : La pulsation nominale au stator du moteur.

Le réglage de la vitesse s'effectue en agissant sur la pulsation ( $\omega_r$ ). La vitesse réellement obtenue dépend en définitive de :

- De la valeur de la tension ( $V_s$ );
- De la valeur de pulsation ( $\omega_s$ ) ;
- Du couple résistant ( $C_r$ ) de la charge mécanique du moteur.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle admet que le flux statorique ( $\varphi_s$ ) reste constant, quel que soit le couple à fournir et la vitesse du moteur. Or cette condition est difficile à vérifier pour les basses vitesses, à cause de l'influence de la résistance ( $R_s$ ) du stator, qui provoque une chute de tension. [33]

#### IV.4. La commande scalaire en boucle fermée

Si on veut réaliser un asservissement, on rajoute une boucle externe qui, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques de façon à annuler l'erreur de vitesse due au glissement.

Le correcteur, généralement (**PI**), permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension de sortie du correcteur, qui est l'image de la pulsation rotorique notée ( $\omega_r$ ), est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation et ceci de façon à obtenir la valeur adéquate de la pulsation rotorique ( $\omega_r$ ).

La sortie du correcteur (**PI**) est munie d'un dispositif écrêteur de façon à limiter la valeur ( $\omega_r$ ). Ainsi l'amplitude des courants statoriques est indirectement limitée.

Le contrôle de l'amplitude des courants statoriques par cette méthode est uniquement valable en régime permanent. [34]

#### IV.5. Lois de contrôle du flux magnétique

La grandeur la plus importante pour le contrôle de la machine asynchrone est le flux magnétique. En conséquence, le flux magnétique statorique, rotorique ou l'entrefer doit être contrôlé d'une part pour imposer un état magnétique trop élevé qui provoqueraient un appel de courant important. Cet

appel de courant entraînerait un sur plus d'échauffement de la machine et des contraintes dangereuses sur le couple électromagnétique pour un fonctionnement donné, on peut définir deux types de contrôles. [35]

#### IV.5.1. Le contrôle direct

Consiste à réguler l'un des flux, cela nécessite la mesure ou l'estimation du flux dans la machine il n'est que très rarement mesuré en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus, on trouve des machines asynchrones équipées de capteur de flux seulement dans certains laboratoires de recherche universitaires ou industriels. On procède plutôt à une estimation ou observateur d'état, c'est-à-dire une reconstitution du flux à partir de tout ou partie de modèle mathématique de machine. [36]

#### IV.5.2. Le contrôle indirect :

Consiste à définir le flux indirectement à partir des relations (tension /fréquence) ou (courant /fréquence) définies en régime permanent sinusoïdale.

Les amplitudes du courant ou de tension statorique sont définies de manière à imposer indirectement le flux magnétique pour chaque point de fonctionnement. [37]

### IV.6. Contrôle scalaire en tension

#### IV.6.1. La loi de commande

Etudions le comportement de la machine asynchrone en régime permanent, la tension d'alimentation est exprimée par la relation : [38]

$$\bar{V}_s = \frac{R_s}{1+j\frac{L_r}{R_r}\omega_r} \left[ \left( 1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_r \omega_s \right) + j \left( \frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right) \right] \bar{I}_s \quad (\text{IV.6})$$

On le module de la tension statorique est alors :

$$V_s = \Phi_s \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{\left( 1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_r \omega_s \right)^2 + \left( \frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right)^2}{1 + \left( \frac{\sigma \omega_r L_r}{R_r} \right)^2}} \quad (\text{IV.7})$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et flux statorique. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale.

Deux modes de commande sont possibles :

- 1- Une commande par contrôle de la fréquence statorique ( $\omega_s$ ) et du courant ou de la tension statorique ;

2- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotorique  $\omega_r$  la loi de commande (IV.7) permet de maintenir le flux constant, mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée

- Si la pulsation rotorique est très faible ( $\omega_r = 0$ ), alors :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2} \quad (\text{IV.8})$$

- Si, de plus,  $R_s$  est négligeable, alors :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \quad (\text{IV.9})$$

Ce qui caractérise une loi de commande en  $V_s/f_s = \text{constante}$ .

#### IV.6.2. Contrôle en (V/F) de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir  $V/f = \text{constant}$  ce qui revient à garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent le couple maximum s'écrit [39] :

$$C_{\text{emax}} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{IV.10})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone.

#### IV.7. Résultats de simulation

On a effectué dans un premier temps la simulation sous MATLAB, on a opté pour plusieurs tests en faisant varier la fréquence de la porteuse, le rapport de réglage, la fréquence de référence. Nos résultats sont présentés comme suit :

**F=50; [Hz], indice de modulation = 1 ; fréquence porteuse = 8000; [Hz], Cr=38 ;[Nm]:**

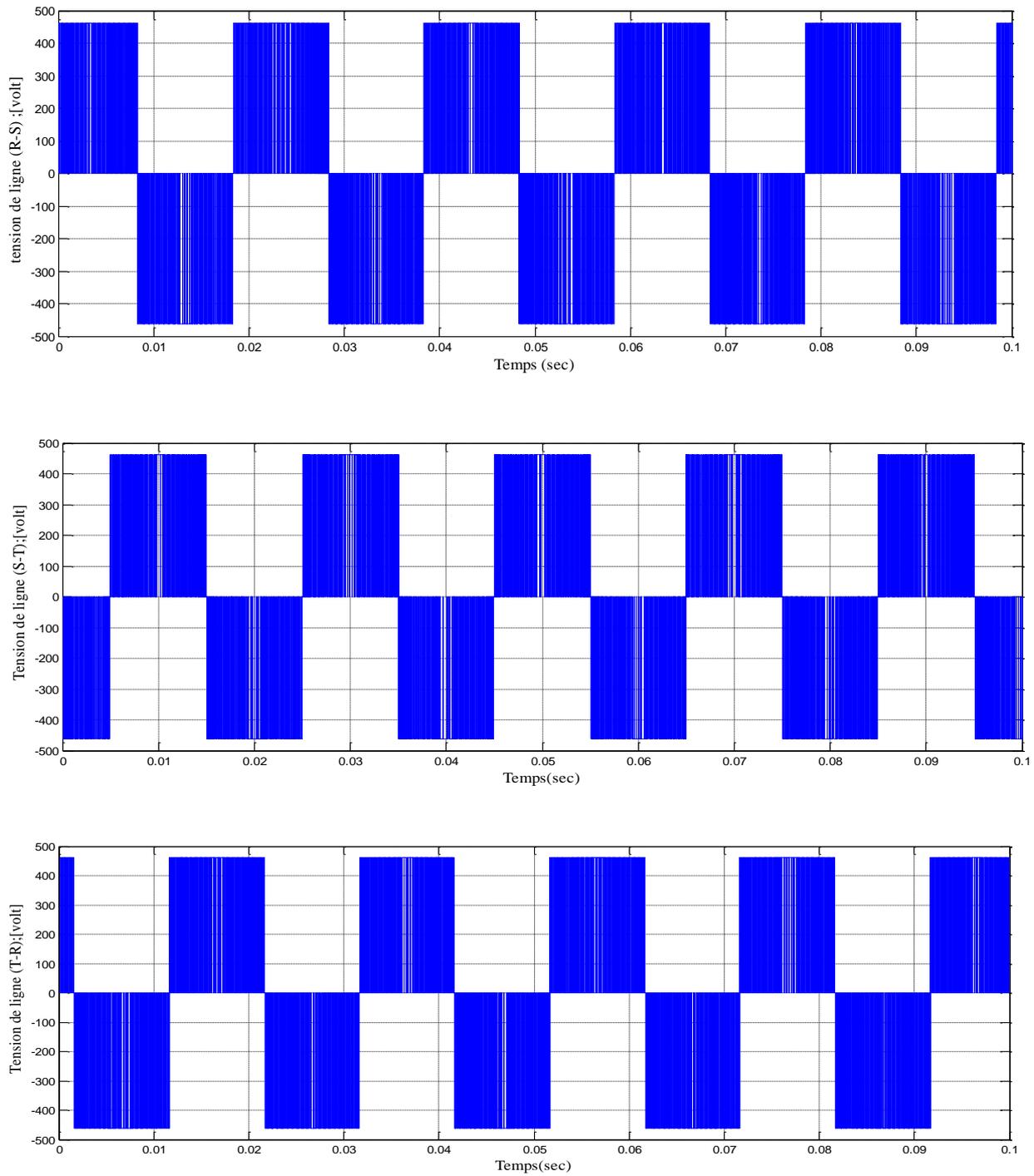


Figure (IV.02) : Les tensions de ligne RST

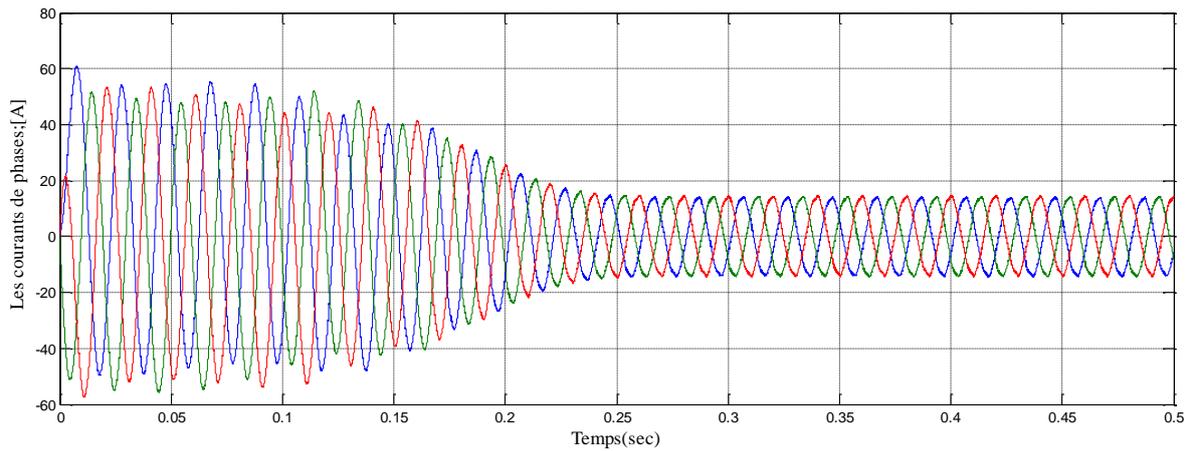


Figure (IV.03) : Les courants de phases

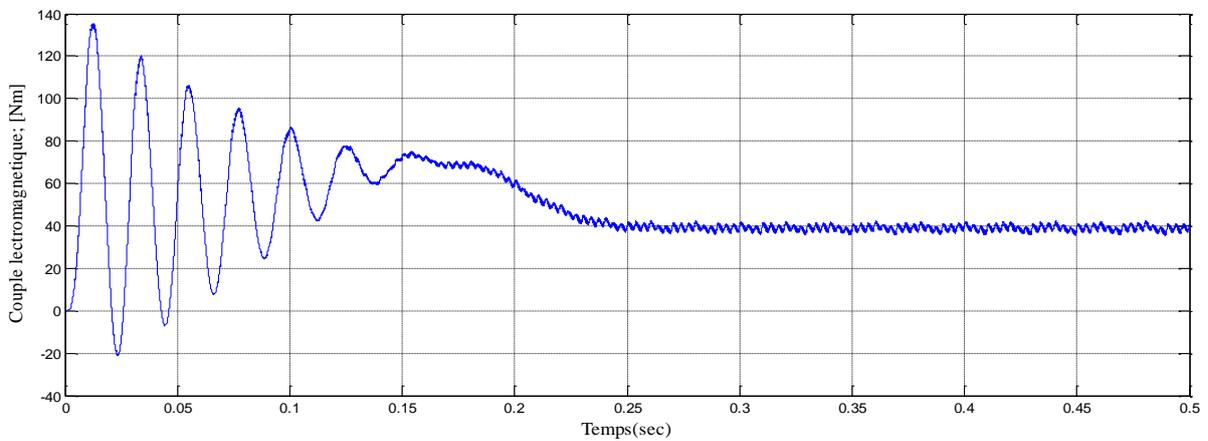


Figure (IV.04) : Le couple électromagnétique  $C_e = 40.56$  ; [Nm]

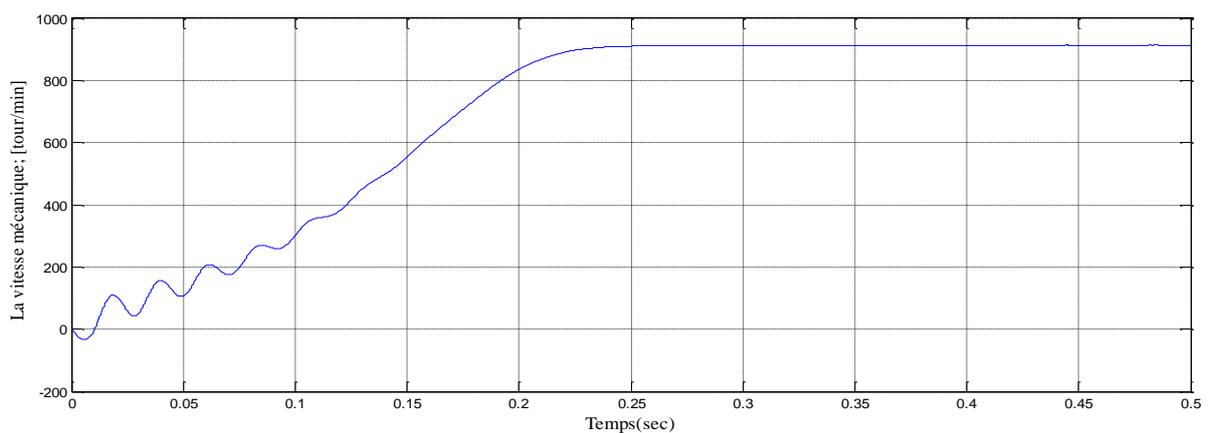


Figure (IV.05) : La vitesse mécanique  $w_r = 912.7$  ; [tour/min]

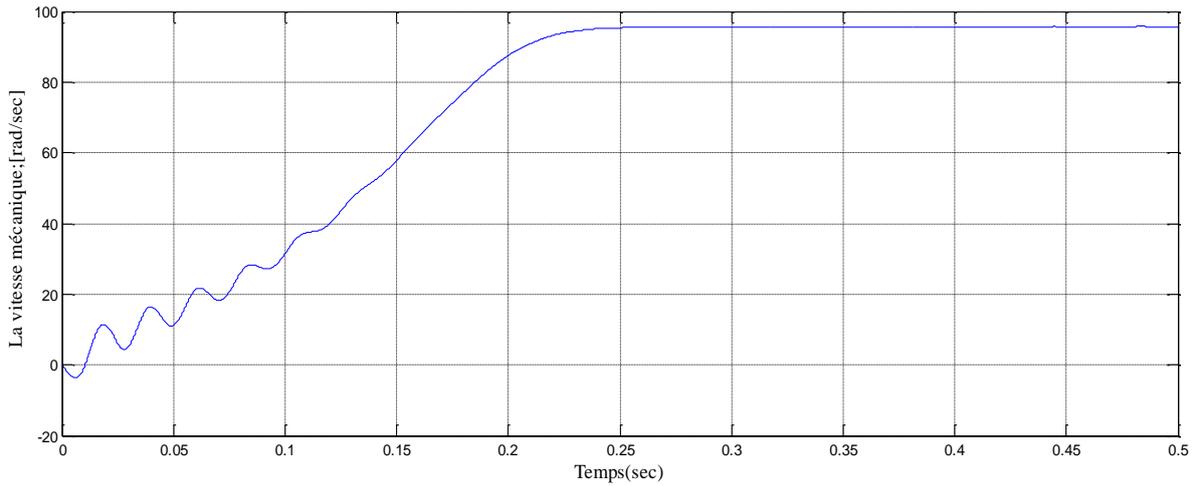


Figure (IV.06): La vitesse mécanique  $w_r = 95.58$  ; [rad/sec]

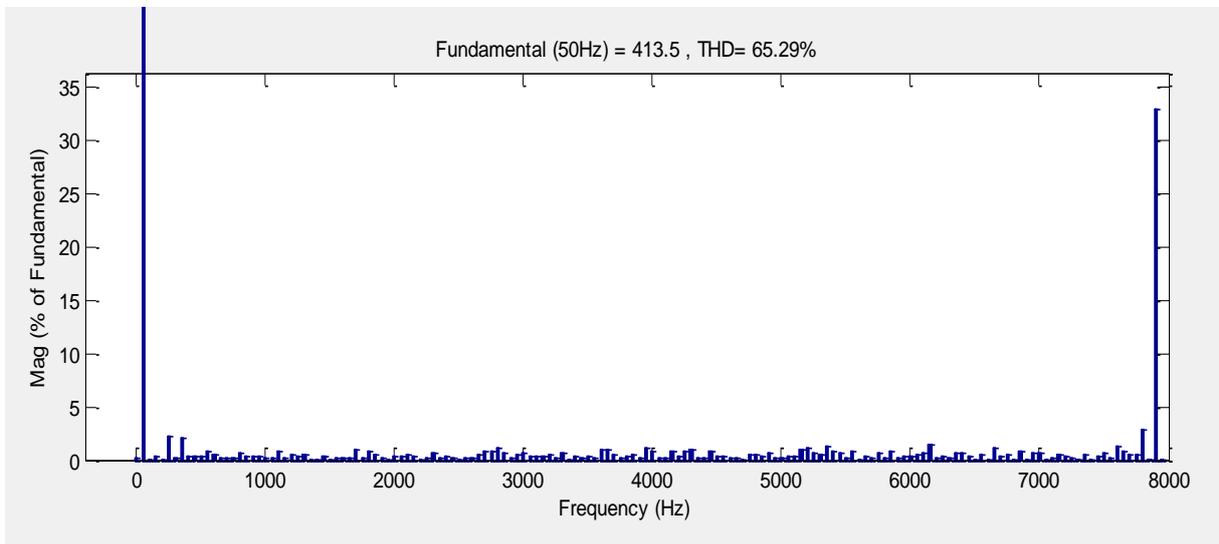


Figure (IV.07) : FFT de tension de ligne (R-S)

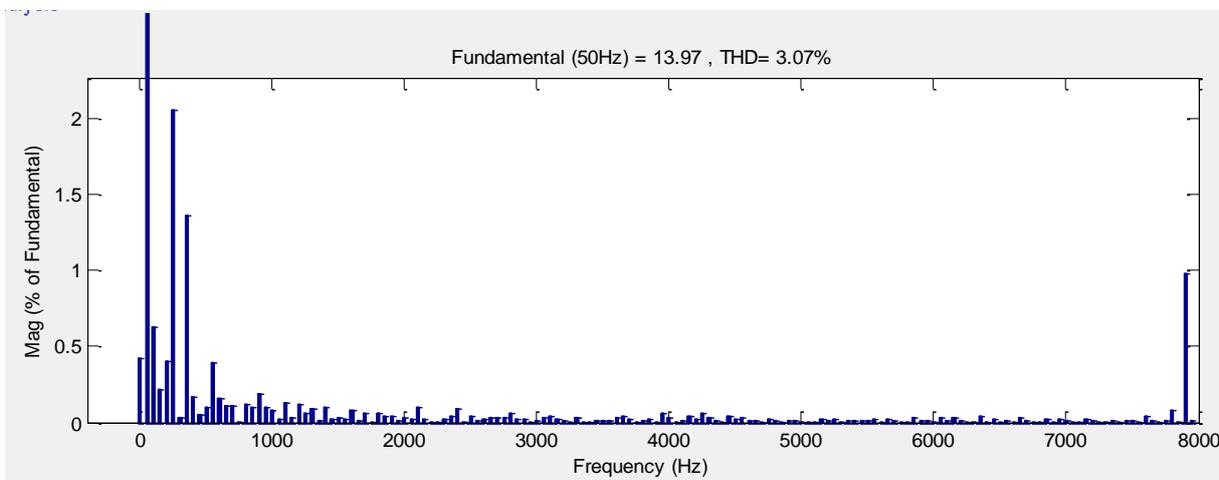


Figure (IV.08): FFT du courant de phase (R)

$F = 25$ ; [Hz], indice de modulation = 0.5 ; fréquence porteuse = 8000; [Hz] :

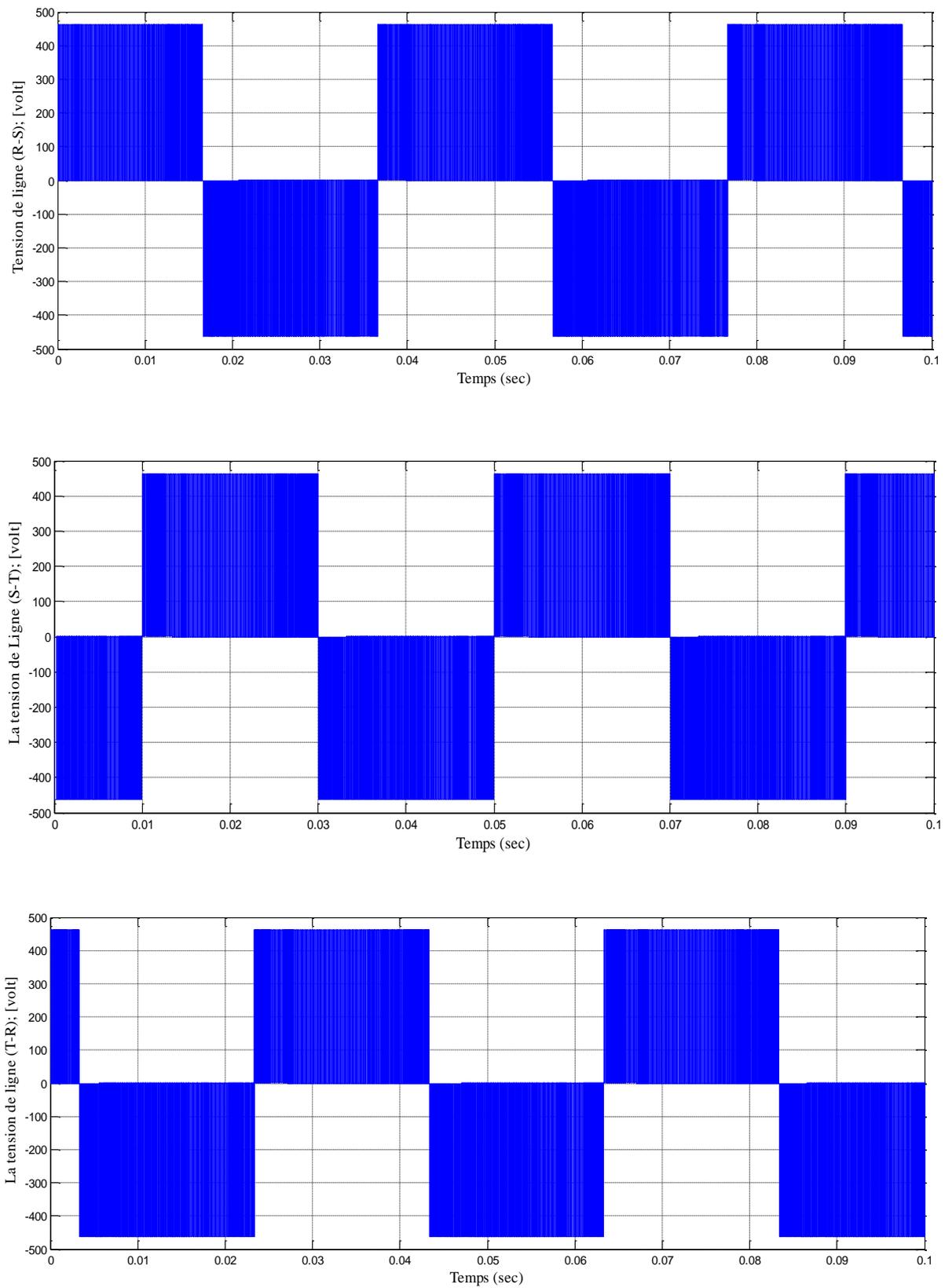


Figure (IV.09) : Tensions de lignes (RST)

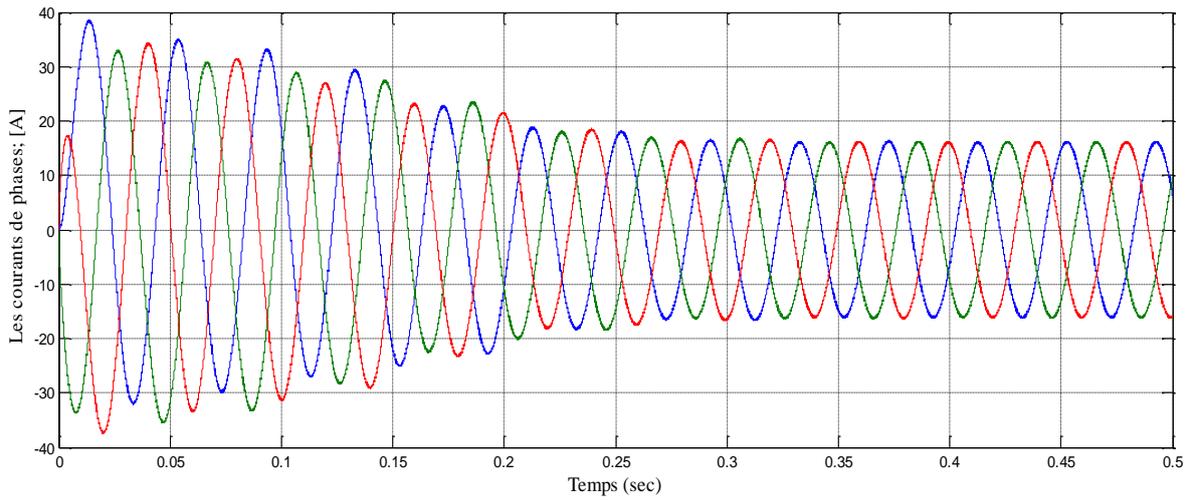


Figure (IV.10) : Les courants de phases

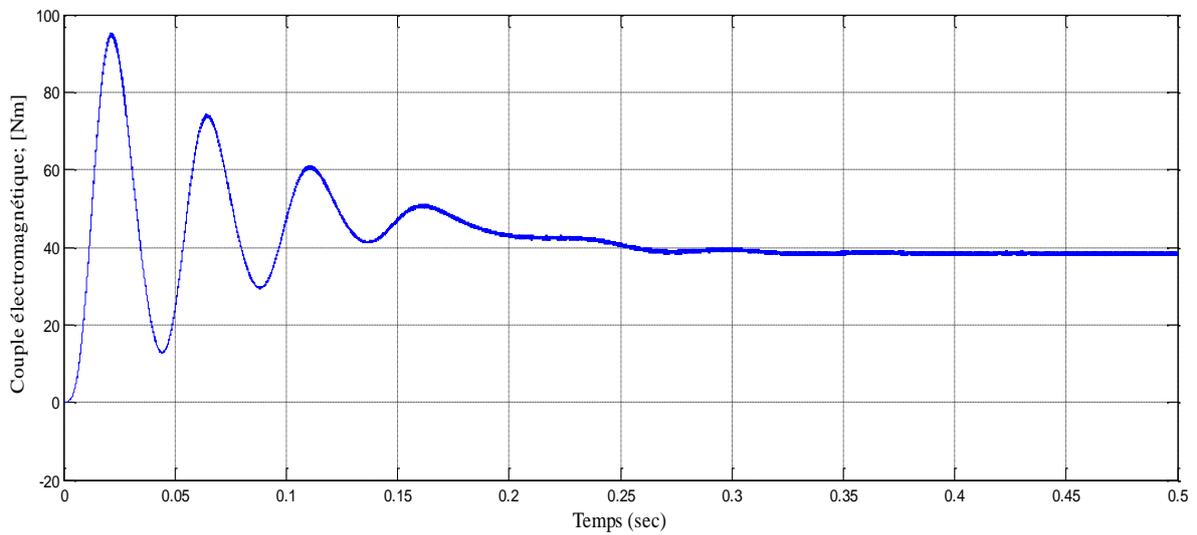


Figure (IV.11) : Le couple électromagnétique  $C_e=38.32$  ; [Nm]

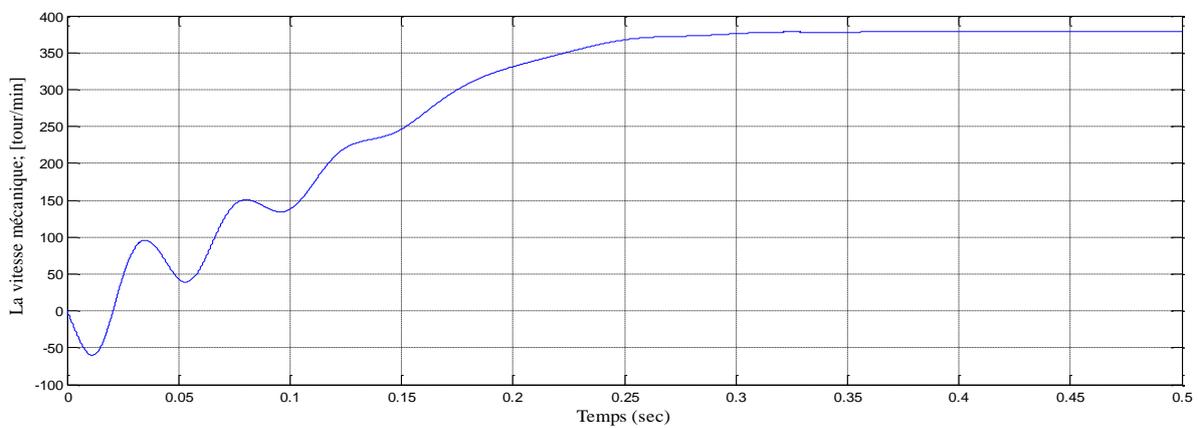


Figure (IV.12) : La vitesse mécanique  $w_r = 378.7$  ; [tour/min]

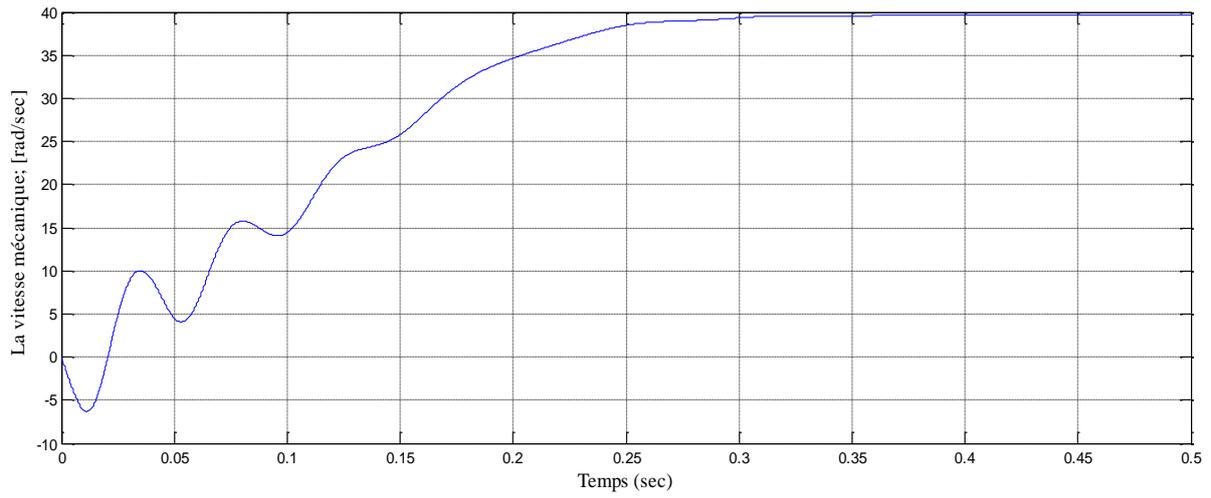


Figure (IV.13) : La vitesse mécanique  $w_r = 39.66$  ; [rad/sec]

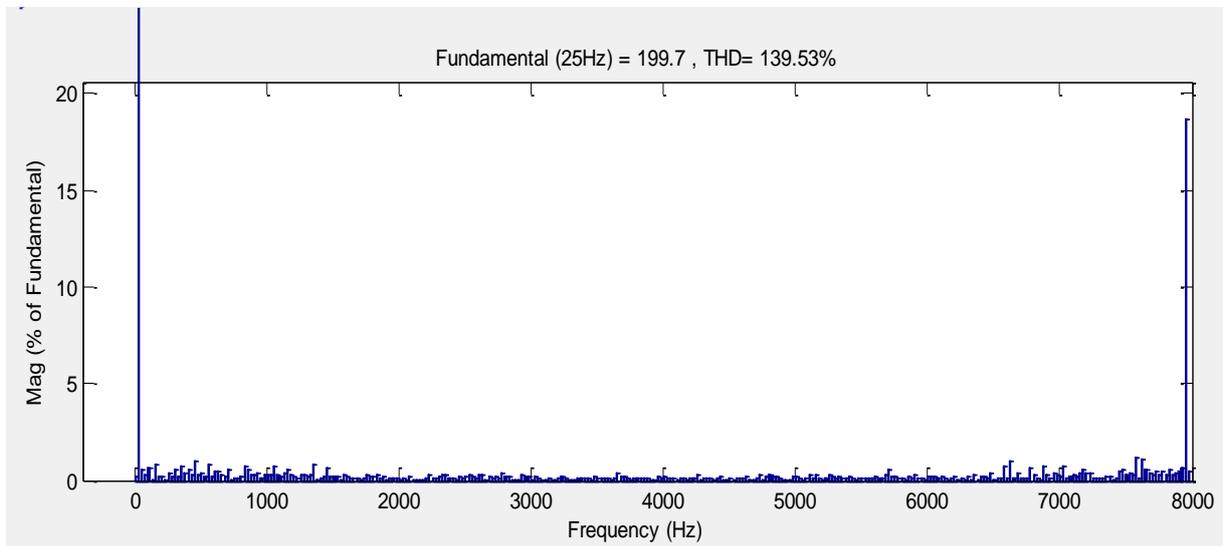


Figure (IV.14) : FFT de tension de ligne (R-S)

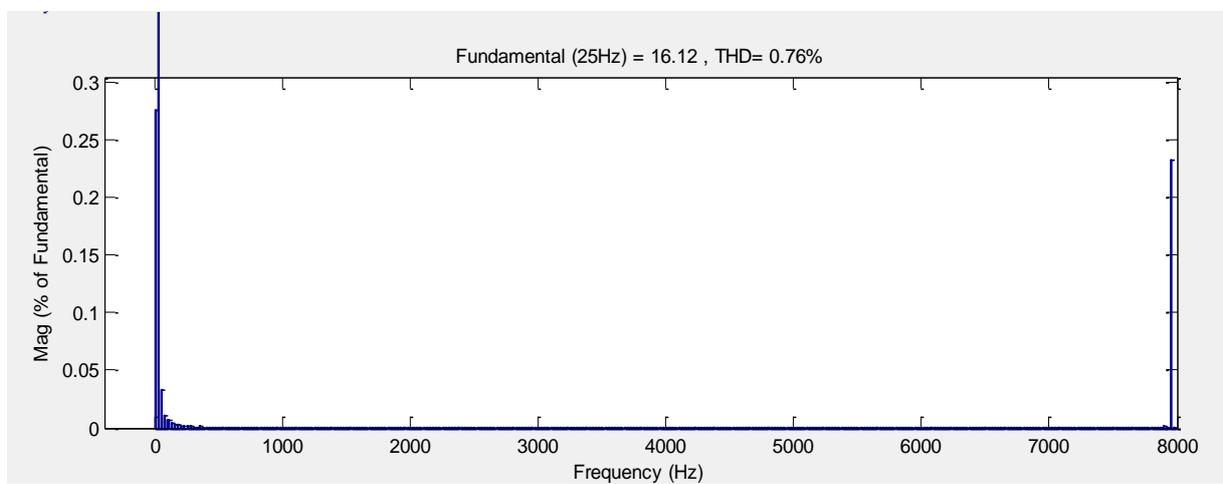


Figure (IV.15): FFT du courant de phase (R)

$F = 50$ ;[Hz], indice de modulation = 0.5 ; fréquence porteuse = 8000; [Hz] :

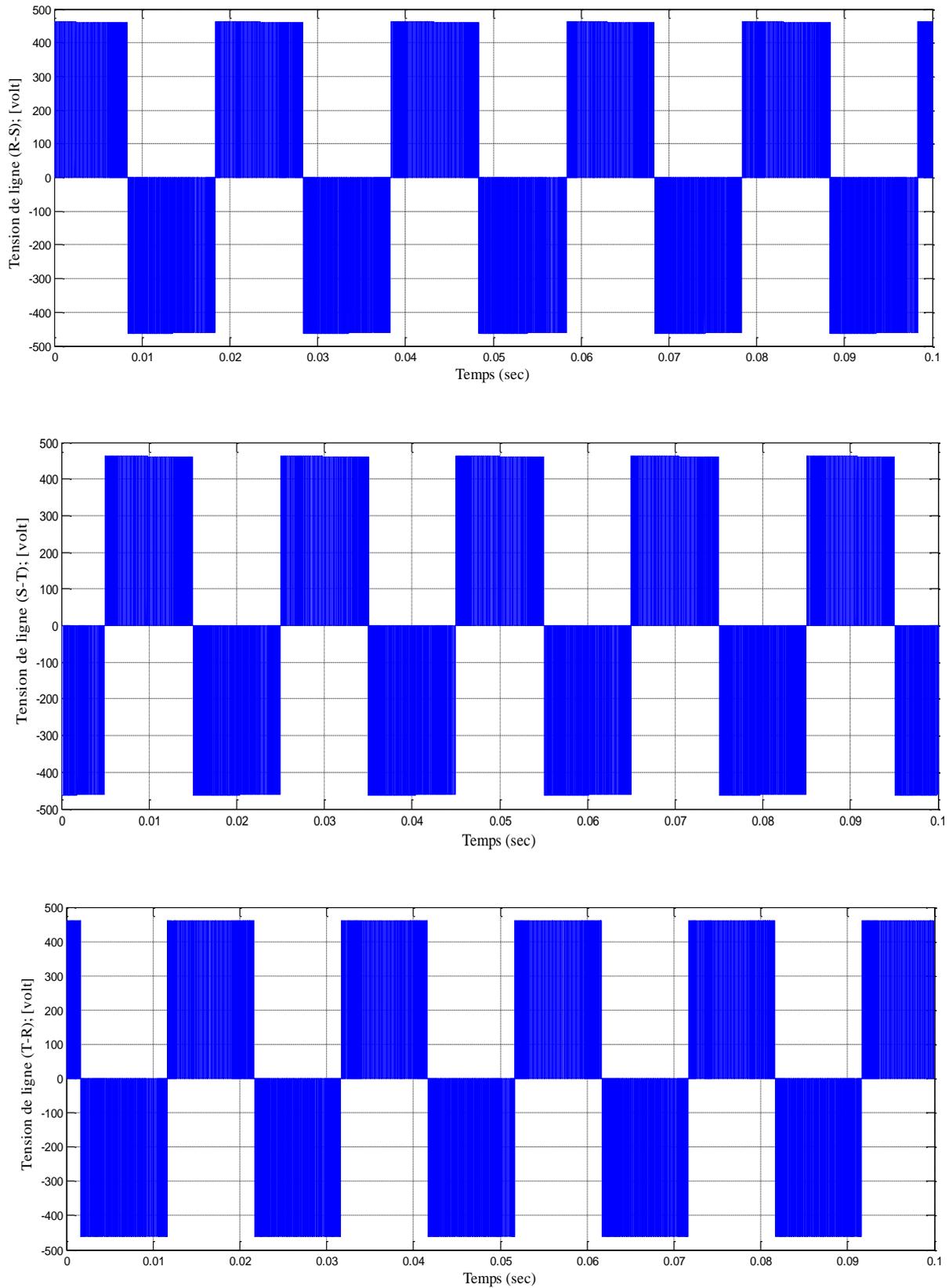


Figure (IV.16) : Tensions de lignes (RST)

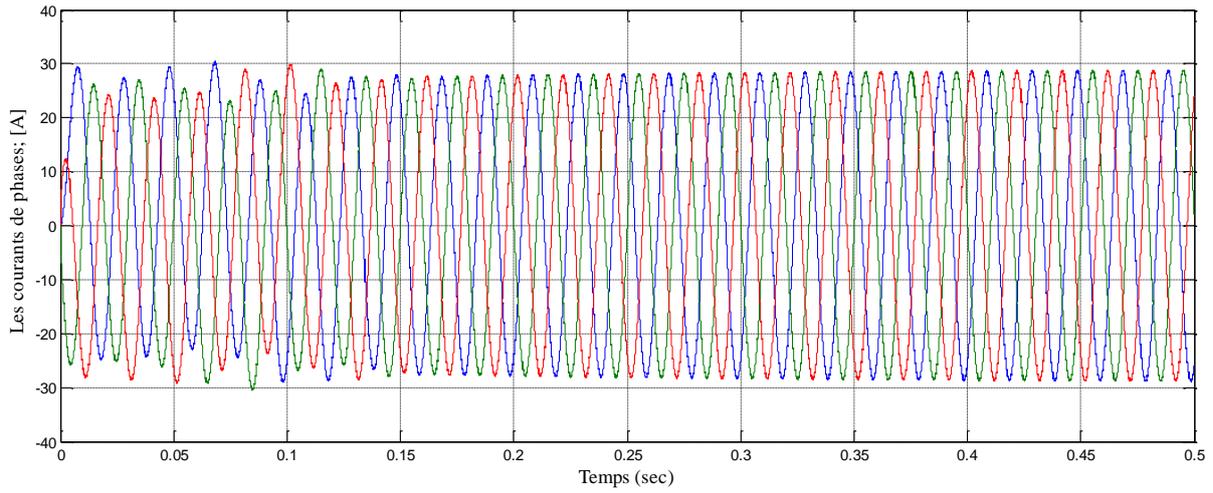


Figure (IV.17) : Les courants de phases

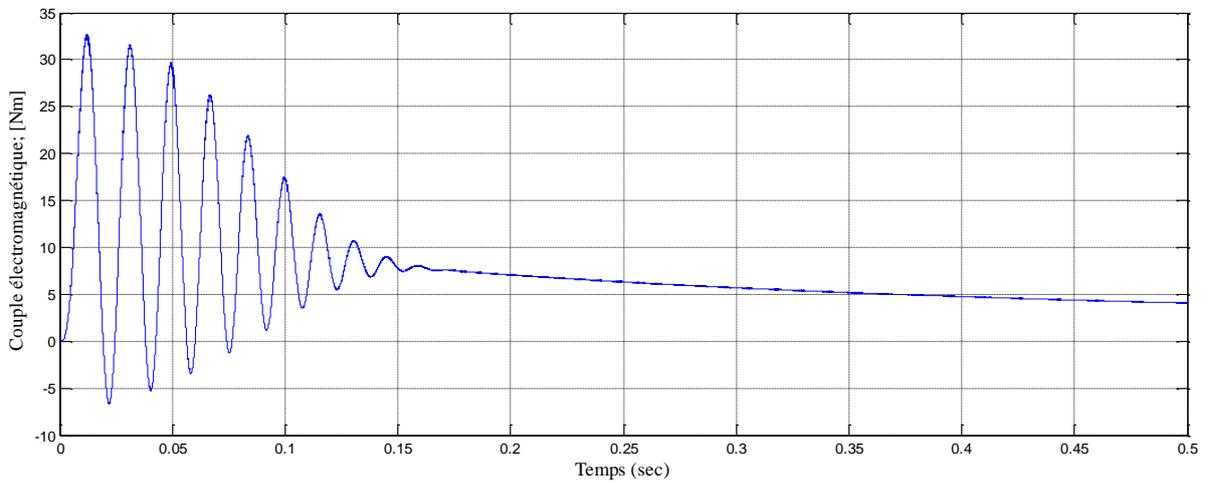


Figure (IV.18) : Le couple électromagnétique  $C_e = 4.094$  ; [Nm]

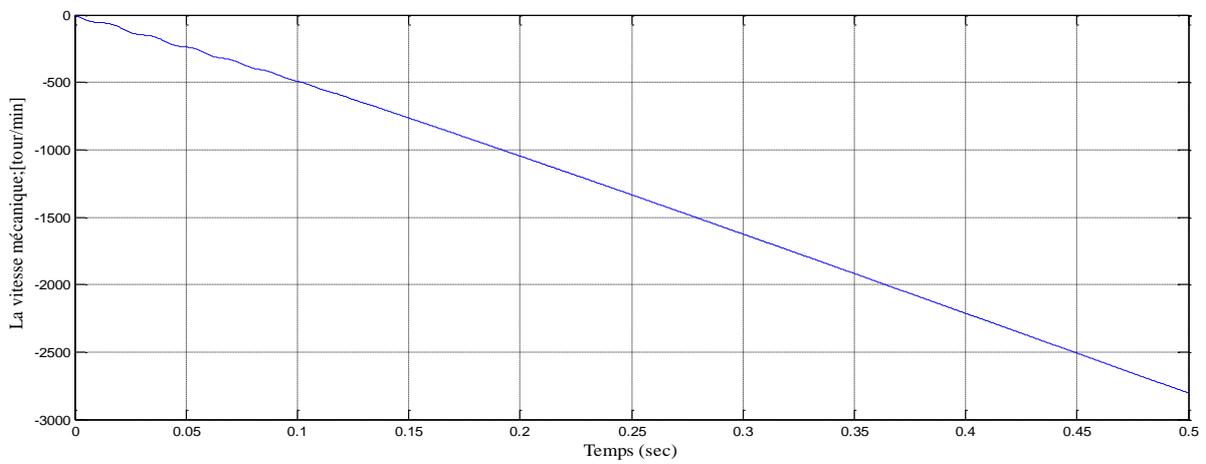


Figure (IV.19) : La vitesse mécanique  $w_r = -293.5$  ; [rad/sec]

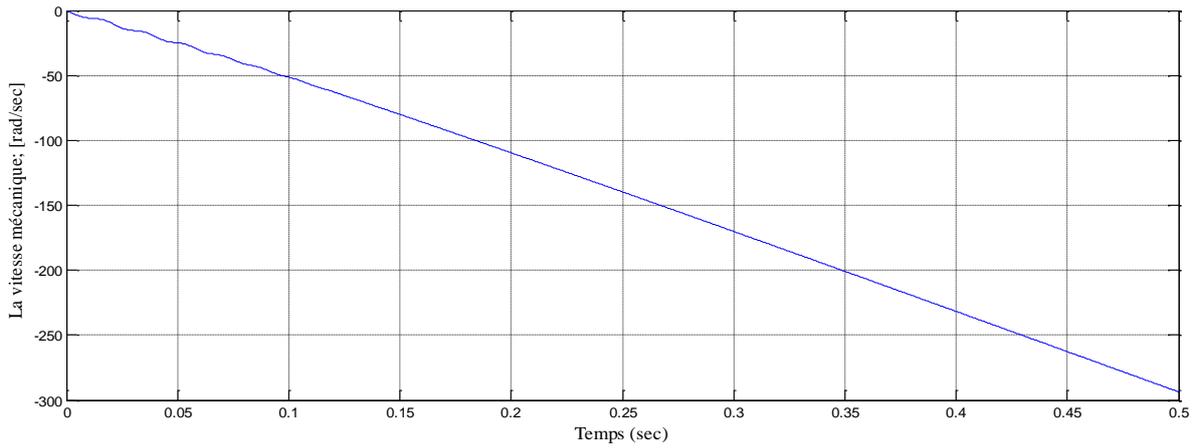


Figure (IV.20) : La vitesse mécanique  $w_r = -2803$  ; [tour/min]

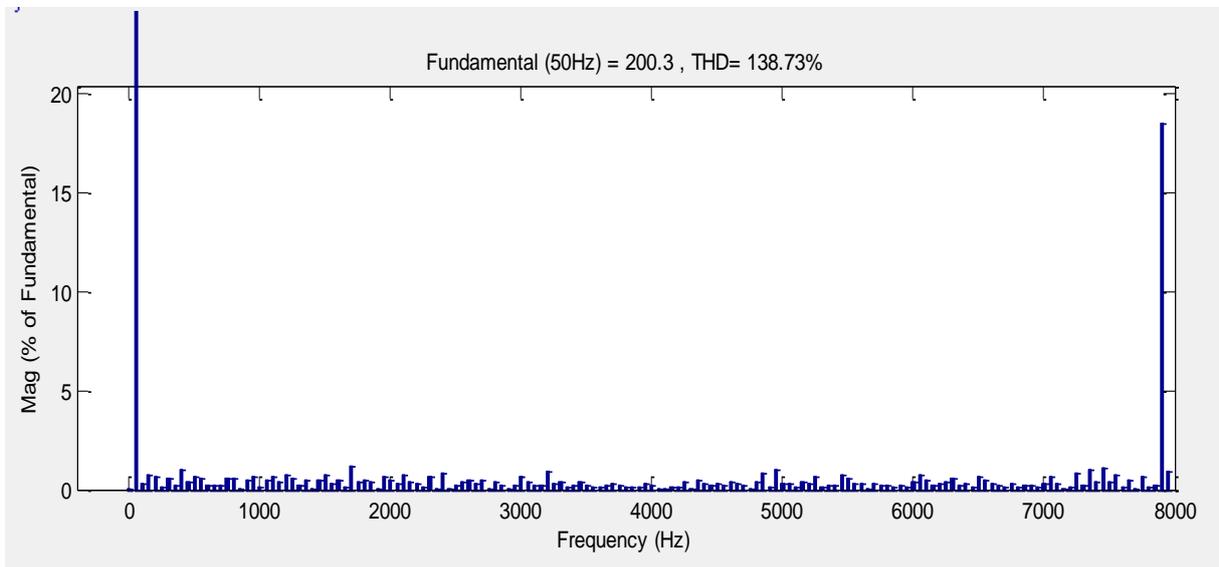


Figure (IV.21) : FFT de tension de ligne (R-S)

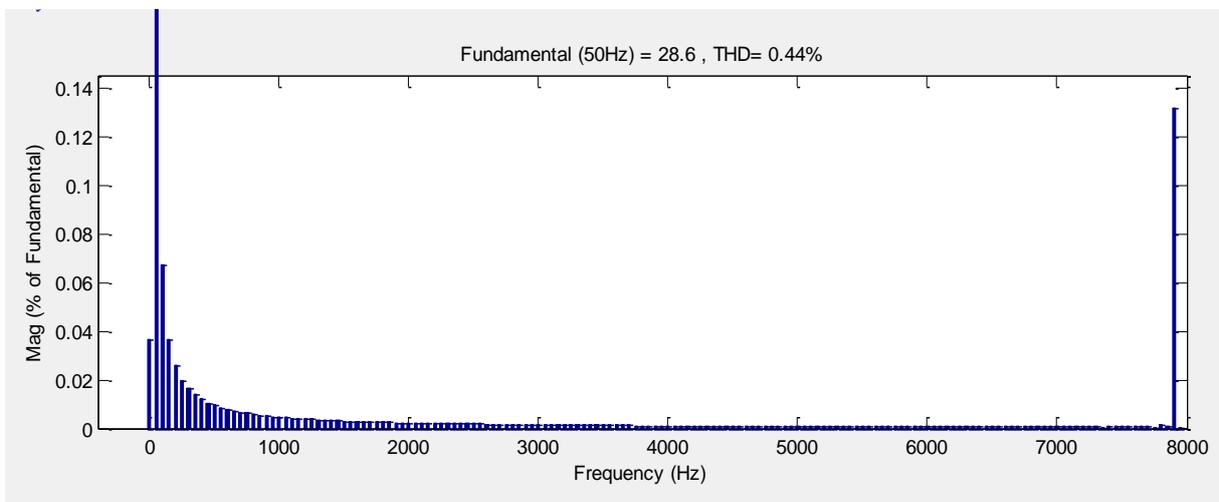


Figure (IV.22) : FFT du courant de phase (R)

$F = 10$ ; [Hz], indice de modulation = 0.2; fréquence porteuse = 8000; [Hz]:

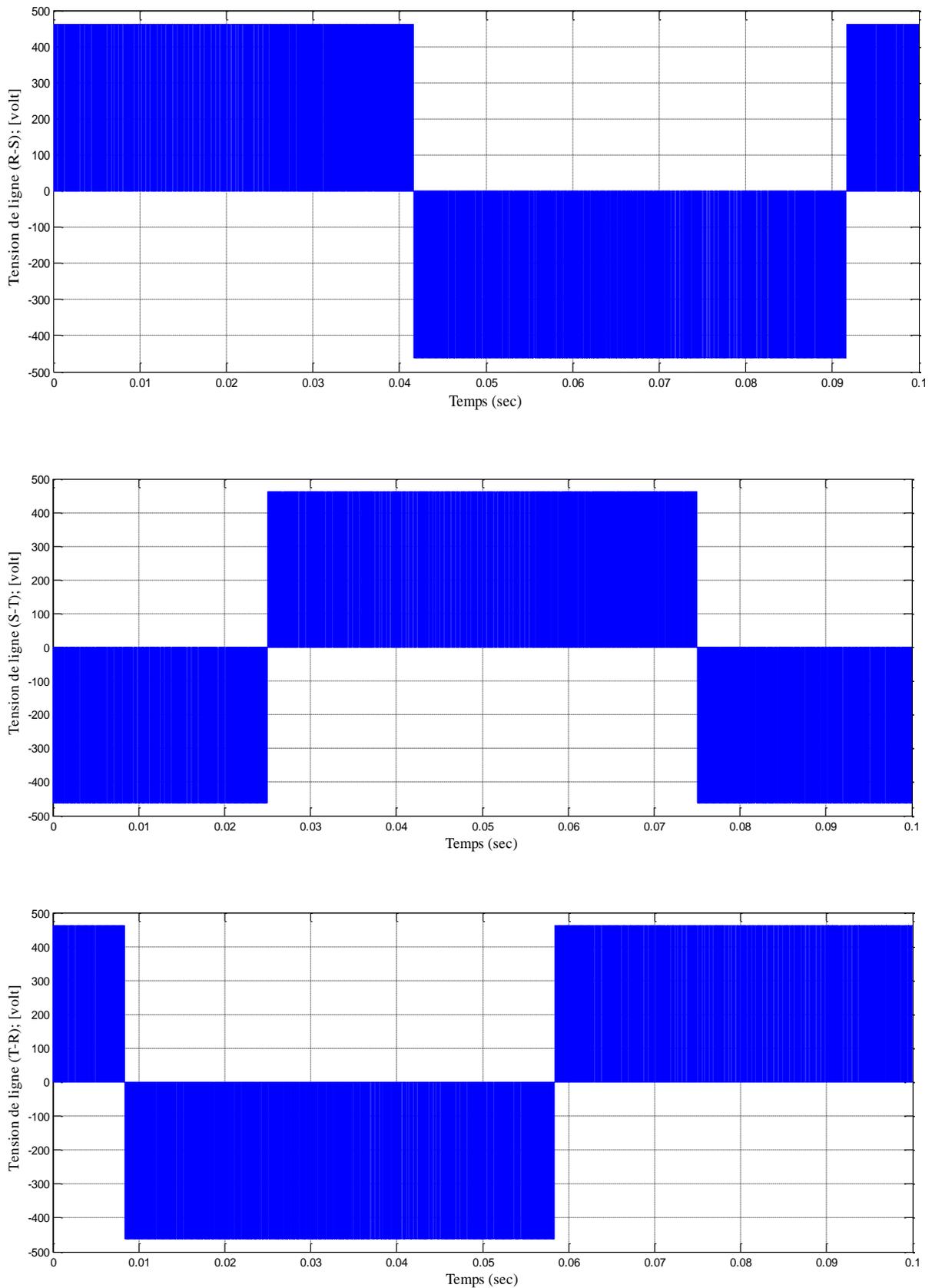


Figure (IV.23) : Tensions de lignes (RST)

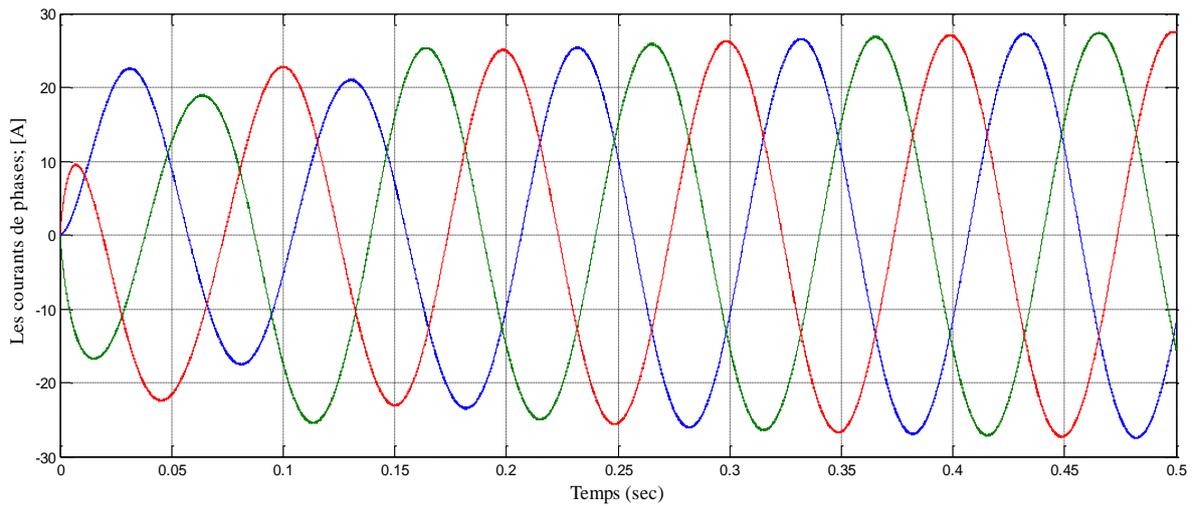


Figure (IV.24) : Les courants de phases

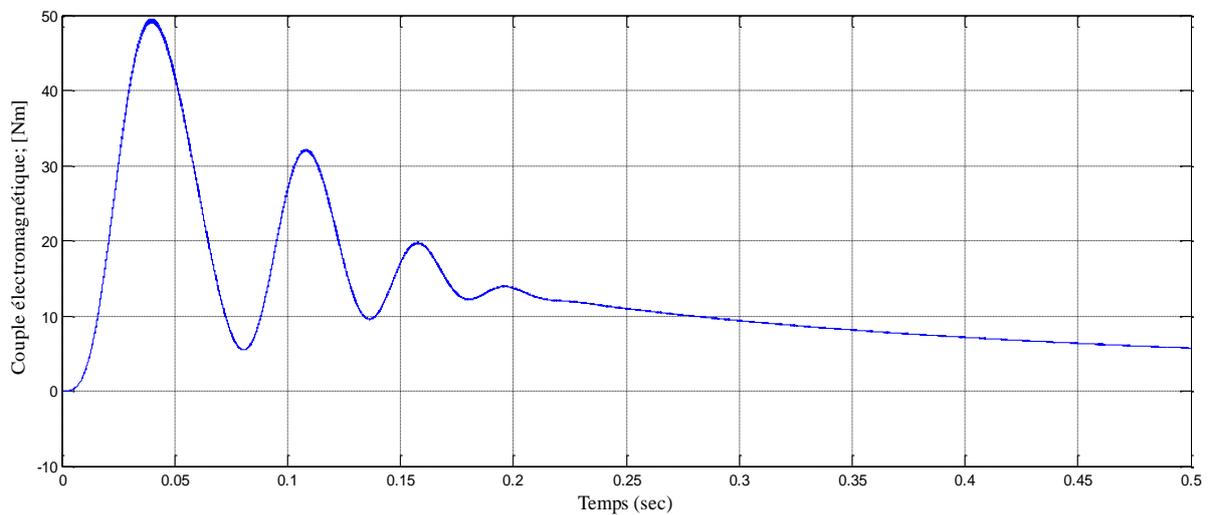


Figure (IV.25) : Le couple électromagnétique  $C_e=5.72$  ; [Nm]

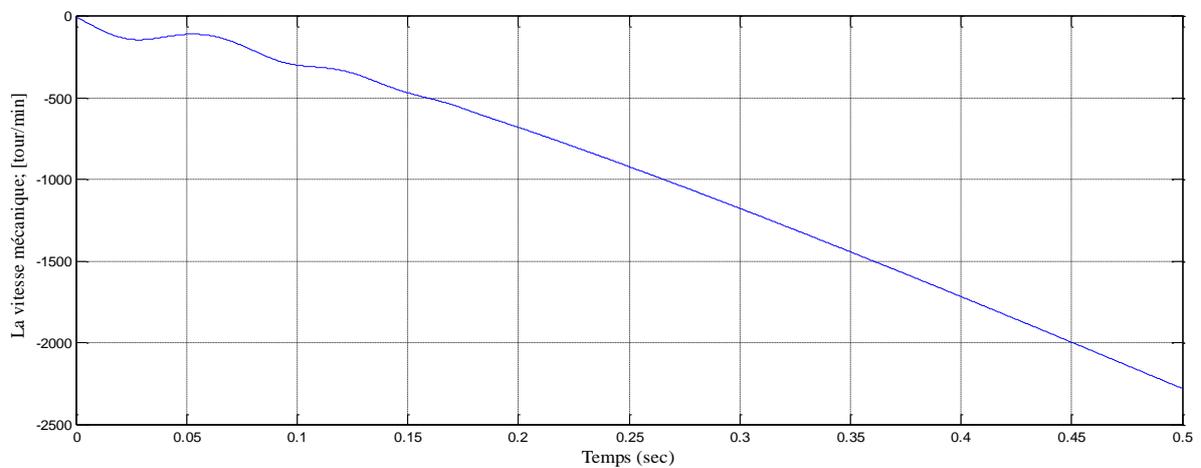


Figure (IV.26) : La vitesse mécanique  $w_r = -2280$  ; [tour/min]

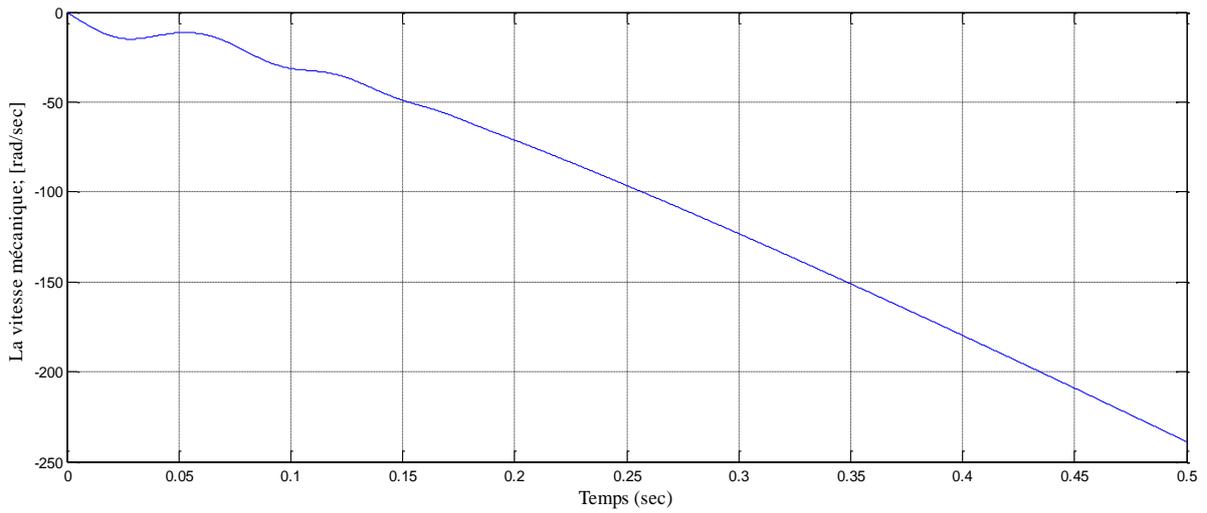


Figure (IV.27) : La vitesse mécanique  $w_r = -238.7$  ; [rad/sec]

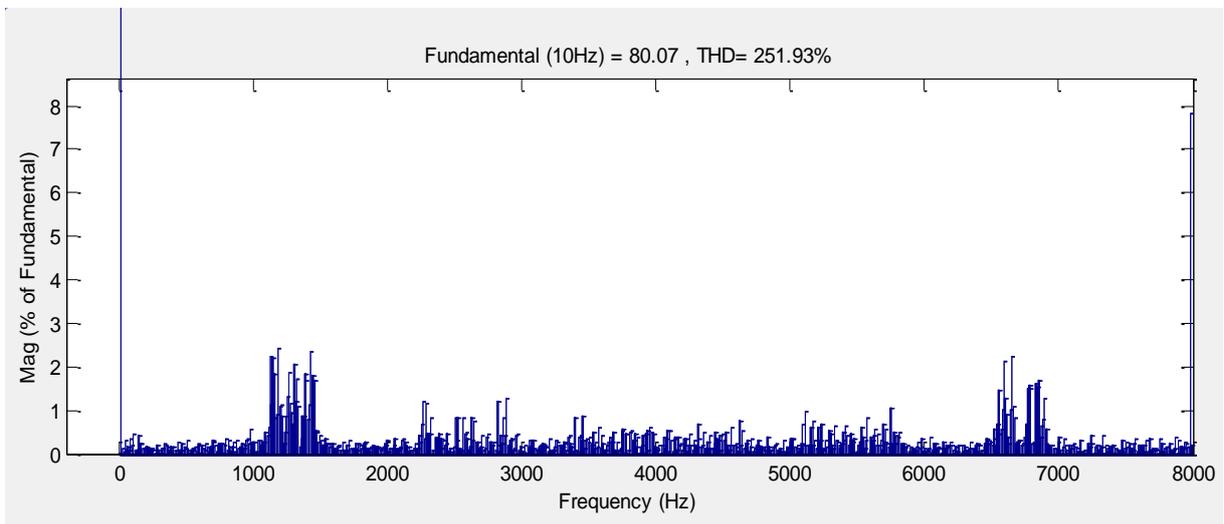


Figure (IV.28) : FFT de tension de ligne (R-S)

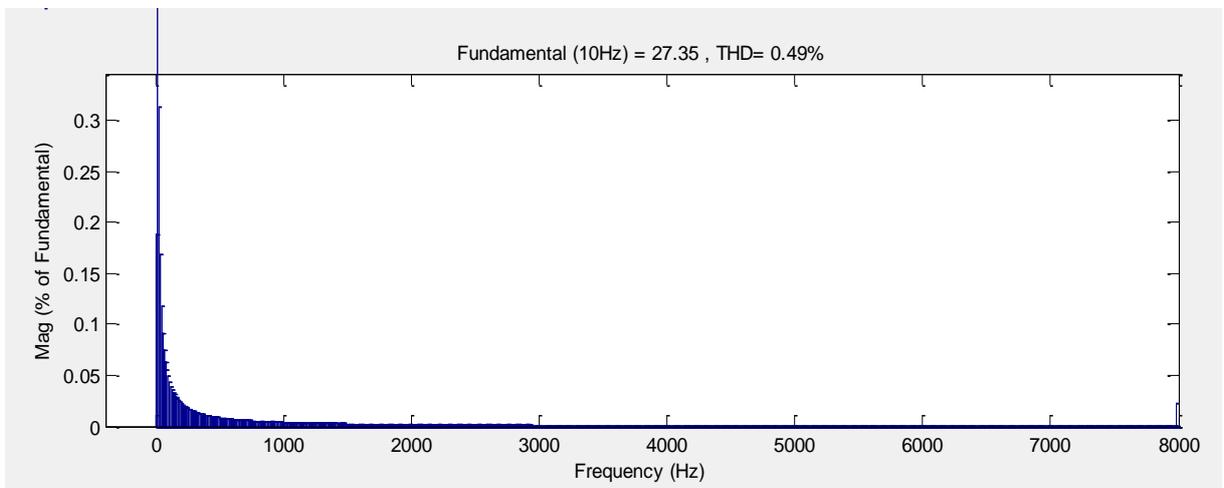


Figure IV.29: FFT du courant de phase (R)

$F = 25$ ; [Hz], indice de modulation = 1; fréquence porteuse = 8000; [Hz]:

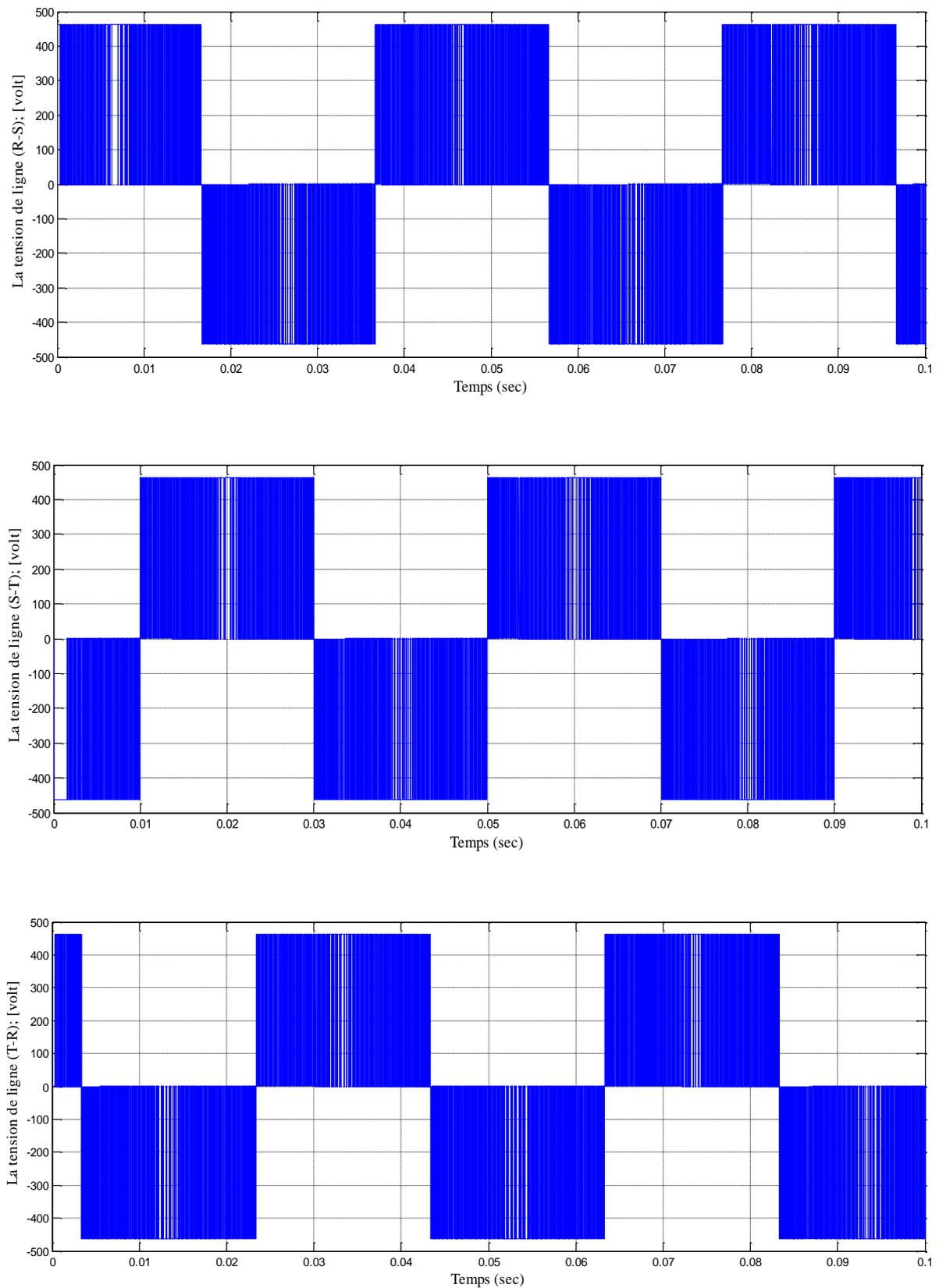


Figure (IV.30) : Tensions de lignes (RST)

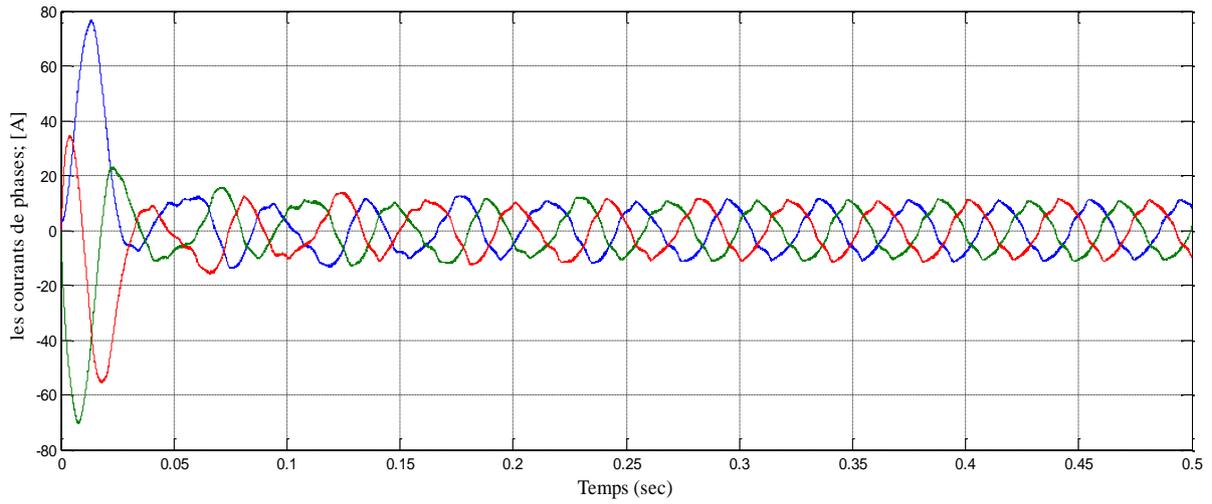


Figure (IV.31) : Les courants de phases

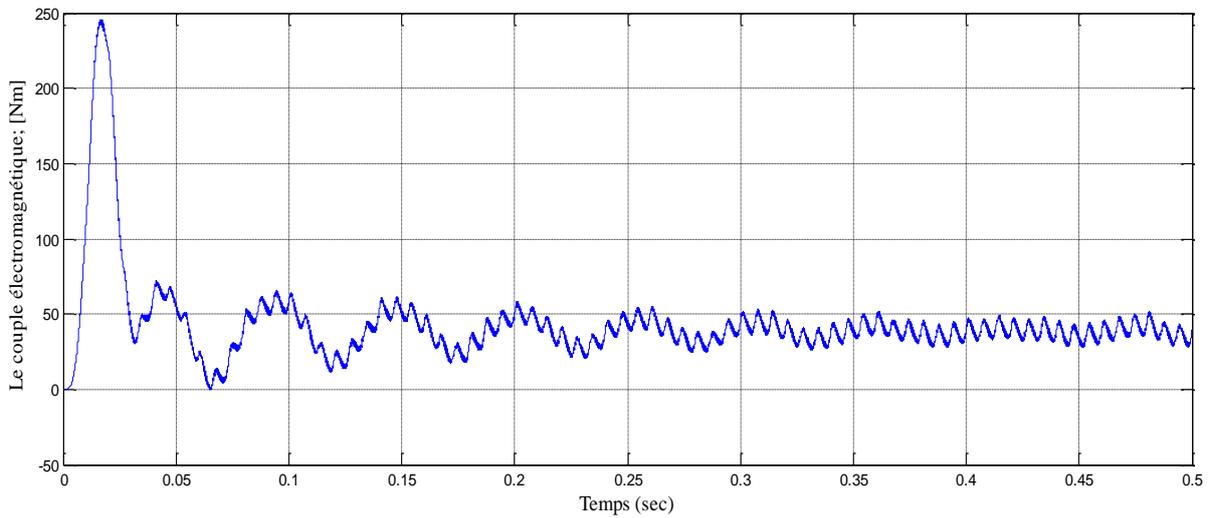


Figure (IV.32) : Le couple électromagnétique  $C_e=39.45$  ; [Nm]

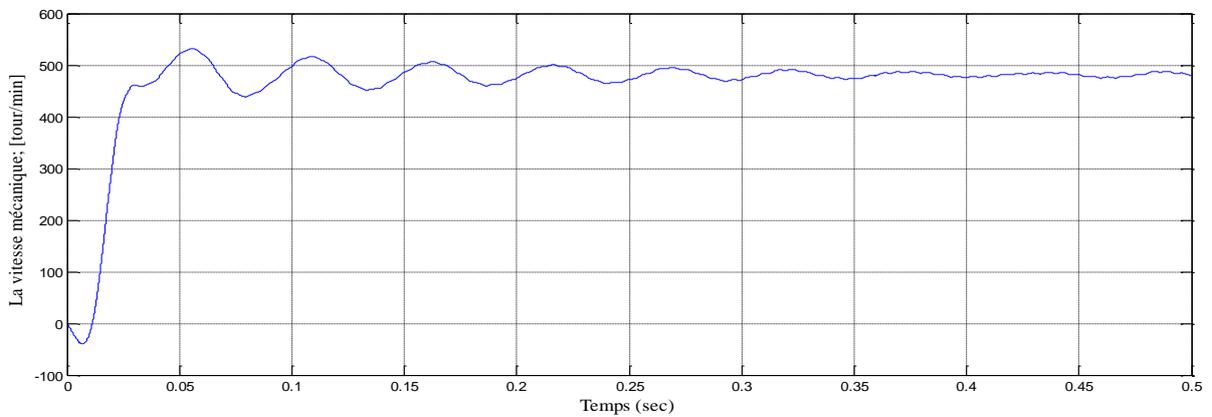


Figure (IV.33) : La vitesse mécanique  $w_r = 480$  ; [tour/min]

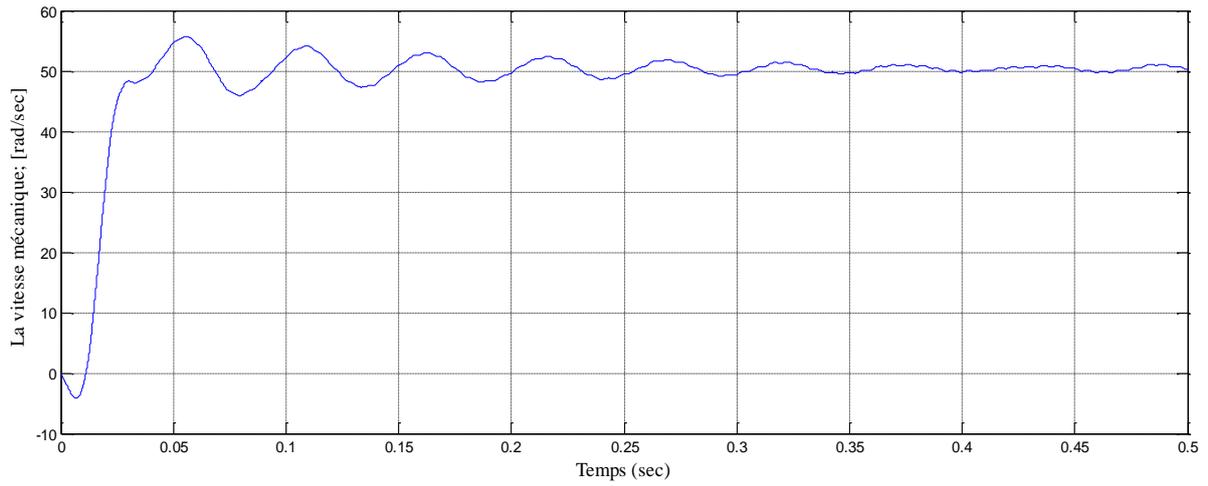


Figure (IV.34) : La vitesse mécanique  $w_r = 50.27$  ; [rad/sec]

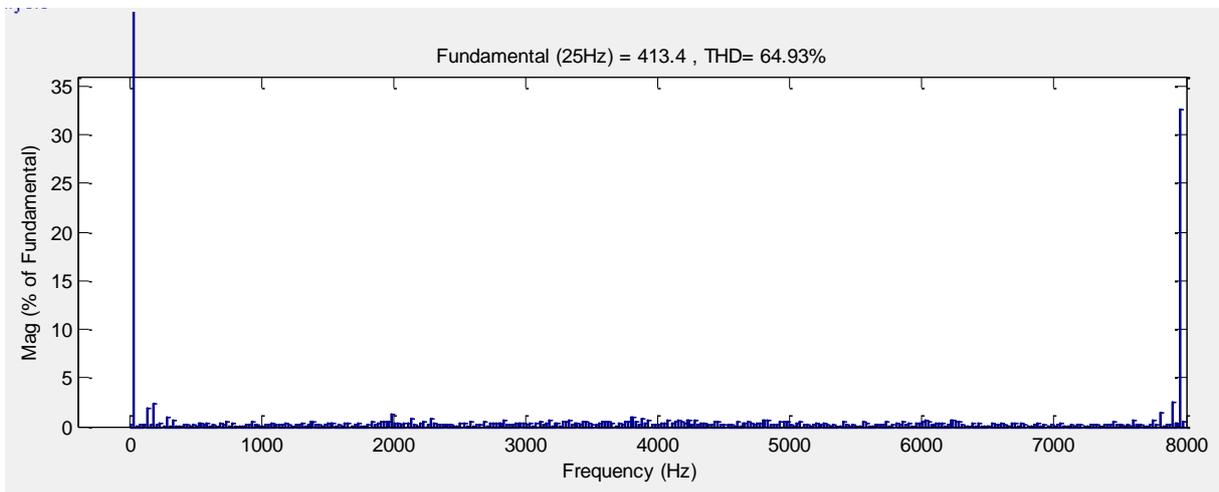


Figure (IV.35) : FFT de tension de ligne (R-S)

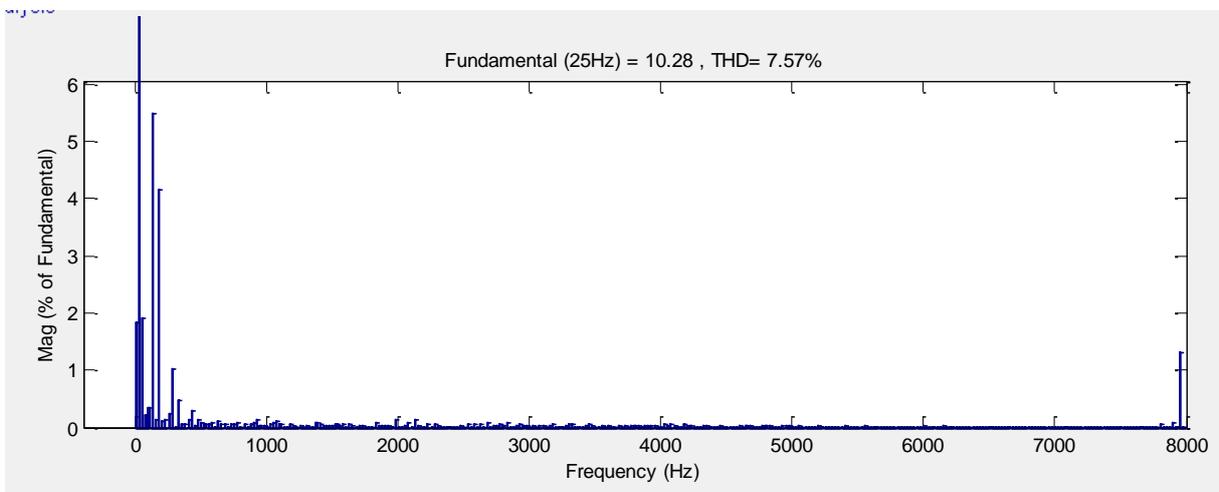


Figure (IV.36) : FFT du courant de phase (R)

$F = 10$  ; [Hz], indice de modulation = 0.4 ( $V=160$  ; [volt] au lieu  $V=80$  ; [volt] qui correspond Modulation index = 0.2) ; fréquence porteuse = 8000 ; [Hz] ; (amplification des basses fréquences) :

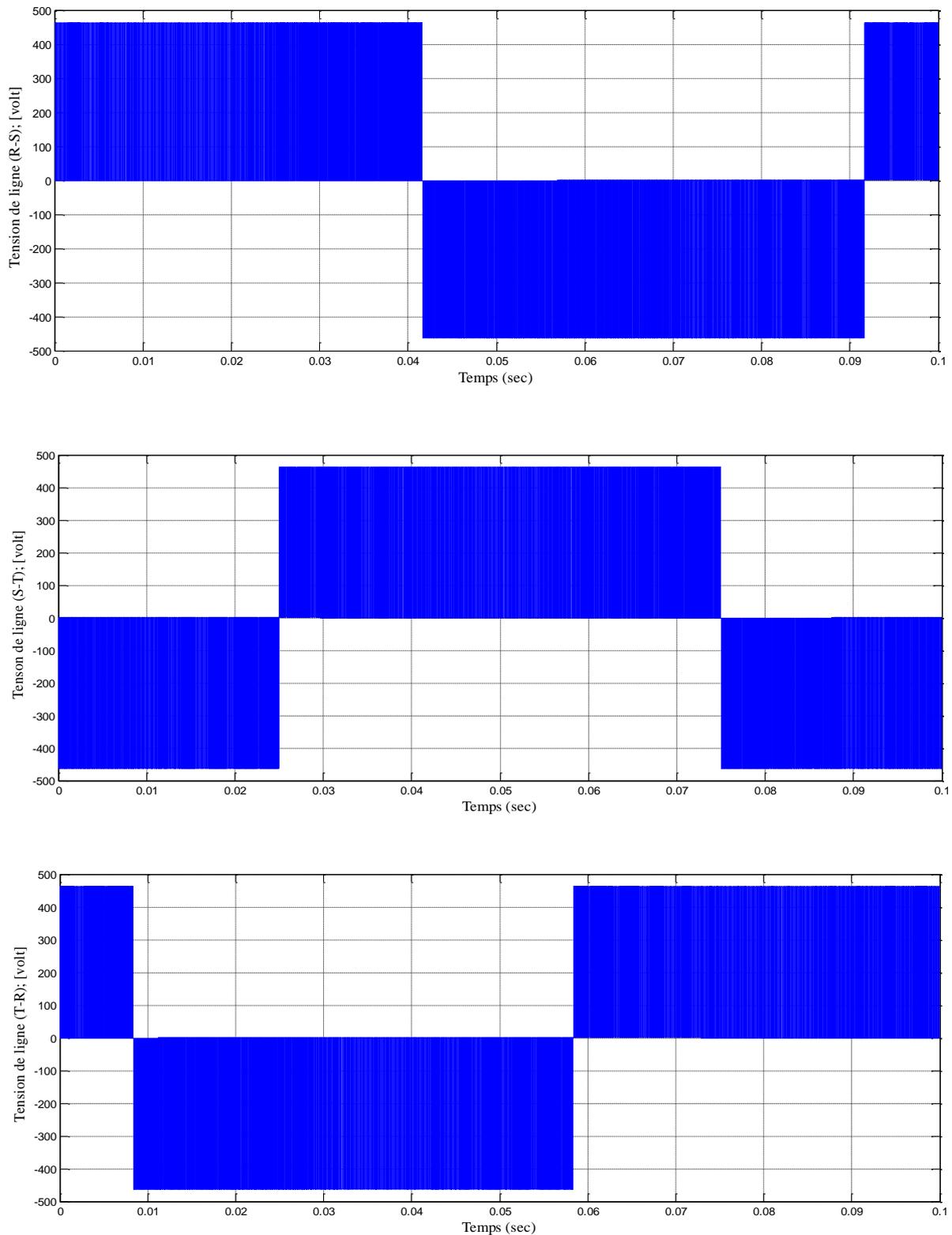


Figure (IV.37) : Les tensions de ligne (RST)

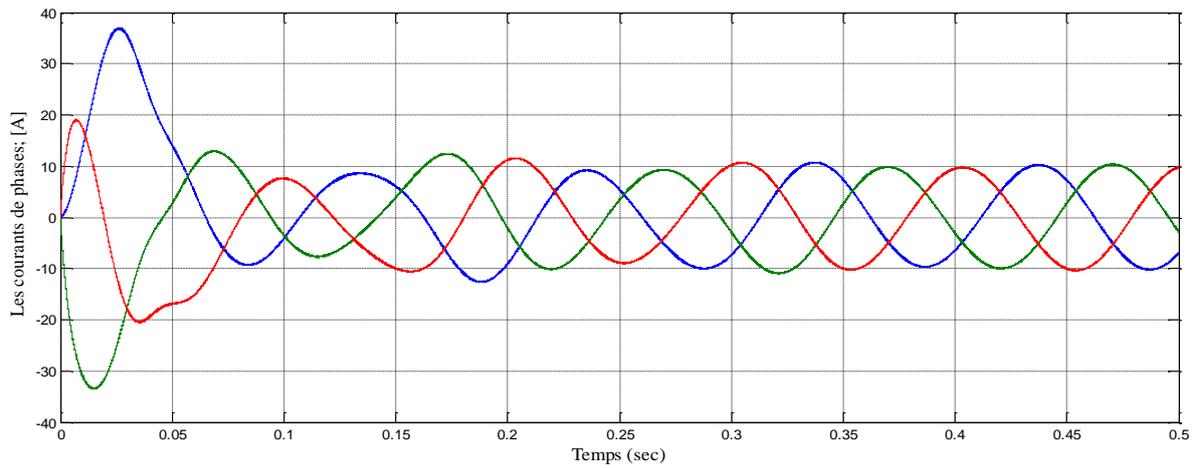


Figure (IV.38) : Les courants de phases

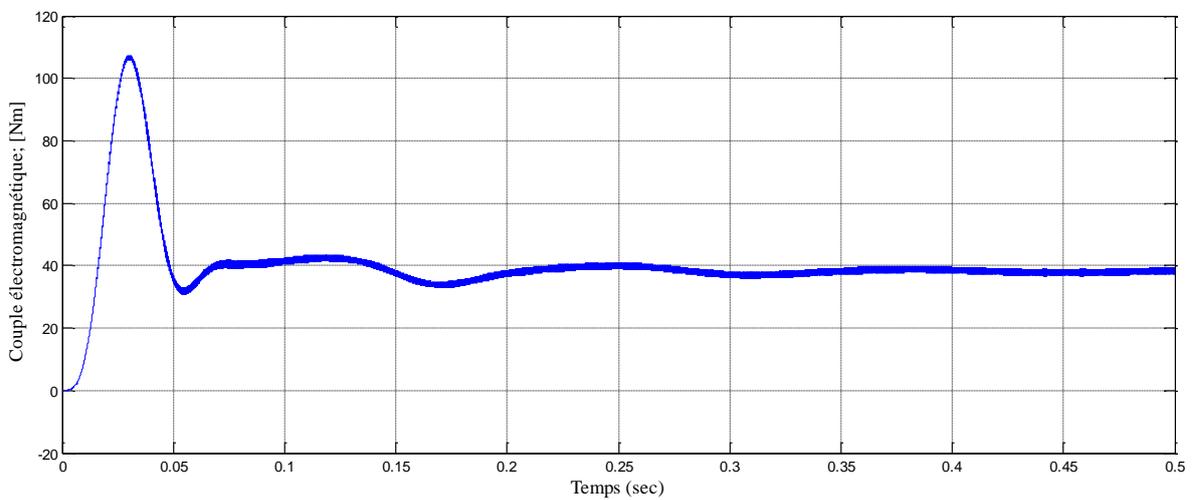


Figure (IV.39) : Couple électromagnétique  $C_e=41.54$  ; [Nm]

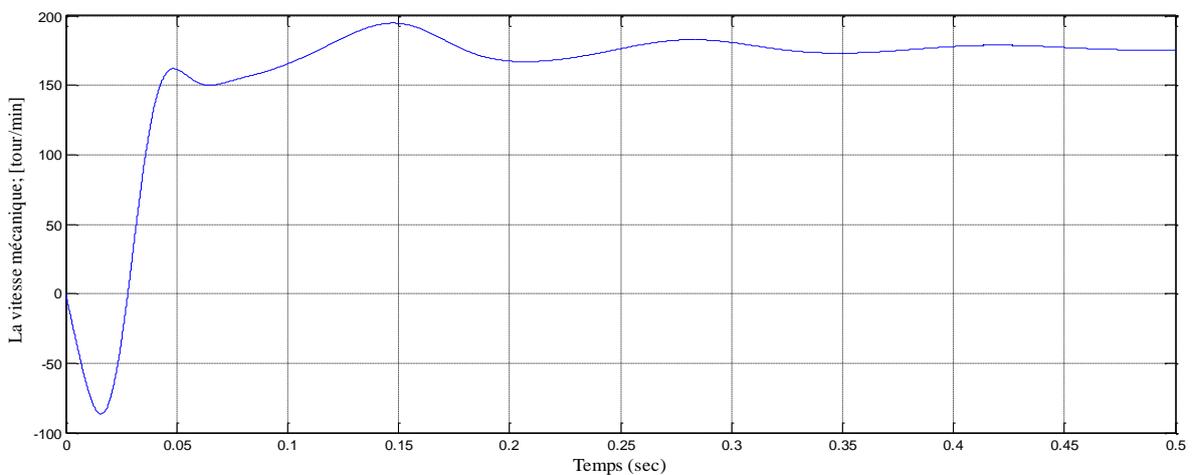


Figure (IV.40) : La vitesse mécanique  $w_r = 165.3$  ; [tour/min]

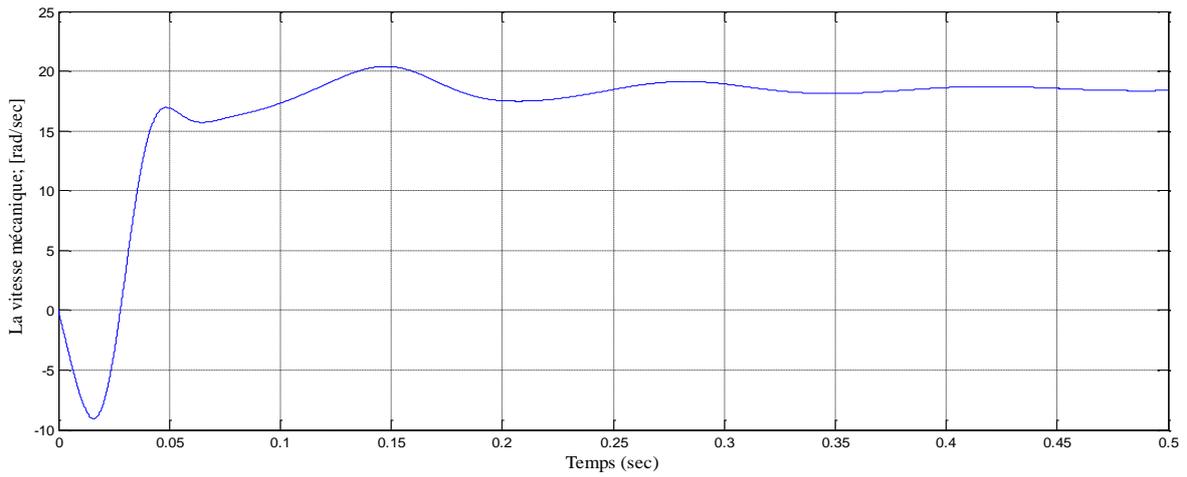


Figure (IV.41) : La vitesse mécanique  $w_r = 17.31$  ; [rad/sec]

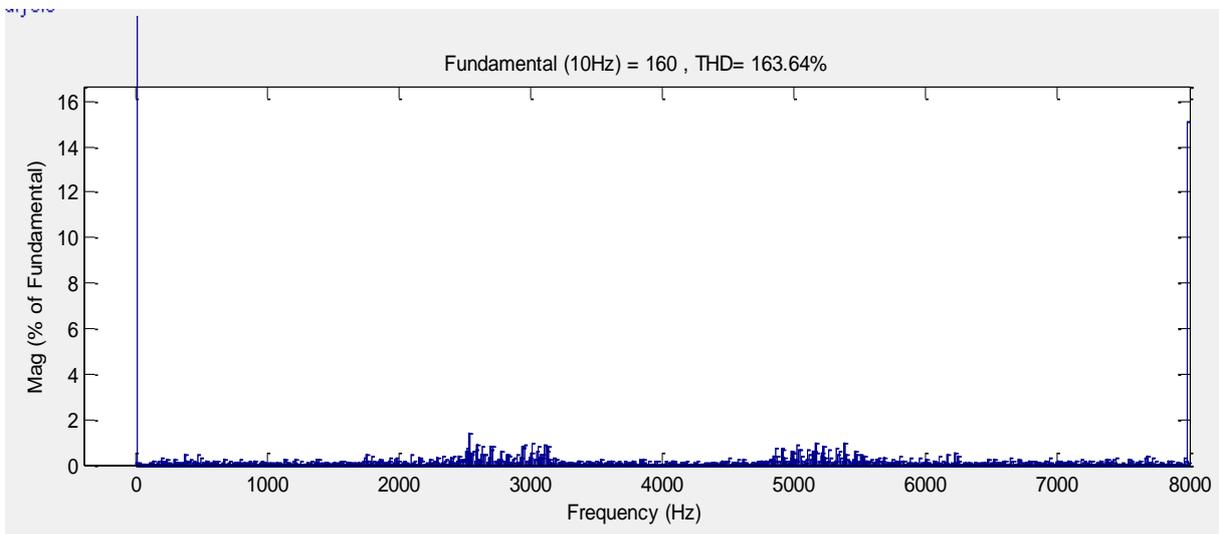


Figure (IV.42) : FFT de tension de ligne (R-S)

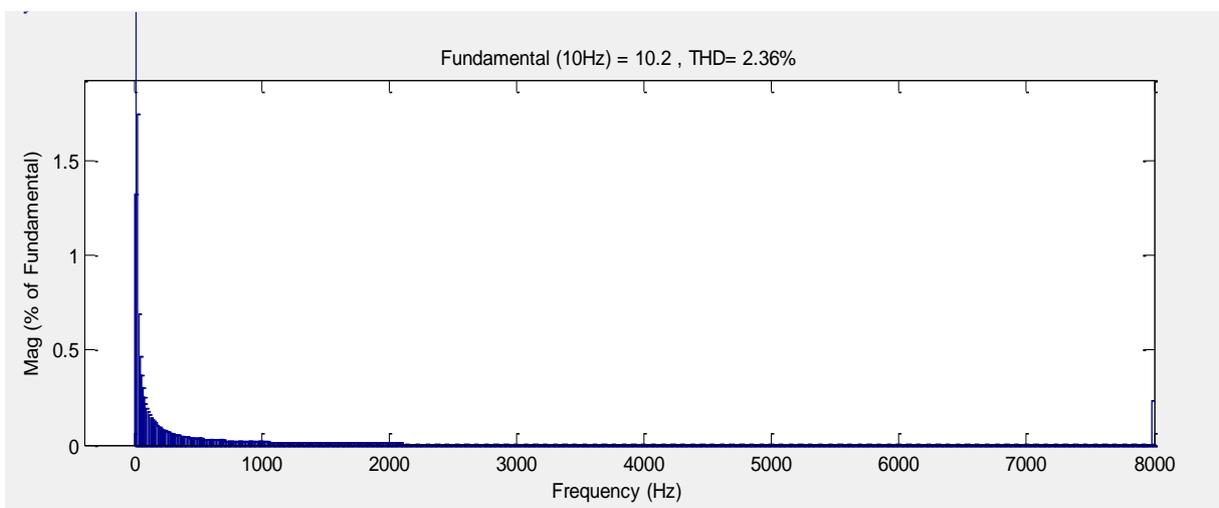


Figure (IV.43) : FFT du courant de phase (R)

IV.7.1. Interprétation des résultats :

$\frac{V}{F} = cste$  ; Fréquence porteuse = 8000 ; [Hz] :

Tension composée (R-S) ; [Volt]	Fréquence de source ; [Hz]	Indice de modulation	Ce ; [Nm]	Vitesse mécanique (Wr); [tour/min]	THD De tension (R-S) ; [%]	THD Du courant (R) ; [%]
400	50	1	40.56	912.7	65.29	3.07
200	25	0.5	38.32	378.7	139.53	0.76
<b>80</b>	<b>10</b>	<b>0.2</b>	<b>5.72</b>	<b>-2280</b>	<b>251.93</b>	<b>0.49</b>

$\frac{V}{F} \neq cste$  :

Tension composée (R-S) ; [Volt]	Fréquence de source ; [Hz]	Indice de modulation	Ce ; [Nm]	Vitesse mécanique (Wr); [tour/min]	THD De tension (R-S) ; [%]	THD Du courant (R) ; [%]
400	25	1	39.45	480	64.93	7.57
<b>200</b>	<b>50</b>	<b>0.5</b>	<b>4.09</b>	<b>-2803</b>	<b>138.73</b>	<b>0.44</b>

Amplification des basses fréquences :

Tension composée (R-S) ; [Volt]	Fréquence de source ; [Hz]	Indice de modulation	Ce ; [Nm]	Vitesse mécanique (Wr); [tour/min]	THD De tension (R-S) ; [%]	THD Du courant (R) ; [%]
160	10	0.4	41.54	165.3	163.64	2.36

A partir de ces tableaux on peut constater que la commande scalaire d'une machine asynchrone est faisable dans le cas où ( $\frac{V}{F} = \text{cste}$ ); pour varier la vitesse et au même temps garder la valeur nominale du couple électromagnétique, sauf dans les cas de basses fréquences on a perdu le couple nominale (5.72 ; [Nm]).

Dans le deuxième cas de ( $\frac{V}{F} \neq \text{cste}$ ); le système provoque un phénomène d'harmonique remarquable de tension (**138.73%**); et ne peut pas capable de produire un couple de démarrage pour cela la vitesse prend une valeur négative (**-2803 ; [tour/min]**); donc notre système devient incontrôlable.

Dans le troisième tableau pour résoudre le problème des basses fréquences on a proposé l'amplification de tension d'alimentation à (160 ; [Volt]) au lieu de (80 ; [Volt]). Dans ce cas on a garantie un couple nominal de (41.54 ; [Nm]) avec un minimum de THD = 2.36 % du courant de phase (R).

#### **IV.8. Conclusion**

La commande scalaire pour des faibles vitesses n'est pas aussi efficace, vu que pour des faibles fréquences, la machine nécessite une tension limite pour démarrer.

Pour les grandes fréquences, la machine asynchrone peut être comparée à la machine à courant continu du fait que la caractéristique Couple-Vitesse est une droite.

# **CONCLUSION GENERALE**

### Conclusion générale

La machine asynchrone est composée d'une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée rotor. Elle est un système électromécanique permettant la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode générateur) et la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur).

En effet, il existe différentes stratégies pour contrôler la grandeur et la fréquence de tension de sa sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone.

Dans notre étude on a réalisé la stratégie de commande scalaire elle se base sur le principe de  $V/f = \text{constante}$  pour maintenir le flux à une valeur  $f$  constante dans la machine.

Il y a des avantages dans cette technique, à savoir sa simplicité de réalisation et sa facilité d'exécution, par contre, elle donne de bons résultats en régime permanent, mais manque de performances en régime transitoire, il y a aussi des inconvénients comme le temps de réponse du système est augmenté et la variation de vitesse à basse fréquence on a perdu le couple nominal ; et pour résoudre ce dernier on a proposé l'amplification de tension d'alimentation.

En conclusion, La commande scalaire est utilisée dans de nombreux variateurs. C'est la solution la moins coûteuse si de bonnes performances dynamiques ne sont pas exigées.

# **BIBLIOGRAPHIE**

### **Bibliographie**

1. **Mr Tarek BENM LOUD.** *Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétrique. Thèse de doctorat en électrotechnique de l'université des sciences et de la technologie d'Oran 2012.*
2. **Melle Boukhalifa Hadja et Melle Sid Radja.** *Commande direct du couple d'un moteur asynchrone. Thèse de master en machines électrique et électronique de puissance de l'université Kasdi Merbah-Ouargla 2015.*
3. **Berrezek Farid.** *Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.*
4. **Chunyu B, Shuangyan R, Liangyu M,** "Study on Direct Torque Control of Super High-speed PMSM," *International Conference on Automation and Logistics, Proceedings of the IEEE, Pp. 2711- 2715, Jinan, China. August 18 - 21, 2007.*
5. **Barros, J.-C,** "Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone», *Thèse de doctorat, Université Marseille III, France, 2003.*
6. **Fiche technique du constructeur Alstom,** sur le site [alstom.com](http://alstom.com), archivé par wikiwix 2004.
7. **. Robert Chauprade, Francis Milsant,** *Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », France 1980.*
8. **Hamadi Safi Allah,"** *Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master, Université –Msila 2005.*
9. **Abdelli, R "** *Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.*
10. **Mr. LOUNI Amar Mr, ALLOUCHENE Madjid,** *IDENTIFICATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL, Thèse de master, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU, 2012.*

## Bibliographie

---

11. **Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN** : *Machines asynchrones, Cours et Problèmes, version du 21 septembre 2014.*
12. **Z.Ait Ouali**, « *Application de FPGA à la commande d'un moteur asynchrone* » mémoire magister, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,2015.
13. **Armand Boyette** : «*contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*», thèse doctorat, école polytechnique de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1 France (11 décembre 2006).
14. **Georges Sallom** : «*contributions à la commande robuste de la MADA* ». Thèse de doctorat, école polytechnique de l'université de Toulouse, France (13 mars 2007).
15. **BEKAKRA Youcef** : *Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées, Magister en Electrotechnique (2010).*
16. **JP CARON et JP HAUTIER** : «*modélisation et commande de la machine asynchrone*» Edition TECHNIP, (1992).
17. **Philippe Barret** : «*régime transitoire des machines tournantes électriques*», Edition EYROLLES, deuxième édition, Paris, France 1987.
18. **Mokrane Smaili** : *Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation MATLAB des problèmes de génération. Thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi-Témiscaminque. Canada 2013.*
19. **Azaizia Rachid** : *étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux. Université M'HAMAD BOUGARA faculté des hydrocarbures et chimie. Boumerdes, Algérie 2008.*
20. **OKBA Salah et BEDDIAR Walid** : *Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF FACULTE DE TECHNOLOGIE. M'SILA 2019.*
21. **BOUKAROURA Abdelkader** : *Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche BondGraph. MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE.*

## Bibliographie

---

- UNIVERSITE FERHAT ABBAS FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGENIEUR  
Sétif 2009.
22. **DJEBBAR MOHAMED SALAH** : *Etude comparative des redresseurs cascade et multi niveaux à commande à MLI. UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, Algérie (2005).*
23. **Bouzid Allal El Moubarek** : *Onduleur triphasé commandé par la Stratégie d'élimination d'Harmonique. Magister : École Normale Supérieurs d'Enseignement Technique ORAN, Algérie (2009/2010).*
24. **S. Guy, B. Robert, L. Francis**, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance la Conversion alternatif (volume 4). Edition tec-doc, 1995.*
25. **T. Wildi** : *Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).*
26. **DIAF YOUSOUF et BEN ANTER DJAMAL** : *modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multi niveaux. Mémoire de Master université Ouargla. 2013.*
27. **REDJEM Radia** : *Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne. Mémoire magister : université MENTOURI de Constantine, Algérie (04 /07/2009).*
28. **Mme HAMECHA Samira** : *Etude et Commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents. Mémoire de Magister Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie 25/06/2013.*
29. **Mr : A. Haddon** : *"Mémoire de fin études En vue de l'obtention du Diplôme de Master en Systèmes Electriques et Automatique (SEA) : Modélisation et commande d'un onduleur MLI", "Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi", Année : "2008/2009".*
30. **J.Paul Hauttier et J.Pierre Caron** : *«Modélisation et commande de la machine Asynchrone». Ed Technique, 1995*
31. **M. PERRON** : *conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle de perte neuronal sur FPGA. Thèse de doctorat, faculté des études supérieurs de l'université Laval, Québec 2009.*

## Bibliographie

---

32. **M. Pinard** : *commande électronique des moteurs électrique*. DUNOD, Paris, 2004.
33. **CHEE-MUN.O**: *Dynamic simulation of Electric Machinery*, prentice-Hal I Inc. 1998.
34. **Fahima SIFAOUI et Hamida MENDACI** : *MODELISATION ET CONTROLE SCALAIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE*, thèse de master en *ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE*, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2014.
35. **Saifi.R** : «*Commande de la machine asynchrone sans capteur*» Mémoire d'ingénieur en électrotechnique université Batna 2000.
36. **R.Salah Eddine** : «*commande de machine électrique*» Mémoire de magister en électrotechnique, option : modélisation et commande des machines électriques, université de constantine 2009.
37. **A.Habbadi** : 'Commande Numérique d'une Machine Asynchrone Alimentée Onduleur de Tension MLI', Mémoire de Doctorat, 2000.
38. **Dr MANIR HADIF** : *commande Electrique*. Note de course. Université de Jijel.2015.
39. **CLAUDE CHEVASSU** : *Machine Electrique*. Cours et problème. UNSM. 20 juillet. 2015.

## ANNEXE

---

### ANNEXE :

Paramètres du moteur utilisé :

<b>P :</b>	Puissance nominale : 4 ; [kw]
<b>V :</b>	Tension nominale (composée/simple) : 400v/230v
<b><math>f_s</math> :</b>	Fréquence d'alimentation : 50 ; [Hz]
<b>P :</b>	Nombre de paire de pole : 3
<b><math>R_s</math> :</b>	Résistance d'une phase statorique : 1.405 ; [ $\Omega$ ]
<b><math>R_r</math> :</b>	Résistance d'une phase rotorique : 1.395 ; [ $\Omega$ ]
<b><math>L_s</math> :</b>	L'inductance statorique : 0.005839 ; [H]
<b><math>L_r</math> :</b>	L'inductance rotorique : 0.005839 ; [H]
<b>M :</b>	L'inductance mutuelle : 0.1722 ; [H]
<b>J :</b>	Moment d'inertie : 0.05 ; $\text{kg.m}^2$
<b>F :</b>	Coefficient de frottement : 0.01 ; N.ms/rad