

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTEOTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude  
de MASTER ACADEMIQUE**  
Spécialité : **Machines Electriques**  
Filière : **Electrotechnique**

*Présenté par*  
**Amirouche OUALI**  
**Mustapha TAHRI**

Mémoire dirigé par **Koussaila MESBAH**

Thème  
**Commande scalaire d'un Moteur  
Asynchrone**

*Mémoire soutenu publiquement le 27 Septembre 2018 devant le jury composé de :*

**Mme O. TOUDERT MANSOURI**  
MAA, UMMTO, Présidente

**M Koussaila MESBAH**  
MAB, UMMTO, Rapporteur

**M Boussad. Boukais**  
MCB, UMMTO, Examineur

**M Adel RAHOUI**  
MAB, ENSTP (ALGER), Examineur

# *Remerciements*

*A cette occasion, on remercie le bon dieu tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce mémoire.*

*Nos sincères remerciements vont à notre promoteur Mr. **MESBAH Koussaila** d'avoir proposé et dirigé ce travail, pour son aide, ses conseils, son orientation et son intérêt qu'il n'a cessé de nous l'apporter.*

*Nous tenons à remercier également toutes personnes ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, en particulier nos famille.*

*De même, nos sincères remerciements aux membres de jury, pour l'intérêt qu'ils ont manifestés à ce travail en acceptant de le juger.*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à  
mon très cher père et ma très  
chère mère, mes frères et sœurs,  
toute ma famille et tous mes  
amis.*

*Amirouche*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à  
mon très cher père et ma très  
chère mère, mes frères et sœurs,  
toute ma famille et tous mes  
amis.*

*Mustapha*

## TABLE DES MATIERES

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

### *Chapitre I : modélisation et simulation de la machine asynchrone*

I.1 Introduction.....	3
I.2 Historique :.....	3
I.3 Définition de la machine asynchrone :.....	3
I.4 La structure de la machine asynchrone :.....	4
I.5 Modélisation de la MAS : .....	5
I.5.1 Représentation triphasé de la machine asynchrone dans le repère <b>(abc)</b> : .....	5
I.5.2 Hypothèses simplifiées : .....	6
I.5.3 Equations électriques de la MAS dans le repère (a, b, c) : .....	7
I.5.4 Equations électriques dans le plan (a, b, c) : .....	7
I.5.5 Equations magnétiques : .....	8
I.5.6 Equation mécanique :.....	9
I.5.7 Transformation de Park : .....	9
I.5.8 Transformation des variables statoriques : .....	10
I.5.9 Transformation des variables rotoriques : .....	10
I.6 Equations de la MAS dans le plan (d, q) : .....	10
I.6.1 Equations magnétiques : .....	11
I.6.2 Equation mécanique :.....	12
I.6.3 Couple électromagnétique : .....	12
I.7 Choix du référentiel : .....	14
I.7.1 Référentiel lié au stator .....	14
I.7.2 Référentiel lié au rotor : .....	14
I.7.3 Référentiel lié au champ tournant :.....	14
I.8. Résultats de simulation : .....	15
I.8.1 Interprétation des résultats : .....	18
I.9 Conclusion : .....	19

### *Chapitre II : modélisation et simulation de l'onduleur*

II.1. Introduction : .....	21
II.2. Technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) :.....	21
II.3. Avantages et inconvénient de la technique MLI [11] : .....	21
II.3.1. Avantage : .....	21
II.3.2. Inconvénients :.....	21
II.4. Familles de convertisseurs statiques :.....	21
II.5. Modèle du redresseur à MLI [12] : .....	22
II.6. Table des huit états possibles des interrupteurs : .....	22
II.7. Principe de fonctionnement d'un onduleur :.....	23
II.8. Classification des onduleurs : .....	24
II.8.1 Onduleur autonome : .....	24
II.8.2 Onduleur non autonome : .....	24
II.9. Modèle de l'onduleur de tension : .....	24
II.10. La commande à M.L.I : .....	25
II.11. Les résultats de simulation : .....	26
II.11.1 Premier essai :.....	26
II.11.1.1 variation du rapport de réglage :.....	26
II.11.2 Deuxième essai : .....	28
II.11.2.1 variation de la fréquence de référence : .....	28

II.11.1 troisième essai :	30
II.11.1.1 variation de la fréquence de la porteuse :	30
II.12. Le taux de distorsion d'harmonique THD :	31
II.13. Calcul des taux de distorsion pour chaque cas :	32
II.14. CONCLUSION :	32

### *Chapitre II : Commande Scalare de la Machine Asynchrone*

III.1 Introduction :	34
III.2 Principe de la commande scalaire :	34
III.3 Principe de la commande en boucle ouverte :	34
III.3.1 Expression du couple :	34
III.3.2 Commande en vitesse :	35
III.4 Simulation sous MATLAB-SIMULINK sans onduleur:	36
III.4.1 : Interprétation des résultats :	37
III.5 Commande scalaire de la machine avec onduleur à MLI :	38
III.5.1 Interprétation des résultats du premier essai :	39
2ème test : Profil de vitesse à vide	39
III.5.2 Interprétation des résultats du 2ème test :	41
3ème test : Profil de vitesse en charge	41
III.5.3 Interprétation des résultats du 3ème test :	42
4ème test : Cr=20	43
III.5.4 Interprétation des résultats du 4ème test :	44
III.6 Conclusion :	44
Conclusion générale :	45

## ***Introduction générale***

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement.

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 présente un grand intérêt pour l'automaticien et l'électrotechnicien, d'où l'utilisation de cette dernière dans les systèmes d'entraînements électrique est très importante, vu les avantages qu'elle présente. Parmi lesquels on peut citer son faible coût d'achat et sa maintenance très simplifiée et aussi sa robustesse mécanique.

Le moteur asynchrone est essentiellement utilisé dans les systèmes d'entraînement électrique. L'objectif du présent travail est l'étude et la caractérisation de la commande scalaire d'un moteur asynchrone.

Le travail que nous allons mener sera réparti comme suit :

- Dans le premier chapitre 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.
- La nécessité de l'onduleur à MLI pour commander la MAS, nous conduit à son étude et sa simulation tout en se basant sur l'étude des signaux de ses sorties. Dans cet intérêt, le chapitre deux sera consacré pour l'étude du principe de fonctionnement de l'onduleur et sa modélisation. Cette étude sera suivie d'une analyse spectrale des signaux de tension de sortie en utilisant la décomposition en séries de Fourier de MATLAB-Power GUI, Fast Fourier Transform (FFT).
- Au final, dans le troisième 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.
- Pour clôturer notre travail, une conclusion générale sera synthétisée en citant quelques perspectives.

# Chapitre I :

# Modélisation et simulation de la machine asynchrone

## Sommaire :

---

I.1 Introduction.....	3
I.2 Historique :.....	3
I.3 Définition de la machine asynchrone :.....	3
I.4 La structure de la machine asynchrone :.....	4
I.5 Modélisation de la MAS :.....	5
I.5.1 Représentation triphasé de la machine asynchrone dans le repère ( <i>abc</i> ):.....	5
I.5.2 Hypothèses simplifiées :.....	6
I.5.3 Equations électriques de la MAS dans le repère (a, b, c) :.....	7
I.5.4 Equations électriques dans le plan (a, b, c) :.....	7
I.5.5 Equations magnétiques :.....	8
I.5.6 Equation mécanique :.....	9
I.5.7 Transformation de Park :.....	9
I.5.8 Transformation des variables statoriques :.....	10
I.5.9 Transformation des variables rotoriques :.....	10
I.6 Equations de la MAS dans le plan (d, q) :.....	10
I.6.1 Equations magnétiques :.....	11
I.6.2 Equation mécanique :.....	12
I.6.3 Couple électromagnétique :.....	12
I.7 Choix du référentiel :.....	14
I.7.1 Référentiel lié au stator.....	14
I.7.2 Référentiel lié au rotor :.....	14
I.7.3 Référentiel lié au champ tournant :.....	14
I.8. Résultats de simulation :.....	15
I.8.1 Interprétation des résultats :.....	18
I.9 Conclusion :.....	19

---

## I.1 Introduction

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques 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 pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

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 (Equations électriques magnétiques et mécaniques) dans son référentiel triphasé  $(a, b, c)$ . Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel  $(d, q)$ , dans le but de réduire le modèle de la MAS du triphasé au biphasé. En dernier lieu, on présentera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS à rotor bobiné d'une puissance de 3kW d'après la machine dont on dispose au laboratoire.

## I.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,[1] 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 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888,[1] 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 quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. [1]

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. [1]

Grâce 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. [1]

## I.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. [2]

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. [2]

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 frein). [2]

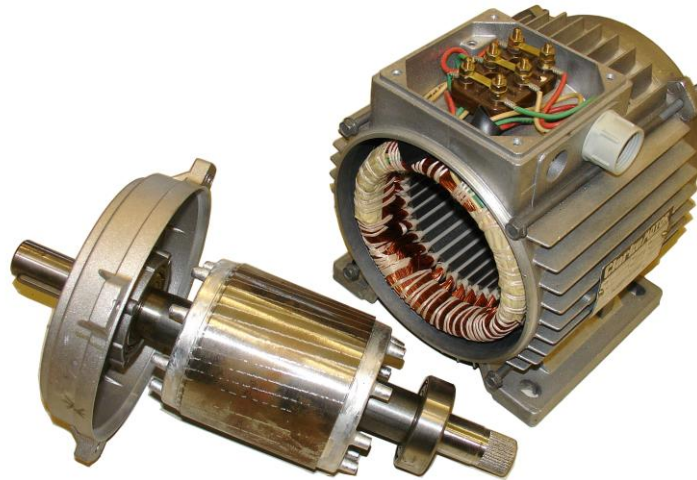


Figure I.1 : photo d'une MAS

#### I.4 La structure de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone comprend généralement:

**I.4.1 Le stator :** triphasé comportant  $p$  paires de pôles par phase, identique à celui d'une machine synchrone. [3]



Figure I.2 : photo d'un stator d'une MAS

**I.4.2 Le rotor :** constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor:

- **Rotor bobiné :** l'enroulement, semblable à celui du stator, comporte  $p$  paires de pôles par phase; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'accéder au rotor. [3]



**Figure I.3 :** 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. [3]

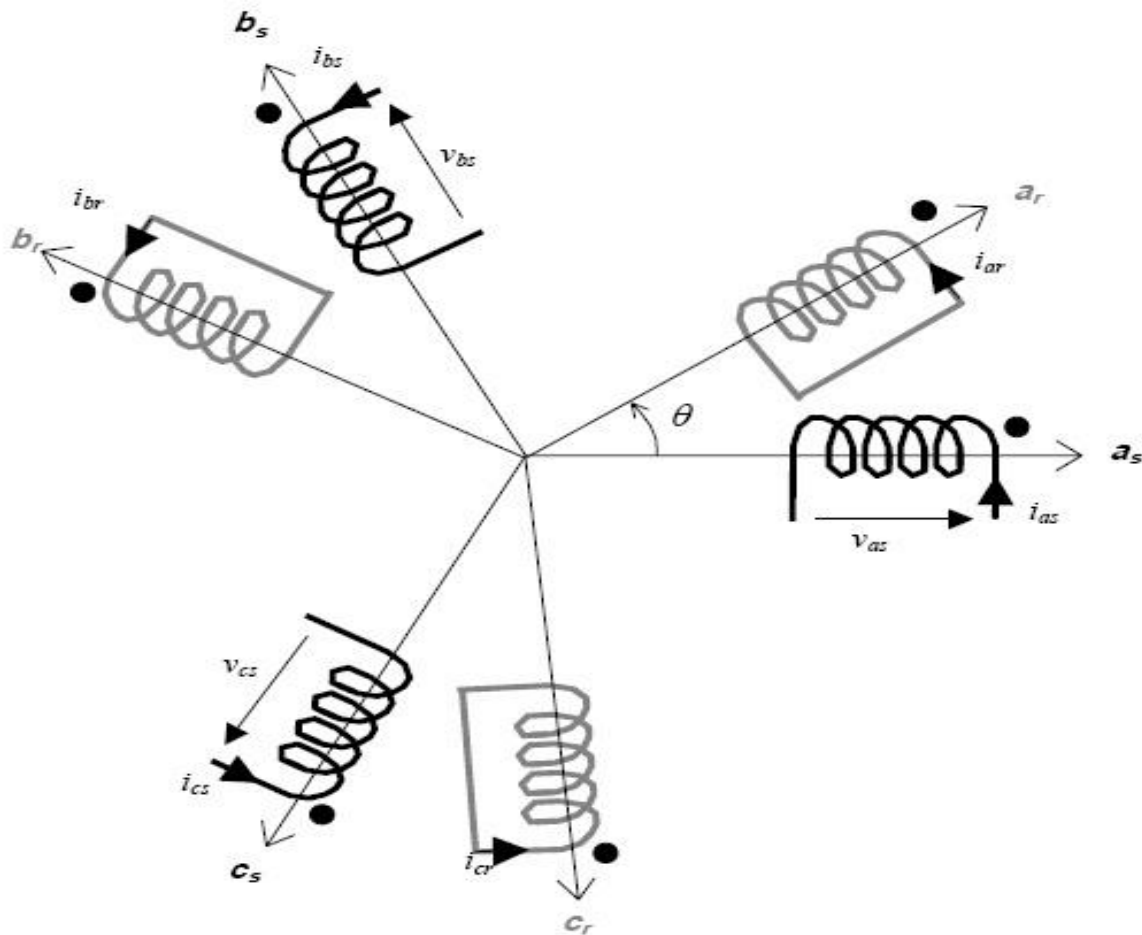


**Figure I.4:** photo d'un rotor à cage d'une MAS

## I.5 Modélisation de la MAS :

### I.5.1 Représentation triphasé de la machine asynchrone dans le repère $(abc)$ :

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



**Figure I.5 :** Position des axes des phases statoriques et rotoriques

La figure (I.5) représente les trois bobines statoriques et trois rotoriques respectivement dans le repère  $(a_s, b_s, c_s)$  et  $(a_r, b_r, c_r)$ . L'angle  $\theta$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique. [4]

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

### I.5.2 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 simples. [4]

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.

On tient compte que le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor.

L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant).

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

### I.5.3 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 : [5]

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v_t = R \cdot i_t + \frac{d}{dt} \varphi_t \quad (I.1)$$

**Au stator :**

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

**Au rotor :**

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

### I.5.4 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 : [5]

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

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

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.

### I.5.5 Equations magnétiques :

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

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

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

En remplaçant les équations (1.6) et (1.7) dans (1.4) et (1.5), on obtient le système d'équations :

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

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

Tel que :

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

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

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

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

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

Où :

$[L_{ss}] ; [L_{rr}]$  Représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques. [6]

$[M_{sr}] ; [M_{rs}]$  : Représentent respectivement les matrices des inductances mutuelles stator-rotor et celle des inductances mutuelles rotor-stator. [6]

$M_{rs}$  : Représente l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor. [6]

$L_{as} ; L_{ar}$  : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase statorique et rotorique. [6]

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par : [6]

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

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

### I.5.6 Equation mécanique :

Le couple électromagnétique s'exprime par :

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

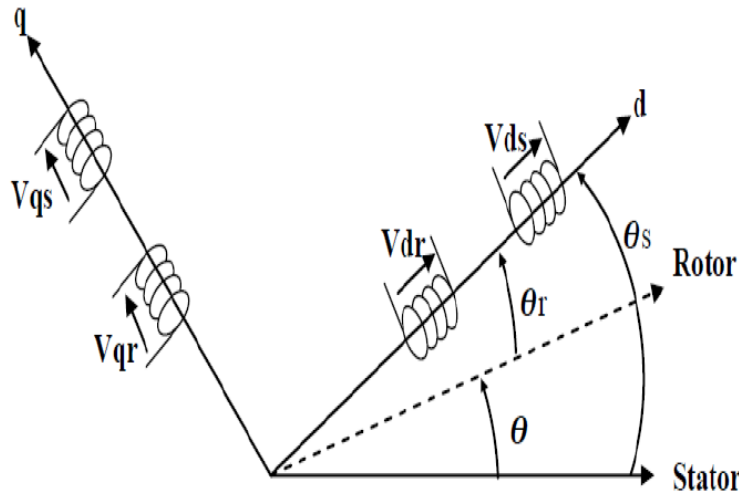
Avec :

- $C_r$  ;  $C_{em}$  : 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. [6]

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. [7]

### I.5.7 Transformation de Park :

La transformation de Park définie par la matrice de rotation  $p(\theta_s)$  permet de ramener les variables du repère triphasé (a,b,c) sur les axes d'un repère diphasé tournant (d,q,0). Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère. [7], [8]



**Figure I.6 :** Représentation de la MADA dans le repère (d, q)

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

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

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

Dans la matrice de Park, c'est l'angle  $\theta_s$  qui intervient pour les grandeurs statoriques et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques. [8]

### I.5.8 Transformation des variables statoriques :

La transformation des variables réelles statoriques de la machine consiste à appliquer la matrice de Park  $P(\theta_s)$  aux vecteurs des variables tensions  $[V_s]$ , courant  $[i_s]$  et flux  $[\varphi_s]$  pour obtenir leurs composantes relatives correspondantes  $(V_{sdq0})$ ,  $(i_{sdq0})$  et  $(\varphi_{sdq0})$  respectivement, suivant les équations : [9]

$$\begin{cases} (V_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (V_{sabc}) \Rightarrow (V_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (V_{sdq0}) \\ (i_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (i_{sabc}) \Rightarrow (i_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (i_{sdq0}) \\ (\varphi_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (\varphi_{sabc}) \Rightarrow (\varphi_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (\varphi_{sdq0}) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

### I.5.9 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 : [9]

$$\begin{cases} (V_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (V_{rabc}) \Rightarrow (V_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (V_{rdq0}) \\ (i_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (i_{rabc}) \Rightarrow (i_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{rdq0}) \\ (\varphi_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (\varphi_{rabc}) \Rightarrow (\varphi_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (\varphi_{rdq0}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

## I.6 Equations de la MAS dans le plan (d, q) :

En introduisant les équations (1.15) et (1.16) dans les équations de la machine, on obtient : [9]

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} (V_{sdq0}) = [R_s] [P(\theta_s)]^{-1} (i_{sdq0}) + \frac{d}{dt} [ [P(\theta_s)]^{-1} (\varphi_{sdq0}) ] \\ [P(\theta_s - \theta)]^{-1} (V_{rdq0}) = [R_r] [P(\theta_s - \theta)]^{-1} (i_{rdq0}) + \frac{d}{dt} [ [P(\theta_s - \theta)]^{-1} (\varphi_{rdq0}) ] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Tel que :

$[\mathbf{V}_{sdq0}]$ ;  $[\mathbf{V}_{rdq0}]$  : Représentent respectivement les composantes des tensions direct, en quadrature et homopolaires statoriques et rotoriques.

$[\mathbf{V}_{sabc}] = [\mathbf{v}_{as} \mathbf{v}_{bs} \mathbf{v}_{cs}]^t$  : Vecteur des composantes de la tension statorique dans le plan (a, b, c).

$(i_{sdq0}) = (i_{ds} i_{qs} i_{0s})^t$  : Composantes du courant statorique dans le plan (d, q, 0).

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

$(\varphi_{sdq0}) = (\varphi_{ds} \varphi_{qs} \varphi_{0s})^t$  : Composantes du flux statorique dans le plan (d, q, 0).

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

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

$$\begin{cases} (\mathbf{V}_{sdq0}) = [\mathbf{R}_s] (\mathbf{i}_{sdq0}) + [\mathbf{P}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left[ [\mathbf{P}(\theta_s)]^{-1} (\varphi_{sdq0}) \right] \\ (\mathbf{V}_{rdq0}) = [\mathbf{R}_r] (\mathbf{i}_{rdq0}) + [\mathbf{P}(\theta_s - \theta)] \frac{d}{dt} \left[ [\mathbf{P}(\theta_s - \theta)]^{-1} (\varphi_{rdq0}) \right] \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

**Sachant que :**

$$\begin{aligned} [\mathbf{P}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left[ [\mathbf{P}(\theta_s)]^{-1} \right] &= \frac{d}{dt} \varphi_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ [\mathbf{P}(\theta_s - \theta)] \frac{d}{dt} \left[ [\mathbf{P}(\theta_s - \theta)]^{-1} \right] &= \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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

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

### I.6.1 Equations magnétiques :

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{ds} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{dr} \\ \varphi_{qs} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{qs} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{qr} \\ \varphi_{dr} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{dr} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{ds} \\ \varphi_{qr} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{qr} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Avec :

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

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

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

### I.6.2 Equation mécanique :

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

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + C_r \quad (I.21)$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  La vitesse mécanique en (rad/s). Et  $p$  le nombre de pair de pôles rotorique.

### I.6.3 Couple électromagnétique :

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

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

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. [9]

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.

### I.18 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. [9]

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  $q$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (1.23)$$

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

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

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

Tel que :

La forme standard du modèle d'état est

$$\dot{X} = A.X + B.U$$

Tel que :

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

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} I'_{ds} \\ I'_{qs} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec :

**A** et **B** sont respectivement la matrice d'évolution et de commande de la machine.

**U** : Le vecteur de commande.

**X** : Le vecteur d'état.

## I.7 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.

[10]

### I.19.1 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 : [10]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \theta \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

### I.7.1 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 suivante : [10]

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \theta, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s$$

### I.7.2 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 : [10]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g \omega_s$$

### I.8. 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 tournant.

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

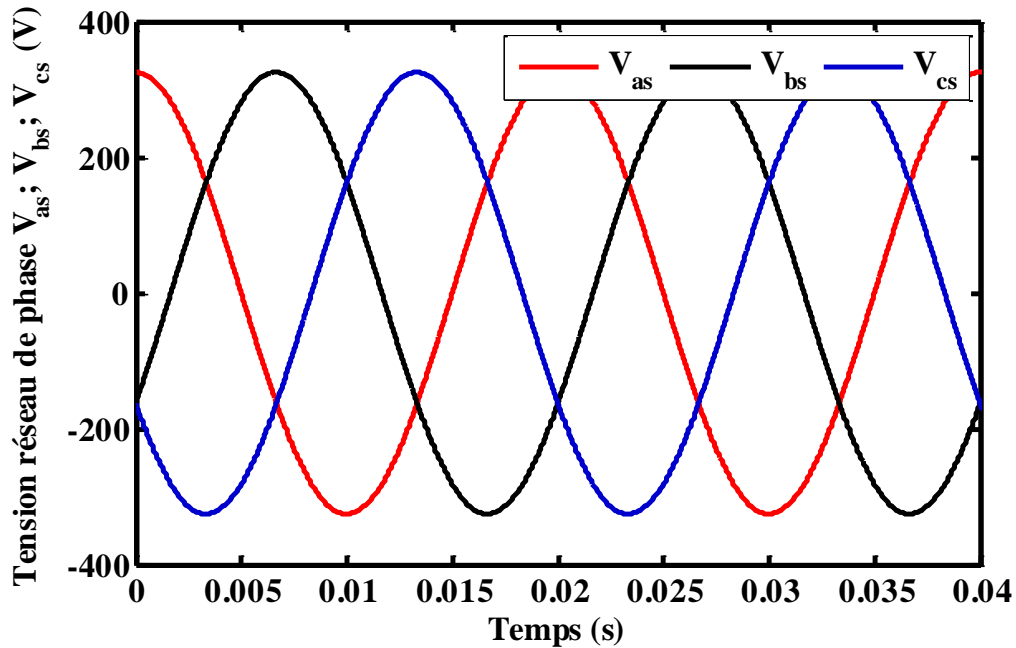


Figure I.7 : Tensions du réseau triphasé en fonction du temps

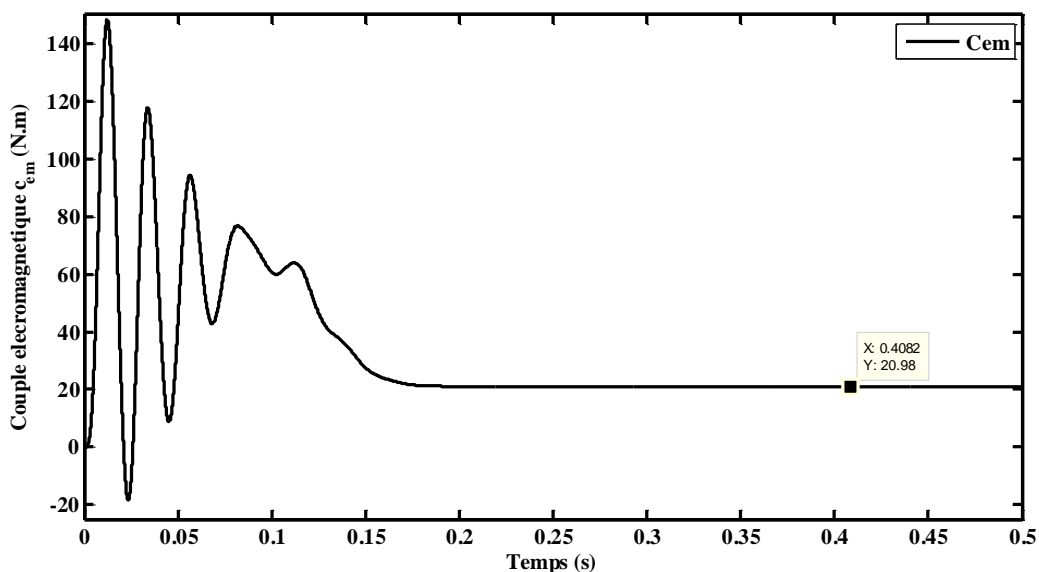


Figure I.8 : Couple électromagnétique en fonction du temps

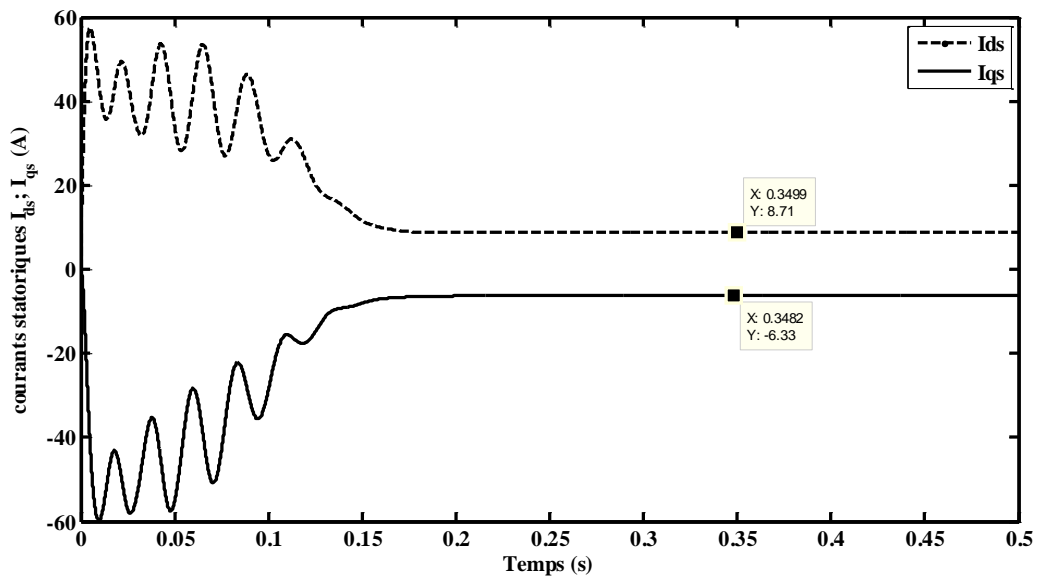


Figure I.9 : Composantes direct et en quadrature du courant statorique en fonction du temps

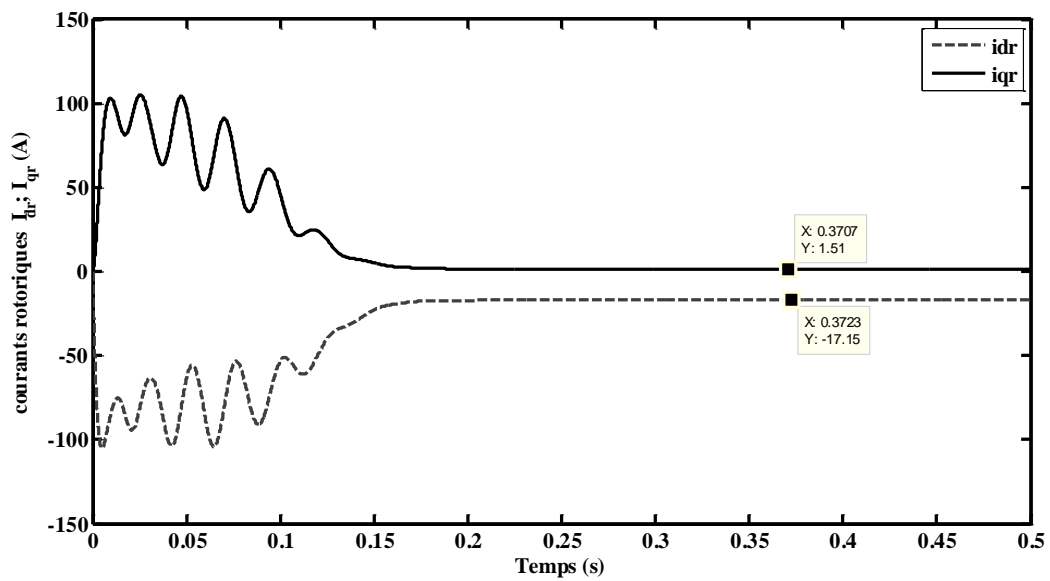


Figure I.10 : Composantes direct et en quadrature du courant rotorique en fonction du temps

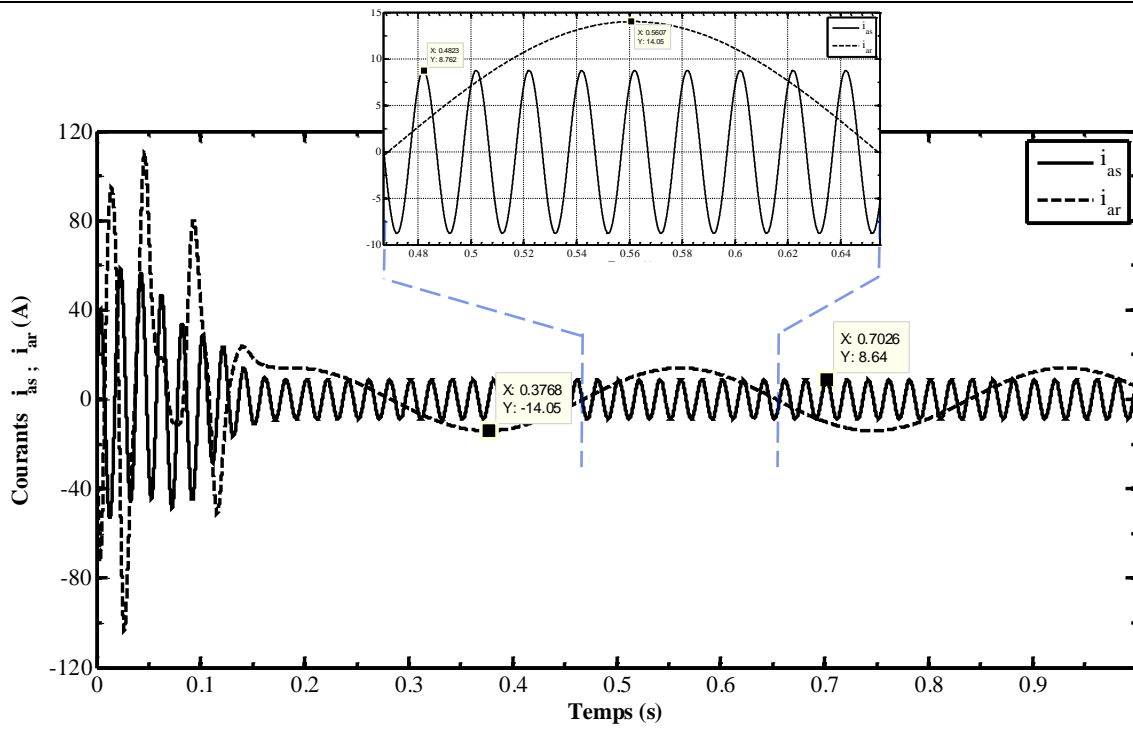


Figure I.11 : Courants statoriques et rotoriques d'une phase dans le repère (a, b, c)

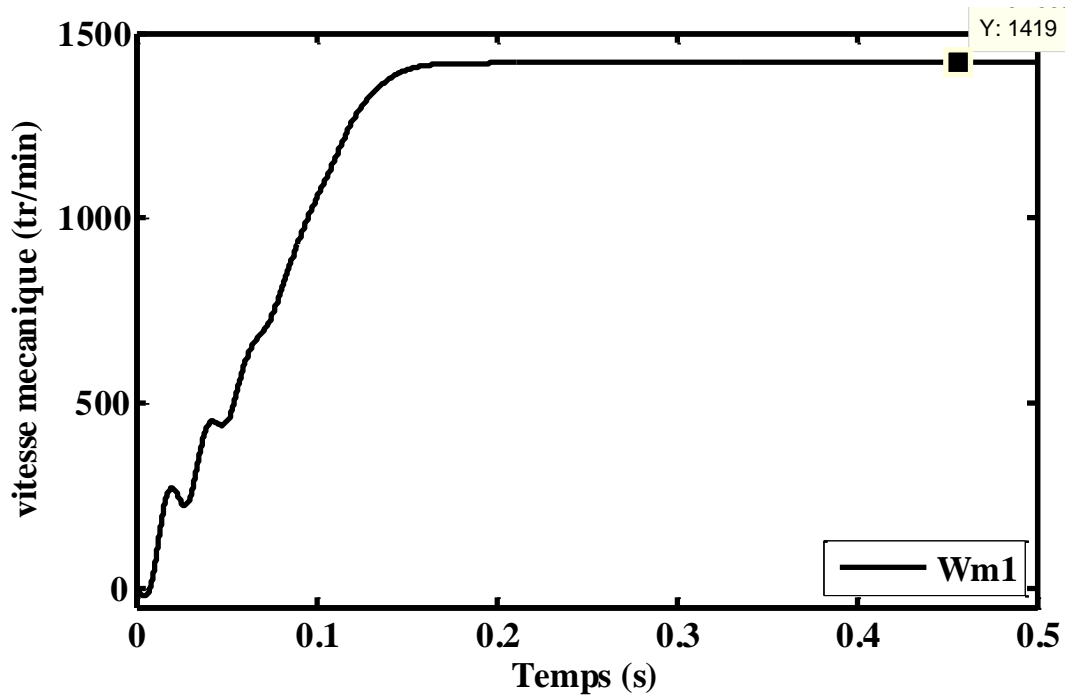


Figure I.12 : Vitesse mécanique (tr/min)

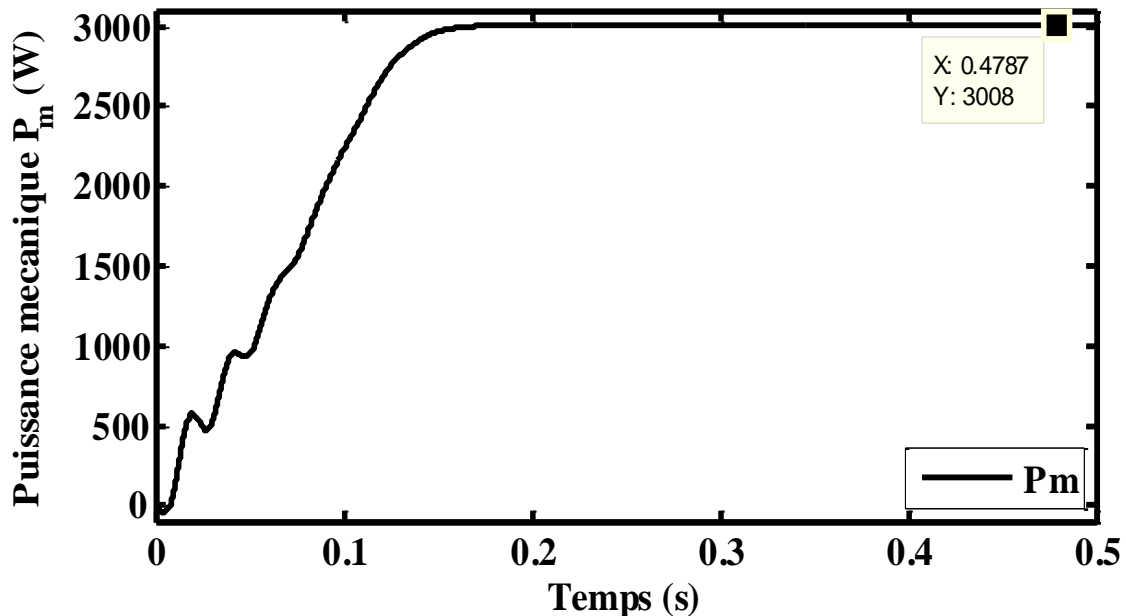


Figure I.13 : Puissance mécanique en fonction du temps

### I.8.1 Interprétation des résultats :

La machine est alimentée par un système équilibré de 230/400 V-50Hz comme le montre la figure I.7 en entraînant une charge nominale de 20.24 N.m.

La figure I.8 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 150ms.

Au régime établi (après 150ms), le couple se stabilise à une valeur de 20.98 N.m qui correspond au couple de charge nominale plus l'ensemble des couples de perte (frottements sec et visqueux).

Les figures I.9 et I.10, illustrent les différentes composantes des courants statoriques et rotoriques dans le repère  $(d, q)$ . En comparant ces deux figures on remarque que  $I_{dr}$  a la même allure que celle de  $I_{ds}$  avec un rapport égale à 2 et un signe opposé. Et de même pour ceux de l'axe en quadrature.

Ces figures montrent aussi que ces courants passent par des pic allant jusqu'à 5 fois la valeur au permanent. Une fois que le régime permanent est atteint, ces grandeurs prennent des valeurs constantes. Alors qu'en réalité, ces courants sont alternatifs comme le montre la figure I.11.

Les grandeurs dans le repère  $d, q$  (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 I.12 présente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps qui a une allure qui atteint sa valeur finale de 1419 tours/min, ce qui est très proche de la valeur mentionnée sur la plaque signalétique. Et de même pour la puissance mécanique recueillie sur l'arbre de la machine (figure I.13), cette dernière présente la même allure que celle de la vitesse, et qui atteint sa valeur finale de 3008 W aussi proche de la valeur indiquée sur la plaque signalétique.

**I.9 Conclusion :**

La concordance des résultats avec la plaque signalétique confirme la validité du modèle de simulation de la MAS en tenant compte des hypothèses simplificatrices 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 II :

## Modélisation et simulation de l'onduleur à MLI

### Sommaire :

---

II.1. Introduction :	21
II.2. Technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) :	21
II.3. Avantages et inconvénient de la technique MLI [11] :	21
II.3.1. Avantage :	21
II.3.2. Inconvénients :	21
II.4. Familles de convertisseurs statiques :	21
II.5. Modèle du redresseur à MLI [12] :	22
II.6. Table des huit états possibles des interrupteurs :	22
II.7. Principe de fonctionnement d'un onduleur :	23
II.8. Classification des onduleurs :	24
II.8.1 Onduleur autonome :	24
II.8.2 Onduleur non autonome :	24
II.9. Modèle de l'onduleur de tension :	24
II.10. La commande à M.L.I :	25
II.11. Les résultats de simulation :	26
II.11.1 Premier essai :	26
II.11.1.1 variation du rapport de réglage :	26
II.11.2 Deuxième essai :	28
II.11.2.1 variation de la fréquence de référence :	28
II.11.1 troisième essai :	30
II.11.1.1 variation de la fréquence de la porteuse :	30
II.12. Le taux de distorsion d'harmonique THD :	31
II.13. Calcul des taux de distorsion pour chaque cas :	32
II.14. CONCLUSION :	32

---

## II.1. Introduction :

Dans ce chapitre on présente le modèle mathématique considérant les caractéristiques de l'onduleur à MLI.

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 commandes à MLI et finalement on va simuler sous MATLAB-SIMULINK en faisant quelques essais selon les paramètres qu'on dispose dans notre simulation.

## II.2. 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. [11]

## II.3. Avantages et inconvénient de la technique MLI [11] :

### II.3.1. Avantage :

- 1) Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- 2) Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

### II.3.2. Inconvénients :

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

## II.4. Familles de convertisseurs statiques :

Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue de plusieurs familles de convertisseurs statiques (figure II.1) : [12]

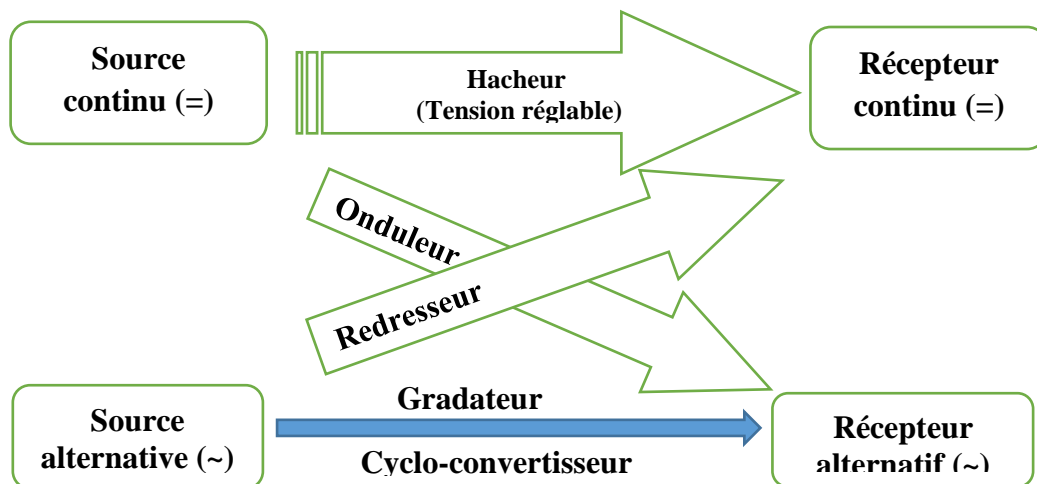


Figure II.1 : familles des convertisseurs statiques [12]

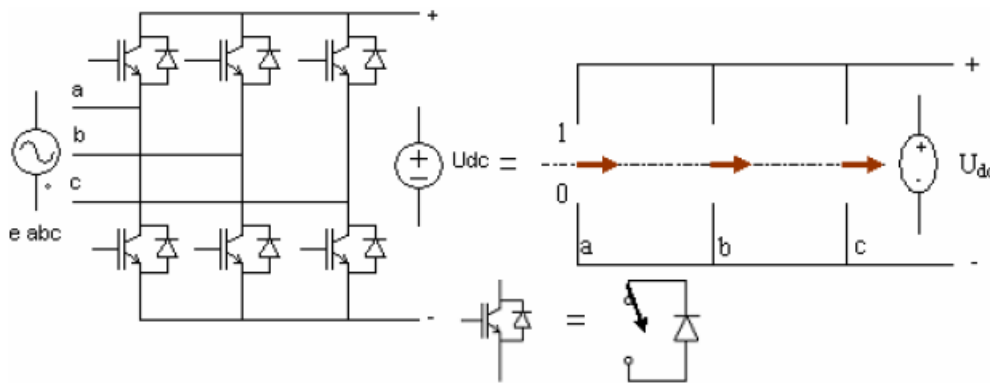
Une notion importante en électronique de puissance comme en électrotechnique est la notion de réversibilité. Un convertisseur statique d'énergie est dit réversible lorsque l'énergie peut transiter dans les deux sens (Source Récepteur ou Récepteur Source) de manière naturelle ou commandée [12]

**II.5. Modèle du redresseur à MLI [12] :**

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.

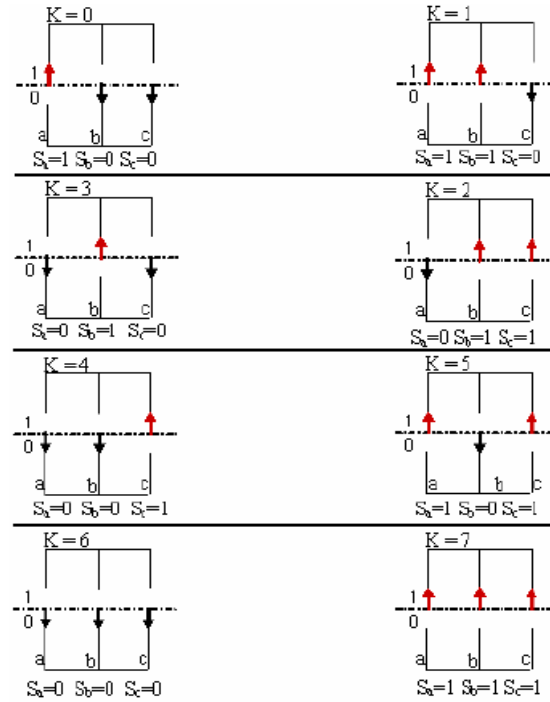


**Figure II.2 : Pont redresseur [12]**

**II.6. Table des huit états possibles des interrupteurs :**

<i>I. K</i>	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
0	1	0	0	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$
5	1	0	1	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

**Tableau II.1 : les huit états possibles des interrupteurs.**



**Figure II.3 :** Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI. [12]

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

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

**Avec :** ( $V_{ab}$   $V_{bc}$   $V_{ca}$ ) tensions d'entrées du redresseur.

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

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

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

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

## II.7. Principe de fonctionnement d'un onduleur :

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (II.4) : [12]

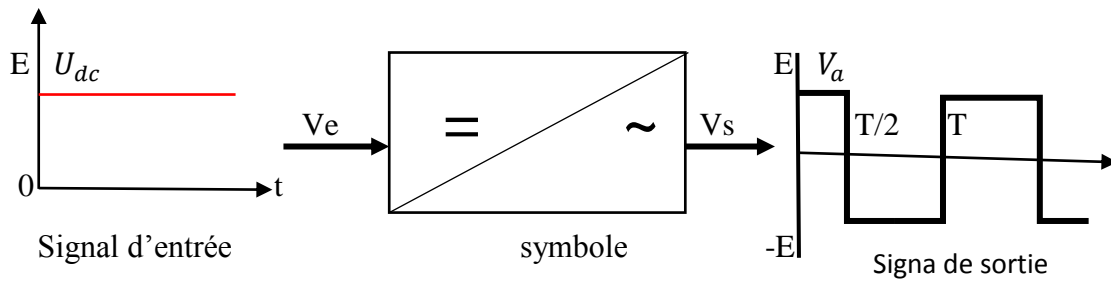


Figure II.4 : symbole et signal d'un onduleur [12]

## II.8. Classification des onduleurs :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs. [12]

### II.8.1 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. [13]

### II.8.2 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. [13]

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables. [13]

## II.9. 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). [14]

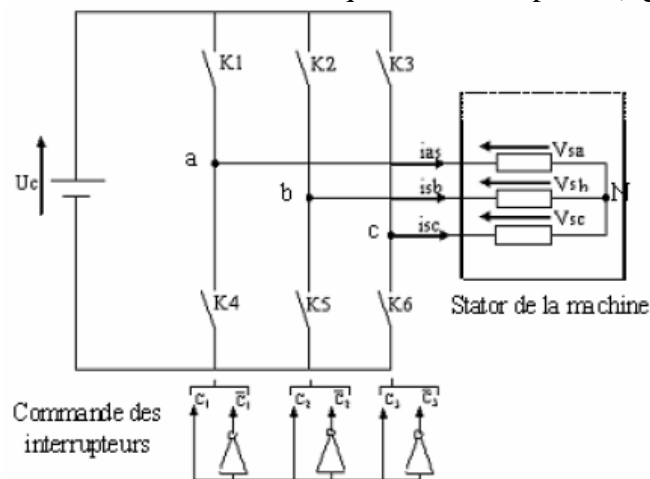


Figure II.5 : onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine. [14]

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. [14]

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. [14]

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

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3}(2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3}(2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3}(2C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Sous formes matricielle :

$$[CK] = C1C2C3^t; [V_{sabc}] = V_{sa} V_{sb} V_{sc}^t \quad (\text{II.5})$$

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

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C1 \\ C2 \\ C3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_k] \quad (\text{II.6})$$

## II.10. La commande à M.L.I :

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. [15]

On a:

$$V_{ref}(i) = V_{ref\ max} \cdot \sin[2\pi \cdot f_m \cdot t - (i - 1) \cdot \frac{2\pi}{3}]$$

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

- $V_{ref\ max}$ : 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 par des algorithmes numériques. [14]

Les instants de commutation  $t_1$  et  $t_2$  sont déterminées comme suit :

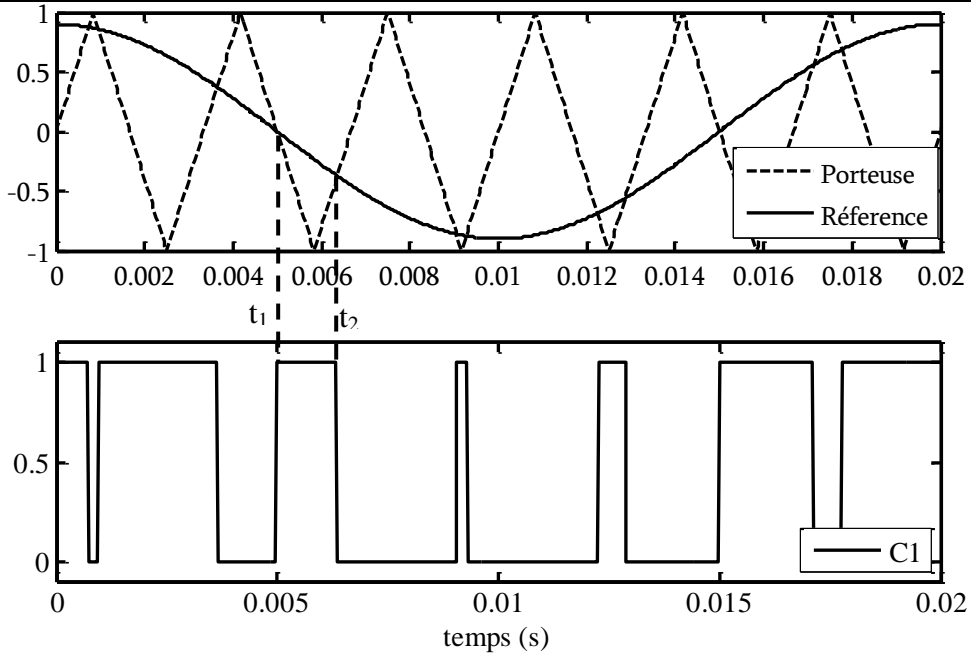


Figure II.6 : Détermination des instants d'échantillonnage. [15]

### II.11. Les 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 :

#### II.11.1 Premier essai :

##### II.11.1.1 variation du rapport de réglage :

1)  $r = 0.3$  ;  $F_p = 10\ 000$  ;  $F_{sn} = 50\text{Hz}$  :

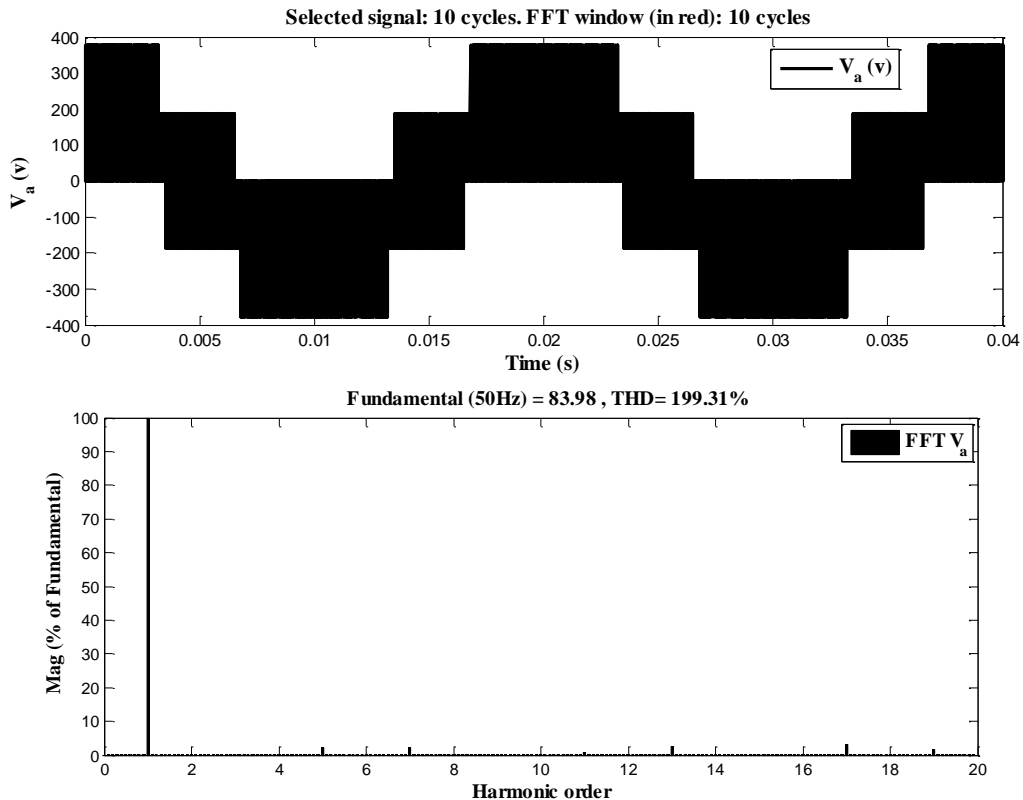


Figure II.7 : Tension de phase 'a' en fonction du temps, spectre harmonique de la tension  $V_a$

2)  $r = 0.5 / F_p = 10\ 000 / F_{sn} = 50\text{Hz} :$

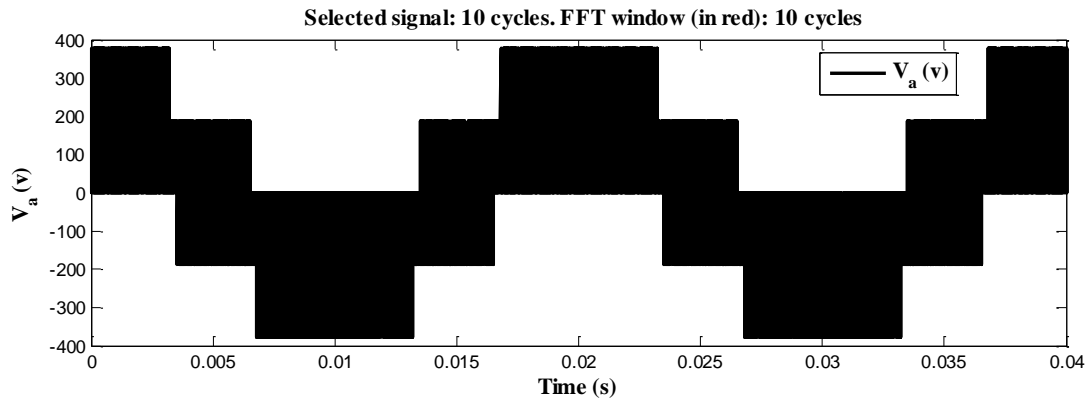


Figure II.9 : tension de phase 'a' en fonction du temps

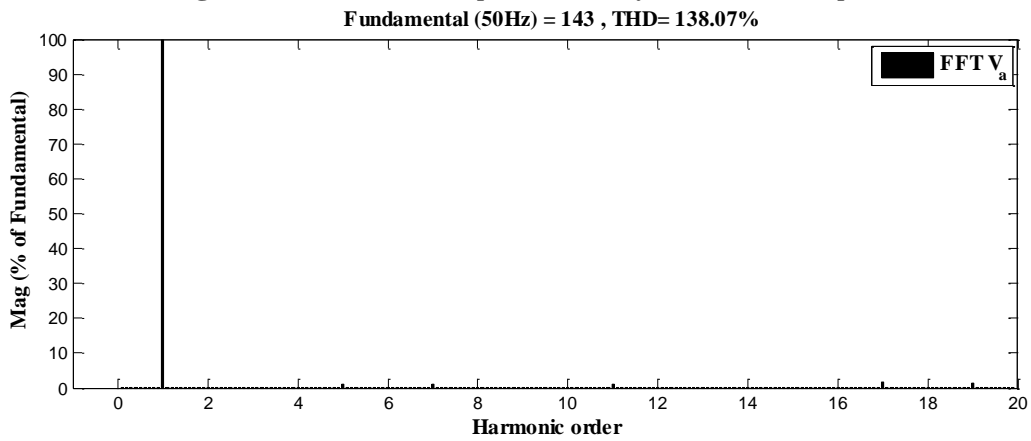


Figure II.10 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

3)  $r = 0.9 / F_p = 10\ 000 / F_{sn} = 50\text{Hz} :$

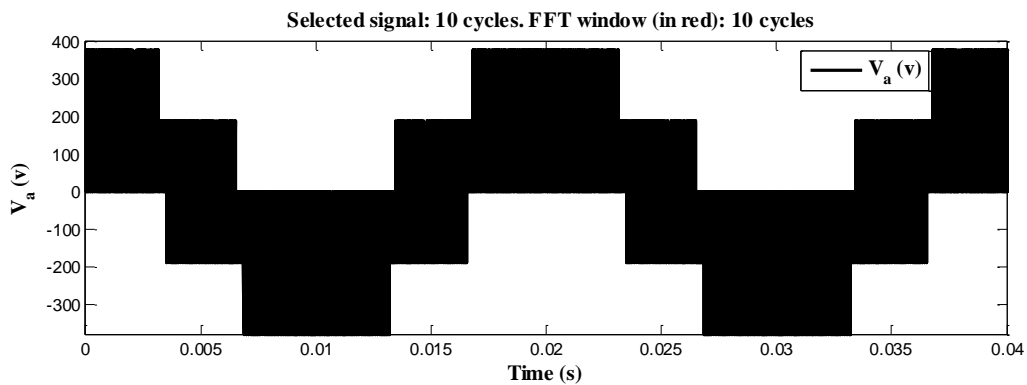


Figure II.11 : tension de phase 'a' en fonction du temps

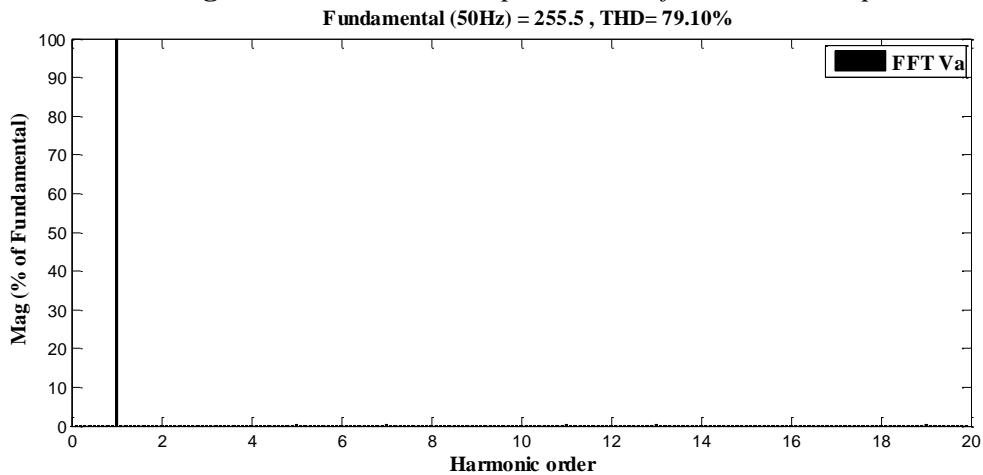


Figure II.12 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

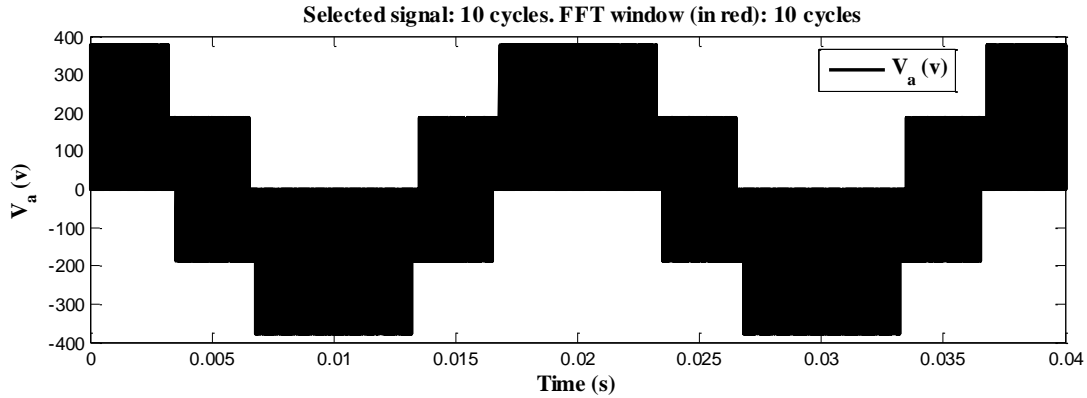
**4) Interprétation des résultats :**

On remarque que pour les trois cas, le hachage de la tension n'a pas changé par contre le filtrage des harmonique on remarque une légère différence, le meilleur filtrage est donné pour le rapport de réglage  $r = 0.9$  avec un taux de distorsion plus faible (79.1%)

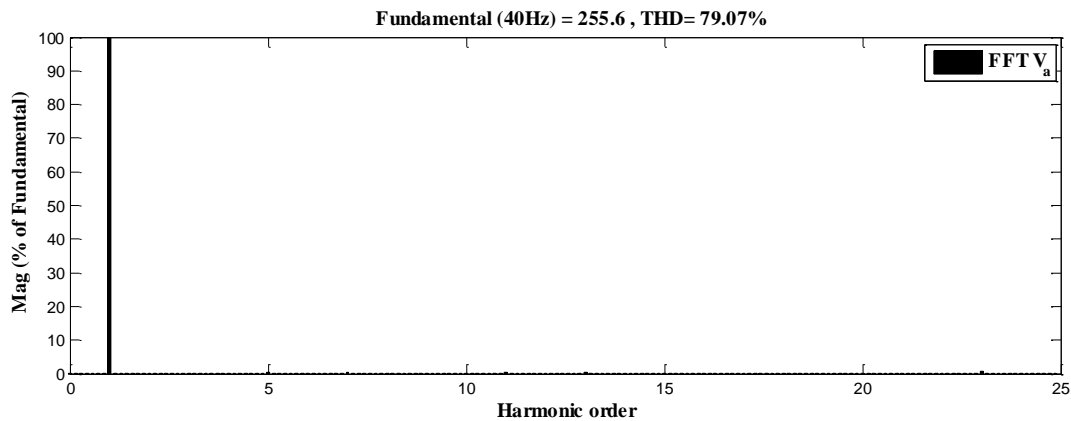
**II.11.2 Deuxième essai :**

**II.11.2.1 variation de la fréquence de référence :**

1)  $r = 0.9 ; F_p = 10\ 000 ; F_{sn} = 40\text{Hz}$  :

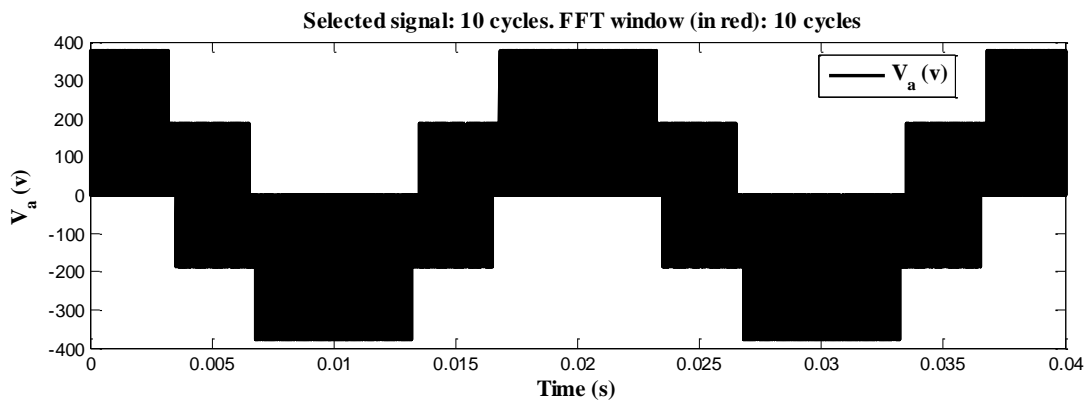


**Figure II.13 :** tension de phase 'a' en fonction du temps



**Figure II.14 :** spectre harmonique de la tension  $V_a$

2)  $r = 0.9 ; F_p = 10\ 000 ; F_{sn} = 60\text{Hz}$  :



**Figure II.15 :** tension de phase 'a' en fonction du temps

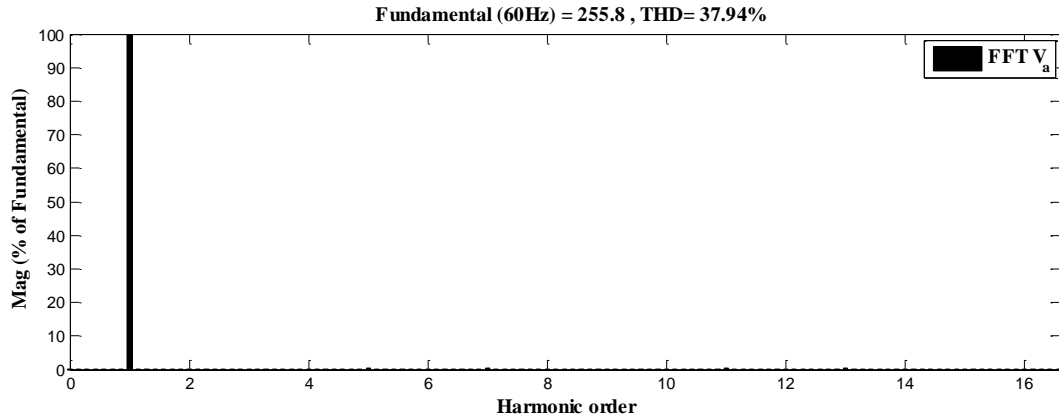


Figure II.16 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

3)  $r = 0.9$  ;  $Fp = 10\ 000$  ;  $Fsn = 50\text{Hz}$  :

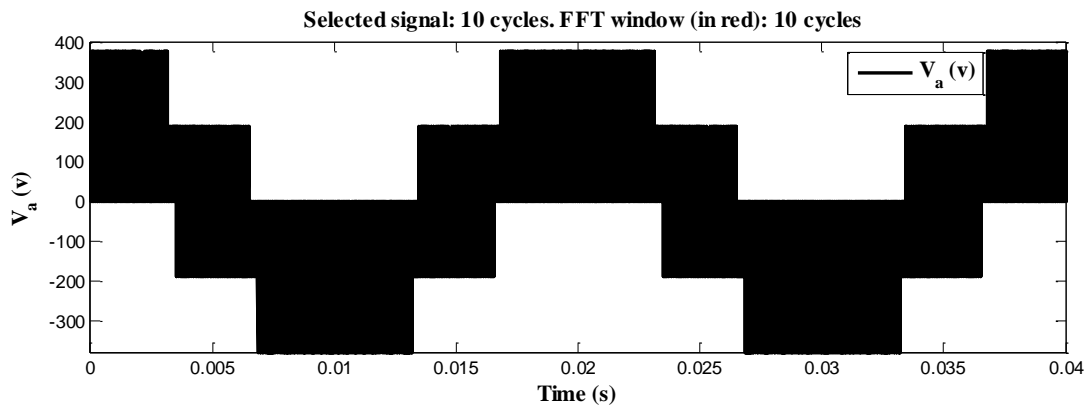


Figure II.17 : tension de phase 'a' en fonction du temps

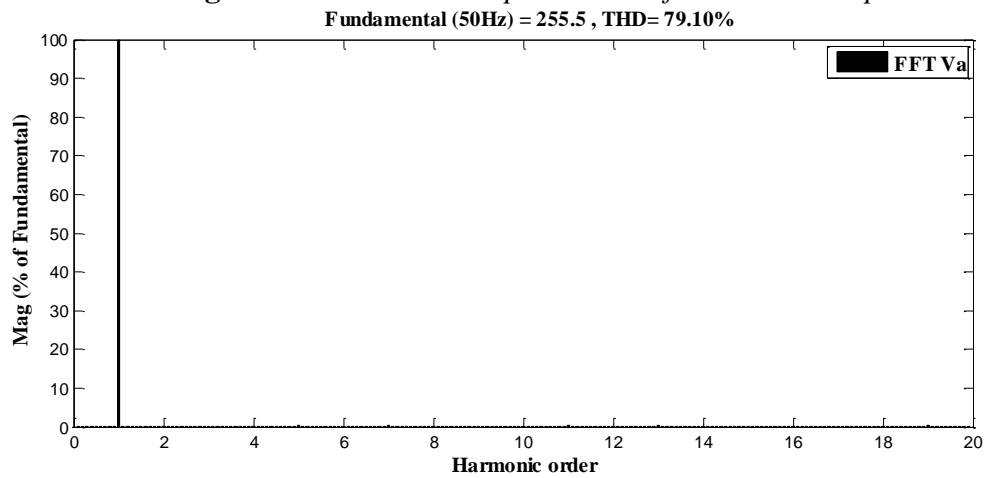


Figure II.18 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

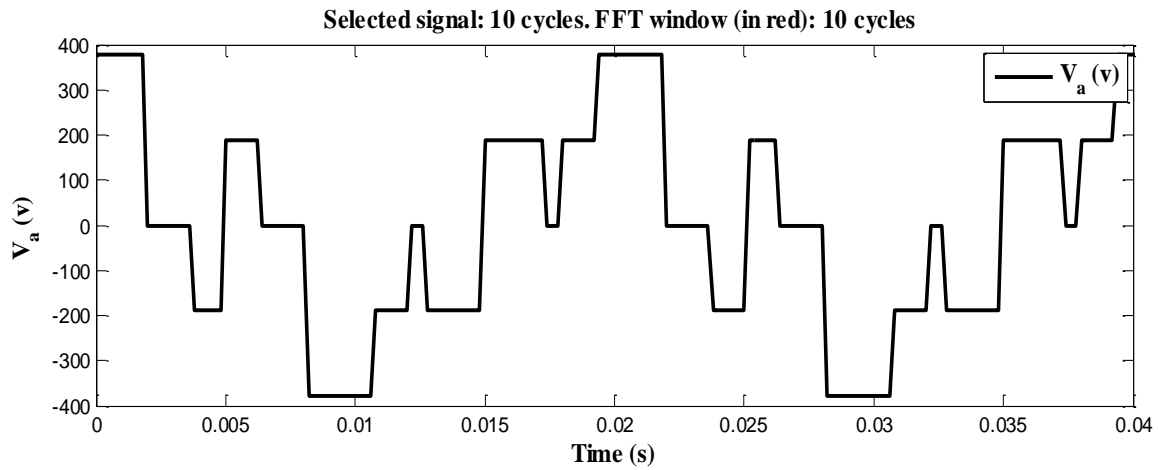
**4) Interprétation des résultats :**

C'est la même chose que le cas précédent, le hachage reste le même pour les trois fréquences, mais le filtrage des harmoniques change. Le meilleur résultat est donné pour la fréquence 50Hz.

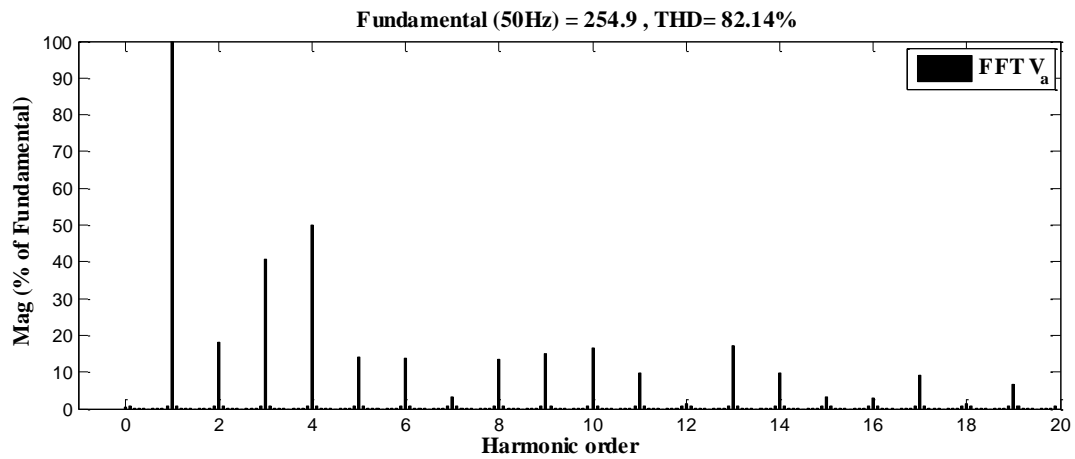
**II.11.1 troisième essai :**

**II.11.1.1 variation de la fréquence de la porteuse :**

1)  $r = 0.9$  ;  $Fp = 100$  ;  $Fsn = 50\text{Hz}$  :

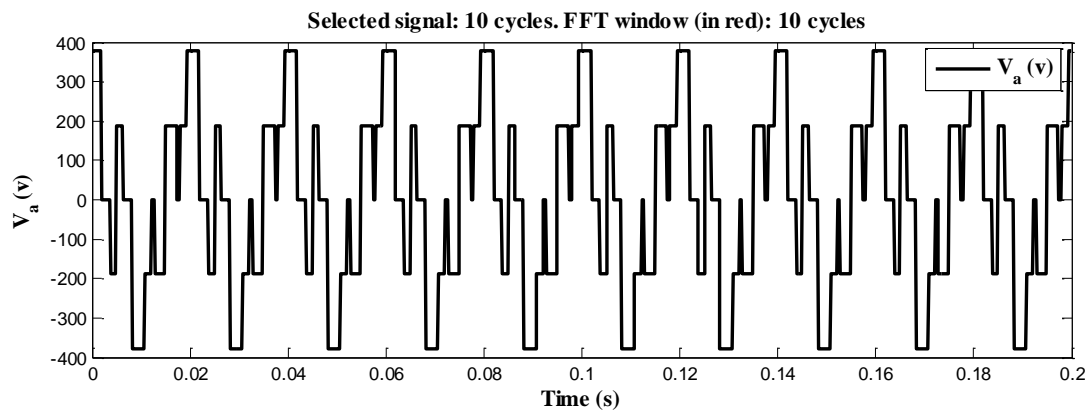


**Figure II.19 :** tension de phase 'a' en fonction du temps



**Figure II.20 :** spectre harmonique de la tension  $V_a$

2)  $r = 0.9$  ;  $Fp = 1000$  ;  $Fsn = 50\text{Hz}$  :



**Figure II.21 :** tension de phase 'a' en fonction du temps

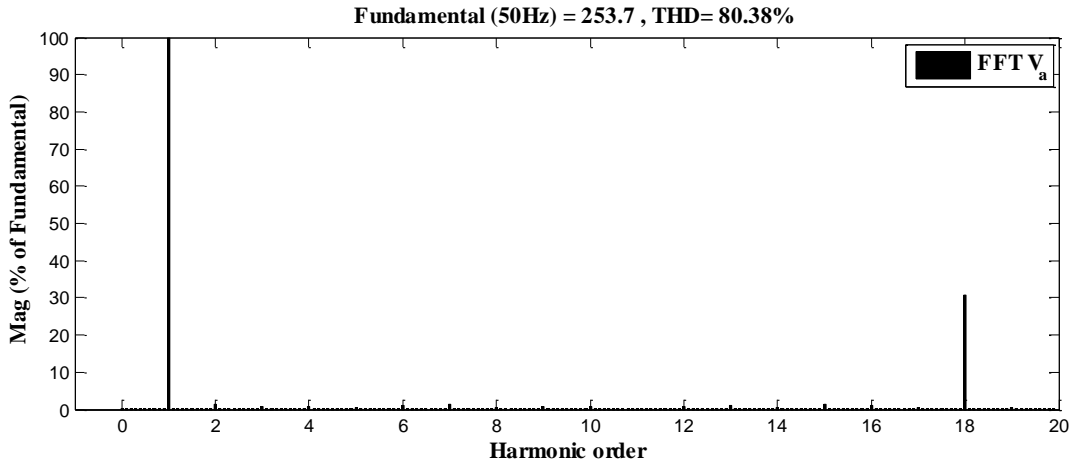


Figure II.22 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

3)  $r = 0.9$  ;  $Fp = 10\ 000$  ;  $Fsn = 50\text{Hz}$  :

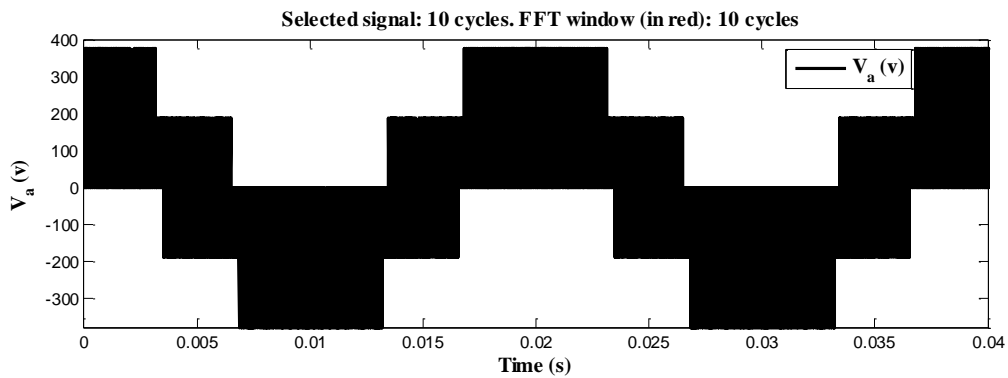


Figure II.11 : tension de phase 'a' en fonction du temps

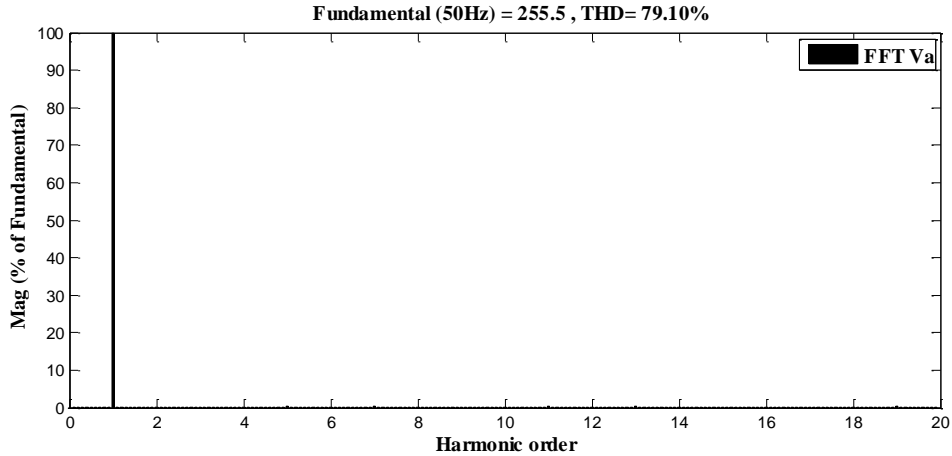


Figure II.12 : spectre harmonique de la tension  $V_a$

**4) Interprétation des résultats :**

Pour ce troisième essai, on remarque qu'à chaque fois on augmente la fréquence de la porteuse, la tension  $V_a$  est plus hachée, ainsi qu'on obtient un meilleur résultat de filtrage pour la fréquence  $Fp = 10\ 000$

**II.12. Le taux de distorsion d'harmonique THD :**

Le taux de distorsion, ou encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leurs sommes quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale.

Il peut s'appliquer soit aux courants ou aux tensions.

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 \dots}}{F_1} \quad (II.7)$$

### II.13. Calcul des taux de distorsion pour chaque cas :

En utilisant la relation (II.7) on calcule le THD pour les différentes variations :

rapport de réglage	0,3	0,5	0,9
THD	0,04319	0,01989	0,00971

**Tableau II.2 :** THD pour la variation du rapport de réglage

$f_{sn}$	40HZ	50HZ	60HZ
THD	1,6194	0,00971	0,01051

**Tableau II.3 :** THD pour la variation de la fréquence  $f_{sn}$

$F_p$	100	1000	10000
THD	0,75289	0,03023	0,00971

**Tableau II.4 :** THD pour la variation de la fréquence de la porteuse  $f_p$

### II.14. 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. Nous avons procédé à sa simulation sous MATLAB-SIMULINK où nous avons effectué plusieurs tests afin de voir son comportement et l'efficacité de sa commande.

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.

D'après les résultats obtenus, on a constaté que la fréquence de la porteuse joue un grand rôle dans la qualité du hachage de la tension des phases, ainsi que dans le filtrage des harmoniques. Le meilleur résultat obtenu d'après nos tests est celui de la fréquence  $F_p = 10\ 000$  avec un rapport de réglage  $r = 0.9$  et une fréquence de référence  $F_{sn} = 50\text{Hz}$ .

# Chapitre III :

# Commande Scalaire de la

# Machine Asynchrone

## Sommaire :

---

III.1 Introduction : .....	34
III.2 Principe de la commande scalaire : .....	34
III.3 Principe de la commande en boucle ouverte : .....	34
III.3.1 Expression du couple : .....	34
III.3.2 Commande en vitesse : .....	35
III.4 Simulation sous MATLAB-SIMULINK sans onduleur: .....	36
III.4.1 : Interprétation des résultats : .....	37
III.5 Commande scalaire de la machine avec onduleur à MLI : .....	38
III.5.1 Interprétation des résultats du premier essai : .....	39
2ème test : Profil de vitesse à vide .....	39
III.5.2 Interprétation des résultats du 2ème test : .....	41
3ème test : Profil de vitesse en charge.....	41
III.5.3 Interprétation des résultats du 3ème test : .....	42
4ème test : Cr=20 .....	43
III.5.4 Interprétation des résultats du 4ème test : .....	44
III.6 Conclusion : .....	44

---

### III.1 Introduction :

Les stratégies d'une commande scalaire d'une MAS sont basées sur la commande simple des grandeurs variables de la machine comme la tension, le courant et la fréquence sans considération pour la phase. Bien que ces stratégies aient l'avantage d'être facilement réalisables, elles ont l'inconvénient d'offrir de faibles performances dynamiques. La stratégie de commande scalaire la plus connue est celle où lorsqu'on varie la fréquence  $f_s$ , on ajuste la tension d'alimentation  $V_s$  au stator de telle manière que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence reste constant ( $V_s/f_s$ ). Cette stratégie de commande peut être appliquée en boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement.

### III.2 Principe de la commande scalaire :

Dans la machine asynchrone les champs stator et rotor restent synchronisés du fait que, par induction, la fréquence des courants rotoriques varie automatiquement avec la vitesse du rotor pour compenser cette variation.

Le champ rotorique est mobile par rapport au stator à pulsation  $\omega_{sl}$ , 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.e.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. [16]

### III.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. [17]

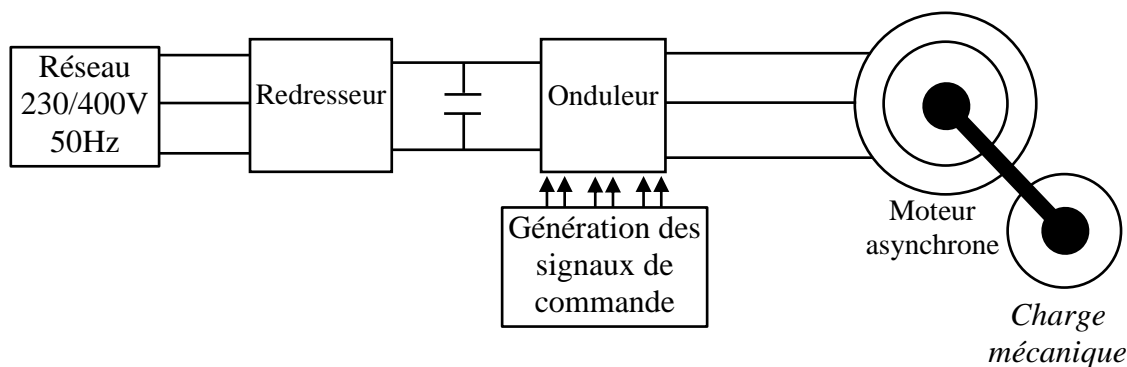


Figure III.1 : représentation de la commande en boucle ouverte

#### III.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  $\omega_s$  vu que  $\omega = \omega_s - \omega_r$ . [18]

Avec :

$$C_{em} = 3p\varphi_s^2 \frac{(R/\omega_r)}{[(R/\omega_r)^2 + N^2]} \quad (.1)$$

$$\varphi_s = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_s}{L_s\omega_s}\right)^2 + \left(1 + \frac{gR_s}{R}\right)^2}} \quad (.2)$$

$$N = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 = \sigma L_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \quad (.3)$$

$$R = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \quad (.4)$$

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

### III.3.2 Commande en vitesse :

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

$$\text{On obtient } \omega_r = \frac{R}{N}$$

$$\text{Le couple maximale du moteur vaut: } C_e = \frac{3}{2N} p\varphi_s^2$$

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

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

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. [18]

### III.4 Simulation sous MATLAB-SIMULINK sans onduleur:

Après avoir donné quelques notions concernant la commande scalaire, nous avons simulé en premier lieu la commande en boucle ouverte sous l'environnement MATLAB-SIMULINK. Dans le but de voir l'influence de la fréquence statorique  $f_s$  sur les autres grandeurs de la machine, nous allons attaquer cette dernière avec différentes fréquences allant de 10Hz jusqu'à 70Hz. Les résultats obtenus après simulation pour le régime permanent sont présentés dans le tableau III.1. Afin de pouvoir les interpréter, nous avons tracé ces grandeurs en fonction de la fréquence statorique et nous avons tracé la caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la fréquence.

Fréquence $f_s$ (Hz)	10	20	30	40	50	60	70
Courant statorique (A)	6.62	6.21	6.11	6.15	6.16	6.90	8.02
Vitesse de rotation (tr/mn)	185.5	511.4	816.4	1118	1419	1679	1927
Courant rotorique (A)	11.43	10.15	9.90	9.82	9.83	12.03	14.45
Tension simple (V)	46	92	138	184	230	230	230
Pulsation $\omega_s$ (Wb)	62.83	125.7	188.5	251.3	314.2	377	439
Rapport (Vs/ $\omega_s$ )	0.73	0.73	0.73	0.73	0.73	0.61	0.52

Tableau III.1 : différentes grandeurs de la machine en fonction de la fréquence statorique

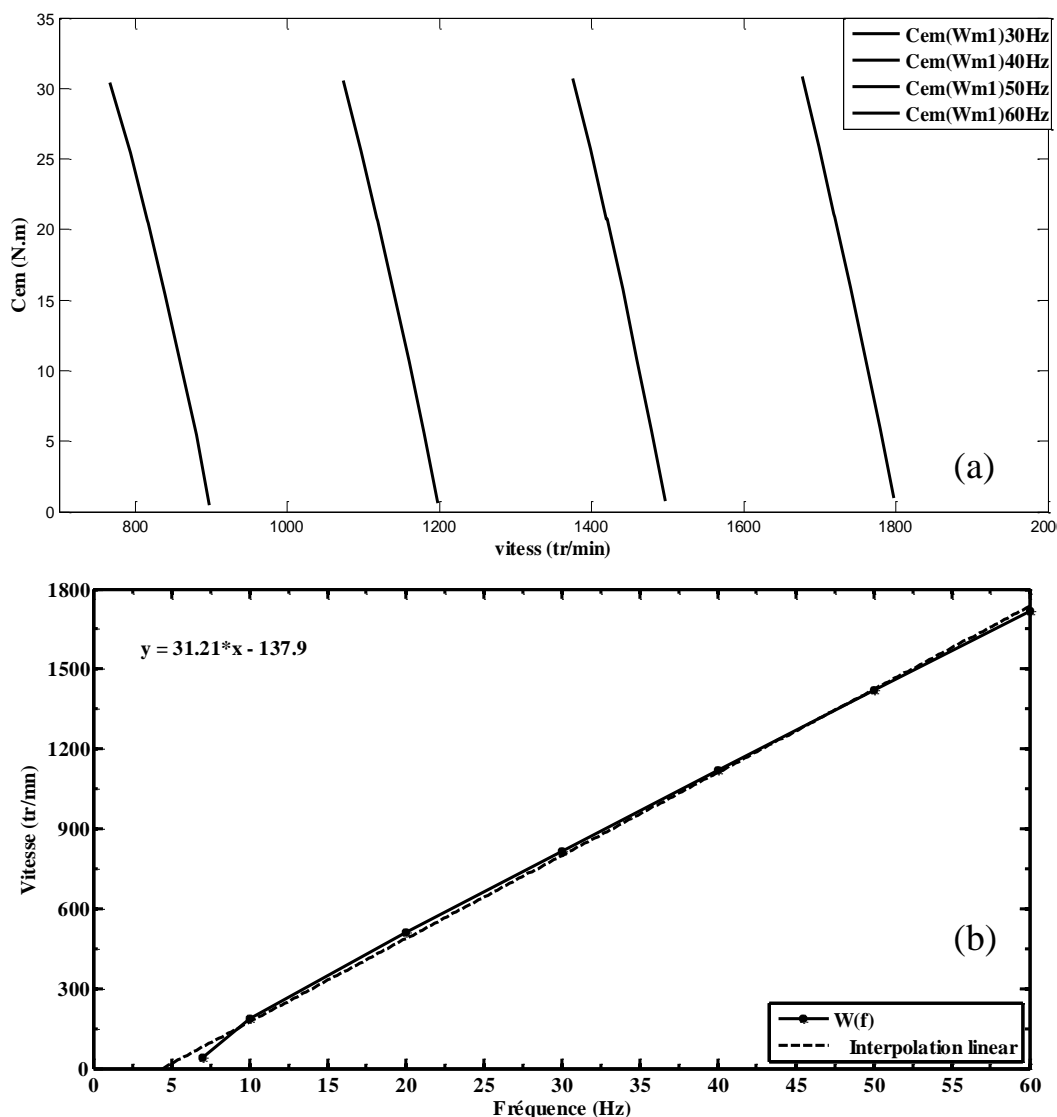
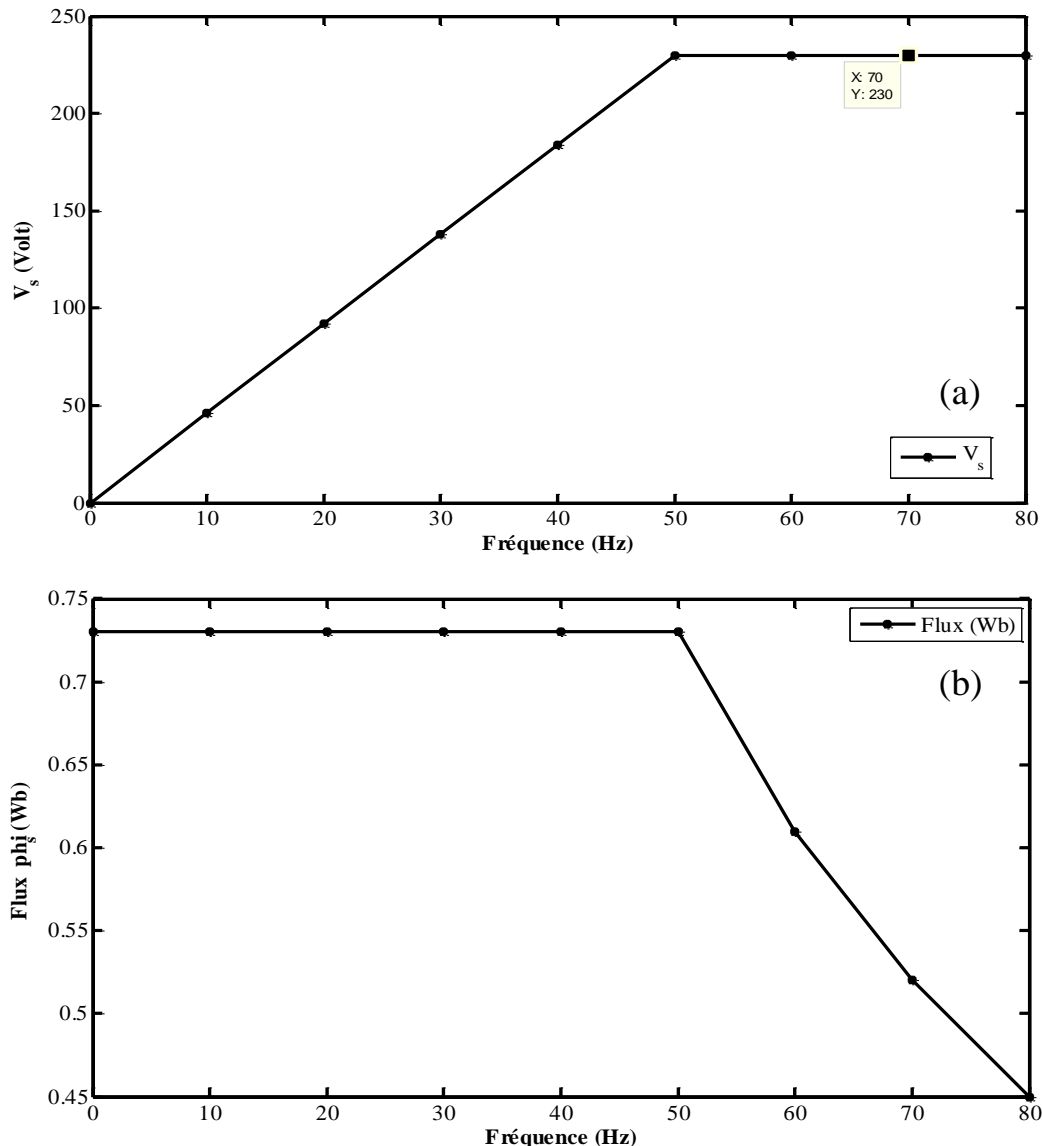


Figure III.2 : (a) : Réseau de caractéristiques Couple électromagnétique en fonction de la vitesse pour différentes fréquences, (b) : Variation de la vitesse en fonction de la fréquence statorique

Le réseau de caractéristiques couple électromagnétique en fonction de la vitesse nous conduit à la figure qui suit illustrant la vitesse en fonction de la fréquence :



**Figure III.3** 'b' 'c' : Différentes grandeurs de la machine en fonction de la fréquence statorique, (a) Tension du stator  $V_s$ , (b) Flux statorique

### III.4.1 : Interprétation des résultats :

La courbe III.2 représente les allures des couple-vitesse pour différentes fréquences d'alimentation, qui sont des droites de pente négative qui passent par les vitesses de synchronisme  $N_s = (60 \cdot f) / P$ .

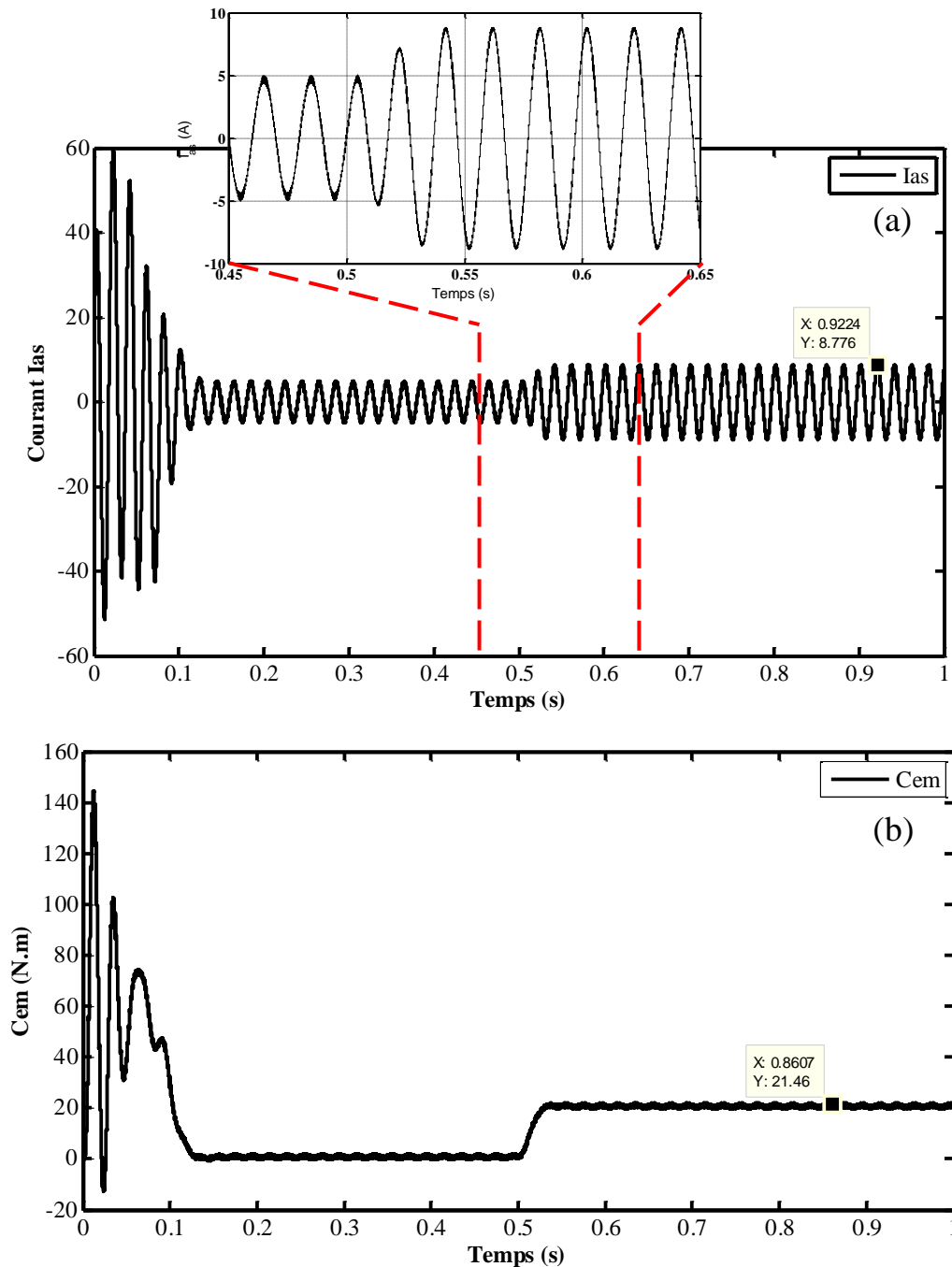
La figure III.3 (a) montre que l'allure de la vitesse en fonction de la fréquence est une droite de pente positive ( $\Omega = 32.27 \cdot f_s - 137.9$ ) qui ne passe pas par l'origine, donc la machine ne démarre pas pour de faibles fréquences (tensions), à partir de ce point, la vitesse progresse linéairement selon l'expression précédente. Ce qui correspond théoriquement à cette expression  $\Omega = 32.27 \cdot (f_s - f_0)$  tel que  $f_0$  est la fréquence de démarrage qui est égale  $f_0 = 139.7 / 32.27$ , alors  $f_0 = 4.41$  Hz.

La tension en fonction de la fréquence progresse avec une fonction d'une droite de pente positive comme le montre la figure III.3 (b) jusqu'à atteindre la limite de 230V à 50Hz, cela est dû au saturateur qu'on a rajouté pour la limiter à sa valeur nominale 230V par raison de ne pas détériorer la machine (claquage). L'expression correspondante est  $V_s = (V_{sn} / f_{sn}) \cdot f_s$ .

Le flux statorique illustré sur la figure III.3 (c) est constant jusqu'à ce qu'on atteigne la fréquence de 50Hz, au-delà de cette valeur commence à diminuer du fait que la tension est limitée donc le principe de la commande scalaire n'est plus maintenu et le flux n'est plus constant, ce qui peut engendrer le décrochage de la machine.

### III.5 Commande scalaire de la machine avec onduleur à MLI :

Dans ce cas, on a associé la machine avec l'onduleur à MLI où nous avons démarré la machine à vide avec une fréquence nominale de 50Hz. A l'instant  $t=0.5s$ , nous avons appliqué un couple de charge de 20N.m. les résultats de simulation du système globale en boucle ouverte sont présentés à la figure III.4.



**Figure III.4 :** Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, **a)** Courant de phase a, **b)** Couple électromagnétique.

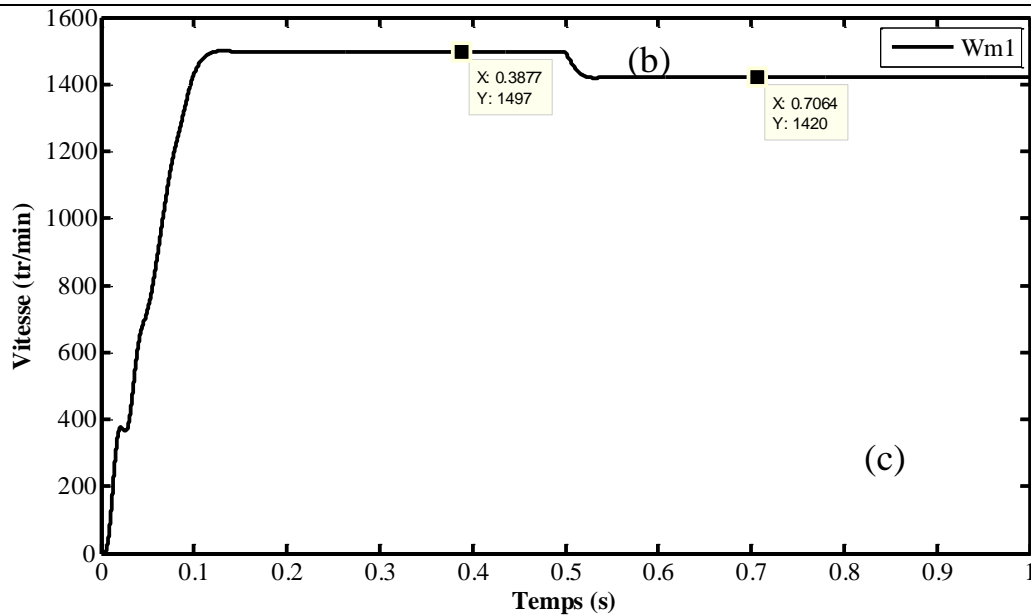


Figure III.4 (suite) : c) Vitesse de rotation

### III.5.1 Interprétation des résultats du premier essai :

La figure III.4 (a), illustre le courant statorique de la phase a, le résultat trouvé est le même que celui de la commande sans onduleur.

Ainsi que pour les deux autres figures (III.4 (b) ; III.4 (c)), on remarque la concordance entre ces résultats avec ceux obtenus dans l'essai sans onduleur.

### 2ème test : Profil de vitesse à vide

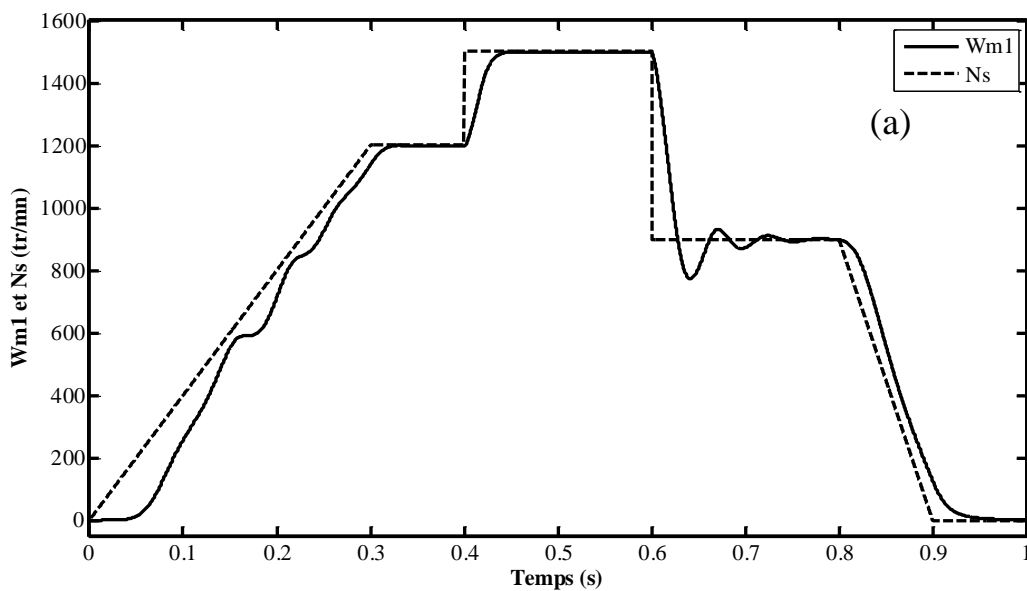
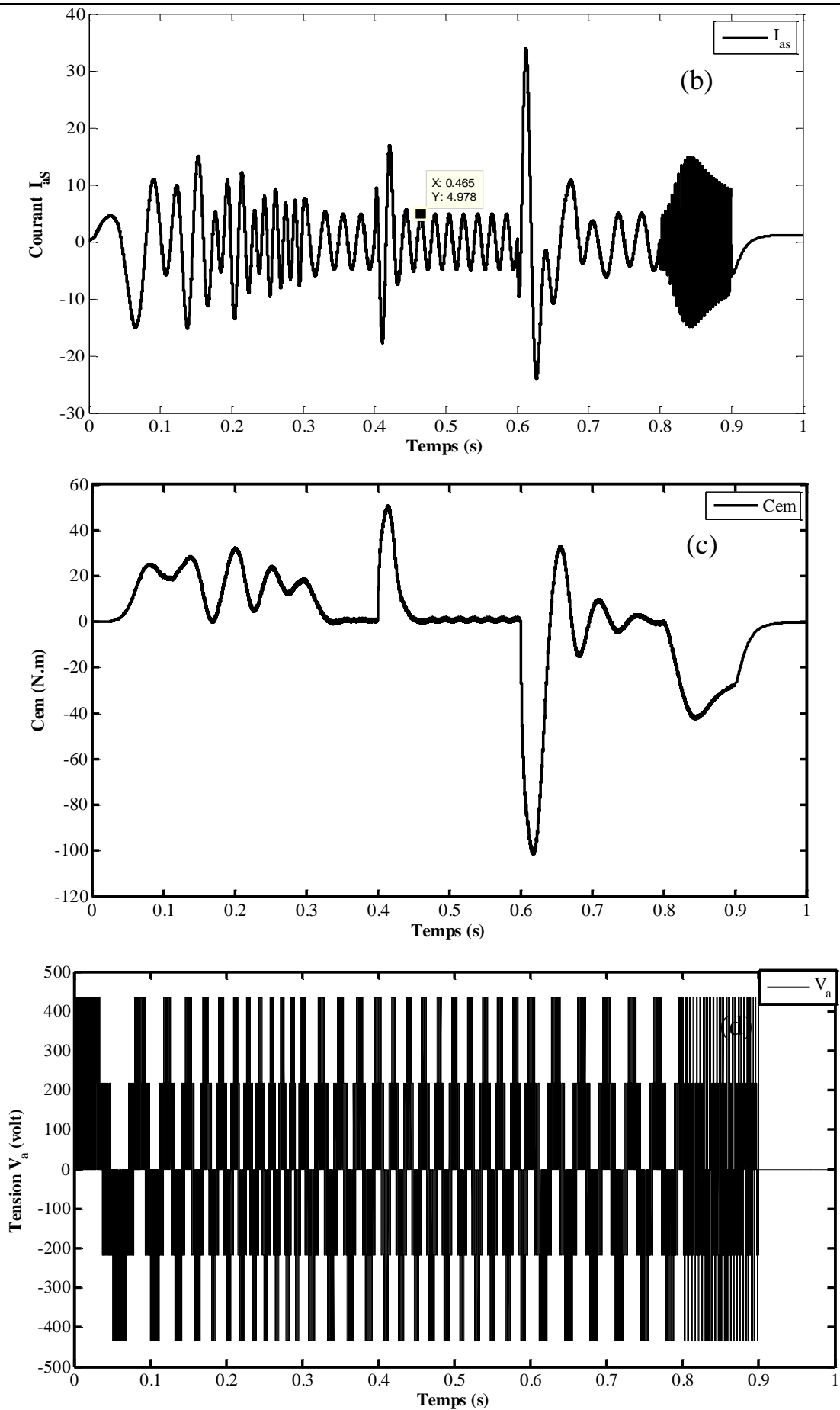


Figure III.5 : Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, a) profil de vitesse à vide.



**Figure III.5 (suite) :** Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, **b)** Courant de phase a, **c)** Couple électromagnétique, **d)** tension de phase a

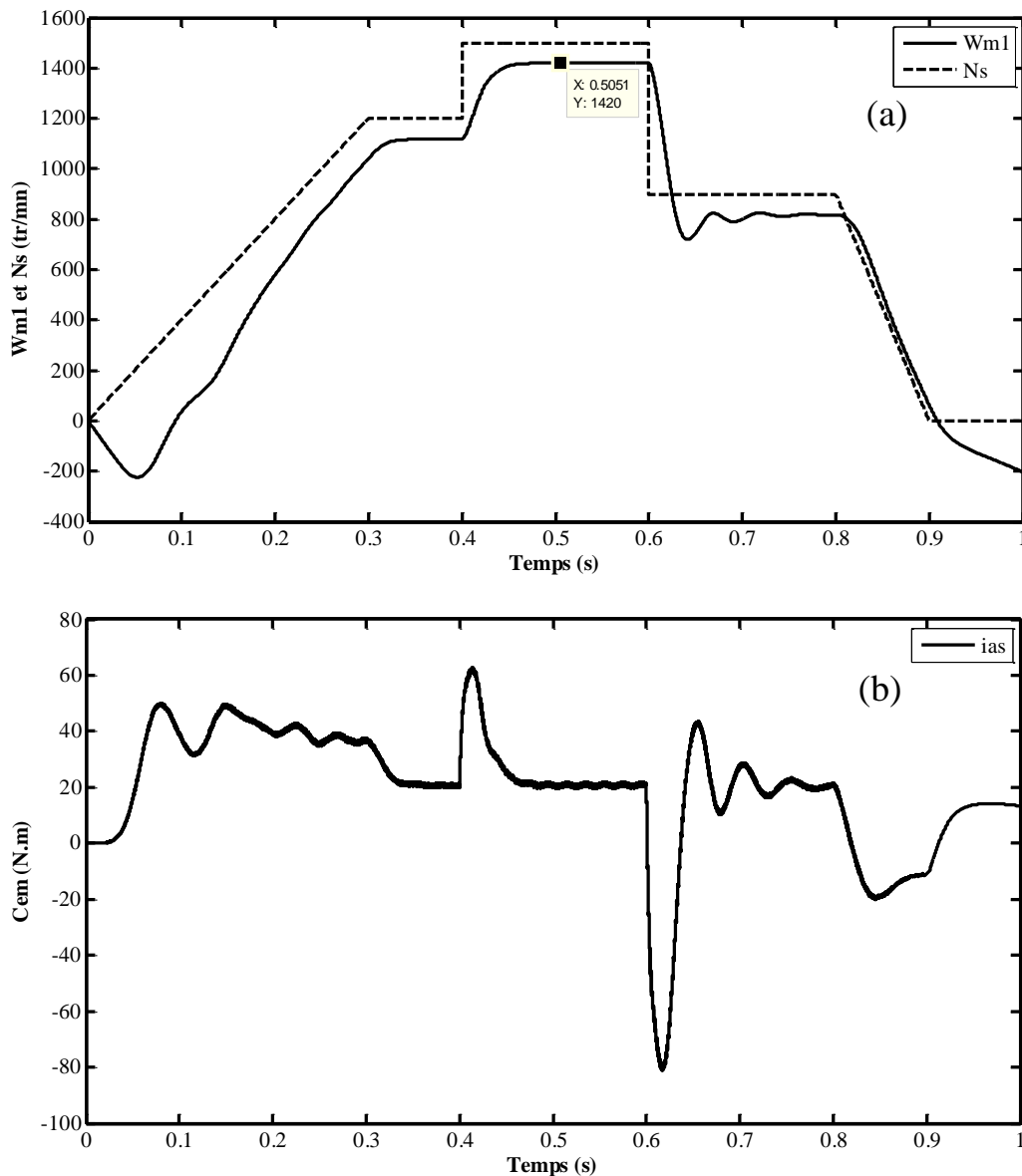
### III.5.2 Interprétation des résultats du 2<sup>ème</sup> test :

La figure III.5 (a) illustre l'allure de la vitesse suivant le profil imposé. On remarque que la vitesse atteint la référence (profil).

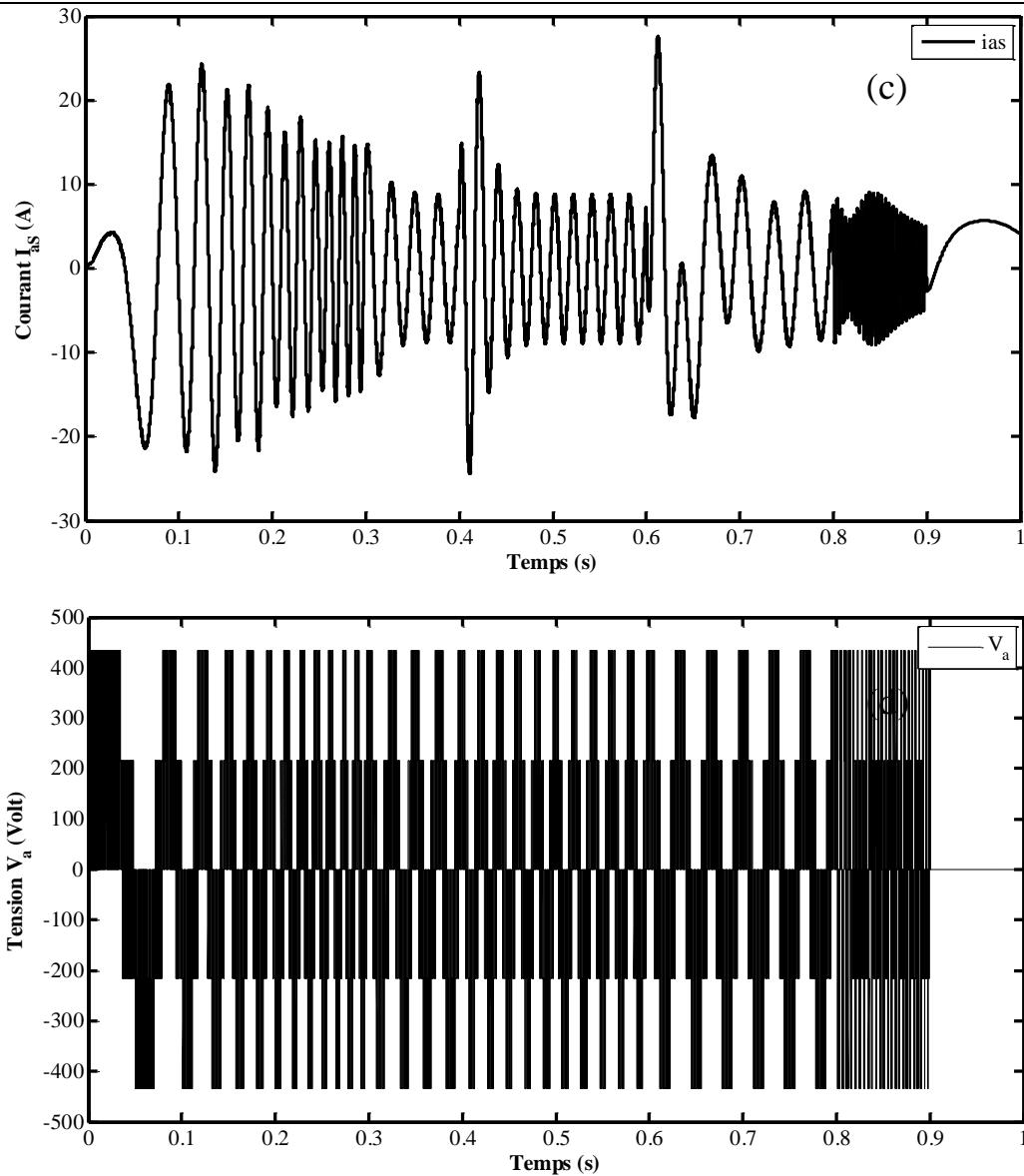
La figure III.5 (b) et III.5 (c) nous présentent respectivement l'allure du courants statorique et le couple électromagnétique. Pour ces deux dernières on remarque que à l'instant  $t=0.6s$ , ils subissent à des grands pics due aux variations brusques de la vitesse.

On remarque dans la figure III.5 (d), qui montre l'allure de la tension  $V_a$  que cette dernière est une tension hachée et sa fréquence varie selon le profil imposé.

### 3ème test : Profil de vitesse en charge



**Figure III.6 (Suite) :** Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, **a)** profil de vitesse à vide, **b)** Courant de phase a,



**Figure III.6 (Suite) :** Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, *c*) Couple électromagnétique, *d*) tension de phase a

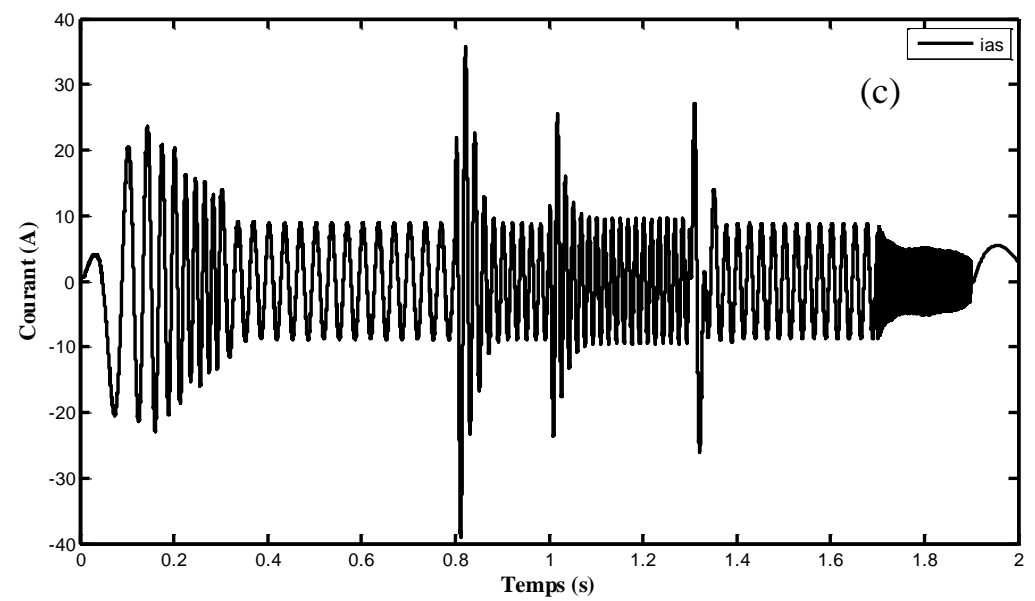
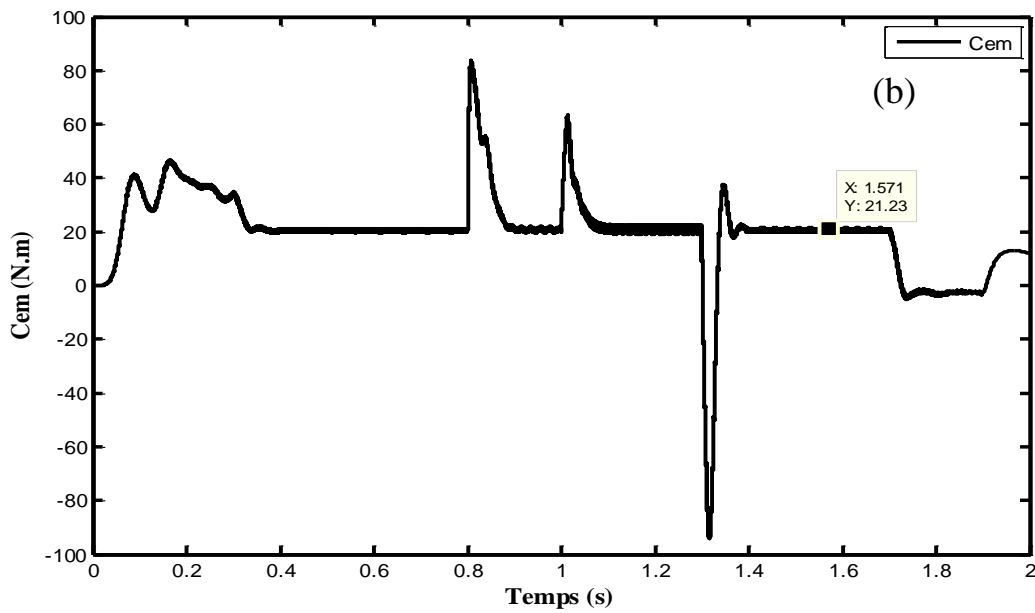
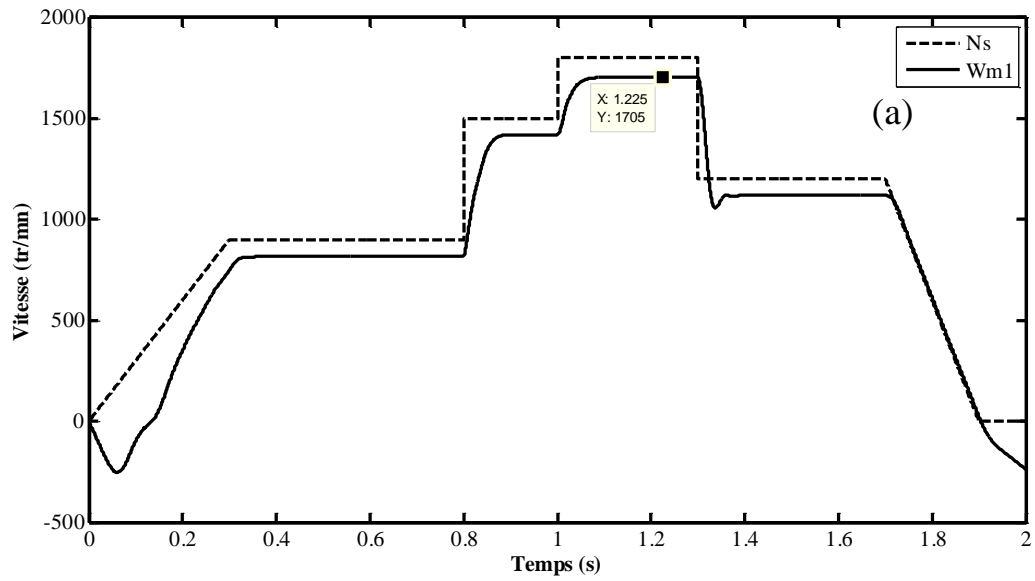
### III.5.3 Interprétation des résultats du 3<sup>ème</sup> test :

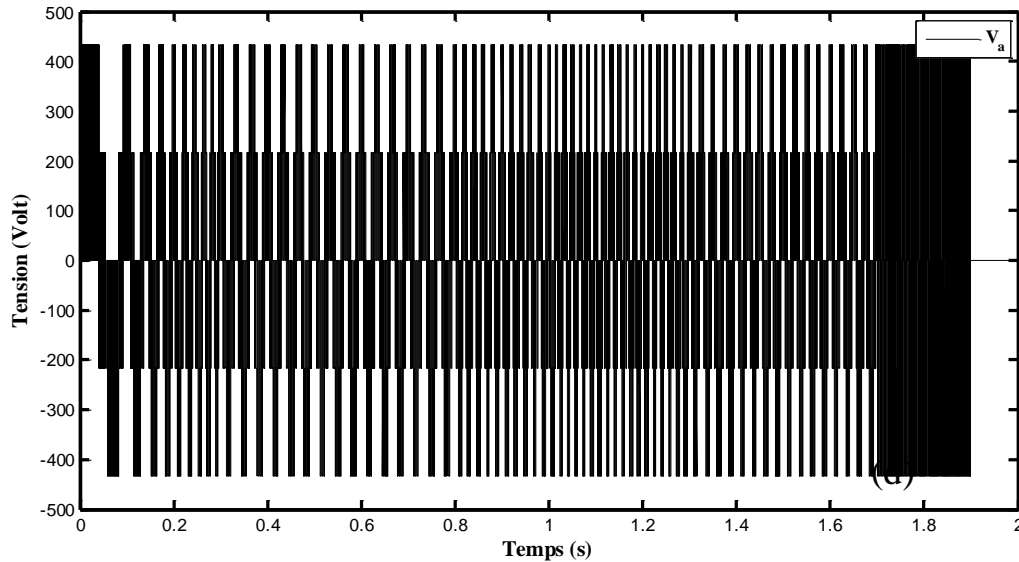
Pour cet essai, on a présenté les mêmes grandeurs que le test précédent avec un couple  $C_r=20$  N.m, et on remarque que la vitesse n'atteint pas sa référence imposé (présence de l'erreur statique) comme le montre la figure III.6 (a)

Le courant  $I_{as}$  et le couple  $C_{em}$  respectivement présentés dans les figures III.6 (b) et III.6 (c) sont plus grands et subissent à des pics plus importants que le test à vide, et cela est due au fait que la machine est chargée.

L'allure de la tension montrée dans la figure III.6 (d) est la même pour les deux cas (à vide et en charge).

4ème test :  $C_r=20$





**Figures III.7 :** *Déférentes grandeur de la machine en fonction du temps, a) profil de vitesse à vide, b) Courant de phase a, c) Couple électromagnétique, d) tension de phase a*

### III.5.4 Interprétation des résultats du 4<sup>ème</sup> test :

Dans ce test, nous avons imposé un autre profil de vitesse avec des variations moins brusques que le dernier test, on remarque toujours la présence de l'erreur statique concernant la vitesse illustré dans la figure III.7 (a), mais moins de dépassement et pics faibles pour le courant et le couple électromagnétique présentés respectivement dans les figures III.7 (b) ; III.7 (c).

### III.6 Conclusion :

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.

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.

Dans les tests réalisés avec le profil imposé, on a remarqué la présence de l'erreur statique (en charge), et pour éviter et diminuer cette dernière, ça nécessite la régulation.

Les pics des courants et des couples qu'on a remarqués dans les deux derniers tests, sont dues aux variations brusques, et cela nécessite des variations progressives.

## *Conclusion générale*

La machine asynchrone 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). Elle est composée d'une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée rotor.

La modélisation de la machine asynchrone est nécessaire pour déterminer avec précision les limites de son fonctionnement et son comportement dynamique. Elle est aussi utile pour sa conception et de lui concevoir une commande à haute performances.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée à partir d'un onduleur de tension, qui permet la génération d'ondes de tensions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence variable à partir d'une source de tension continue. 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 la commande scalaire qui se base sur le principe de  $V/f=C^{st}$ , par conséquent maintenir le flux statorique dans la machine.

Quelques avantages peuvent être énumérés pour cette technique, à savoir sa simplicité de réalisation, de dimensionnement et sa facilité en terme d'exécution. Par contre, elle donne de bons résultats en régime permanent, mais manque de performances lors des régimes transitoires, elle présente l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse du système. Et aussi, lors de son fonctionnement à grande vitesse le flux ne peut être maintenu constant par raison de la limitation de la tension du bus continu. Ce qui nous conduit à décharger la machine pour qu'elle ne décroche pas.

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

En perspectives et pour plus de fiabilité à notre travail, on propose de mettre en œuvre cette commande sur un banc d'essai.

## Grandeurs nominales de la machine

Puissance nominale	3KW
Puissance apparente nominale statorique	4,36 KVA
Puissance apparente nominale rotorique	3,30 KVA
Vitesse nominale	1415 tr/min
Couple nominal	20,24 Nm
Fréquence nominale	50 Hz
Tension d'alimentation statorique Y	400 V
Tension d'alimentation rotorique Y	180 V
Courant statorique nominal Y	6,3 A
Courant rotorique nominal Y	10,8 A

Résistance statorique	1 ,5 $\Omega$
inductance cyclique statorique	220mH
Inductance cyclique rotorique	59mH
Inductance cyclique mutuelle	110mH
Coefficient de dispersion	0,067
Rapport de transformation	2
Résistance rotorique ramené au stator	2,4 $\Omega$
Inductance de fuite totale	15,8mH
moment d'inertie	0,037Kgm <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	0,005Nms/rd

## Liste des symboles

**$s$  et  $r$**  : Indices stator et rotor

**$L_s$**  : Inductance cyclique propre du stator [mH]

**$L_r$**  : Inductance cyclique propre du rotor [mH]

**$L_{sr}$**  : Inductance cyclique mutuelle stator – rotor [mH]

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

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

**$[Msr]$**  : 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

**$a_r, b_r, c_r$**  : Correspondent aux trois phases du rotor

**$d, q$**  : 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  $a_r$

**$\theta_s$**  : 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]

# *Annexes*

**$V_s$  : Tension statorique [Volt]**

**$V_r$  : Tension rotorique [Volt]**

**$I_s$  : Courant statorique [A]**

**$\varphi_s$  : Flux statorique**

**$\varphi_r$  : Flux rotorique**

**$\sigma$  : Coefficient de dispersion**

***MAS* : Machine Asynchrone**

**MLI : Modulation Largeur d'Impulsion**

# Bibliographie

- [1] : **Fiche technique du constructeur Alstom**, sur le site alstom.com, archivé par wikiwix.
- [2] : **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 1980,200 p., p. 86-92.
- [3] : **Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN** : Machines asynchrones, Cours et Problèmes, version du 21 septembre 2014.
- [4] : **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).
- [5] : **Georges Sallom** : «contributions à la commande robuste de la MADA ». Thèse de doctorat, école polytechnique de l'université de Toulouse, France (13 mars 2007).
- [6] : **BEKAKRA Youcef** : Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées, Magister en Electrotechnique (2010).
- [7] : **JP CARON et JP HAUTIER** : «modélisation et commande de la machine asynchrone» Edition TECHNIP, (1992).
- [8] : **Philippe Barret** : «régime transitoire des machines tournantes électriques», Edition EYROLLES, deuxième édition, Paris, France 1987.
- [9] : **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-Temiscamingue. Canada 2013.
- [10] : **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.
- [11] : **DJEBBAR MOHAMED SALAH** : Etude comparative des redresseurs cascade et multiniveaux à commande à MLI. UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, Algérie (2005)
- [12] : **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).
- [13] : **DIAF YOUSOUF et BEN ANTER DJAMAL** : modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multiniveaux. Mémoire de Master université Ouargla. 2013.

# Bibliographie

[14]: **REDJEM Radia** : Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne. Mémoire magister : université MENTOURI de Constantine, Algérie (04 /07/2009).

[15]: **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.

[16] : **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 supérieures de l'université Laval, Québec 2009.

[17] : **M. Pinard** : commande électronique des moteurs électrique. DUNOD, Paris, 2004.

[18]: **CHEE-MUN.O**: Dynamic simulation of Electric Machinery, prentice-Hal I Inc. 1998.

# Mémoire de fin d'étude

**OUALI Amirouche**  
**TAHRI Mustapha**

**Titre :** Commande scalaire d'un Moteur Asynchrone.

**Résumé :** Ce mémoire traite la commande scalaire d'un moteur asynchrone à rotor bobiné. Le travail a été reparté selon trois chapitres dont le premier chapitre se base sur la modélisation et simulation de la machine asynchrone sous MATLAB-SIMULINK. En deuxième lieu on s'est intéressé à l'onduleur à MLI en donnant de même sa modélisation et sa simulation sous MATLAB SIMULINK vu sa nécessité pour commander la machine asynchrone. En troisième lieu, dans le chapitre trois, afin de réaliser la commande scalaire, on a expliqué son principe, et sa modélisation ainsi que sa simulations sous MATLAB-SIMULINK en boucle ouverte.

**Mots clés :** Machines asynchrones, commande scalaire, variation de vitesse, commande en boucle ouverte, onduleur à MLI, association machine convertisseur.