



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère d l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hama Lakhdar à El Oued

Faculté de sciences et technologie



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Spécialité : Génie mécanique

Option : Electromécanique

Thème

**Variation de la vitesse du moteur
asynchrone par onduleur MLI**

*** Devant le jury composé de :**

Président
Examineur
Examineur
Encadreur **Labiod Chouaib**

*** Présenté par :**

- Zouari Ferhat Chouaib
- Ferhat Ali
- Ben Amer Tabet

Année université : 2014 / 2015 .

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction:	3
I.2 Description de la machine asynchrone.....	3
I.3.Hypothèses simplificatrices.....	4
I.4. Equation générale de la machine non saturée (modèle de base de la MAS).....	4
I.5 .Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée:	6
I.6Choix du référentiel biphasé.....	11
I.6.1 Référentiel fixe par rapport au stator.....	12
I.7validation du modèle la MAS (alimentation directe):.....	14
I.8.Conclusion	16

CHAPITRE II : Modélisation de la chaine de conversion alimentant la machine

II.1 Introduction	18
II .2 Modélisation de l'alimentation de la MAS	18
II. 2.1 Modélisation du redresseur.....	18
II. 2.2 Modélisation du filtre.....	20
II. 2.3 Modélisation de l'onduleur.....	22
II.3 Techniques MLI.....	24
II.3.1 Technique à pleine onde:.....	25
II.3.2 Technique MLI sinusoïdale.....	26
II.4.Conclusion.....	29

CHAPITRE III : La simulation et résultats

III.1. Introduction	33
III.2. L'outil Matlab/Simulink	33
III-3-Les simulations pour différent configuration	34
III-3-1-Commande plein onde.....	35
III-3-1-Commande MLI sinusoïdale	38
III-3-1-1 porteuse Triangle	38
III-3-2-1 porteuse sinus-dent de scie	44
III-3-2-2 porteuse sinus- Triangle	47
III-3-2-3 porteuse sinus-rectangle	50
III-4- Interprétation des résultats de la simulation	54
III-5- Conclusion	56

LISTE DES SYMBOLES

r : grandeur rotor ou de repère rotor (R).
 s : grandeur stator ou de repère stator (S).
 (α, β) : axes du repère stator.
 (d, q) : axes du repère tournant.
 θ : angle électrique.
 V_{ds} : tension statorique instantanée dans l'axe (d).
 V_{qs} : tension statorique instantanée dans l'axe (q).
 φ : c'est le flux.
 i_{ds} : courant statorique instantanée dans l'axe (d).
 i_{qs} : courant statorique instantanée dans l'axe (q).
 ω_s : pulsation statorique.
 ω_r : pulsation rotorique.

Principaux paramètres de l'onduleur :

U : tension continue à l'entrée de l'onduleur.
 i : courant continu à l'entrée de l'onduleur.
 V'_A, V'_B, V'_C : les tensions simples à la sortie de l'onduleur.
 i'_A, i'_B, i'_C : les courants à la sortie de l'onduleur.
 K_1, K'_1 : sont deux interrupteurs d'un demi-pont de l'onduleur.
 f : fréquence de la référence.
 f' : fréquence de la porteuse.
 m : l'indice de modulation.
 r : coefficient de réglage en tension.
 $\tau_{v'}$: c'est le taux d'harmonique.
 F_i : fonction logique.

Principaux paramètres du moteur asynchrone :

R_s : résistance statorique.

R_r : résistance rotorique.

l_s : inductance propre d'une phase statorique.

l_r : inductance propre d'une phase rotorique.

L_s : inductance cyclique du stator.

L_r : inductance cyclique du rotor.

M : inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

p : nombre de paires de pôles.

j : moment d'inertie.

g : glissement.

Ω : vitesse de rotation mécanique.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

- Figure 1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée
Figure 2 Modèle d'une phase avec f.é.m
Figure 3 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique
Figure 4 Représentation des enroulements fictifs d'axes **d** et **q**
Figure 5 résultat de simulation (démarrage à vide) d'un moteur asynchrone
Figure 6 Résultat de simulation démarrage à vide suivi d'une charge à l'instant $t = 4s$

CHAPITRE II

- Figure 1 Schéma de l'ensemble Convertisseur- MAS
Figure 2 Redresseur à diodes
Figure 3 Tension redressée
Figure 4 Schéma de filtre LC
Figure 5 Tension de sortie du filtre
Figure 6 Schéma de principe de l'onduleur de tension

Figure 7 Représentation des interrupteurs
Figure 8 Signaux de commande pour T1, T3 et T5.
Figure 9 La tension simple et composée de sortie

CHAPITRE III

- Figure 1 Bibliothèque SIMULINK.
Figure 2 Schéma bloc globale de simulation de l'onduleur avec le moteur
Figure 3 Schéma bloc de la commande plein onde
Figure 4 Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 5 La tension simple V_{an}
Figure 6 Le spectre d'harmonique de la tension
Figure 7 Le courant statorique I_{sa}
Figure 8 Le courant statorique I_{sa}
Figure 9 Le spectre d'harmonique du courant
Figure 10 La vitesse (rad/s)
Figure 11 Le couple électromagnétique (N.m)

Figure 12 Schéma bloc de la commande MLI sinus- Triangle
Figure 13 La commande sinus-triangle
Figure 14 Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

Figure 15 La tension simple V_{an}
Figure 16 Le courant statorique I_{sa}

Figure 18 Le courant statorique I_{sa}
Figure 19 Le spectre d'harmonique du courant
Figure 20 La commande sinus-triangle

Figure 21	Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 22	La tension simple V_{an}
Figure 23	Le courant statorique I_{sa}
Figure 24	Le courant statorique I_{sa}
Figure 25	Le spectre d'harmonique du courant
Figure 26	La commande sinus-triangle
Figure 27	Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 28	La tension simple V_{an}
Figure 29	Le courant statorique I_{sa}
Figure 30	Le courant statorique I_{sa}
Figure 31	Le spectre d'harmonique du courant
Figure 32	Schéma bloc de la commande MLI sinus-dent de scie
Figure 33	La commande sinus-dent de scie
Figure 34	Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 35	La tension simple V_{an}
Figure 36	Le courant statorique I_{sa}
Figure 37	Le courant statorique I_{sa}
Figure 38	Le spectre d'harmonique du courant
Figure 39	Schéma bloc de la commande MLI sinus- Triangle
Figure 40	La commande sinus-Triangle
Figure 41	Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 42	La tension simple V_{an}
Figure 43	Le courant statorique I_{sa}
Figure 44	Le courant statorique I_{sa}
Figure 45	Le spectre d'harmonique du courant
Figure 45	Schéma bloc de la commande MLI sinus-rectangle
Figure 46	La commande sinus-rectangle
Figure 47	•Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1
Figure 48	La tension simple V_{an}
Figure 49	Le courant statorique I_{sa}
Figure 50	Le courant statorique I_{sa}

Introduction Générale

Actuellement la machine asynchrone appelée aussi à induction, est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles pour ses qualités de robustesses, de fiabilité où l'on apprécie principalement son peu de maintenance et son faible coût et sa très bonne standardisation.

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

Les technologiques avancées obtenues ces dernières années dans le domaine des composants de l'électronique de puissance ont favorisé une croissance du marché des convertisseurs de puissance. L'électronique de puissance c'est imposée comme un des éléments essentiels dans la conversion de l'énergie électrique.

Permis Les convertisseurs les plus utilisés, on trouve les redresseurs et les onduleurs. Les redresseurs rassurent directement la conversion alternative –continu, alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie, et les onduleurs permettent d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source continue, c'est un convertisseur continu- alternatif.

Le développement de la méthode de commande d'un onduleur dite modulation de largeur d'impulsion (MLI) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des onduleurs autorisant une meilleure maîtrise de l'énergie électrique et une précision plus grande dans le domaine d'entraînement à vitesse variable.

Le but de notre travail est d'étudier et simuler la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur de tension on utilisant les stratégies de commande notamment la commande en pleine-onde, la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Introduction générale

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous proposerons une modélisation classique de la machine asynchrone à cage en utilisant la transformation de Park, puis nous avons simulé la machine asynchrone à cage alimenté directement au réseau pour déterminer les différentes caractéristiques électriques et mécaniques.

Nous avons présenté dans le deuxième chapitre, la modélisation et les stratégies de commande de l'onduleur de tension, nous avons détaillé les deux techniques de commande, à savoir la MLI sinusoïdale et commande plein onde.

Le troisième chapitre présente la simulation et l'interprétation des résultats.

On terminera par une conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.

I.1 Introduction:

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. [1]

I.2 Description de la machine asynchrone [1.2.13]

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil. [2]

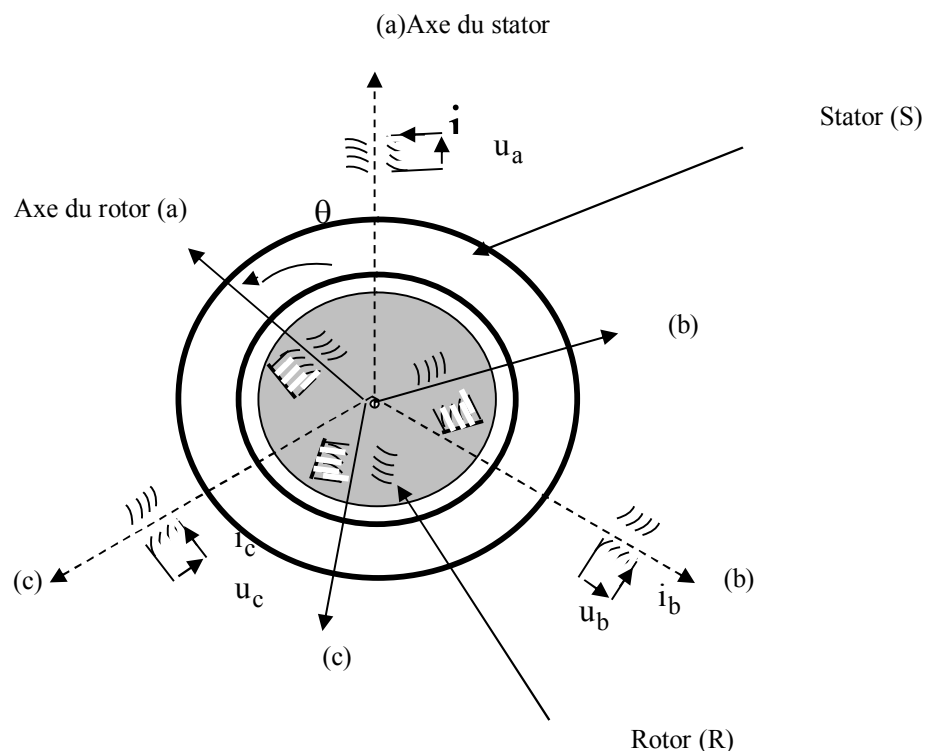


Figure I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation des machines asynchrones repose sur le contexte habituel des hypothèses simplificatrices, à savoir :

- L'entrefer constant ;
- L'effet des encoches négligé ;
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotorique en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [3]

I.4. Equation générale de la machine non saturée (modèle de base de la MAS) [2.6]

D'après les lois de Lenz et Faraday on déduit les équations électriques de la machine

$$V = R I + \frac{d\Phi}{dt} \dots\dots\dots(I.1)$$

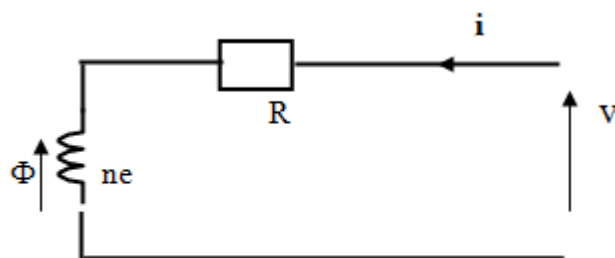


Figure I.2. Modèle d'une phase avec f.é.m.

Les équations des phases statoriques:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \dots \dots \dots (I. 2)$$

Les équations des phases rotoriques:

$$[V_r] = [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \dots \dots \dots (I. 3)$$

Avec:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I. 4)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I. 5)$$

R_s, R_r : les résistances par phase respectivement du stator et du rotor

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

$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: vecteur de tension rotorique.

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$: vecteur de courant statorique.

$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$: vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux:

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

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$: vecteur de flux rotorique.

Une matrice des inductances $[L(\alpha)]$ établit la relation entre les flux et les courants; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de α (position du rotor).

La matrice des flux réels fait les équation des flux en fonction des courants :

$$[\Phi_s] = [L_s][M_{sr}][I_s] \dots \dots \dots (I. 6)$$

$$[\Phi_s] = [M_{rs}][L_r][I_r] \dots \dots \dots (I. 7)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I. 8)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (I.9)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (I.10)$$

$[L_s]$:Matrice d inductances statoriques.

$[L_r]$:Matrice d inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$:Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator -rotor.

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [[L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r]] \dots\dots\dots (I.11)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [[M_{sr}][I_s] + [L_r][I_r]] \dots\dots\dots (I.12)$$

1.5 .Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée: [3.4.9]

Les modèles dynamiques des machines à courant alternatifs sont relativement lourds et complexes.

Afin de les simplifier, on applique un changement de repère. Cette manipulation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ en deux bobines fictives équivalentes de $\pi/2$ et situées sur le rotor.figure(I.3)

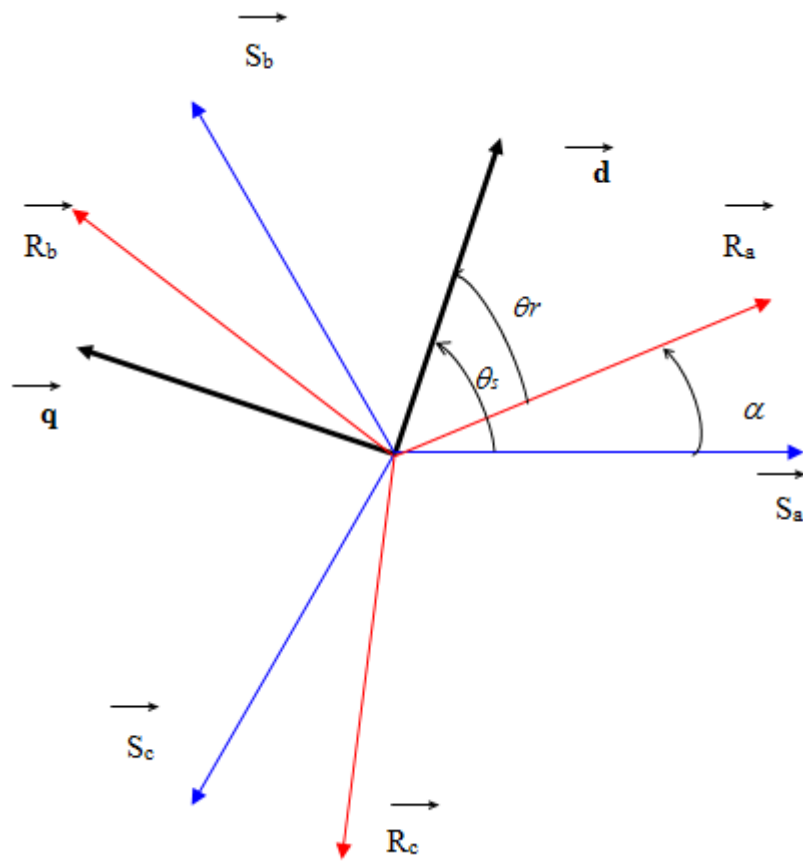


Figure I.3. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

On a :

$$[V_{abc}] = [R] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}]$$

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l'équation précédente

$$[p]^{-1} [V_{dqo}] = [R] [p]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[p]^{-1} [\Phi_{dqo}]] \dots \dots \dots (I.13)$$

Avec :

$$[p] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I.14)$$

$[p]$: La matrice de PARK.

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (I.14) par $[p]$:

$$[Vdqo] = [R][Idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) [\Phi dqo] \dots \dots \dots (I.15)$$

On démontre que :

$$[p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \dots \dots \dots (I.16)$$

On obtient finalement le système des équations de Park, qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

On a système équilibre donc :

$$\begin{cases} V_d = RI_d + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi_q \\ V_q = RI_q + \left(\frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi_d \end{cases} \dots \dots \dots (I.17)$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q , et les flux d'axes a, b, c :

$$[\Phi sdq] = [p(\theta_s)] [\Phi sabc] \text{ et } [\Phi rdq] = [p(\theta_r)] [\Phi rabc] \dots \dots \dots (I.18)$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a- au stator :

$$[\Phi sdq] = [p(\theta_s)] [[L_s][Isabc] + [Msr][Irabc]] \dots \dots \dots (I.19)$$

Soit:

$$[\Phi sdq] = [p(\theta_s)] [L_s] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdq] + [p(\theta_s)] [Msr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdq] \dots \dots \dots (I.20)$$

b- au rotor :

$$[\Phi rdq] = [p(\theta_r)] [[Msr][Isabc] + [Lr][Irabc]] \dots \dots \dots (I.21)$$

Soit:

$$[\Phi_{rdq}] = [p(\theta_r)] [M_{sr}] [p(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [p(\theta_r)] [L_r] [p(\theta_r)]^{-1} [I_{rdq}] \dots \dots \dots (I.22)$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I.23)$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductances cycliques statoriques.

$L_r = l_r - M_r$: Inductances cycliques rotorique.

l_s : Inductances propre statoriques par phase

l_r : Inductances propre statoriques par phase

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

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M , et reliés aux courants par la relation (I.24) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (I.24)$$

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d, R_q aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (I.4), une écriture rapide de l'équation (I.24).[3]

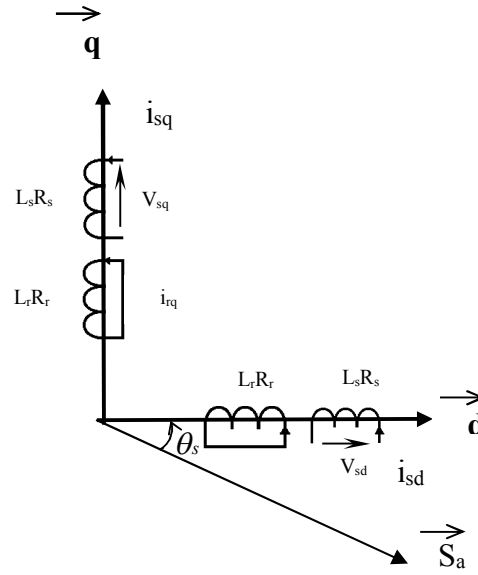


Figure I.4. Représentation des enroulements fictifs d'axes **d** et **q**

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0 \end{array} \right. \dots\dots\dots (I.25)$$

Dans le repère de Park ($d q$) tournant à la vitesse angulaire $W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ l'équation

(I.26) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds} \end{array} \right. \dots\dots\dots (I.26)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (W_s - W) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (W_s - W) \Phi_{dr} \end{array} \right. \dots\dots\dots (I.27)$$

Avec les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \dots\dots\dots (I.28)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \dots\dots\dots (I.29)$$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

Equation mécanique:

L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_e = PM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \dots\dots\dots (I.30)$$

L'équation du mouvement, reliant les parties électrique et mécanique s'écrit comme suivant:

$$\frac{dW_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - \frac{f}{p} W_{mec} \right) \dots\dots\dots (I.31)$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

P : Nombre de paires de pôles.

W_{mec} :vitesse mécanique de moteur

I.6 Choix du référentiel biphasé

Le référentiel est le système (O_d, O_q) , associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié. [4]

- Référentiel fixe par rapport au stator
- Référentiel fixe par rapport au rotor
- Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ici, nous avons choisi le référentiel par rapport au stator

I.6.1 Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

$$\omega_s = 0 \quad ; \quad \omega_r = -\omega \quad \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \dots\dots\dots (I.32) \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \Phi_{dr} \end{aligned}$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor.

Le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une équation d'état non linéaire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ y = C.X \end{cases}$$

Avec:

$X = [i_{ds} i_{qs} i_{dr} i_{qr}]^T$: Le vecteur d'état.

$U = [V_{qs} V_{ds}]^T$: Vecteur de commande.

$y = [i_{ds} i_{qs}]^T$: Vecteur de mesure.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma.T_s} - \frac{1+\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} - \frac{M}{\sigma.L_s} \omega_r & 0 & 0 \\ -\frac{1+\sigma}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_s} & -\frac{M}{\sigma.L_s} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} \\ \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & -\frac{M}{\sigma.L_r} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_r} & -\frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{M}{\sigma.L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_r} \end{bmatrix}$$

Les matrices B, C sont :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma.M} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma.M} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

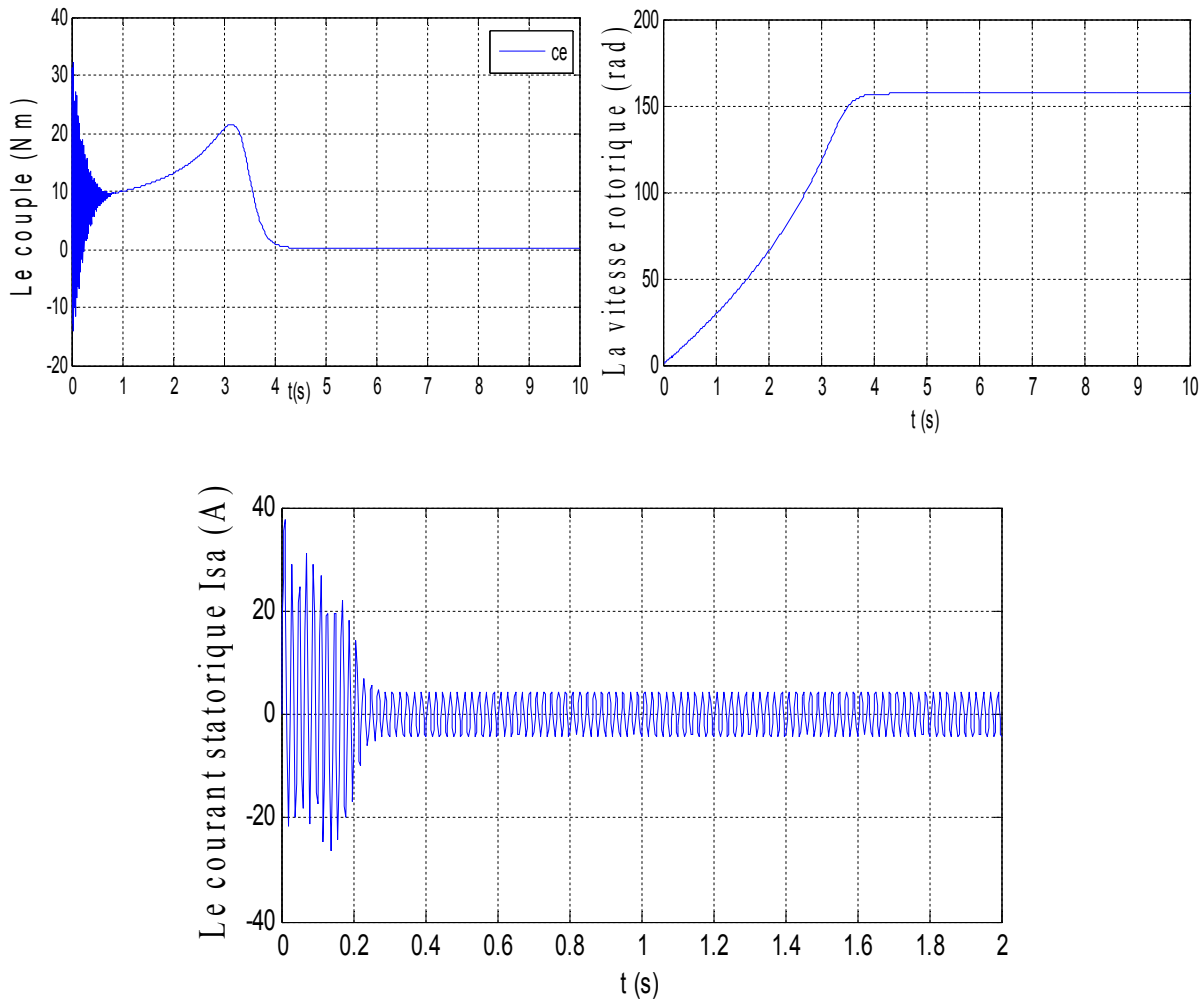
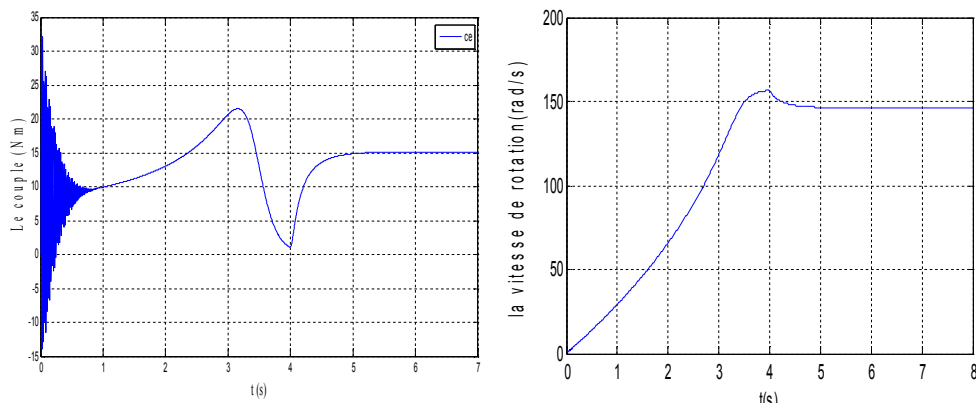
La matrice A pour notre modèle en vue de la simulation peut être écrite comme suit :

$$[A] = R_s \cdot [A_1] + R_r \cdot [A_2] + \Omega \cdot [A_3]$$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 \\ \frac{M}{\sigma.L_r.L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\sigma.L_r.L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\sigma.L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sigma.L_r} \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1+\sigma}{\sigma}P & 0 & \frac{M}{\sigma.L_s}P \\ -\frac{1+\sigma}{\sigma}P & 0 & -\frac{M}{\sigma.L_s}P & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma.L_r}P & 0 & -\frac{1}{\sigma}P \\ \frac{M}{\sigma.L_r}P & 0 & \frac{1}{\sigma}P & 0 \end{bmatrix}$$

I.7 Validation du modèle la MAS (alimentation directe):**a-démarrage à vide:****Figure I.5.** résultat de simulation (démarrage à vide) d'un moteur asynchrone**b- Démarrage à vide suivi d'une charge $C_r=15\text{Nm}$ l'instant $t=4\text{s}$** 

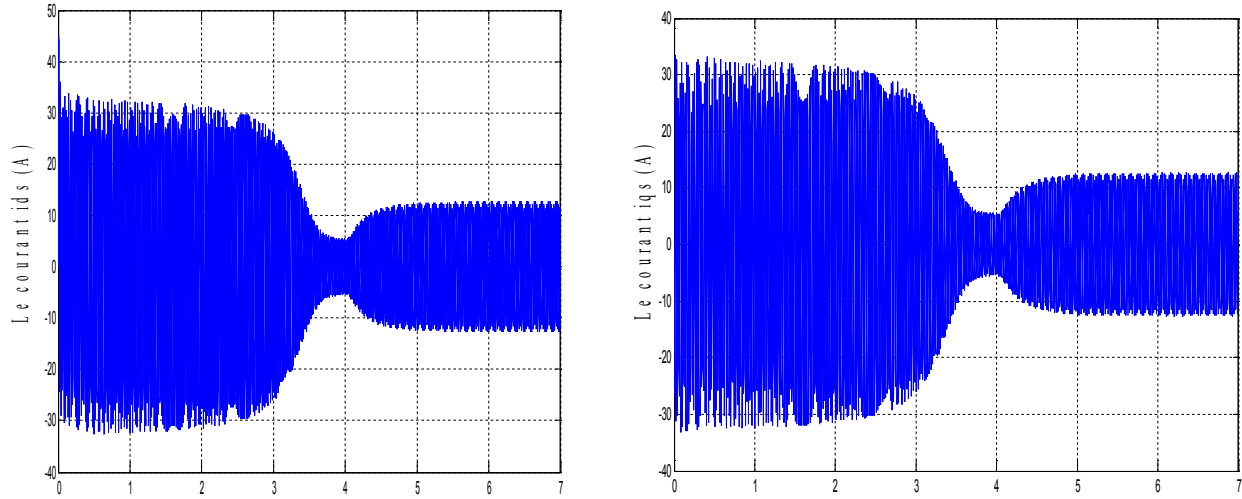


Figure I.6. Résultat de simulation démarrage à vide suivi d'une charge à l'instant $t=4s$

Interprétation des résultats

- Pour le démarrage à vide les courbes sont regroupées dans la figure I.5:

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environ de 0.4 s), le régime permanent est atteint, le temps de démarrage est de 0.4(s).

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

- En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=15N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=4s$), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure I.6 :

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique répond à cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.8.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone .le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de *Park*, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

La formulation du modèle électrique dans un référentiel lié au champ tournant permettra de réaliser une commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

II.1 Introduction:

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il est constitué par trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence et amplitude variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI)

II.2 Modélisation de l'alimentation de la MAS: [5.7.8.10.11.12]

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou un condensateur. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur triphasé non commandé et le deuxième étage est un onduleur de tension. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS

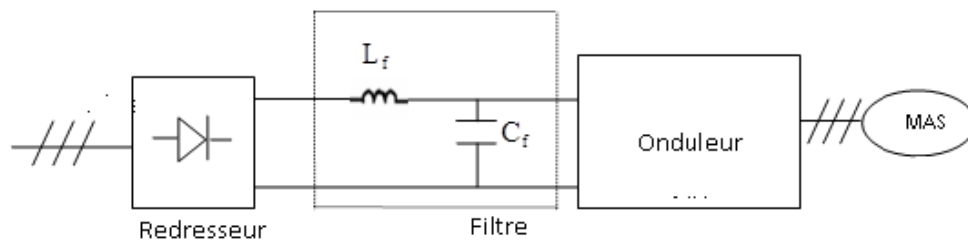


Figure II.1 Schéma de l'ensemble Convertisseur- MAS.

II. 2.1 Modélisation du redresseur:

Nous alimentons le pont triphasé à diodes par un système de tensions sinusoïdales triphasées à fréquence industriel (figure II.2). Deux diodes d'un même bras ne

peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également ; il en vient que D_1 conduit lorsque

V_1 Est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; j=1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$

D'_i Conduit si $V_i = \min(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j=1, 2, 3$$

- **La valeur moyenne**

$$U_{dmoy} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (V_1 - V_2) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m = 514(V) \quad (II.1)$$

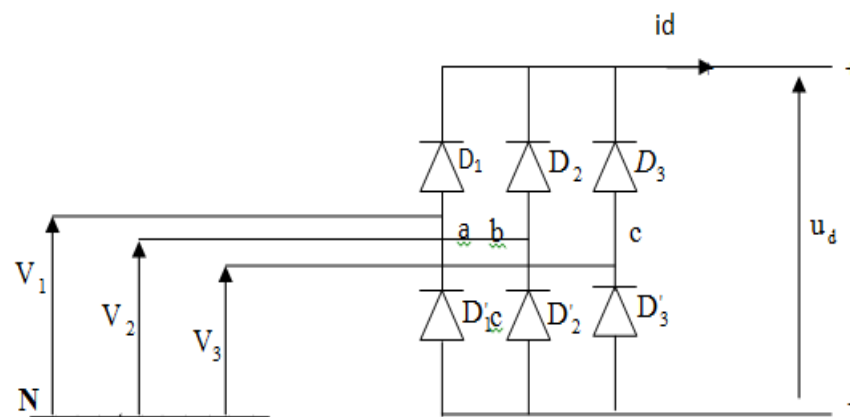


Figure II.2.Redresseur à diodes

- **Simulation numérique:**

La simulation numérique du redresseur a donné le résultat représenté à la figure (II.3).

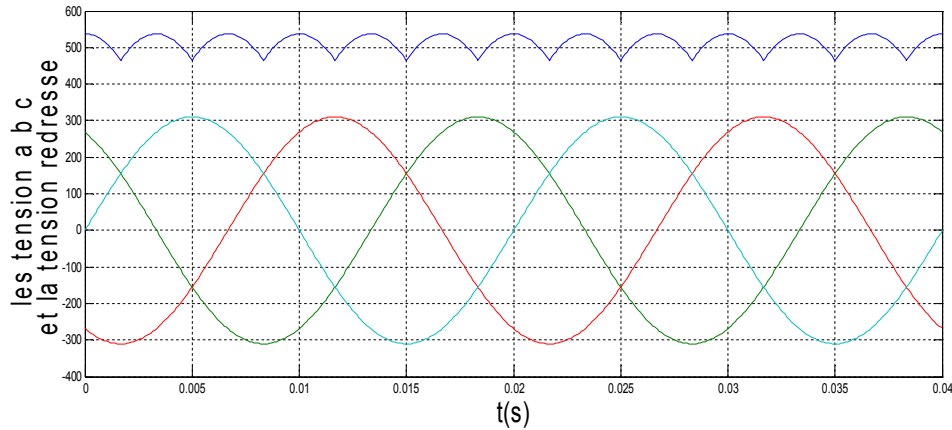


Figure II.3. Tension redressée

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage ; l'harmonique la plus basse est $f^* = 6f = 300\text{Hz}$.

II. 2.2 Modélisation du filtre:

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (II.4), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur ;
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur fait de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

1. La tension U_f d'alimentation de l'onduleur ;
2. La composante continue du courant exigé i_f ;

3. L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité C_f du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas d'échéant.

On néglige la résistance interne de l'inductance:

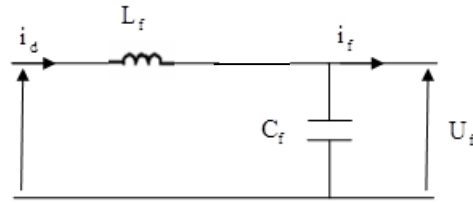


Figure II.4.Schéma de filtre LC

Equation du filtre :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = u_d - u_f \\ \frac{du_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Calcul des paramètres

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{u_f}{u_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (\text{II.3})$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.4})$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur.

Pour limiter les ondulations tension u_f , il faudra que : $f_c < f$

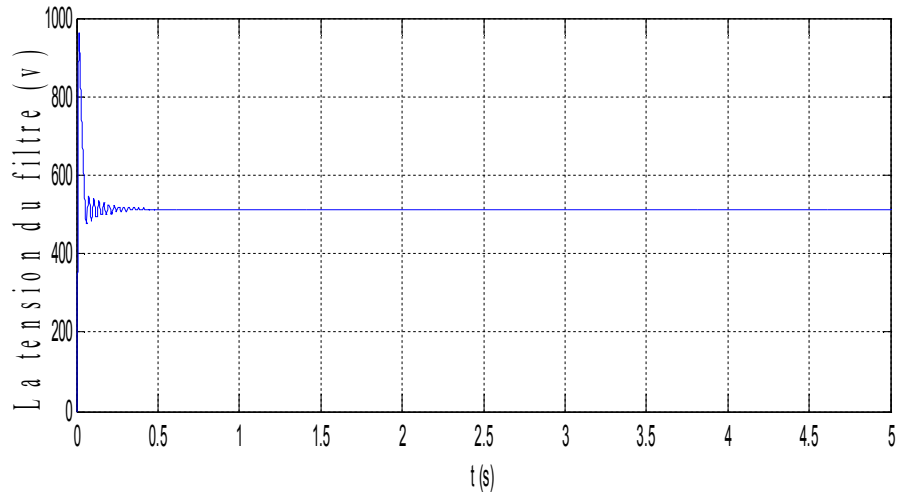


Figure II.5. Tension de sortie du filtre.

On choisi les paramètres suivant:

$$c_f = 600\mu F, \text{ et } f_c = 250\text{Hz}$$

On calcule L_f :

$$L_f = \frac{1}{f_c^2 c_f} = \frac{1}{250^2 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 37.5H \quad (\text{II.5})$$

II. 2.3 Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative.

La figure (II.5) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés

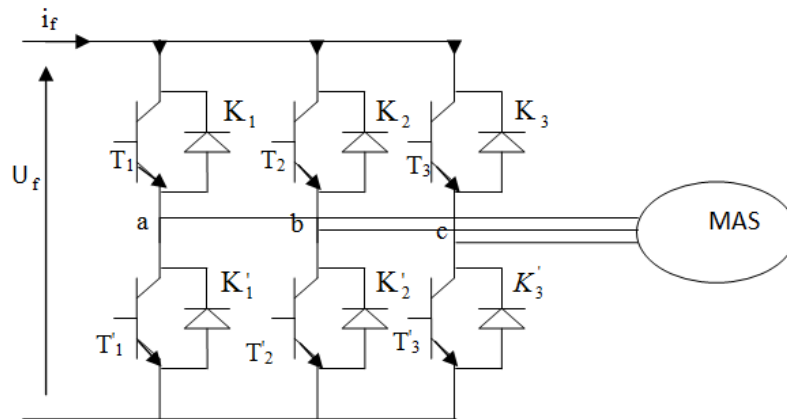


Figure II.6. Schéma de principe de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$).

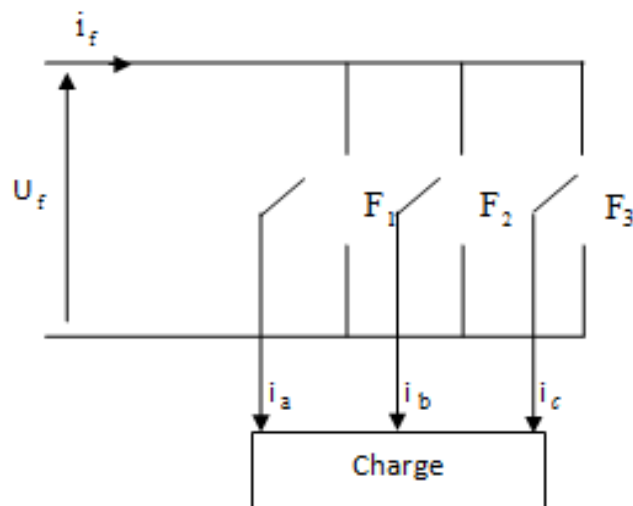


Figure II.7. Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est fermé et } k'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_i \text{ est fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.7})$$

En tenant compte des deux relations (II.5) et (II.6), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les systèmes d'équations (II.7) peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{II.10})$$

II.3 Techniques MLI

La plus part des appareils nécessite une tension de forme très proche d'une forme sinusoïdale pour leur fonctionnement, il est donc nécessaire d'étudier le spectre de fréquence des tensions de sorties de l'onduleur selon les besoins des dispositifs et aussi selon les techniques de commande MLI.

Les techniques de commande les plus répandues sont :

- La commande décalée.
- La commande adjacente.

- Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans cette étude on va essayer de détailler les techniques de commande plein onde et MLI :

II.3.1 Technique à pleine onde:

La commande à pleine onde est une commande classique souvent utilisée pour la commande des onduleurs. plusieurs cas qui se différencient par les manières d'élaboration la séquence de commande des interrupteurs et de régler la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur pour alimenter la machine asynchrone.

Les séquences de commande pour les interrupteurs hauts sont les suivants

La commande des 2 autre bras est décalé par 120°, et 240° respectivement. La figure II.8. montre la figure II.8.

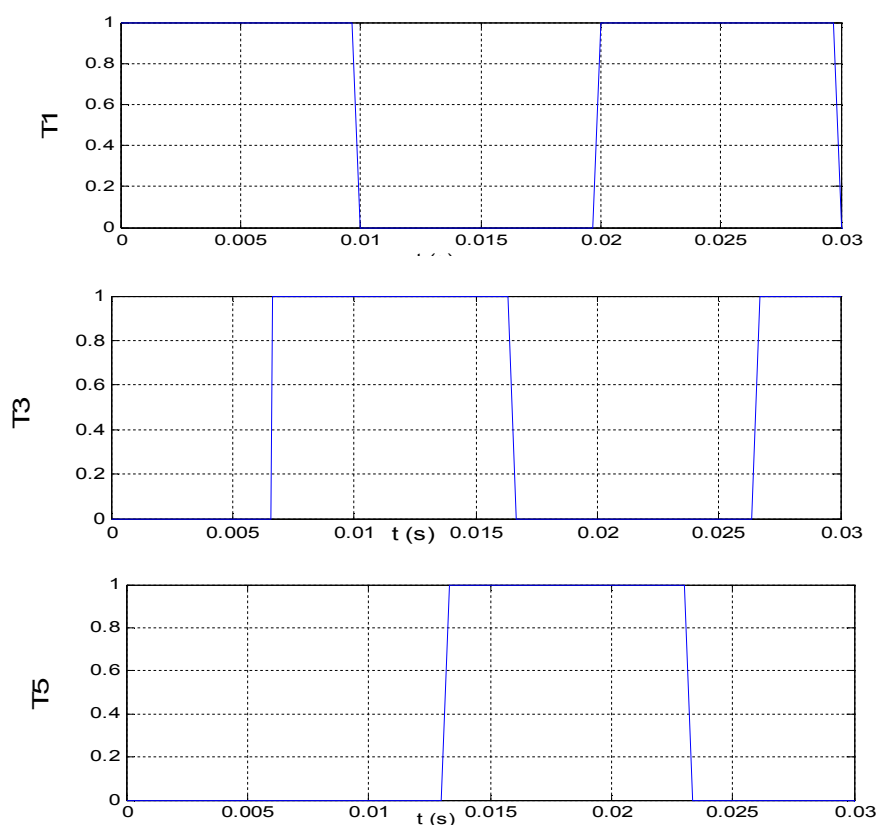


Figure II.8. Signaux de commande pour T1, T3 et T5.

En appliquant cette commande, il en résulte les tensions simple et composée montrées

Sur la figure II.9.

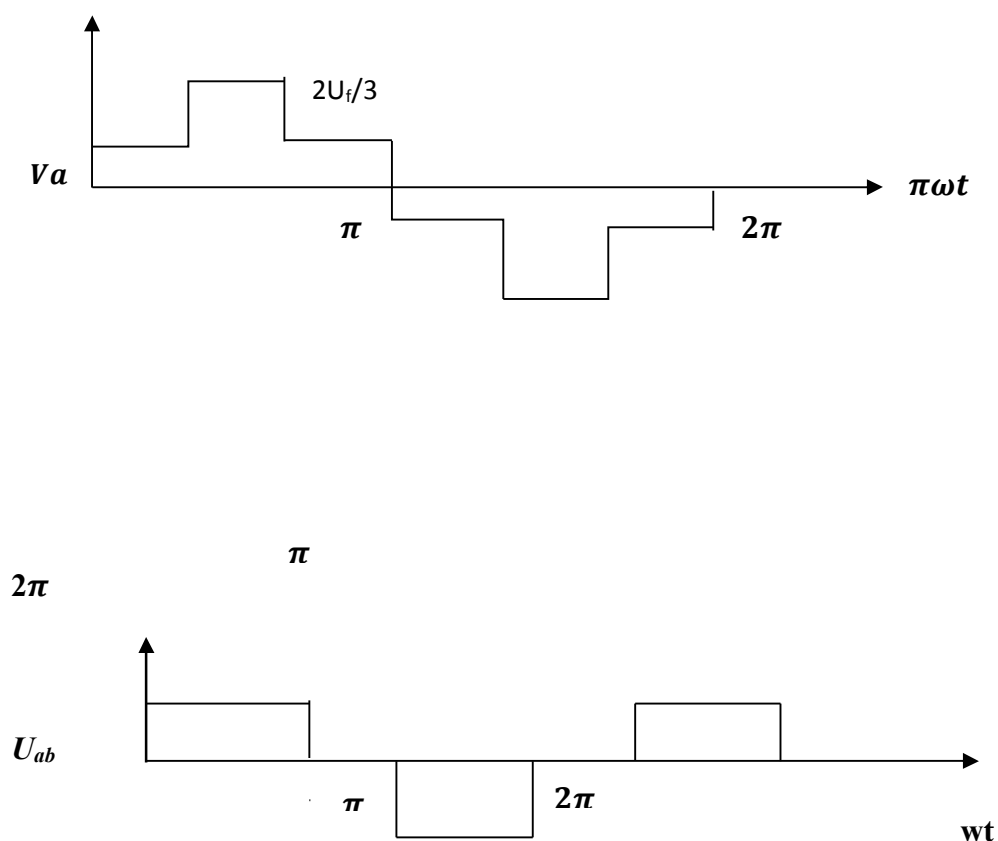


Figure II.9 La tension simple et composée de sortie

La de composition eu sèrie de fourier de la tension simple :

$$V_a = \frac{2}{\pi} U_f (\sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 13wt \dots) \quad (II.11)$$

La de composition eu sèrie de fourier de la tension composée:

$$U_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_f \left(\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 13wt \dots \right) \quad (II.12)$$

De l'équation (II.11) la valeur efficace de les fondamentals $V_{a1\text{eff}} = \frac{2}{\pi} \frac{U_f}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}U_f}{\pi}$

II.3.2 Technique MLI sinusoïdale :

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions envoyées aux interrupteurs de l'onduleur en modulant la largeur d'impulsion.

Les harmoniques on constate qu'il existe que impaire moins les harmoniques 3

Et multiple de 3.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI sinuoidal qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [4].

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = r \sin \left[2\pi f t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad j=1, 2, 3.$$

Cette technique se caractérise par:

- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II. 13})$$

- L'indice d'amplitude r égale au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (\text{II. 14})$$

$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Ou: $T_p = \frac{1}{f_p}$ et f_p

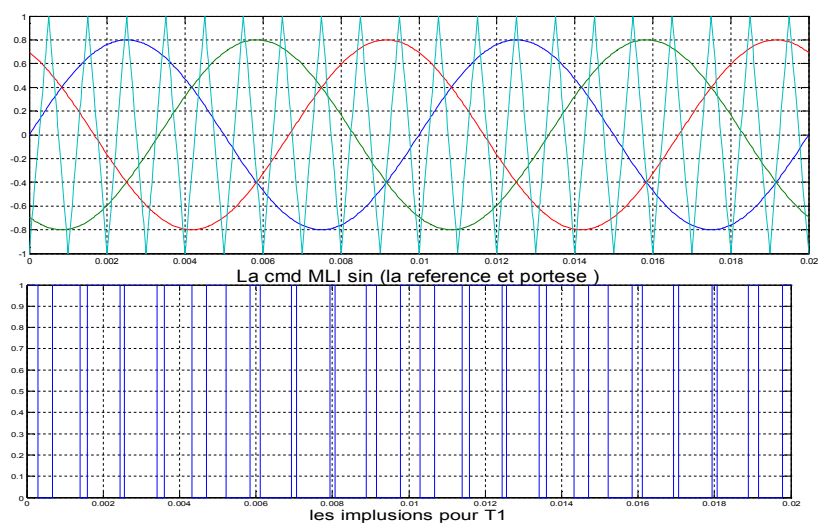


Figure II.10. MLI triangulo-sinusoidale $m=20$, $r=0.8$.

Le signal de commande de l'interrupteur T_i peut être défini de la façon suivante :

$$V_r \geq V_p \rightarrow s(t) = 1 \text{ si non } s(t) = 0.$$

Donc : le nombre de commutations et la fréquence de la tension de sortie sont déterminés par la fréquence de l'onde de référence et celle de l'onde de porteuse f_p et f_{ref} .

Tenant compte de la symétrie demi période de la tension de sortie du hacheur $V_{ch}(t)$, les harmoniques de rang paire sont nuls, il nous reste uniquement le calcul des harmoniques de rang impair.

Le développement en série de Fourier de la tension de sortie $V_{ch}(t)$ peut être défini

par :

$$V_{ch}(t) = \sum_{n=1}^n [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{II.16})$$

II. 4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce deuxième chapitre la modélisation et les stratégies de commande de l'onduleur de tension.

Nous avons détaillé les deux fameuses techniques de commande afin de savoir la MLI sinusoïdale et commande plein onde.

III.1. Introduction :

La simulation digitale sert afin de comprendre le comportement opérationnel de ces composants et les interactions entre eux. Depuis la simulation de la performance d'un système, on peut tracer toutes les étapes.

Comme la simulation sur ordinateur permet la variation d'une gamme de paramètres d'un système l'investigation comme fonction de ces paramètres, de caractéristiques opérationnelles, du procédé du projet de tel système.

Toutes les simulations sont réalisées sous Matlab/Simulink.

III.2. L'outil Matlab/Simulink:

MATLAB fait également partie d'un ensemble d'outils intégrés dédiés au Traitement du Signal. En complément du noyau de calcul Matlab, l'environnement comprend des modules optionnels qui sont parfaitement intégrés à l'ensemble :

- Une vaste gamme de bibliothèques de fonctions spécialisées.
- Simulink, un environnement puissant de modélisation basée sur les schémas-blocs et de simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires.
- Des bibliothèques de blocs spécialisés.
- D'autres modules dont un Compilateur, un générateur de code C.
- Un ensemble d'outils intégrés dédiés au Traitement du Signal.

SIMULINK est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation des systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal.

La **Figure III.1** présente la bibliothèque de l'environnement SIMULINK.

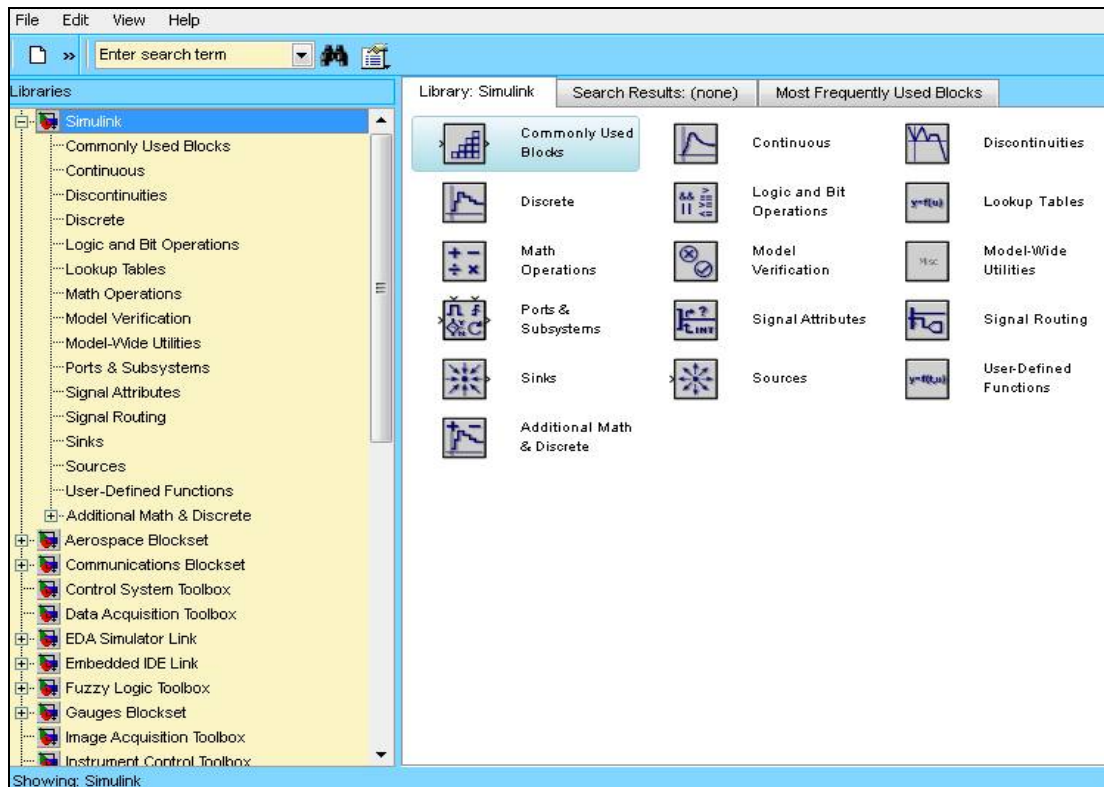


Fig. III.1.Bibliothèque SIMULINK.

III-3-Les simulations pour différent configuration

Dans cette étude nous avons associe a la MAS un onduleur de tension sous une commande de l'onduleur pour une fréquence $f=50$ Hz et nous avons provoqué un couple de charge a l'instant $t=3$ s de valeur $Cr=6$ N.m.

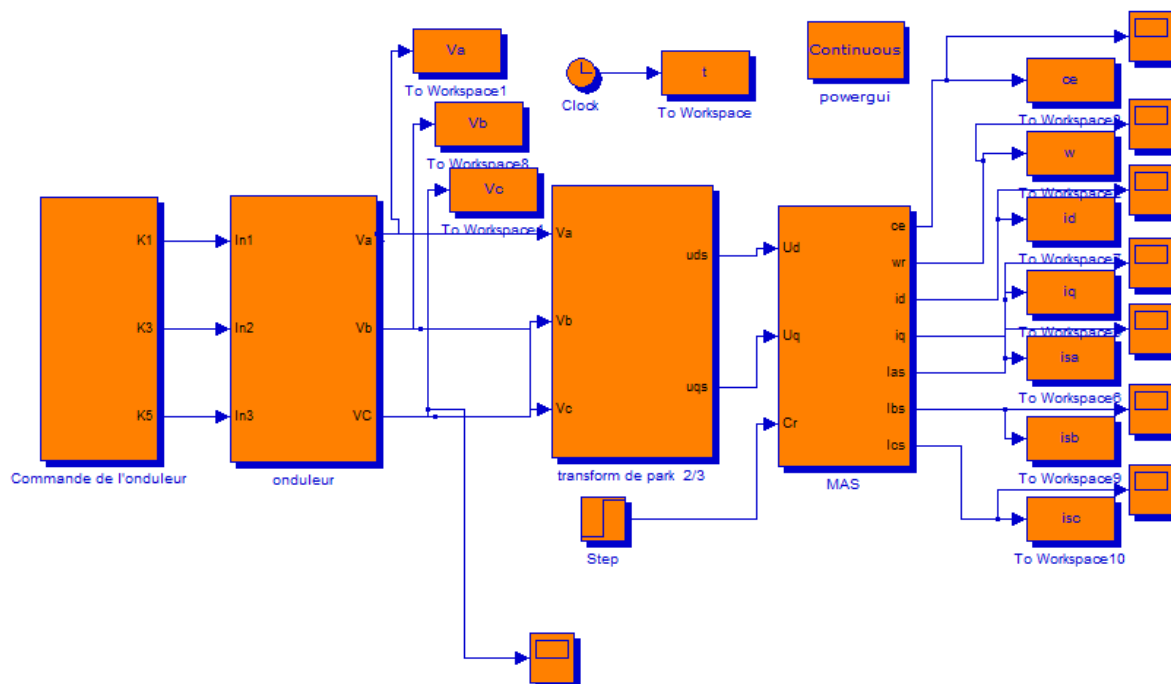


Figure III.2.Schéma bloc globale de simulation de l'onduleur avec le moteur

III-3-1-Commande plein onde:

Alimenté par onduleur avec plein onde(180)

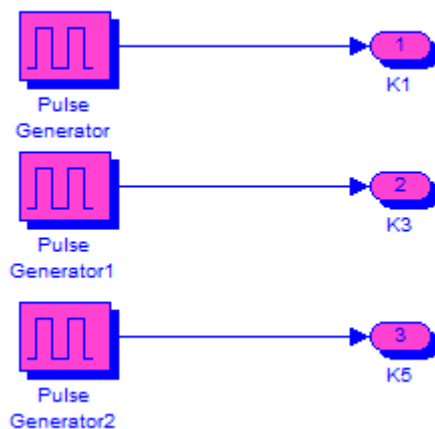


Figure III.3.Schéma bloc de la commande plein onde

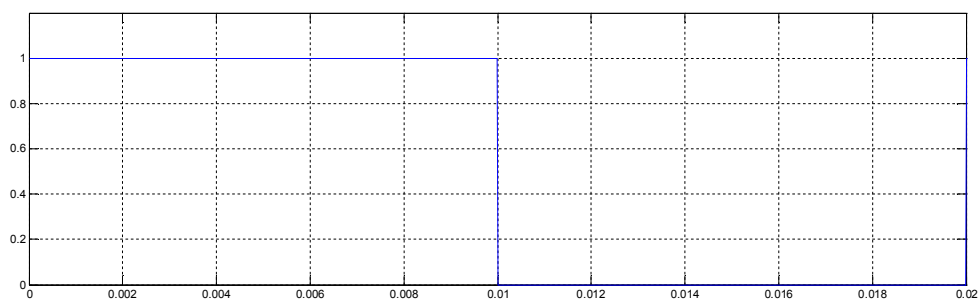


Figure III.4.Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

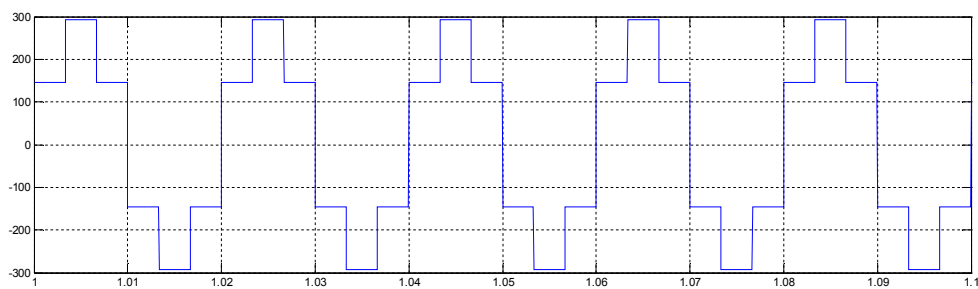


Figure III.5.La tension simple V_{an}

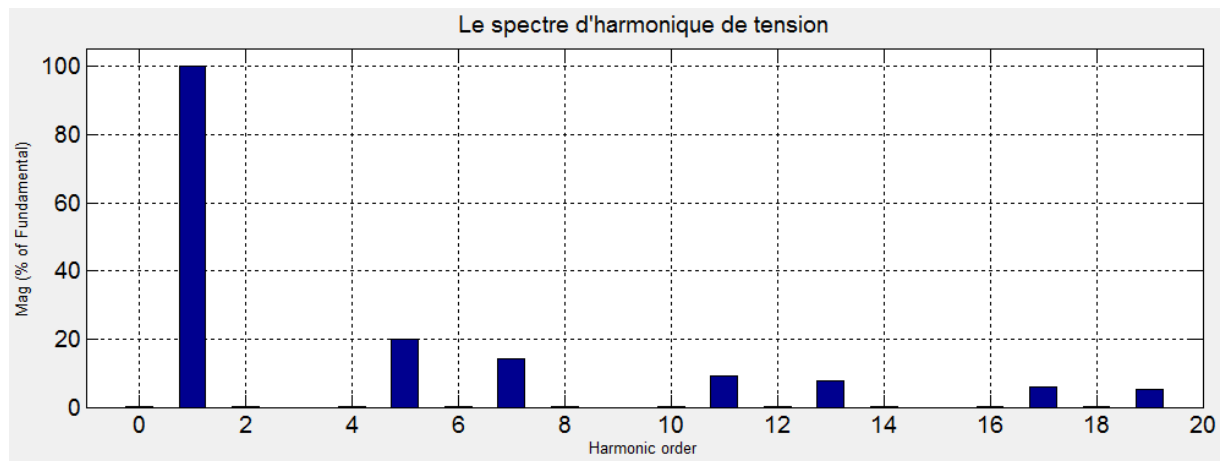


Figure III.6.Le spectre d'harmonique de la tension

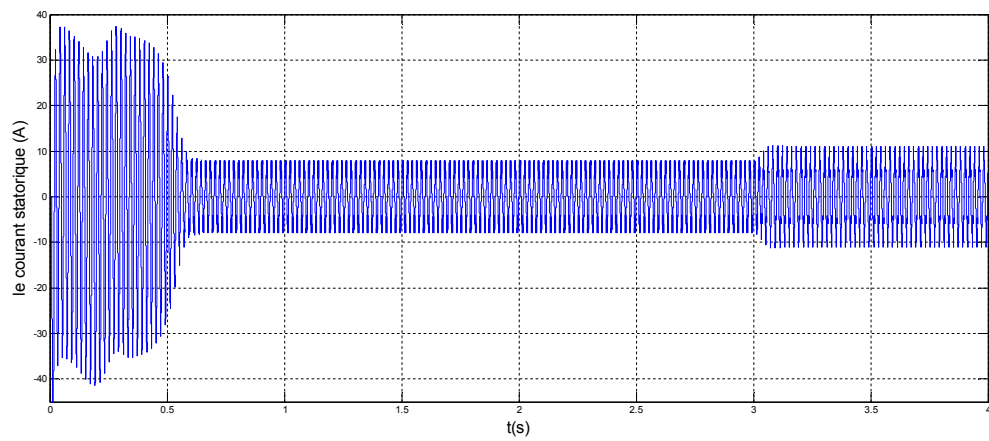


Figure III.7.Le courant statorique I_{sa}

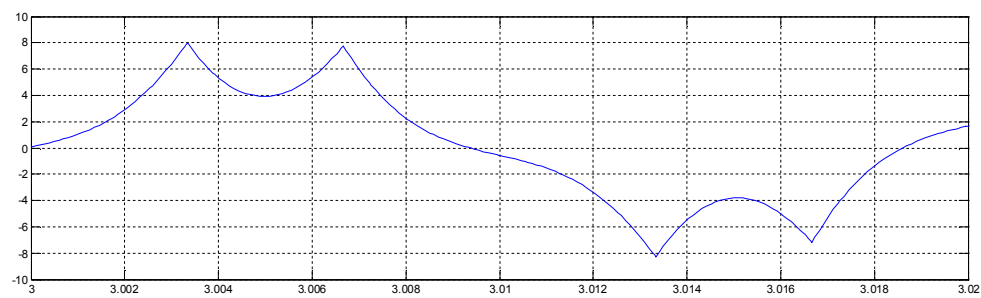


Figure III.8.Le courant statorique I_{sa}

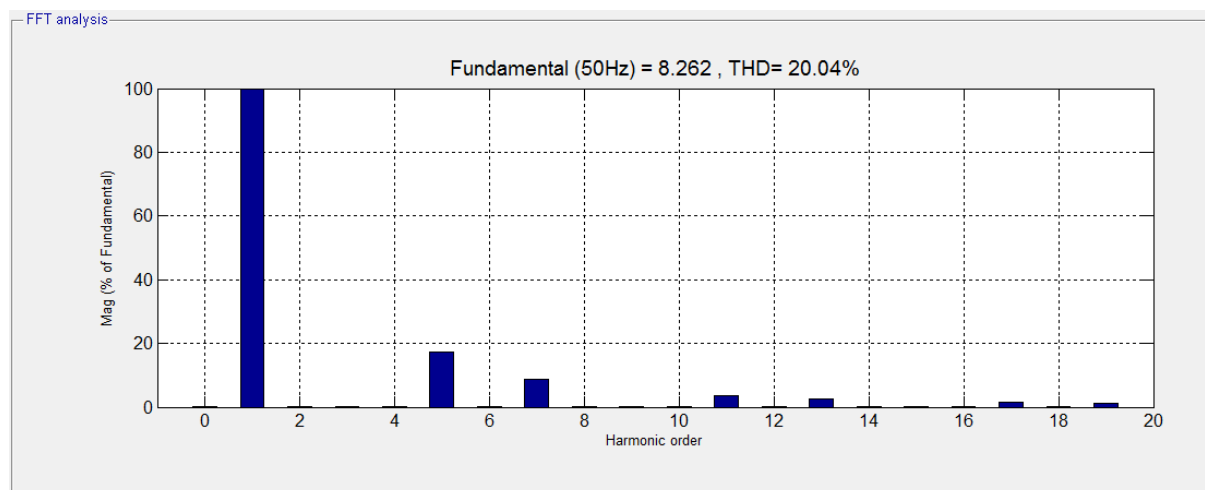


Figure III.9.Le spectre d'harmonique du courant

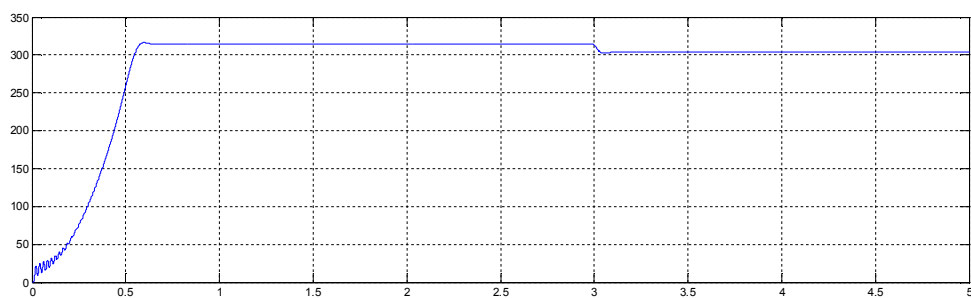


Figure III.10.La vitesse (rad/s)

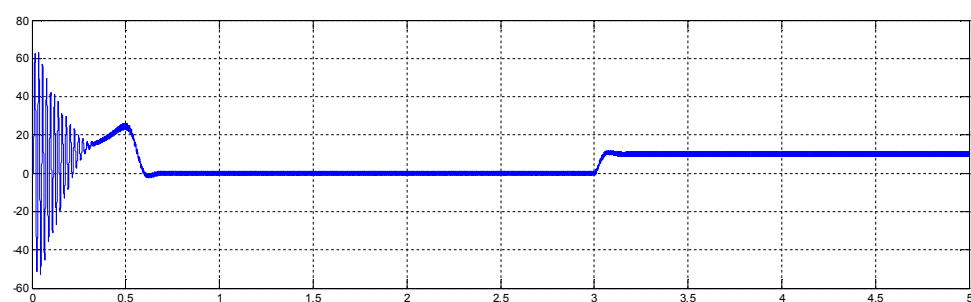


Figure III.11.Le couple électromagnétique (N.m)

III-3-1-Commande MLI sinusoïdale:

Alimenté par onduleur à MLI sinusoïdal

III-3-1-1 porteuse Triangle

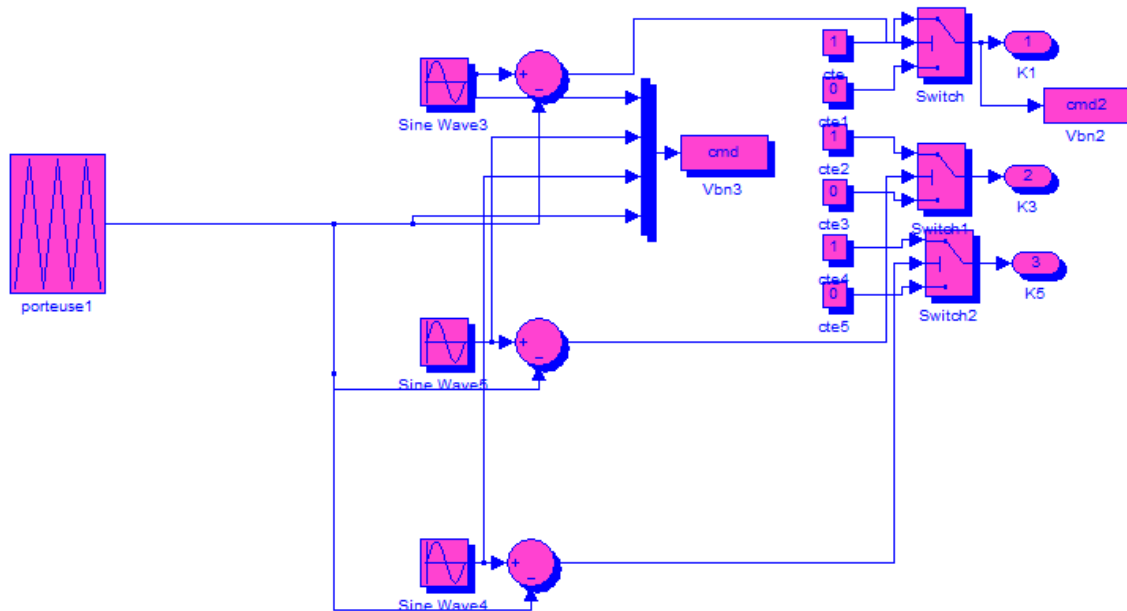


Figure III.12.Schéma bloc de la commande MLI sinus- Triangle

➤ pour $m=3$, $r=0.8$ et $Cr=1$ N.m :

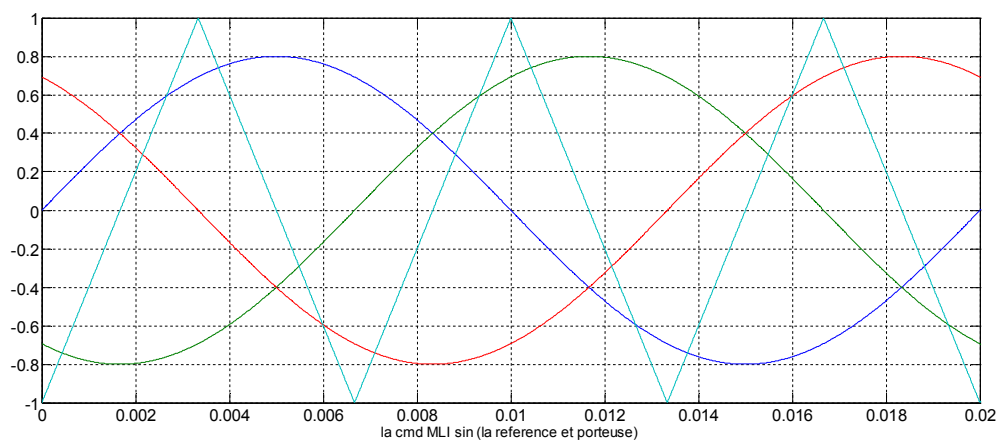


Figure III.13.La commande sinus-triangle

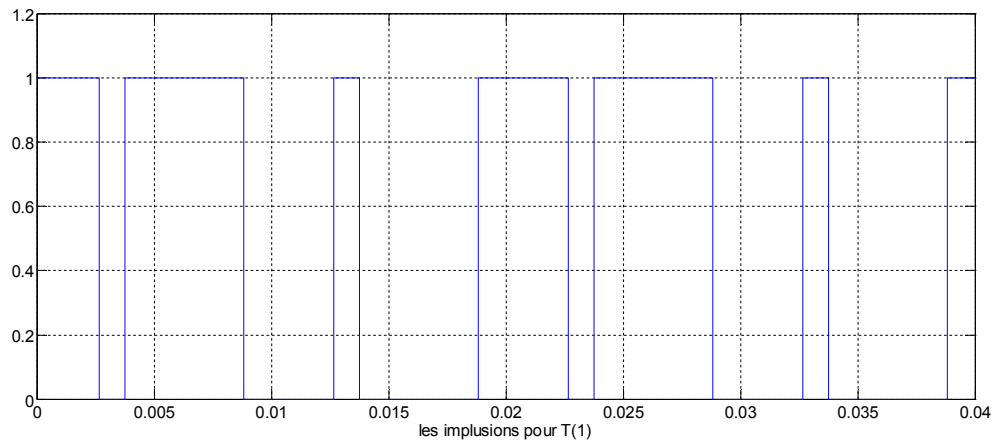


Figure III.14. Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

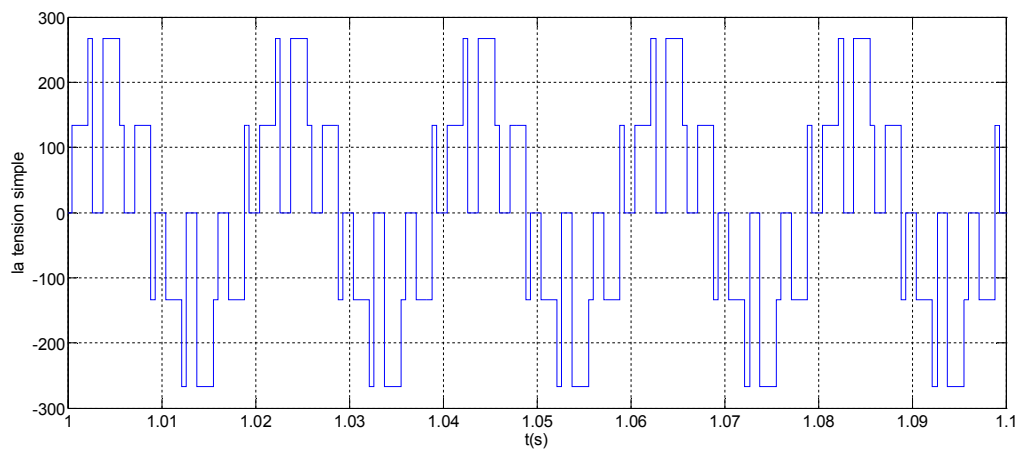


Figure III.15. La tension simple V_{an}

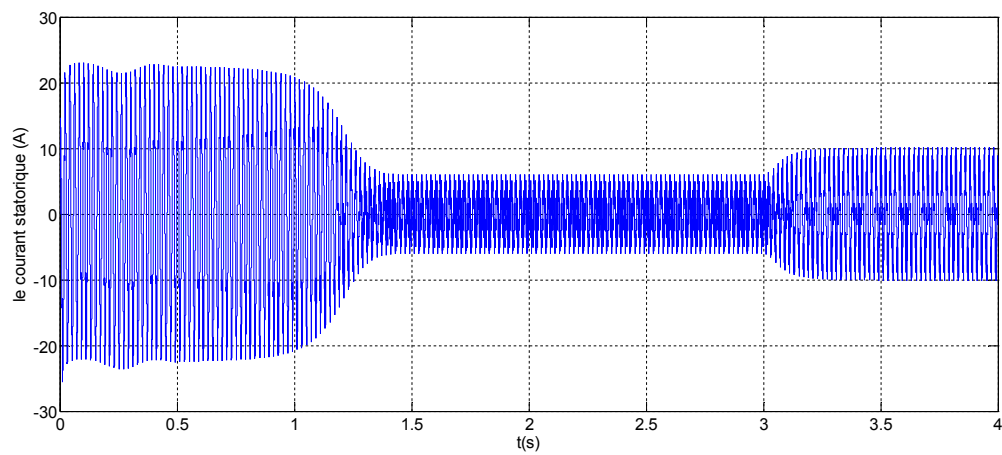


Figure III.17. Le courant statorique I_{sa}

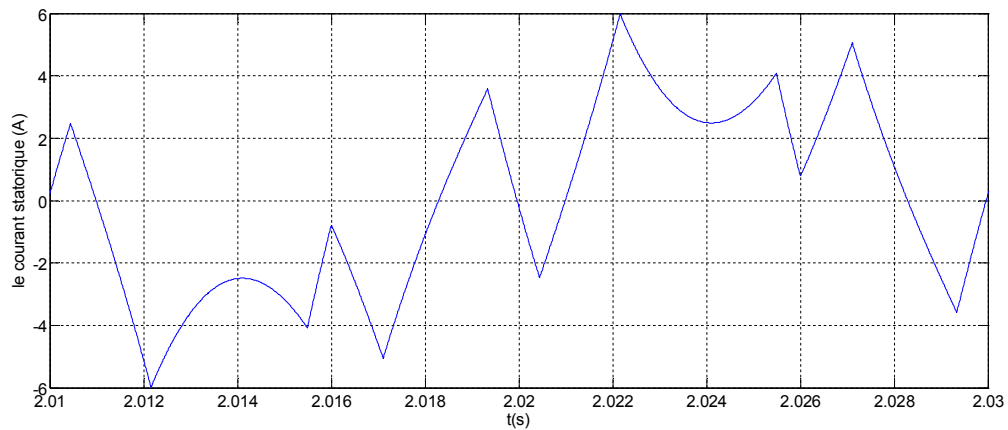


Figure III.18. Le courant statorique I_{sa}

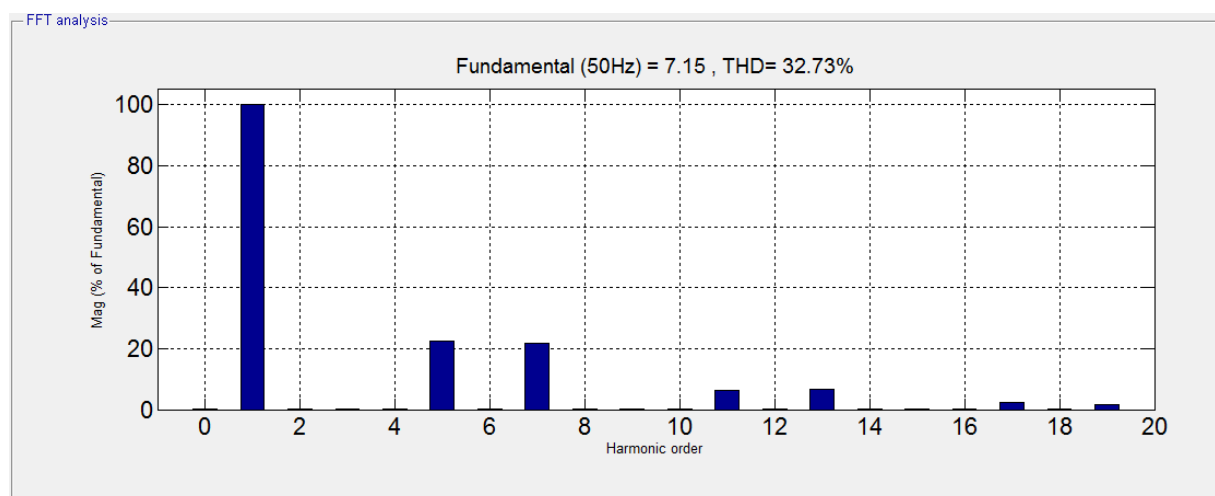


Figure III.19. Le spectre d'harmonique du courant

➤ pour $m=9$, $r=0.8$ et $Cr=6$ N.m :

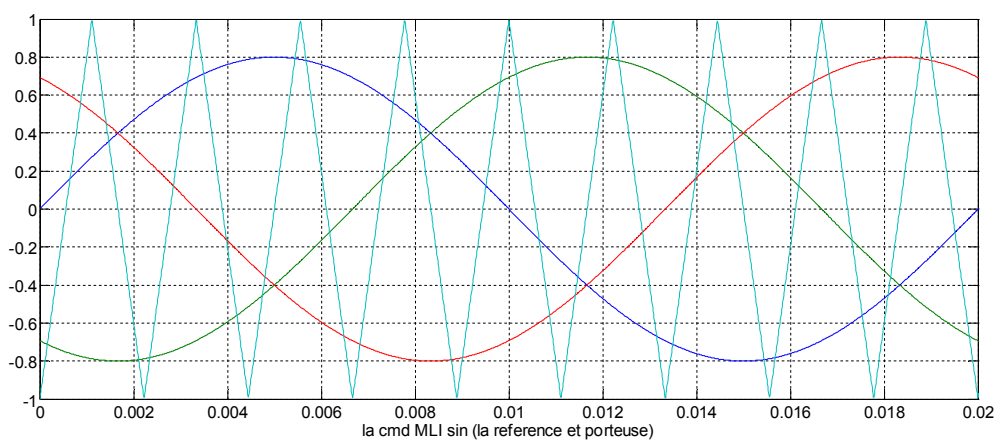


Figure III.20. La commande sinus-triangle

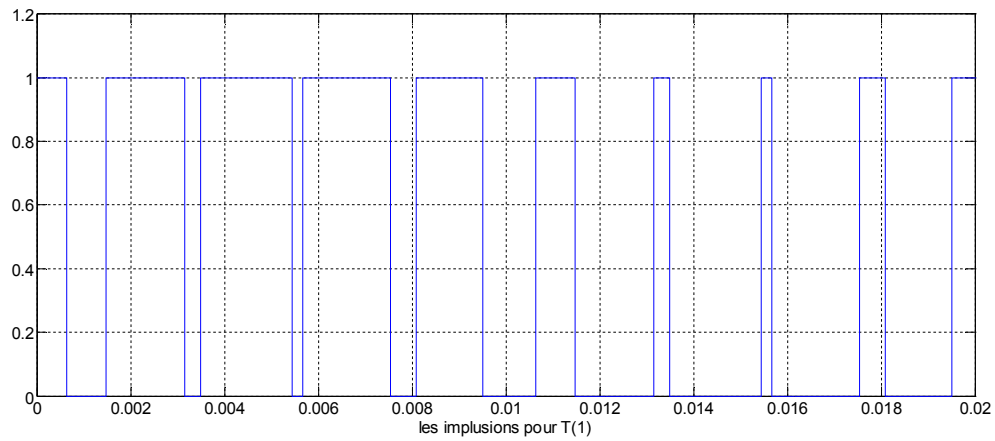


Figure III.21. Les intervalles de conduction pour l'interrupteur K1

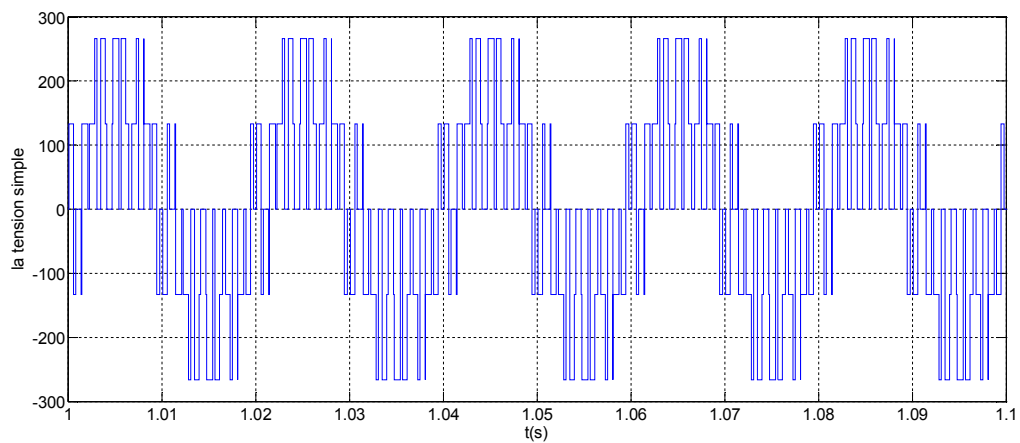


Figure III.22. La tension simple V_{an}

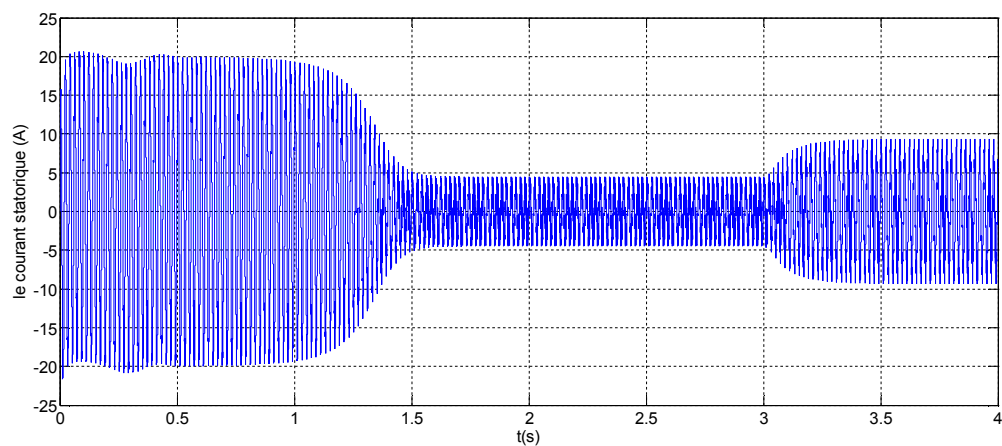


Figure III.23. Le courant statorique I_{sa}

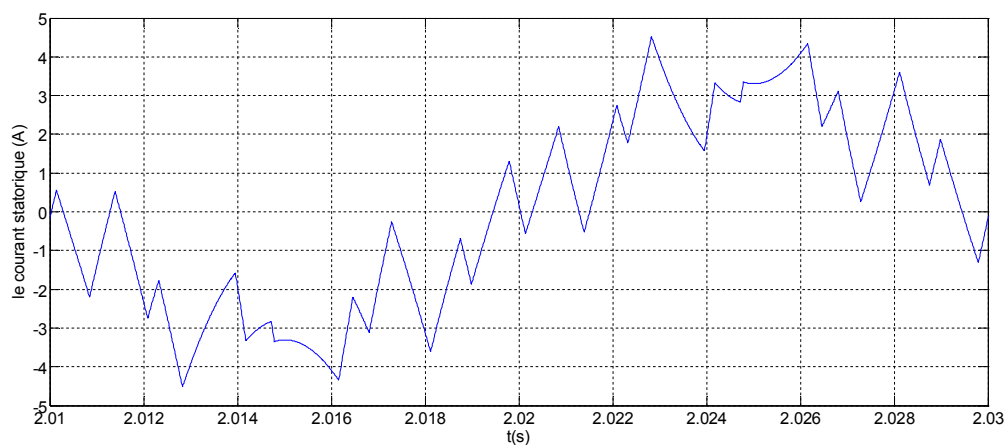


Figure III.24.Le courant statorique I_{sa}

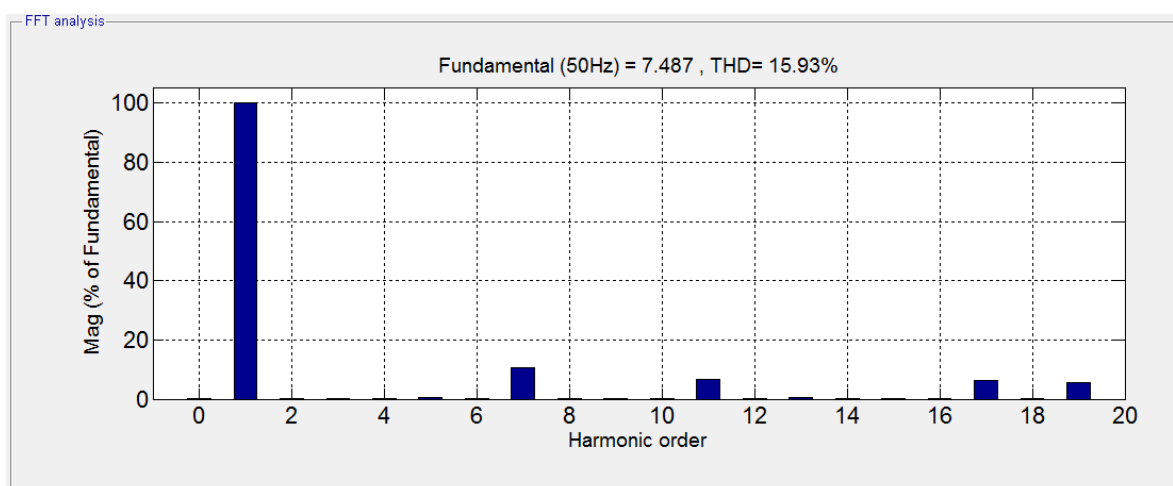


Figure III.25.Le spectre d'harmonique du courant

➤ pour $m=15$, $r=0.8$ et $C_r=6 \text{ N.m}$:

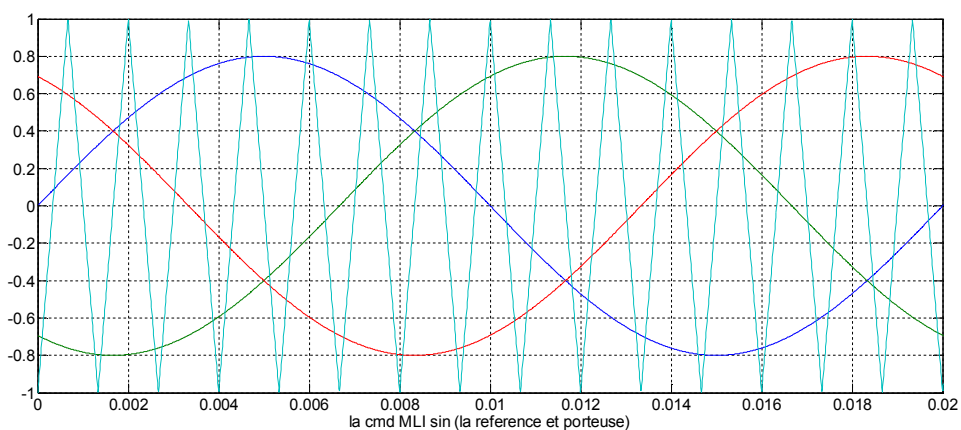


Figure III.26.La commande sinus-triangle

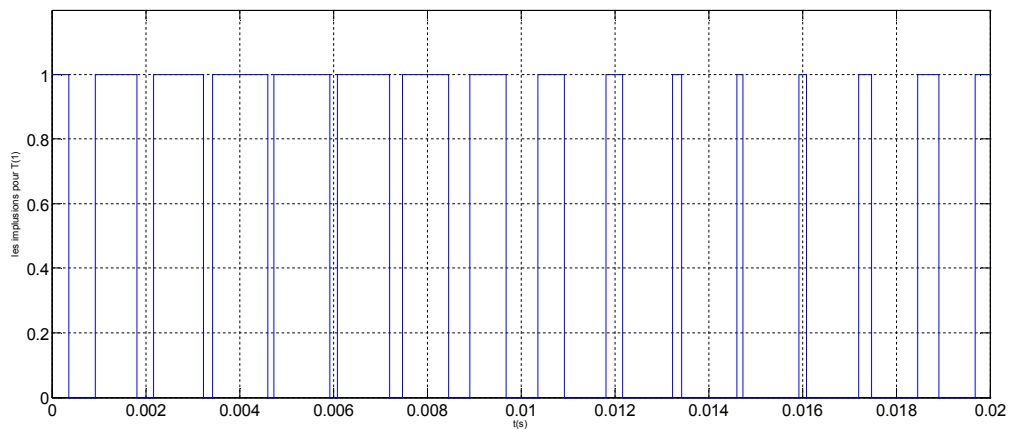


Figure III.27. Les intervalles de conduction pour l'interrupteur K1

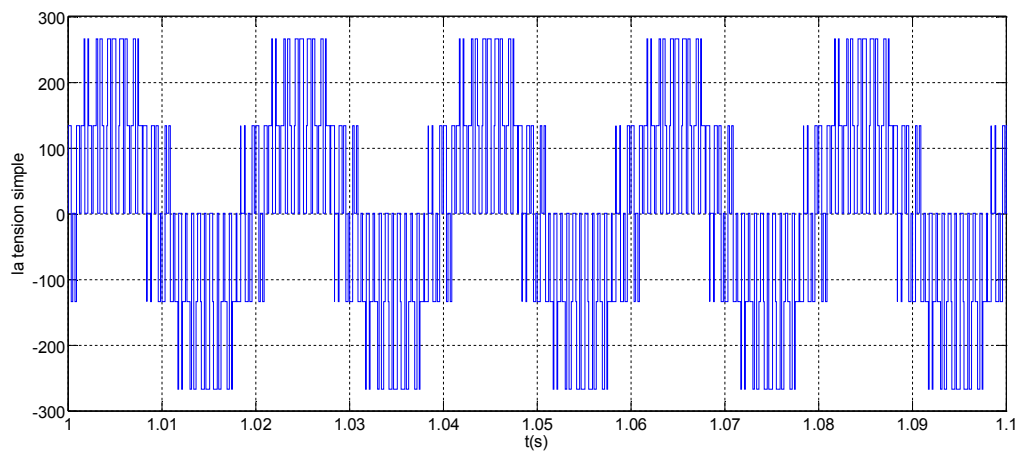


Figure III.28. La tension simple V_{an}

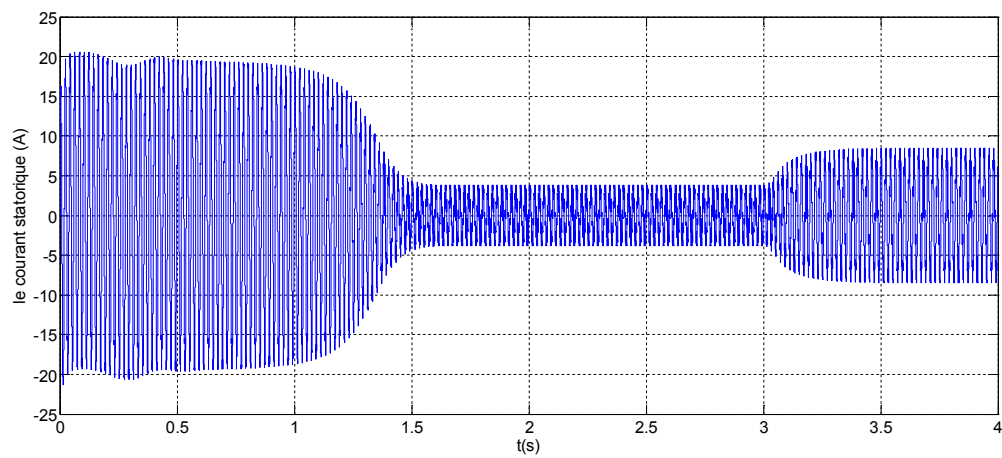


Figure III.29. Le courant statorique I_{sa}

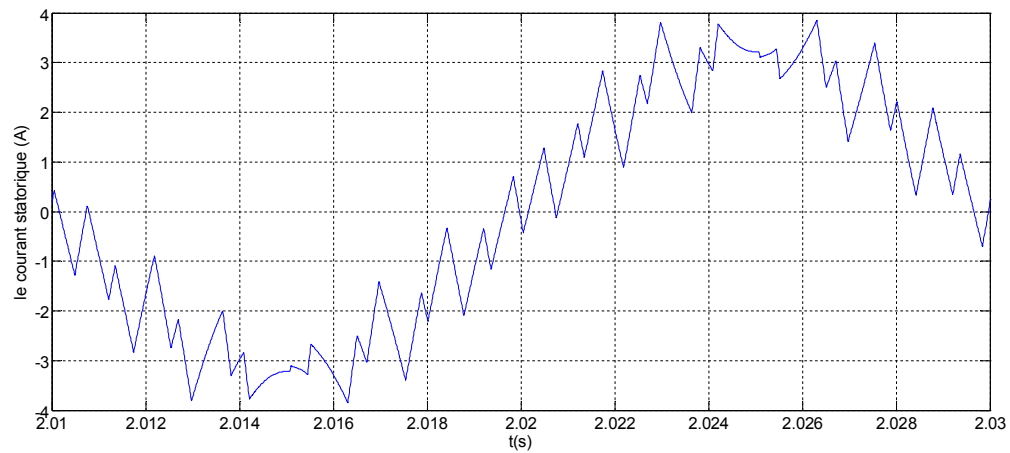


Figure III.30.Le courant statorique I_{sa}

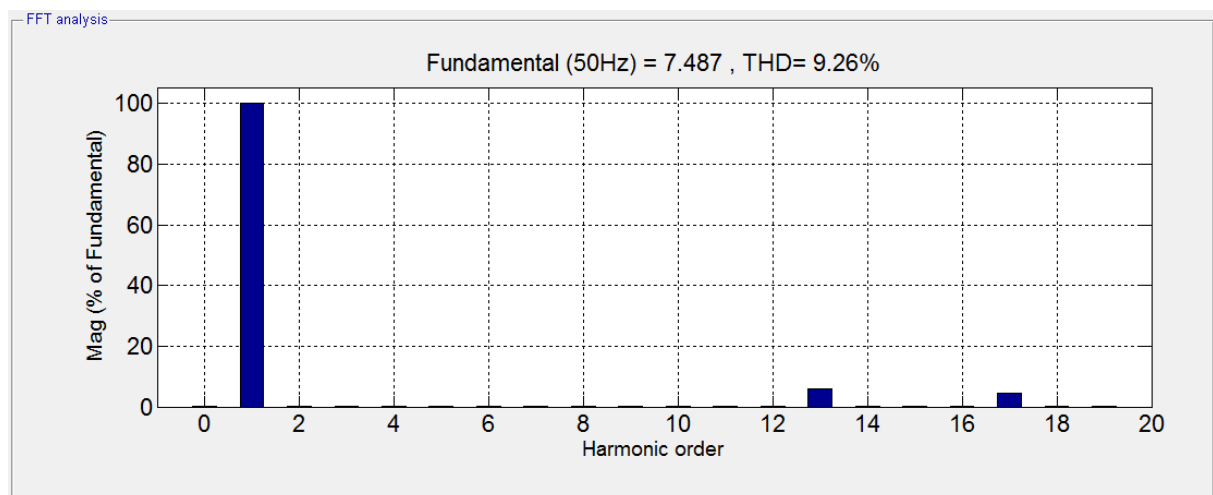


Figure III.31.Le spectre d'harmonique du courant

III-3-2-1 porteuse sinus-dent de scie :

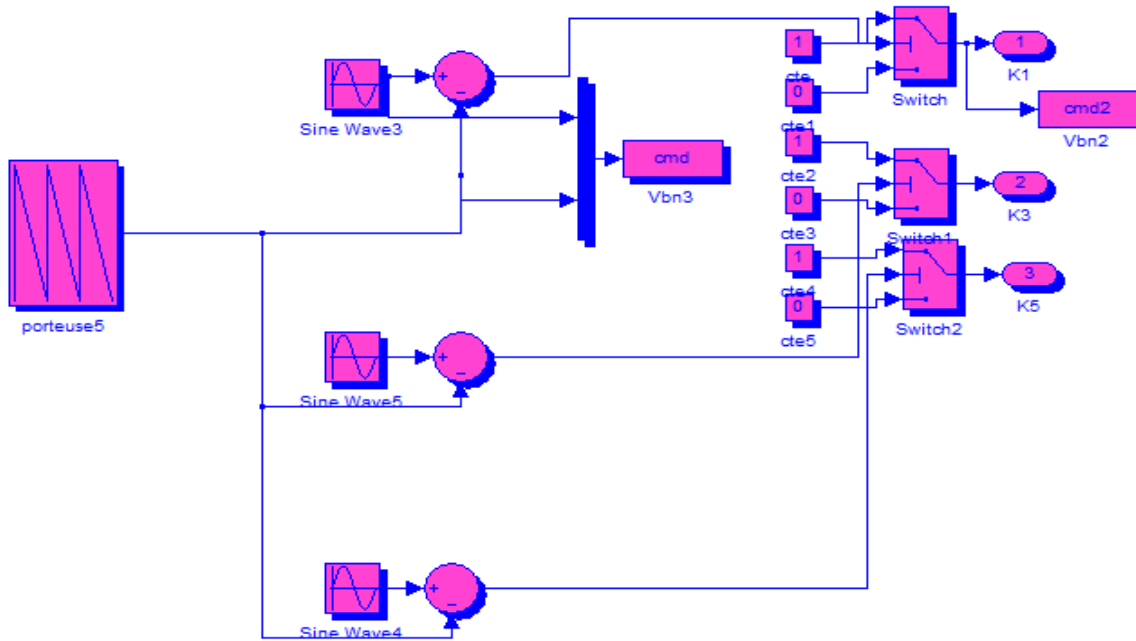


Figure III.32. Schéma bloc de la commande MLI sinus-dent de scie

➤ pour $m=15$, $r=0.8$ et $Cr=6$ N.m :

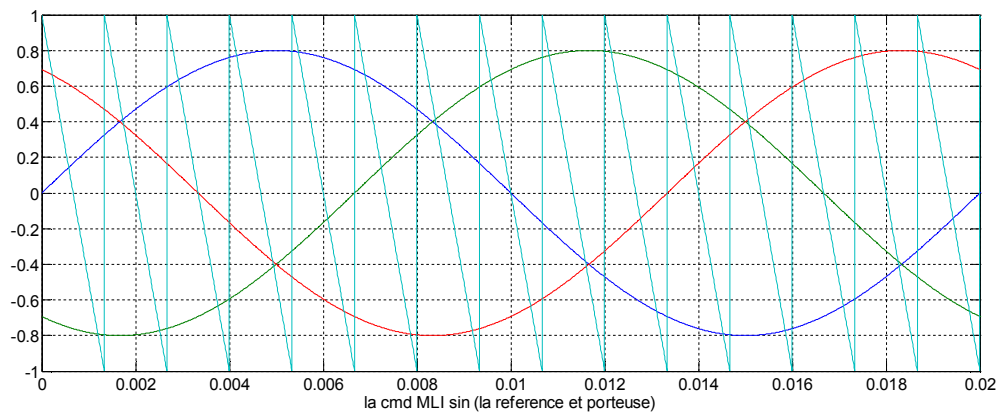


Figure III.33. La commande sinus-dent de scie

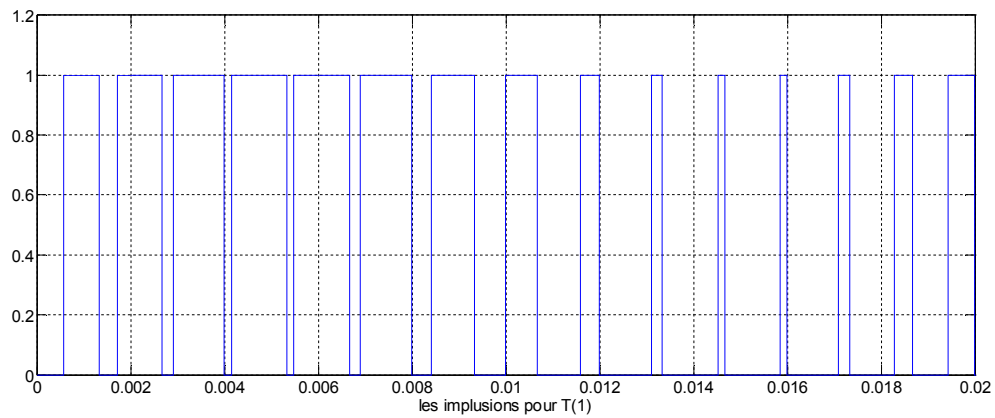


Figure III.34. Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

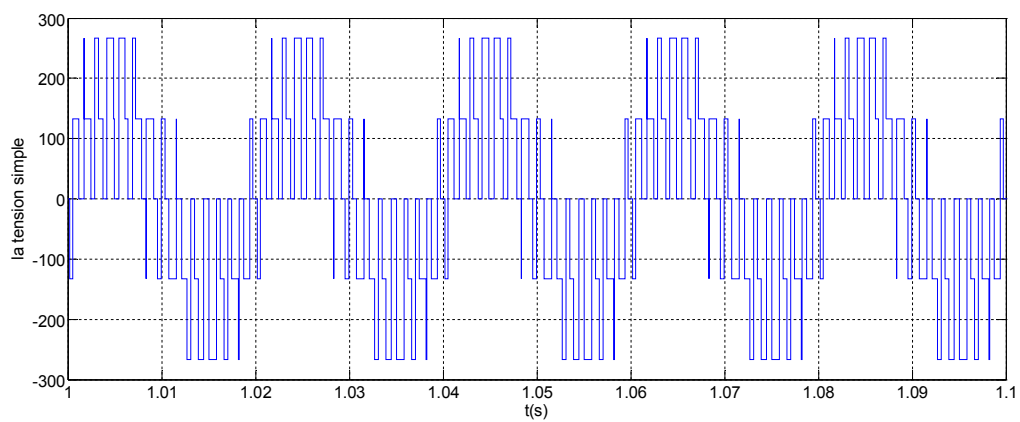


Figure III.35. La tension simple V_{an}

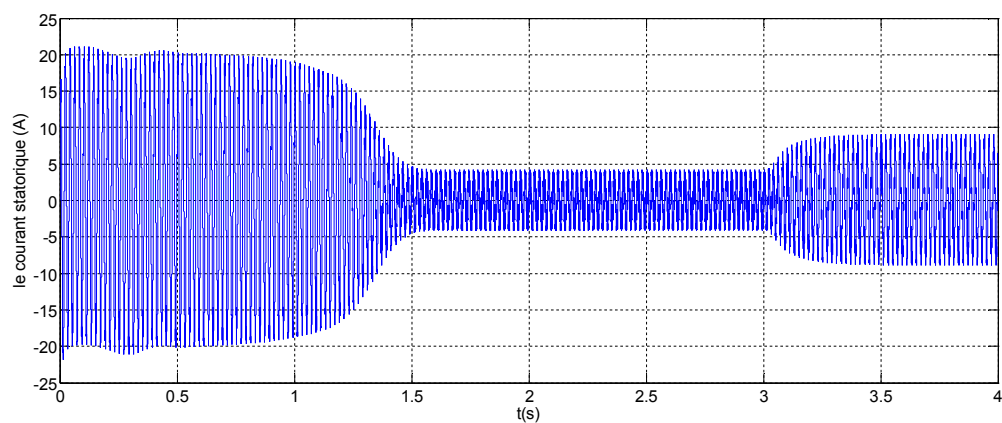


Figure III.36. Le courant statorique I_{sa}

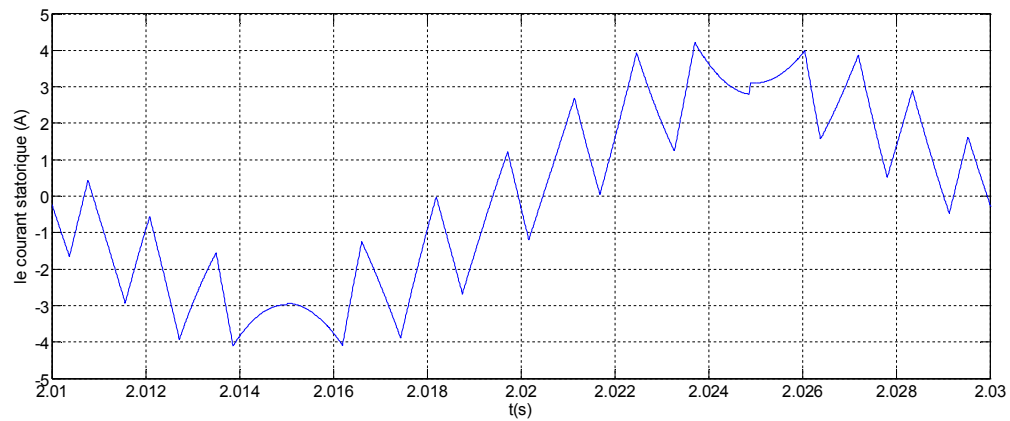


Figure III.37. Le courant statorique I_{sa}

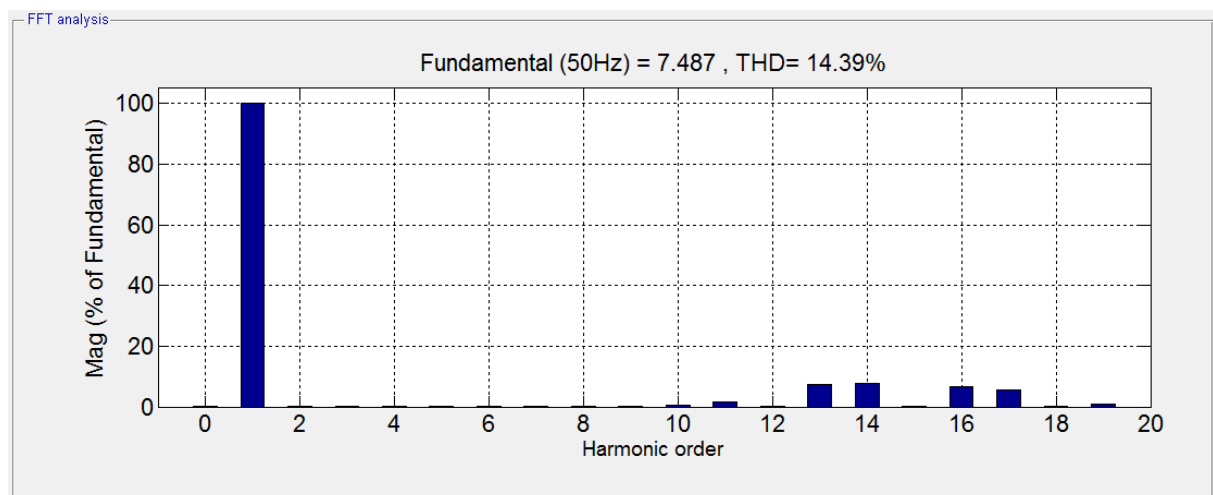


Figure III.38. Le spectre d'harmonique du courant

III-3-2-2 porteuse sinus- Triangle :

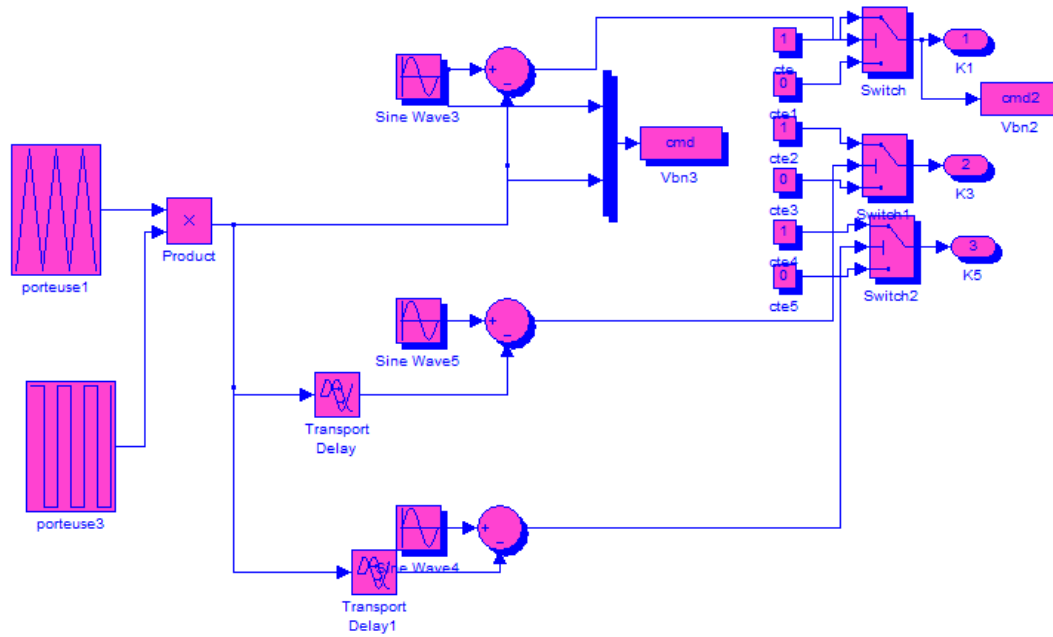


Figure III.39. Schéma bloc de la commande MLI sinus- Triangle

➤ pour $m=15$, $r=0.8$ et $Cr=6$ N.m :

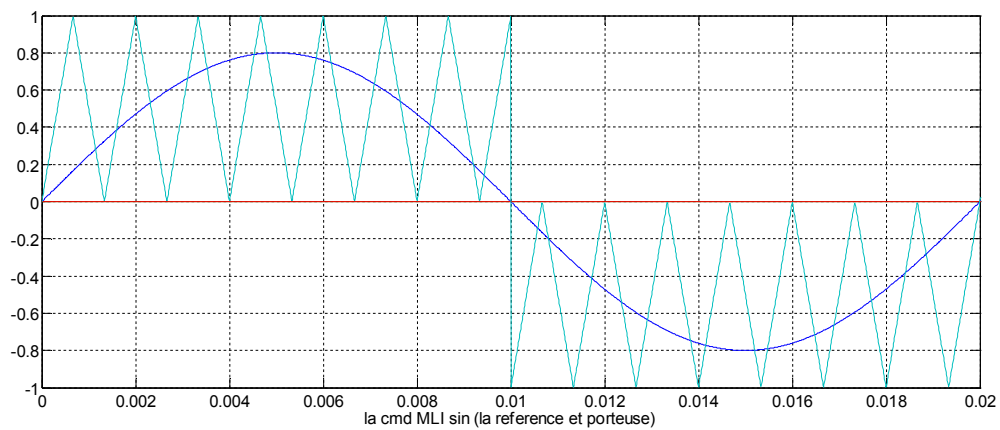


Figure III.40. La commande sinus-Triangle

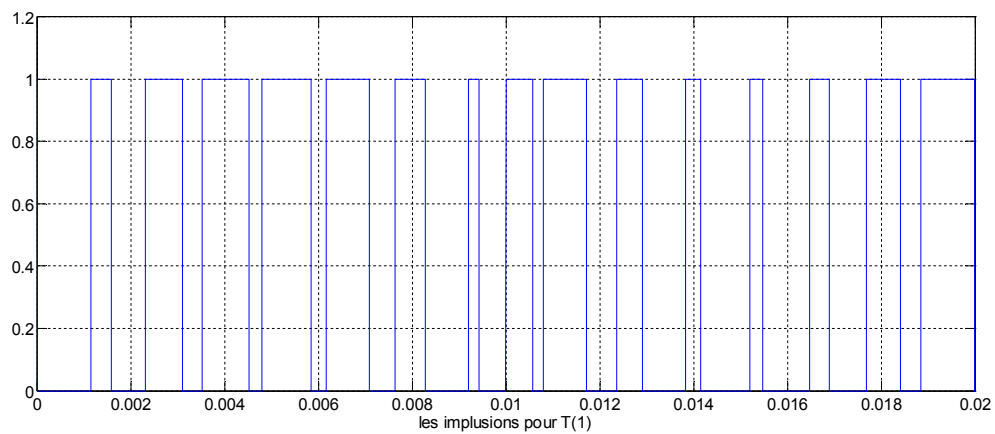


Figure III.41. Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

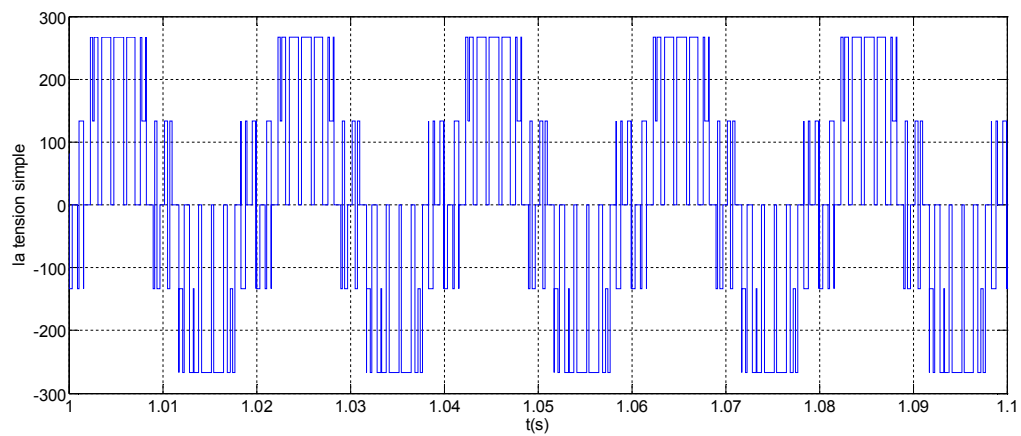


Figure III.42. La tension simple V_{an}

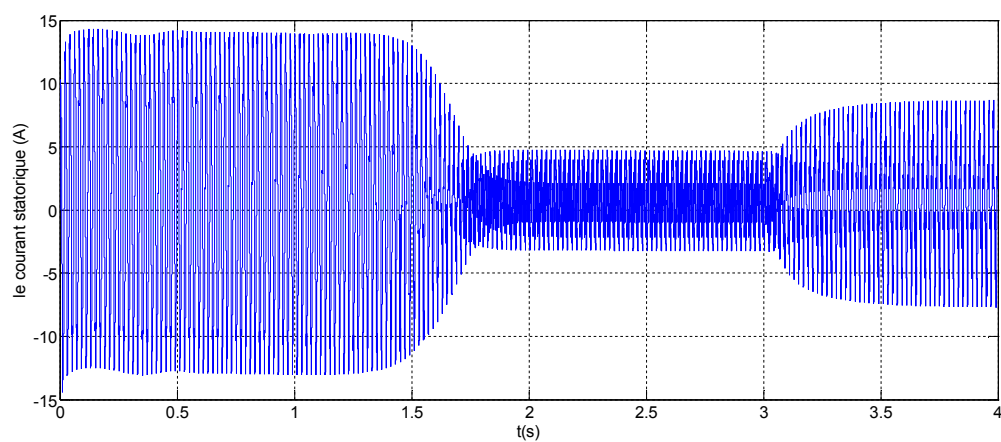


Figure III.43. Le courant statorique

I_{sa}

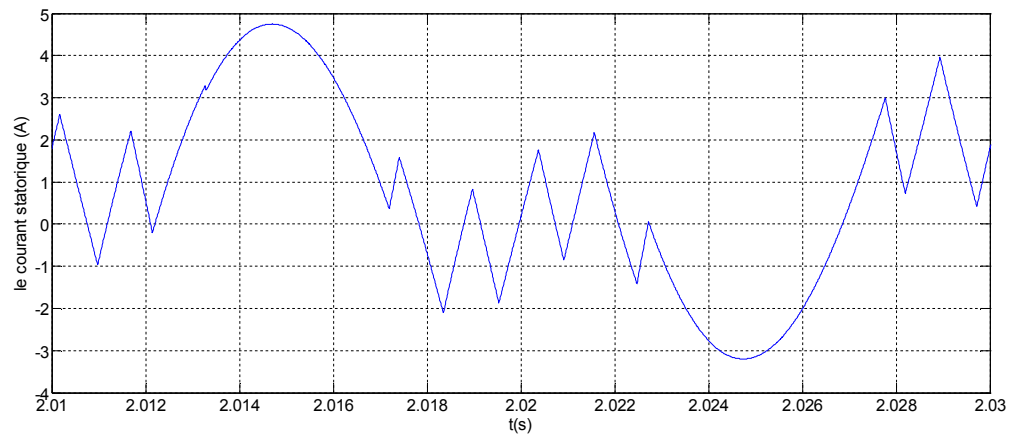


Figure III.44. Le courant statorique I_{sa}

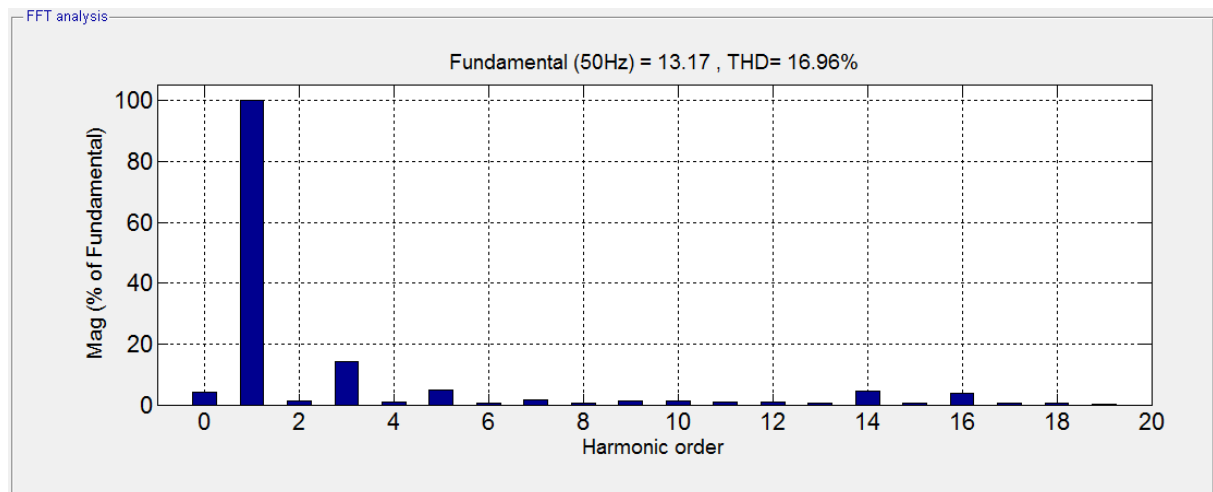


Figure III.45. Le spectre d'harmonique du courant

III-3-2-3 porteuse sinus-rectangle :

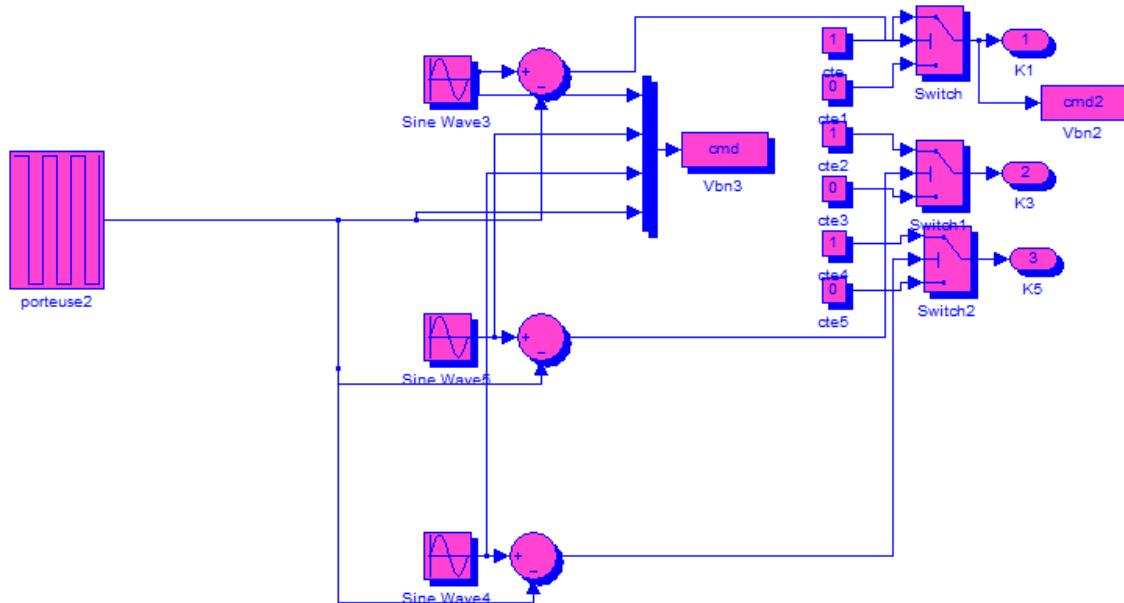


Figure III.45.Schéma bloc de la commande MLI sinus-rectangle

➤ pour $m=15$, $r=0.8$ et $C_r=6 \text{ N.m}$:

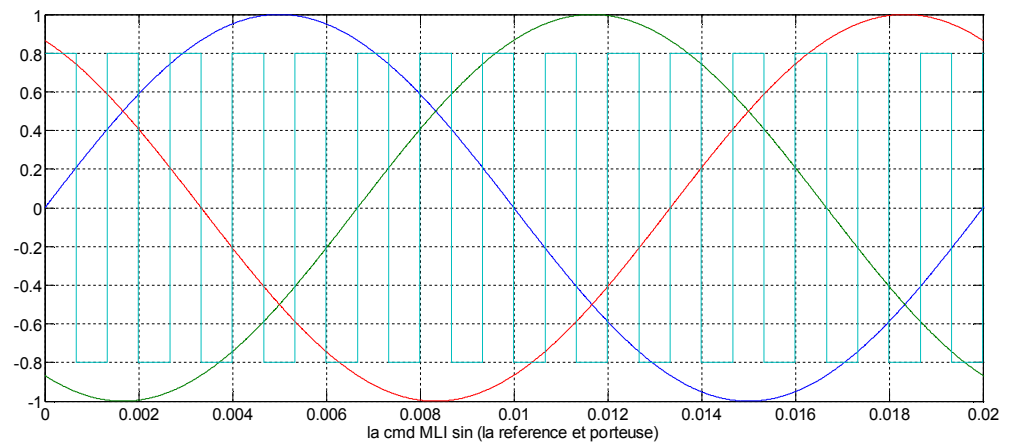


Figure III.46.La commande sinus-rectangle

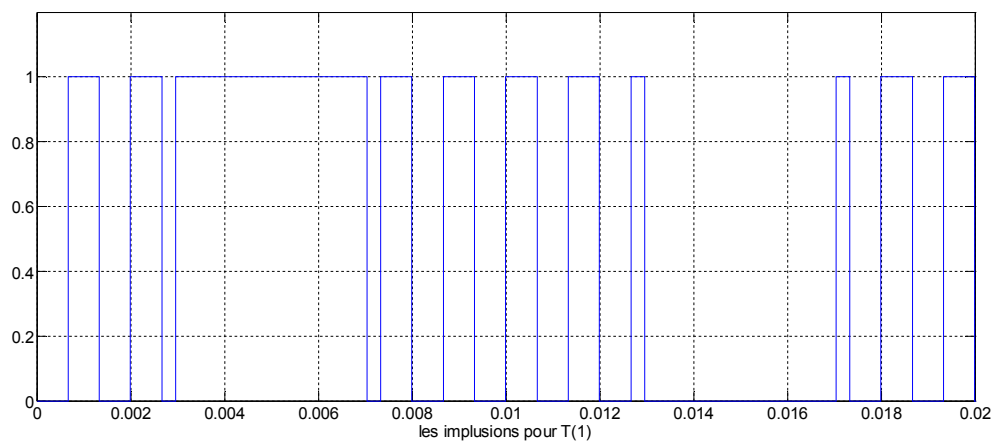


Figure III.47. Les intervalles de conduction pour l'interrupteurs K1

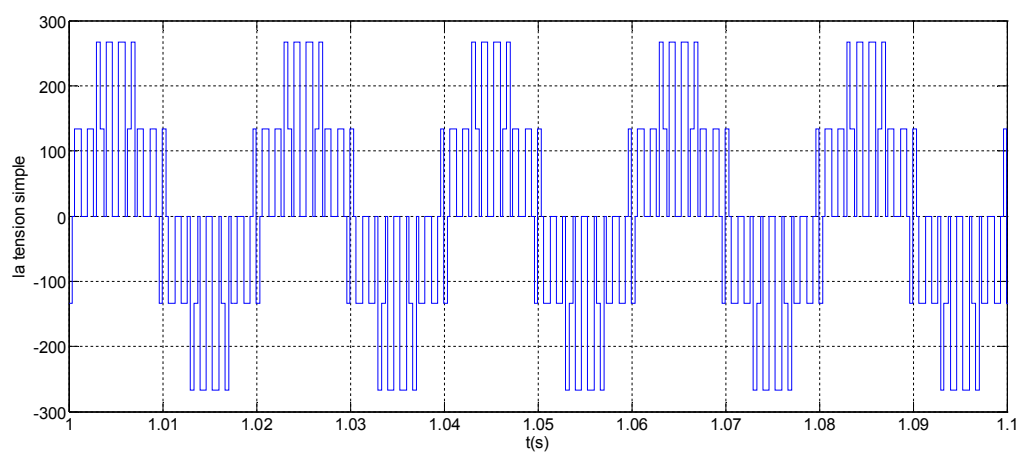


Figure III.48. La tension simple V_{an}

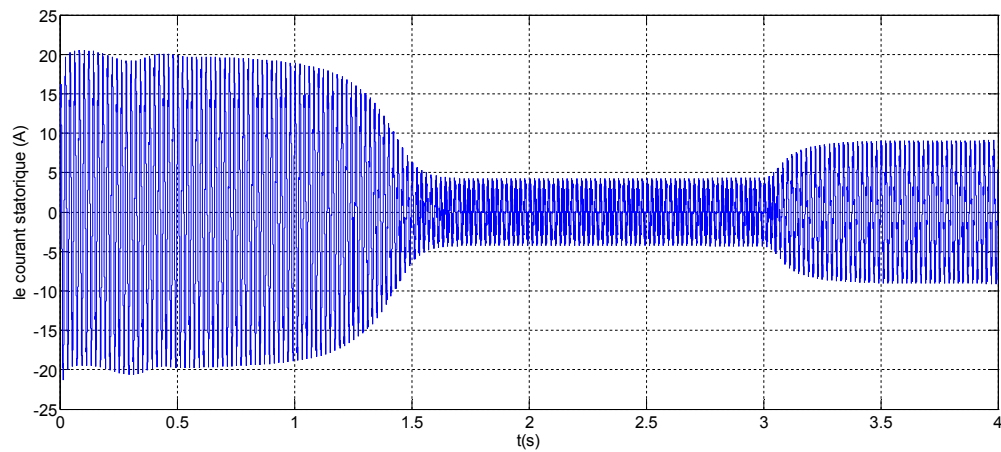


Figure III.49. Le courant statorique I_{sa}

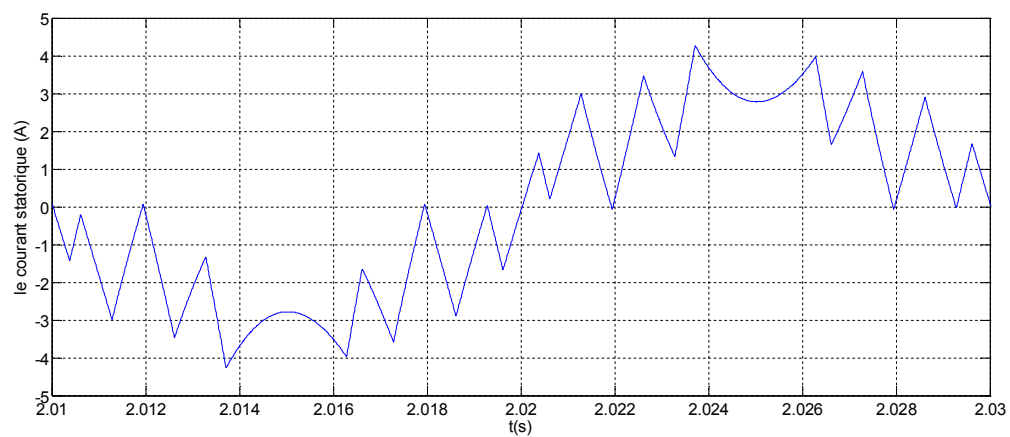


Figure III.50. Le courant statorique I_{sa}

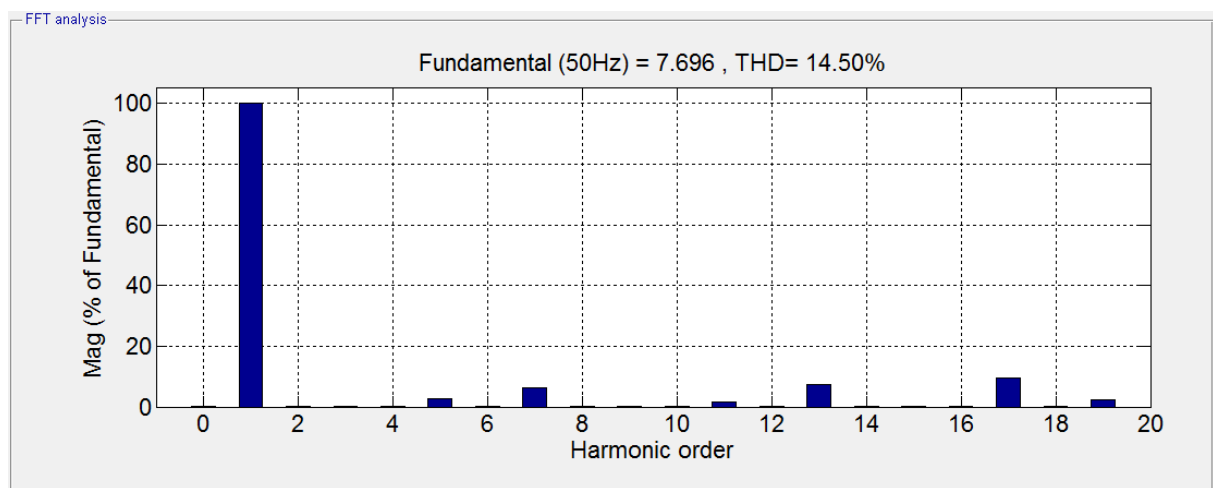


Figure III.51. Le spectre d'harmonique du courant

III-4- Interprétation des résultats de la simulation :

➤ La Commande plein onde

- ❖ Pour les harmoniques de tension et le courant on remarque que:
- ❖ La présence les harmoniques de rang (5, 7, 11, 13, 17, 19) cette commande permet d'éliminer les harmoniques de rang pair.
- ❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : **THD=20.04%** pour $f=50\text{HZ}$.

➤ La commande MLI avec la porteuse triangle

- L'indice de modulation $m=3$
- Le coefficient de réglage en tension $r=0.8$
- ❖ Pour les harmoniques de tension et courant on remarque que:-La présence des harmoniques de rang (5, 7, 11, 13, 17, 19) .
- ❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=32.73 % pour $f_{\text{ref}}=50\text{HZ}$
 - L'indice de modulation $m=9$
 - Le coefficient de réglage en tension $r=0.8$
- ❖ Pour les harmoniques de tension et courant on remarque que:-La présence des harmoniques de rang (7, 11, 17, 19).
- ❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=15.93 % pour $f_{\text{ref}}=50\text{HZ}$.
 - L'indice de modulation $m=15$
 - Le coefficient de réglage en tension $r=0.8$
- ❖ Pour les harmoniques de tension et courant on remarque que:-La présence des harmoniques de rang (13, 17).
- ❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=9.26 % pour $f_{\text{ref}}=50\text{HZ}$

D'après ces résultats on peut dire que :

- Le bon choix de l'indice de modulation permet d'éliminer les harmoniques de rang pair est $m=3(2n-1)$.
- L'augmentation de l'indice de modulation permet de diminuer l'amplitude des harmoniques c'est-à-dire ces harmoniques sont minimisés quand l'indice de modulation est élevé.

- L'amplitude du fondamental diminue d'une valeur très faible à cause des déchets de tension provoqués par l'MLI et la commutation des interrupteurs.

Pour les harmoniques de courants on peut dire qu'ils sont faibles si m est élevé.
Le coefficient de réglage r permet de régler linéairement l'amplitude du fondamental de courant.

➤ **La commande MLI avec la porteuse dent de scie**

- L'indice de modulation $m=15$
- Le coefficient de réglage en tension $r = 0.8$

❖ Pour les harmoniques de tension et courant remarque que:-La présence des harmoniques de rang (11,13,14,16,17,19).

❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=14.39 % pour $f_{ref}=50\text{HZ}$

➤ **La commande MLI avec la porteuse triangle**

- L'indice de modulation $m=15$
- Le coefficient de réglage en tension $r = 0.8$

❖ Pour les harmoniques de tension et courant remarque que:-La présence des harmoniques de rang (0,2,3,4,5,7,9,10,11,12,14,16,18).

❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=16.96 % pour $f_{ref}=50\text{HZ}$

➤ **La commande MLI avec la porteuse rectangle**

- L'indice de modulation $m=15$
- Le coefficient de réglage en tension $A_p=0.8, A_r=1$.

❖ Pour les harmoniques de tension et courant remarque que:-La présence des harmoniques de rang (5,7,11,13,17,19).

❖ Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant : THD=12.99 % pour $f_{ref}=50\text{HZ}$

D'après ces résultats on peut dire que Pour avoir les Le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant THD qu'ils sont faibles et les harmoniques de rang pair sont éliminer si on choisie la commande MLI sinusoïdal avec la porteuse triangle.

III-5- Conclusion:

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats désirés tel que l'élimination des harmoniques pour différent technique de commande de l'onduleur ce dernier la pour trouve la meilleur choix.

A partir de notre étude on peut dire que la meilleur commande de l'onduleur est la commande MLI sin-triangle forme V parce que ce technique permet d'éliminer les maxims des rangs des harmoniques et il me donne le taux d'harmonique ramené au fondamental de courant minimal par rapport les autres technique a étudié.

Conclusion générale

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

A l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif.

Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système.

Les volets principaux de notre travail peuvent être résumés comme suit :

Dans le premier chapitre de ce mémoire, après avoir présenté la modélisation dynamique et simulation de la *MAS*, alimenté directement au réseau. Nous remarquons que ce modèle présente entre les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine d'ou un fort couplage ce qui augmente la complexité des lois de contrôle de cette machine.

Dans le deuxième chapitre Nous avons présenté la modélisation et les stratégies de commande de l'onduleur de tension, nous avons détaillé les deux techniques de commande, à savoir la MLI sinusoïdale et commande plein onde.

Le troisième chapitre présent la simulation et l'interprétation des résultats.

Les résultats de simulation nous conduisons à dire que La machine asynchrone « *MAS* » triphasée alimentée par un onduleur de tension est commandée par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une commande plus complexe à réaliser, mais elle permet des performances plus élevées que le la commande en pleine-onde.

BIBLIOGRAPHIE

• **Ouvrage :**

[1] J-P CARON , J-P HAUTIER :

« Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Eyrolles-Paris 1995.

[2] G.GRELLET , G.CLERC :

« Actionneur électriques (principes/Modèles/commande) », Edition Eyrolles-Paris 1996.

[3] H.BUHLER :

« Réglage échantillonné, traitement par la transformation en Z », presses polytechniques Romandes 1982.

[4] P.BARRET :

« Régimes transitoires des machines électriques tournantes »,Ecole supérieure d'Electricité, Eyrolle-Paris 1982.

[5] G.SEGUIER :

« L'électronique de puissance (les fonctions de base et leur principales application) », Université des sciences et Technique de Lille Paris 1990.

[6] P.BORNE :

« Commande et optimisation des processus », Institut Industriel du Nord Lille, Edition Technip 1990.

[7] THEODORE.WILDI :

« Électrotechnique »,3^{ème} édition.

• **Thèses :**

[8] S.REHAHLA :

« Etude de commande d'une MAS triphasé par la technique u flux orienté », Thèse de magister, E.N.P, 1996.

[9] BELKHIRI.Salah:

«Contribution a l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone»,

Thèse de magister, U.S.T.H.B,1998.

- **Articles :**

[10] Smail.BACHIR :

« Contribution au diagnostic de la MAS par estimation paramétrique ».Thèse de doctorat, L'université de POITIERS, 2002. www.laii.univ-poitiers.fr

[11] Lotfi.BAGHLI

« Contribution à la command de MAS utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique ». Thèse de Doctorat, L'université de Henri Poincaré, Nancy-I, 1999. www.sitlec-free.fr.

[12] Imad.Al-rouh

« Contribution à la command sans capteur de la MAS ».Thèse de Doctorat, L'université de Henri Poincaré, Nancy-I, 2004. www.maliwatch.org.

[13] M.PIETRZAK , H.DAVID

« Stratégie de commande et observateur pour les machine électriques ».Edition, king's CollegeLondon-2003.www.kcl.ac.uk