



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

Commande d'un onduleur triphasé « Etude Expérimentale »

Proposé et dirigé par :

- Mr.CHOUAF Fethi

Présenté par :

- BOUMEDDIENE Ilies Rabah

Année Universitaire : 2013 / 2014

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Tout d'abord merci au bon dieu le tout puissant, de nous avoir donné la santé.

La force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

Ce travail a été réalisé au niveau du département de génie électrique de l'université de M'sila

*Je tiens ces remerciements en témoignant de ma profonde reconnaissance envers **Mr.Chouef fethi** mon encadreur Pour ses conseils pertinents, et ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.*

*Je profite de cette page pour remercier l'ensemble des membres du laboratoire de génie électrique de l'Université Badji Mokhtar Annaba pour leur accueil, et plus particulièrement **Mr. Zaamouchi fares** qui a eu l'amabilité de répondre à mes questions et de fournir les explications nécessaires, Sa collaboration avec moi dans l'accomplissement de ce modeste travail.*

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepter de juger mon travail.

Je remercie vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues.

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes très chers parents, je leurs remercie pour leurs sacrifices, leurs Patiences, Leur soutien, l'aide et les encouragements qui m'ont apporté durant toutes ces années d'étude. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également:

A mes sœurs

A mon frère

A toute ma famille

A tous mes amis

✓ *Table des matières*

Table des matières.....	A
Liste des figures et tableaux	B
Nomenclature.....	C
Introduction générale	1
I. Modélisation de la machine asynchrone	3
I.1. Introduction	3
I.2. Modélisation de la machine asynchrone	3
I.1.1. Hypothèses simplificatrices	3
I.1.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	4
I.1.3. Transformation de Park	6
I.1.4. Choix du repère	9
I.1.5. Définition des référentiels.....	9
I.3. Conclusion.....	11
II. Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone	13
II.1. Introduction	13
II.2. Système d'alimentation	13
II.2.1. Modélisation du réseau électrique	13
II.2.2. Modélisation de l'association convertisseurs-MAS.....	14
II.2.3. Modélisation du redresseur.....	14
II.2.4. Modélisation du filtre LC	16
II.2.5. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	18
II.3. Conclusion.....	20
III. Stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé	23
III.1. Introduction.....	23
III.2. Commande des courants par hystérésis	23
III.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	24
III.4. Commande par MLI vectorielle	25
III.4.1. Principe	25
III.4.2. Onduleur de tension triphasé.....	25
III.4.3. Modulation du vecteur spatiale (SVM)	30
III.4.4. Vecteur tension de sortie	31
III.4.5. Vecteur tension de référence	32

III.5. Conclusion	40
IV. Commande par MLI sinusoïdal d'un onduleur triphasé « Etude expérimental »	42
IV.1. Introduction.....	42
IV.2. Principe de MLI sinusoïdale	42
IV.2.1. Propriétés	43
IV.2.2. Tensions de référence	44
IV.2.3. Le schéma de bloc	44
IV.2.4. Signaux de commande de l'onduleur	45
IV.2.5. Calcul des signaux de commande	45
IV.3. Présentation du Système Dspace.....	46
IV.4. Description du banc d'essai	46
IV.4.1. Ordinateur de type PC	47
IV.4.2. Onduleur de tension a deux niveaux.....	47
IV.4.3. Carte de mesure pour Dspace.....	48
IV.4.4. Interface de Conversion analogique / numérique.....	49
IV.4.5. Analyseur de réseau électrique triphasé de type C.A 8334	49
IV.4.6. Capteur de courant de type MN93A.....	49
IV.4.7. Moteur Asynchrone	50
IV.4.8. Charge (frein a poudre).....	50
IV.4.9. Contrôle du frein à poudre	51
IV.4.10. Jeu de câbles de mesure de sécurité.....	51
IV.4.11. Carte DSPACE 1104	51
IV.4.12. Interface Control Desk.....	53
IV.5. Modèle expérimentale de MLI.....	53
IV.6. Conclusion	54
V. Résultats expérimentaux et de simulation	56
V.1. Les essais à vide $Cr= 0$ N.m.....	56
V.1.1. Premier Cas	56
V.1.2. Deuxième Cas :.....	66
V.2. Les essais en charge $Cr= 5$ N.m	70
V.2.1. Premier Cas :	70
V.3. Comparaison des résultats simulés et expérimentaux	82
Conclusion générale	83
Annexe	D
Bibliographie	E

✓ *Liste des figures et tableaux*

I. Modélisation de la machine asynchrone	3
Figure (I.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS	4
Figure (I.2) : Transformation de Park	7
II. Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone	13
Fig. II.1. Schéma synoptique d'un réseau triphasé	13
Fig. II.2. Schéma de l'ensemble : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone	14
Fig. II.3. Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)	15
Fig. II.4. Tension redressée U_{ch}	16
Fig. II.5. Filtre $L-C$	16
Fig. II.6. Tension filtrée	17
Figure II.7 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	18
III. Stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé	23
Figure III.1 Principe de la commande des courants par hystérésis	23
Figure III.2 Principe de commande des courants par MLI	24
Figure III.3 Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur	24
Figure III.4 schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension	26
Figure III.5 Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs	28
Figure III.6 Vecteurs tension d'état de l'onduleur	28
Tableau III.1 Calcul des vecteurs de tensions	30
Figure III.7 Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)	30
Figure III.8 Les tensions composées et le vecteur de référence dans le domaine temporel	31
Figure III.9 production du vecteur de tension dans le secteur n°1	33
Tableau III.2 représentation les rapports pour chaque secteur	35
Figure III.10 Signaux de gâchette dans SVM1	36
Figure III.11 Signaux des gâchettes dans SVM2	36
Figure III.12 Signaux des gâchettes dans SVM3	37
Tableau III.3 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur	39
IV. Commande par MLI sinusoïdal d'un onduleur triphasé « Etude expérimental »	42
Figure (IV.1): Illustration de la MLI sinusoïdale	43
Figure (IV.2) : Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoïdale	44
Figure (IV.21) : Schéma expliquant génération des signaux logiques d_a, d_b, d_c	45
Figure (IV.3) : Schéma de principe du modèle expérimental	47

Figure (IV.4) : La plateforme réelle (Vue machine et appareillages de mesure)	47
Figure (IV.5) : Ordinateur de type PC.....	47
Figure (IV.6) : Montage didactique vu de dessus	48
Figure (IV.7) : Montage didactique vu de face.....	48
Figure (IV.9) : μ tech Interface Conversion analogique / numérique	49
Figure (IV.10) : Analyseur de réseau électrique triphasé de type C.A 8334	49
Figure (IV.11) : Analyseur de réseau électrique triphasé de type C.A 8334	49
Figure (IV.12) : Moteur asynchrone et source de tension triphasée	50
Figure (IV.13) : frein à poudre magnétique de type SE 2662 - 5R.....	50
Figure (IV.14) : Moteur asynchrone couplé avec frein à poudre.....	50
Figure (IV.15) : Contrôle du frein à poudre	51
Figure (IV.16) : Jeu de câbles de mesure de sécurité.....	51
Figure (IV.17) : Vue extérieure de la plaque DS1104.....	52
Figure (IV.18) : Panel d'interface CLP1104	52
Figure (IV.19) : Structure de la plaque DS1104	53
Figure (IV.20) : Schema bloc de commande avec dSpace par MLI sinusoidale	54
Figure (IV.21) : Schema Loupé des signaux logiques d_a, d_b, d_c	54

V. Résultats expérimentaux et de simulation	56
Figure V.1 : Tension composé U_{dc}	56
Figure V.2 : Les trois courant i_a, i_b, i_c	56
Figure V.4 : Tension composé U_{12}	57
Figure V.5 : Les trois courant i_a, i_b, i_c	57
Figure V.6 : courant d'un seul phase i_a	57

Remarque : Les Résultats expérimentaux et de simulation sont organisé de (1 jusqu'au 80 figure)

✓ *Nomenclature*

Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont rapportées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

a, b, c		Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
s, r		Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
d, q		Indices indiquant le repère $d - q$ tournant avec le champ tournant.
α, β		Indices indiquant le repère fixe lié au stator de la machine asynchrone.
x, y		Indices indiquant le repère $x - y$ tournant avec rotor.
V_{sabc}, V_{rabc}	[Ω]	Tensions des trois phases statorique et rotorique.
i_{sabc}, i_{rabc}	[A]	Courants des trois phases statorique et rotorique.
$\varphi_{sabc}, \varphi_{rabc}$	[Wb]	Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.
$V_{\alpha s}, V_{\beta r}$	[Ω]	Tensions statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$
$i_{\alpha s}, i_{\beta r}$	[A]	Courants statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$
V_{sd}, V_{rq}	[Ω]	Tensions statorique et rotorique dans le repère $d - q$
i_{sd}, i_{rq}	[A]	Courants statorique et rotorique dans le repère $d - q$
$\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta r}$	[Wb]	Flux crée par le stator et le rotor dans le repère $\alpha - \beta$
φ		Norme du flux
R_s, R_r	[Ω]	Résistance statorique et rotorique.
L_s, L_r	[H]	Inductance cyclique de la phase statorique et rotorique.
M_s	[H]	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	[H]	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_0	[H]	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.
M	[H]	Inductance mutuelle équivalente.
θ	[rad]	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_s	[rad]	Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator.
θ_r	[rad]	Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor.
ω_{coor}	[tr/min]	La vitesse angulaire des axes (d, q)
ω_r	[tr/min]	Vitesse électrique du rotor
ω_s	[tr/min]	Vitesse synchrone
Ω	[rad/s]	Vitesse mécanique de la machine
C_e	[N.m]	Couple électromagnétique

C_r	[N.m]	Couple résistant.
J	[Kg m ²]	Moment d'inertie du rotor.
p		Nombre de pair de pôles.
f		Coefficient de frottement visqueux.
σ		Coefficient de dispersion.
f.m.m		Force magnétomotrice
f_r	[Hz]	Fréquence du réseau
P	[W]	Puissance active
Q	[Var]	Puissance réactive
S	[VA]	Puissance apparente
D	[VA]	Puissance déformante
U_{ch}	[V]	Tension redressée
I_{ch}	[A]	Courant redressé
U_d	[V]	Tension filtrée
I_d	[A]	Courant d'entrée de l'onduleur
U_p	[V]	Porteuse triangulaire
$U_{an, bn, cn}$	[V]	Les tensions de référence.
$K_{11,12, \dots}$		Interrupteurs de l'onduleur
S_a, S_b, S_c		Les signaux de commande de l'onduleur
V_{pm}	[V]	Amplitude de la porteuse triangulaire
V_{ref123}	[V]	Tension de référence
V_m	[V]	Amplitude de la référence
D_h	[A]	Bande d'hystérésis
I_{ref123}	[A]	Courants harmoniques de références
I_{inj123}	[A]	Courants injectés
f_p	[Hz]	Fréquence de la porteuse triangulaire
r		Taux de modulation ($0 \leq r \leq 1$)
m		Indice de modulation
MLI		Modulation de largeur d'impulsion
SVM		Modulation du vecteur spatiale
MOSFET		Transistor à effet de champ à grille isolée
IGBT		Transistor bipolaire à grille isolée
GTO		Thyristor à extinction par la gâchette
THD		Taux distorsion harmonique

Introduction générale

Avec le développement industriel, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de puissance de plus en plus forte afin de développer les couples exigés par les différentes applications. Ces machines exigent une forte tension d'alimentation. Les machines électriques étant actuellement alimentées à travers des convertisseurs de puissance, ces derniers doivent être dimensionnés et commandés de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées, de qualité convenable.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteurs à cage. La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et maintenir le gain de l'onduleur constant. Ceux ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande afin d'obtenir une meilleur approximation à un signal sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui même, soit par le choix de la stratégie de sa commande.

Afin d'atteindre le objectifs fixé par le cahier des charges, notre mémoire est organisé en cinq chapitres comme suit:

- ***Le premier chapitre :***

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui gèrent la machine dans chaque repère.

▪ ***Le deuxième chapitre :***

Le second chapitre, nous présenterons la modélisation de l'ensemble machine asynchrone alimentée depuis le réseau et à travers une association redresseur-filtre et onduleur de tension commandé par des stratégies qu'elle sera présenter prochainement au troisième chapitre.

▪ ***Le troisième chapitre :***

Dans le troisième chapitre, nous rappellerons les trois stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé, à savoir la commande à hystérésis et à MLI sinusoïdale, et technique de commande MLI vectorielle.

▪ ***Le quatrième chapitre :***

Dans ce chapitre, on fera la description du partie expérimentale, tel que système et de son interfaçage avec le PC, ainsi que de l'environnement logiciel c'est-à-dire le schéma généré sous Simulink associé à une interface graphique développée sous Control Desk.

▪ ***Le cinquième chapitre :***

Finalement, le cinquième chapitre présentera les résultats de l'expérience et celle simulation, on prend en compte la variation de l'indice de modulation m et le taux de modulation, avec une interprétation de résultats.

Enfin nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I. Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande bonne standardisation. Elle impose des structures de contrôle spécifique et complexes pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants. La réalisation de ces entraînements nécessite la connaissance du modèle Mathématique du processus. [1]

Le modèle mathématique d'une machine électrique est une façon de représentation de la machine réelle permettant de donner une image de ce l'ont peut observer expérimentalement il apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques, donc il facilite largement l'étude de la machine, aussi il prévoit le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de freinage et de variation de la charge.

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable de son étude, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes d'asservissement.

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui gèrent la machine dans chaque repère.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.1.1. Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses, qui sont :

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié à la terre (isolé).

Ces choix signifient entre autres que :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [2]

I.1.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le model mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

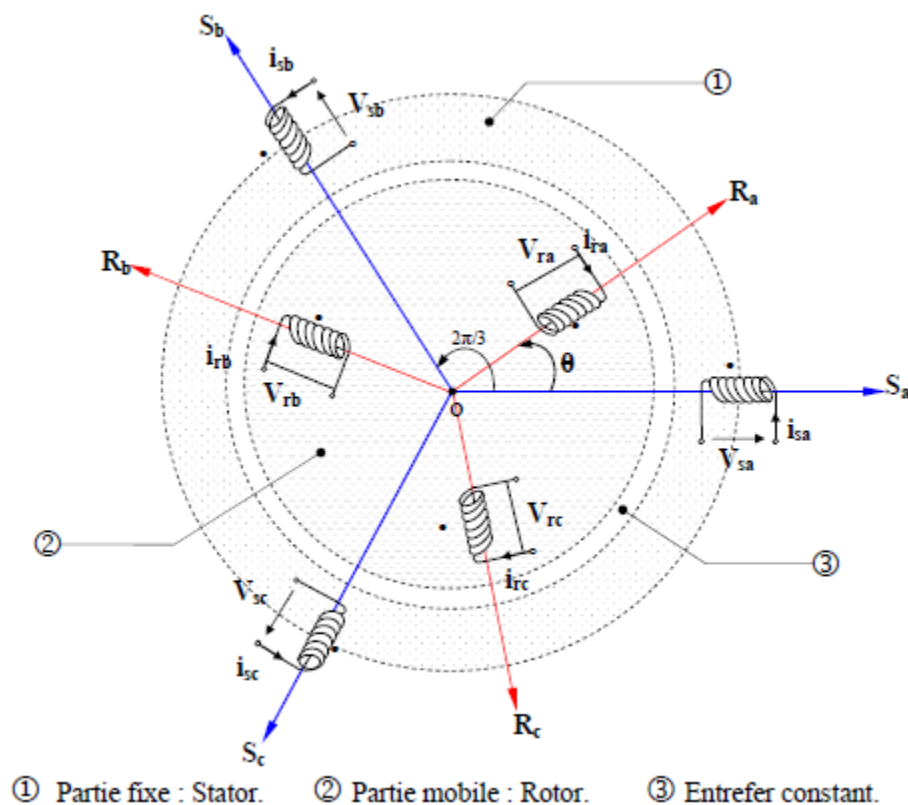


Figure (I.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la Figure (I.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase *a* statorique et la phase *a* rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

I.1.2.1. Au stator

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statoriques est résumé par ces écritures:

A. Equation électrique:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases:

$$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.1.2.2. Au rotor

A. Equation électrique

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

De même :

$$R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I.8)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (I.11)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (I.12)$$

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de park.

I.1.3. Transformation de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé $\alpha\beta$, le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé dq , et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé XY . La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant.

Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park. [1]

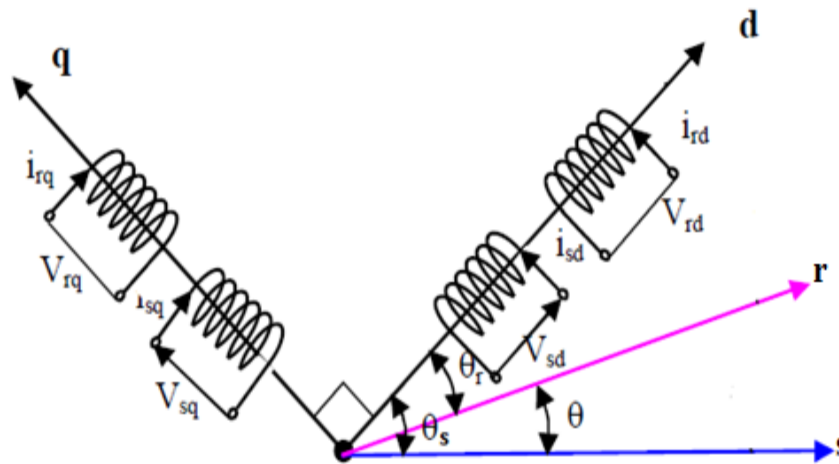


Figure (I.2) : Transformation de Park

La transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

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

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation :

$$[d, q] = [P(\theta)][a \ b \ c]$$

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

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

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d, q) par transformation inverse comme suit :

$$[a \ b \ c] = [P(\theta)]^{-1} [d, q]$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$: pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator);

$\theta = \theta_r$: pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor);

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré.

Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

A. Equations électriques

Les équations aux tensions deviennent

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{coor} \\ \omega_{coor} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{coor} - \omega_r) \\ (\omega_{coor} - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

V_{dr} et V_{qr} sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

B. Equations magnétiques

L'écriture des flux devient:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Où :

$$L_s = l_s - M; L_r = l_r - M; M = \frac{3}{2} M_0$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}; \omega_{coor} = \frac{d\theta}{dt};$$

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre d'équation mécanique ;

C. Equation mécanique

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

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.19})$$

Donc le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}] \quad (I.20)$$

I.1.4. Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (d, q) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.[2]

I.1.5. Définition des référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\omega_s=0$)
- Référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$)
- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

Avec :

ω_{coor} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

A. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\omega_{\text{coor}} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (I.21)$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

B. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r .

Dans ce cas :

$$\begin{aligned} \omega_r = \omega_{\text{coor}} &\Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r &= \omega_{\text{coor}} \end{aligned} \quad (\text{I.24})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\begin{aligned} \omega_{\text{coor}} = \omega_s &\Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{\text{coor}} = \omega_s ; \omega &= \omega_{\text{coor}} - \omega_r = \omega_s - \omega_r \end{aligned} \quad (\text{I.27})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réductance.

I.3. Conclusion

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

Chapitre II

Modélisation de l'alimentation du Moteur asynchrone

II. Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone

II.1. Introduction

On ne peut parler de la commande du MAS, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé pour cette commande et de son alimentation. Le MAS est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation, à travers un onduleur de tension.

L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MAS qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux. [3] [4]

II.2. Système d'alimentation

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation du MAS, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée,
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes,
- Un filtre passe bas de tension.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude, de tension et de fréquence constants. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS.

II.2.1. Modélisation du réseau électrique

Le réseau, est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court-circuit, d'où la représentation du réseau par un système de F.E.M.S triphasées équilibrées en série avec une impédance, figure (Fig. II.1).

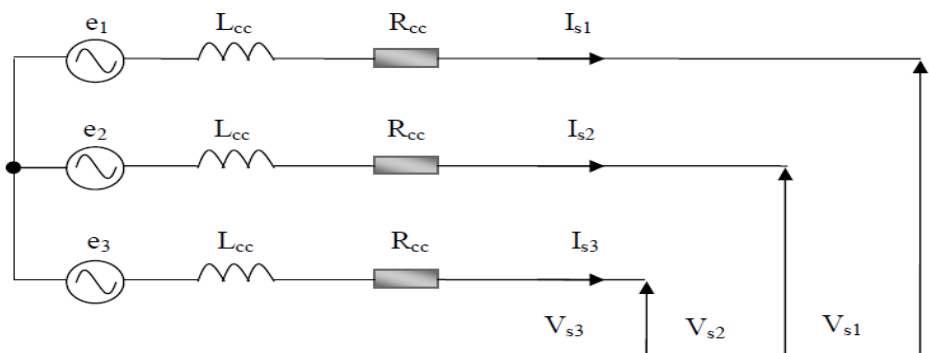


Fig. II.1. Schéma synoptique d'un réseau triphasé

Avec :

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot E \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{II.1}$$

Où : $\omega = 2\pi \cdot f_r$: pulsation du réseau.

II.2.2. Modélisation de l'association convertisseurs-MAS

L'association convertisseur-MAS est assimilée à une cascade comportant un moteur asynchrone dont l'alimentation de ce dernier est assurée par un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), un filtre LC et un onduleur triphasé à deux niveaux. Ce redresseur est alimenté par le secondaire d'un transformateur triphasé (rapport de transformation $m_T = 1.5$) où le primaire est connecté au réseau triphasé **220V-50Hz**, figure (Fig. II.2).

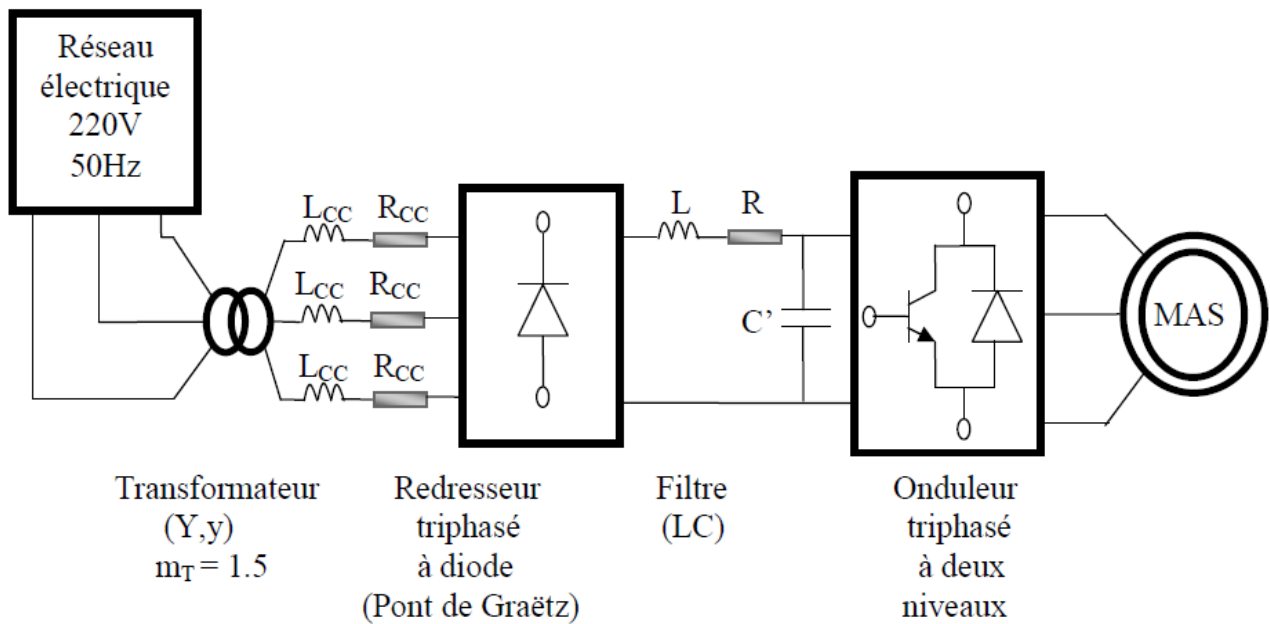


Fig. II.2. Schéma de l'ensemble : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone

II.2.3. Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative continue. Alimenté par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie [5].

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmonique.

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la figure (Fig. II.3). [6]

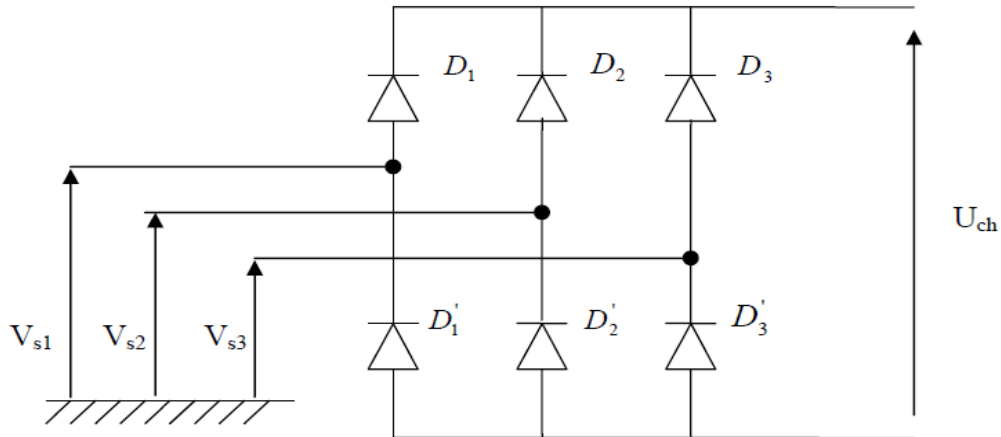


Fig. II.3. Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes de même bras ne peuvent 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_{s1} est supérieure à V_{s2} et V_{s3} , on encore :

$$V_{s1} = \text{Max}(V_{sj}) ; j = 1;2;3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

- D_1 Conduit si $V_{si} = \text{Max}(V_{sj}) ; i = 1;2;3 ; j = 1;2;3$
- D_1' Conduit si $V_{si} = \text{Min}(V_{sj}) ; i = 1;2;3 ; j = 1;2;3$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_{ch} à la sortie du redresseur est :

$$U_{ch} = \text{Max}(V_{sj}) - \text{Min}(V_{sj}) ; j = 1;2;3 \tag{II.2}$$

La tension redressée est de la forme suivante :

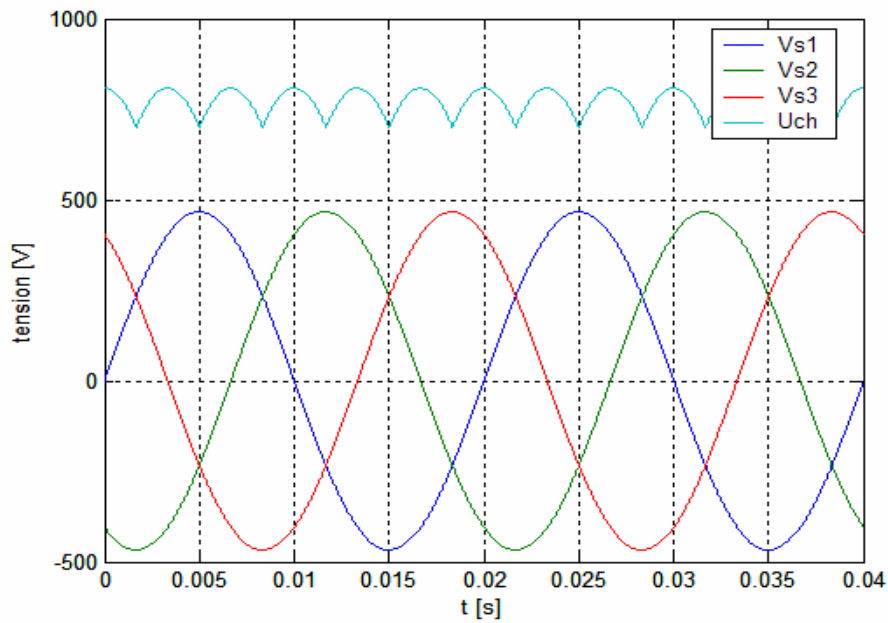


Fig. II.4. Tension redressée U_{ch}

La tension redressée U_{ch} obtenue par le redresseur de la figure (Fig. II.4) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

II.2.4. Modélisation du filtre LC

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C' , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d , et supprime les brusques variations de U_d lors de la commutation; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_d et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L (de résistance interne R) l'ensemble.

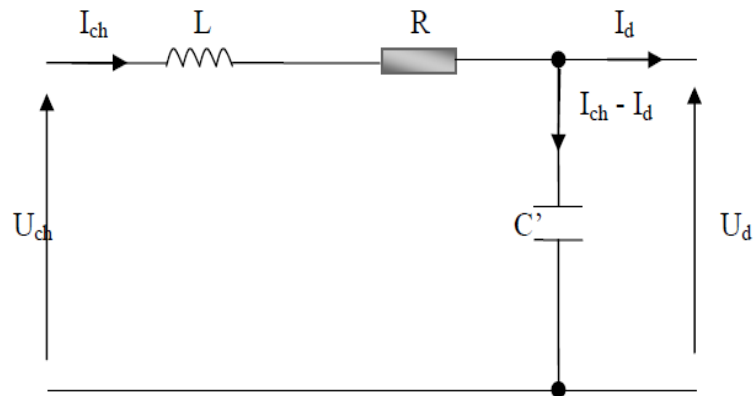


Fig. II.5. Filtre $L-C$

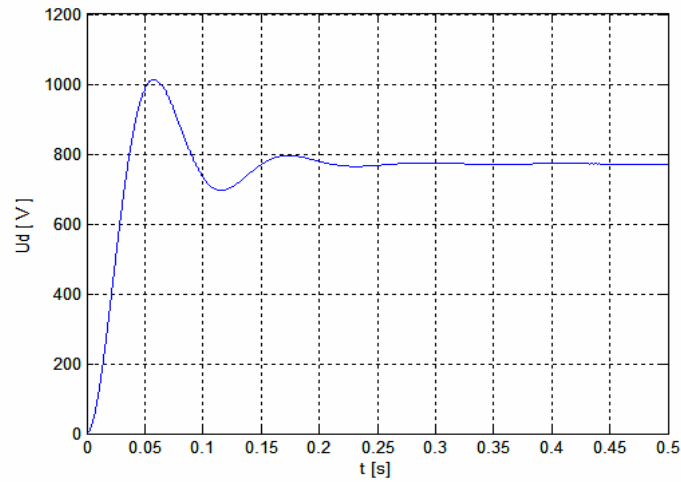


Fig. II.6. Tension filtrée

$$L \frac{dI_{ch}}{dt} = U_{ch} - U_d - RI_{ch} \tag{II.3}$$

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C'} (I_{ch} - I_d) \tag{II.4}$$

II.2.4.1. Calcul des paramètres du filtre L-C

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

$$F(s) = \frac{U_d}{U_{ch}} = \frac{1}{LC' s^2 + RC' s + 1} \tag{II.5}$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_f = \sqrt{\frac{2}{LC'} - \frac{R^2}{L^2}} \tag{II.6}$$

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il dérive les harmoniques des courants 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 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 la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent.

II.2.5. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles [7][8], mis en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif.

La charge de l'onduleur est une machine asynchrone.

Pour simplifier l'étude on va créer un point milieu o par deux condensateurs fictifs chacune prend la moitié de la tension continue v_{dc} .

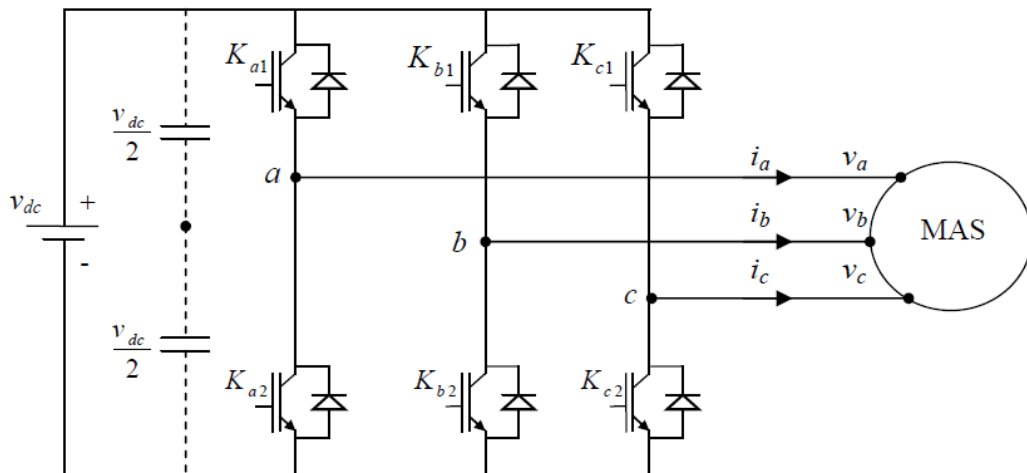


Figure II.7 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ est fermé} \\ S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (II.7)$$

Avec $x=a,b,c$: indicateur de phase ; $i=1,2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

II.2.5.1. Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} [9],[10]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x1} = \bar{S}_{x2} = 1 - S_{x2} \quad (II.8)$$

II.2.5.2. Tension de sortie

L'onduleur de tension a deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{V_{dc}}{2}$ ou $-\frac{V_{dc}}{2}$ suivant la fonction de connexion S_{x1} comme illustre dans l'équation (II.9).

$$v_{x0} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} si & S_{x1} = 1 (S_{x2} = 0) \\ -\frac{v_{dc}}{2} si & S_{x1} = 0 (S_{x2} = 1) \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec : v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o .

L'équation (II.9) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{x0} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1) \quad (II.10)$$

Les trois tensions phases-point milieu v_{ao} , v_{bo} et v_{co} sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Les tensions composées entre phases v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} deviennent donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a0} & -v_{b0} \\ v_{b0} & -v_{c0} \\ v_{c0} & -v_{a0} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} & -S_{b1} \\ S_{b1} & -S_{c1} \\ S_{c1} & -S_{a1} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a , v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (II.13)$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} & -v_{ca} \\ v_{bc} & -v_{ab} \\ v_{ca} & -v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Et en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Pour la génération des signaux logiques S_{a1} , S_{b1} , S_{c1} , il existe plusieurs techniques de commande telles que la stratégie MLI.

II.3. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du système convertisseur-moteur asynchrone, afin de modéliser chaque partie de l'alimentation jusqu'à l'MAS, on passe par le redresseur et le filtre LC puis l'onduleur qui alimente notre moteur asynchrone.

Chapitre III

*Stratégies de commande
d'un Onduleur de tension triphasé*

III. Stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé

III.1. Introduction

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants ou des tensions perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance, Les trois principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis,
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La commande MLI vectorielle.

Ces études ont montrées également que les onduleurs triphasés offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie.

Dans ce chapitre, on étudiera l'onduleur de tension triphasé et les stratégies de commandes et technique de commande vectorielle [11].

III.2. Commande des courants par hystérésis

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, l'IGBT peut être soit ouvert ou bloqué, cette commande consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence, la dimension de ce filtre se résume à fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Cependant elle ne garantie pas d'une manière systématique le respect de la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs [12].

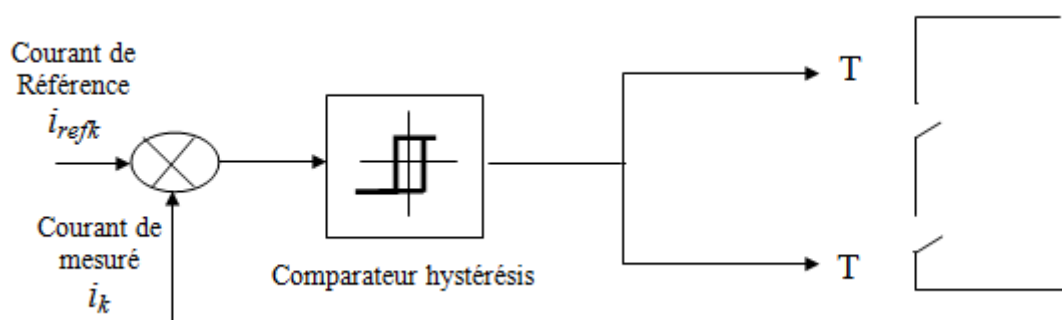


Figure III.1 Principe de la commande des courants par hystérésis

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation est variable.

- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis [13].

III.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduirons une deuxième famille de commande de l'onduleur :

La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (III.2) [12].

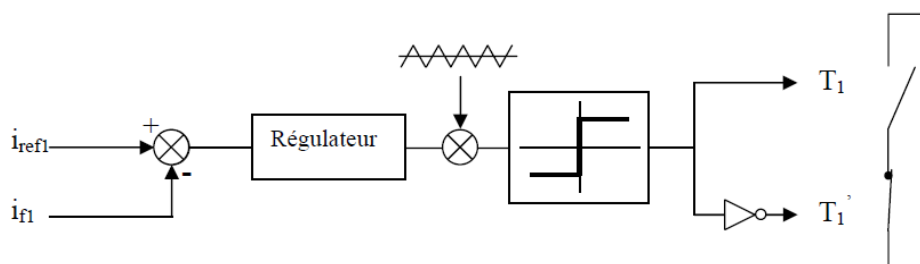


Figure III.2 Principe de commande des courants par MLI

Les signaux logiques C qui en résultent donnent l'ordre de commutation des interrupteurs du filtre Figure(III.3) :

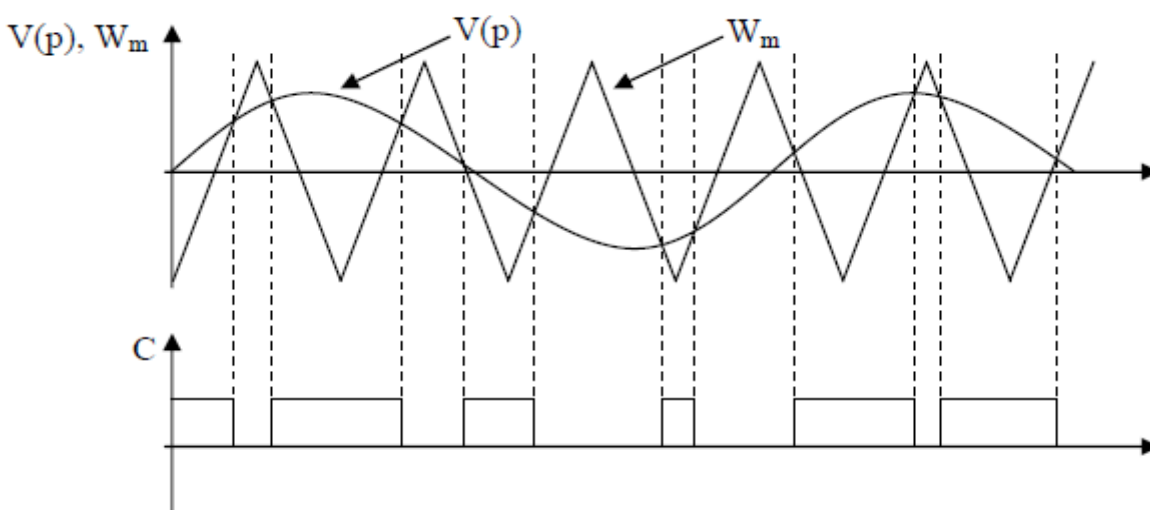


Figure III.3 Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- 2)- Elimination de certaines harmoniques de tension.
- 3)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées [11].

III.4. Commande par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [14].

III.4.1. Principe

Les tensions de référence sont la tension simple désirée. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T .
- pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-point reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques) [11],[15].

III.4.2. Onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de deux interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles.

Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode [7].

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée dans la Figure (III.4).

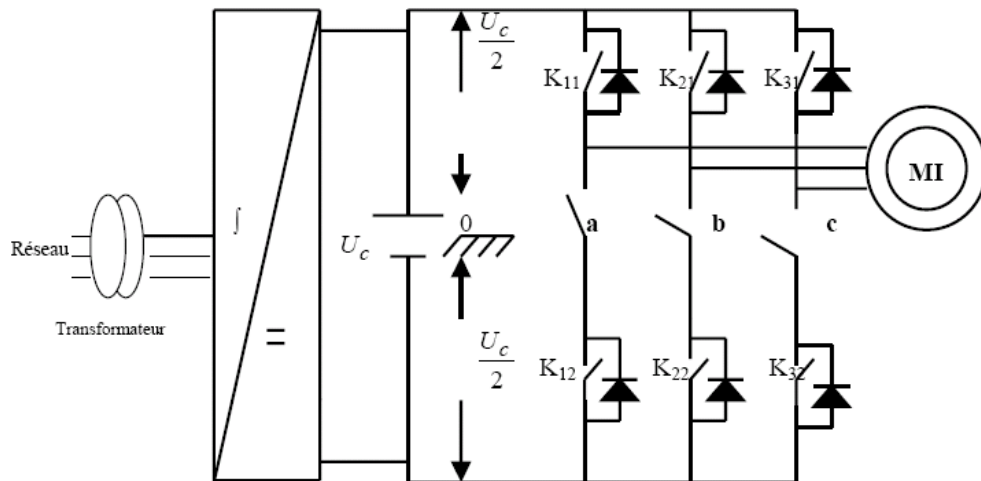


Figure III.4 schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées U_{an} ; U_{bn} ; U_{cn} référencées par rapport au point neutre.

L'état des interrupteur, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i= a, b, c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases u_1 , u_2 et u_3 en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{in\ a,b,c} = S_i \cdot U_c - U_c/2 \quad (\text{III.1})$$

Les trois tensions composées, u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « 0 ».

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Soit « n » le point neutre du côté la charge, alors on a :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{III.4})$$

La substitution de (III.2) dans (III.1) nous donne :

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (\text{III.5})$$

En remplace (III.4) dans (III.2) on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2, S_3) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul.

Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} les tensions d'entrées de l'onduleur, et si u_{an}, u_{bn}, u_{cn} sont les tensions de sortie de l'onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert T donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

III.4.2.1. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{10} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{20} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{30}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la figure (III.5) [16].

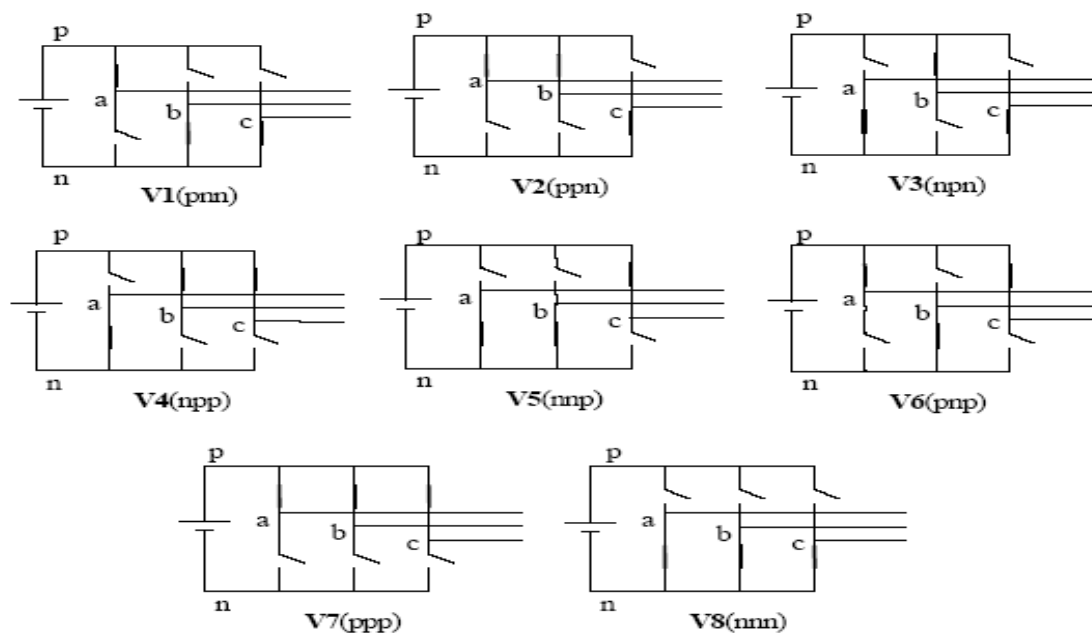


Figure III.5 Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Par exemple, le vecteur v_x est lié à la séquence (PNN) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs K_{11} , K_{22} et K_{23} sont fermés [11].

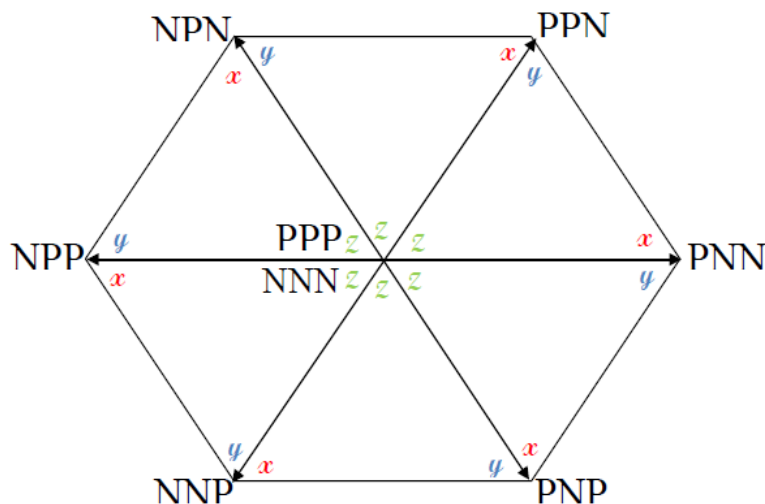


Figure III.6 Vecteurs tension d'état de l'onduleur

III.4.2.2. Transformation de Clarke

La transformation de Clarke consiste à substituer aux trois variables réelles u_{an} , u_{bn} , u_{cn} leur composante U_{α} , U_{β} , U_0 , ces composante sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \tag{III.9}$$

La transformation donne:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} (U_{an} - \frac{1}{2} U_{bn} - \frac{1}{2} U_{cn}) \\ U_{s\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} (\frac{\sqrt{3}}{2} U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{cn}) \end{aligned} \tag{III.10}$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$, correspondantes Le tableau (III.1) indique pour chacun de ses états les valeurs des tensions U_{an} , U_{bn} , U_{cn} , de leur composantes de Clarke $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ indice des vecteurs V représentatif de cet état.

K_1 1	K_1 2	K_1 3	U_{a0}	U_{b0}	U_{c0}	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	$U_{s\alpha}$	$U_{s\beta}$	Nom du vecteur
0	0	0	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	V0
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$	0	V1
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V2
0	1	0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V3

0	1	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	0	V4
0	0	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V5
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V6
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	V7

Tableau III.1 Calcul des vecteurs de tensions

III.4.3. Modulation du vecteur spatiale (SVM)

Les trois tensions désirées de phase à la sortie de l'onduleur ont put être représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction inverse des aiguilles d'une horloge figure (III.7). L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (III.8) et le temps que prend le vecteur pour accomplir une révolution est identiques à la période du fondamentale de la tension de sortie [1].

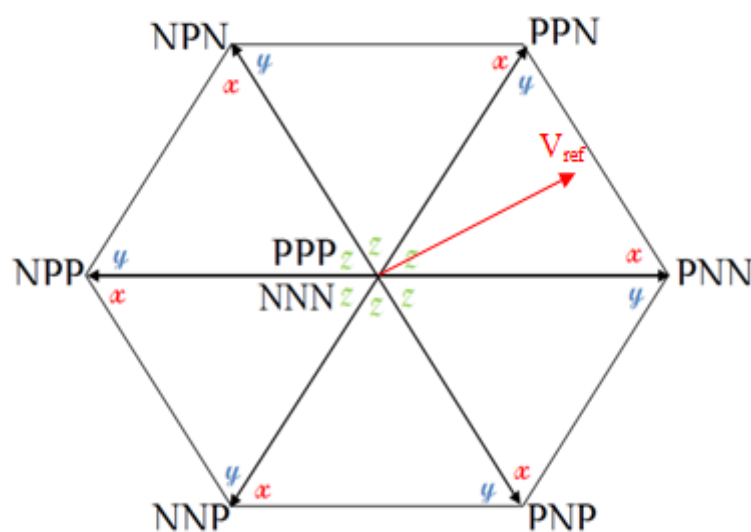


Figure III.7 Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le secteur 1 comme illustré dans la figure (III.8).

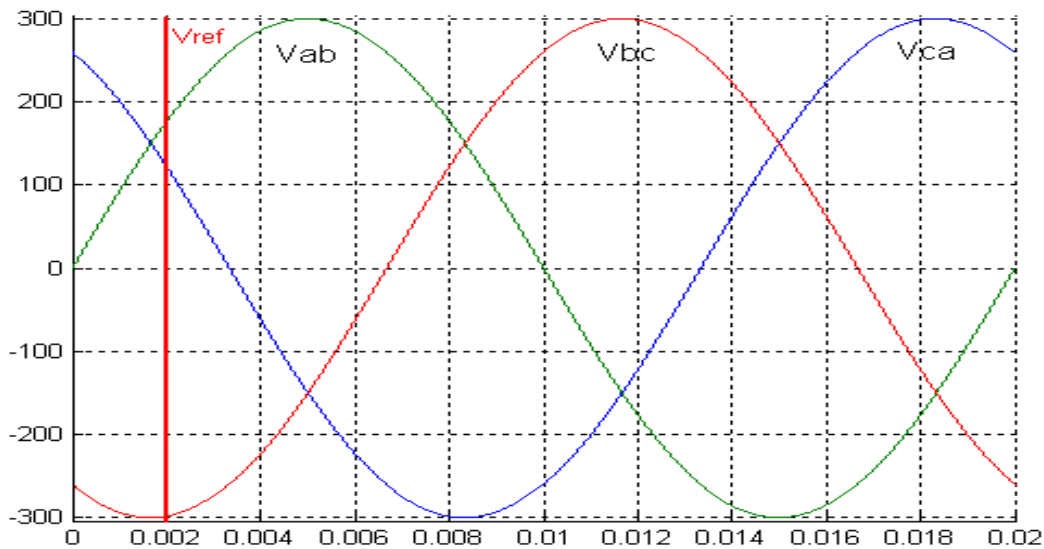


Figure III.8 Les tensions composées et le vecteur de référence dans le domaine temporel

III.4.4. Vecteur tension de sortie

On définit le vecteur de tension de sortie v_s par :

$$v_s = u_{a0} \cdot e^{j0} + u_{b0} \cdot e^{-j2\pi/3} + u_{c0} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (\text{III.11})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé $\alpha\text{-}\beta$:

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan $\alpha\text{-}\beta$. Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_c$, correspondantes aux états PNN, PPN, NPN, NPP, NNP et PNP, et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états PPP et NNN. Les positions du vecteur v_s dans le plan $\alpha\text{-}\beta$ sont représentées sur la Figure (III.7).

Les six positions à tensions non nulles divisent le plan $\alpha\text{-}\beta$ en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60° [17].

III.4.5. Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge U_{an} , U_{bn} et U_{cn} aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales.

Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence, on définit la vectrice tension de référence par l'équation suivante:

$$v_{ref} = u_{an} e^{j0} + u_{an} \cdot e^{-j2\pi/3} + u_{an} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (III.13)$$

Dans le repère $\alpha\text{-}\beta$, le vecteur v_{ref} s'écrit:

$$v_{ref} = v_{\alpha} + jv_{\beta} = m \cdot v_{max} \cdot e^{j\alpha}$$

v_{α}, v_{β} : Composantes du vecteur v_{ref} dans le plan $\alpha\text{-}\beta$.

m: Taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$).

α : Position angulaire du vecteur v_{ref} .

Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_{ref} de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure (III.9).

Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_{ref} est [17] :

$$v_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} u_c \quad (III.14)$$

Ce vecteur peut être synthétisé par le (MLI) des deux vecteurs adjacents v_x (pnn) et de v_y (ppn), le rapport cyclique de chacun étant T_x et T_y respectivement, et le vecteur v_z (ppp) ou (nnn) du rapport cyclique T_z .

$$v_{ref} = T_x v_x + T_y v_y + T_z v_z \quad (III.15)$$

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s$$

Avec :

α : position angulaire du vecteur v_{ref} à l'intérieur du secteur: $\alpha = [\pi/3]$.

$T_x = T_1/T_s$, $T_y = T_2/T_s$, $T_z = T_0/T_s$;

T_s : période d'échantillonnage de l'onduleur;

T_1, T_2, T_0 : durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z respectivement à la sortie de l'onduleur.

On a:

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s \text{ et } T_x + T_y + T_z = 1 \quad (\text{III.16})$$

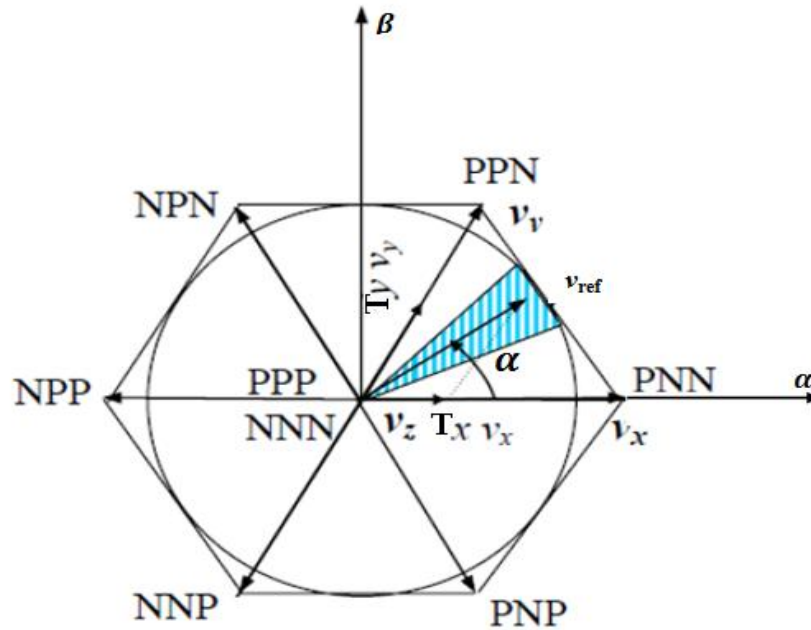


Figure III.9 production du vecteur de tension dans le secteur n°1

Maintenant, déduire les rapports dans le premier secteur ($S = 1$) T_x , T_y et T_z . le vecteur v_x est celui généré par l'état PNN, le vecteur v_y est celui généré par l'état PPN le vecteur v_z est celui généré par l'état PPP ou l'état NNN comme montre dans la figure (III.9).

On décompose l'équation (IV.15) suivant les deux axes α - et β ce qui donne les deux équations suivantes:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} m \cdot \cos \alpha = T_x + \frac{1}{2} T_y \quad (\text{III.17})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} m \cdot \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} T_y$$

La résolution du système des équations (I.16) et (I.17) permet de déterminer T_x , T_y et :

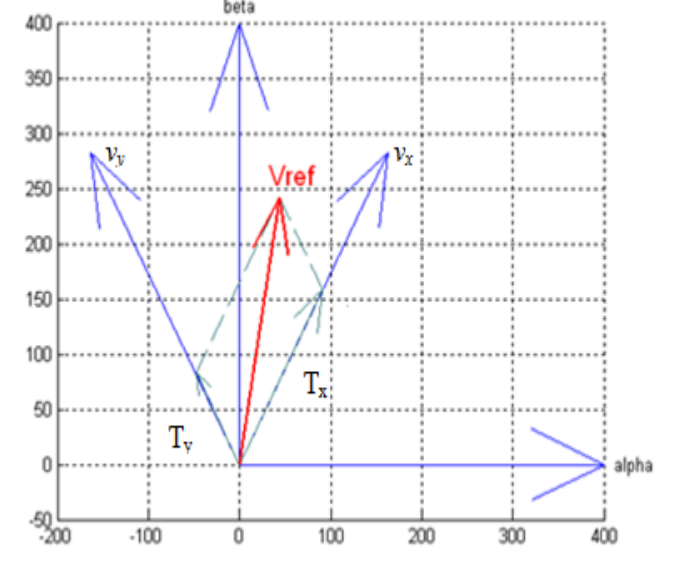
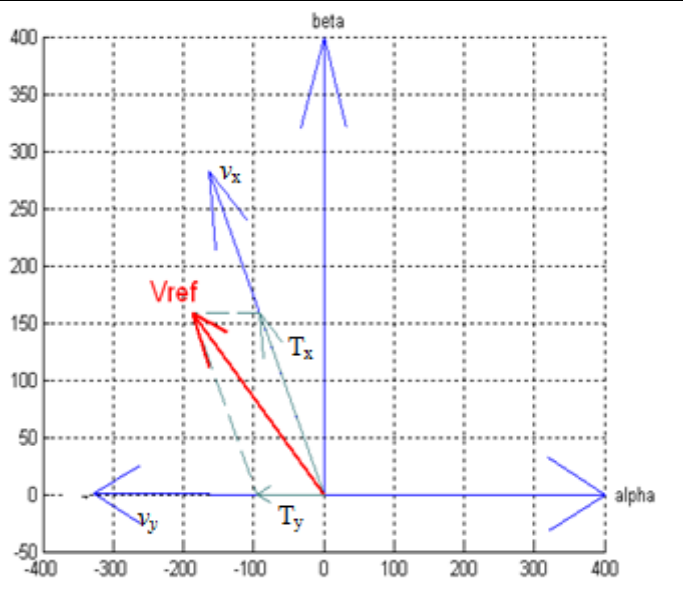
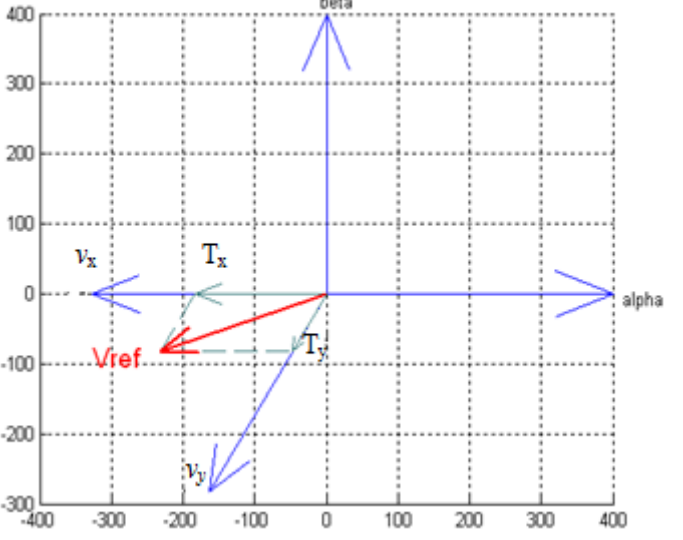
$$T_x = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$T_y = m \cdot \sin \alpha \quad (\text{III.18})$$

$$T_z = 1 - T_x - T_y$$

L'équation (III.18) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel.

Tableau III.2 représentation les rapports pour chaque secteur.

 <p>The diagram for Sector 2 shows a coordinate system with 'alpha' on the horizontal axis and 'beta' on the vertical axis. A red vector labeled 'Vref' is in the first quadrant. Its components are shown as dashed lines: 'Tx' along the positive alpha axis and 'Ty' along the positive beta axis. Two blue vectors, 'Vx' and 'Vy', are shown in the first and second quadrants respectively, representing the reference voltages for the two active switches in this sector.</p>	<p style="text-align: center;">Secteur 2</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$
 <p>The diagram for Sector 3 shows the same coordinate system. The red vector 'Vref' is in the second quadrant. Its components are shown as dashed lines: 'Tx' along the positive alpha axis and 'Ty' along the negative beta axis. Two blue vectors, 'Vx' and 'Vy', are shown in the second and third quadrants respectively.</p>	<p style="text-align: center;">Secteur 3</p> $Tx = m \cdot \sin(\pi - \alpha)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$
 <p>The diagram for Sector 4 shows the same coordinate system. The red vector 'Vref' is in the third quadrant. Its components are shown as dashed lines: 'Tx' along the positive alpha axis and 'Ty' along the negative beta axis. Two blue vectors, 'Vx' and 'Vy', are shown in the third and fourth quadrants respectively.</p>	<p style="text-align: center;">Secteur 4</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin(\alpha - \pi)$

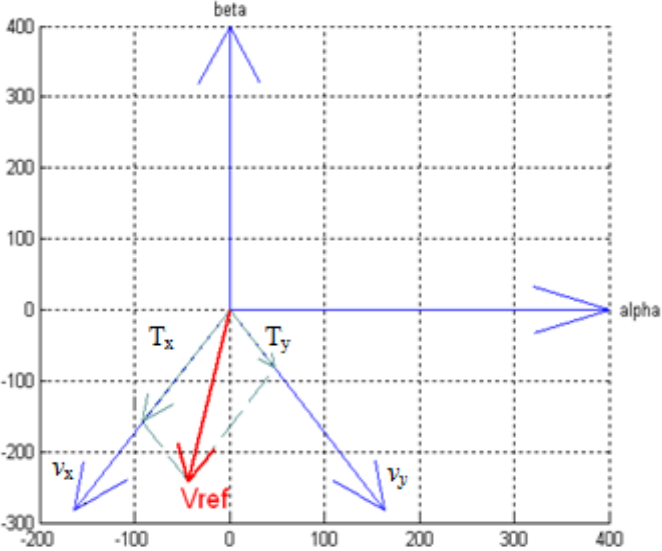
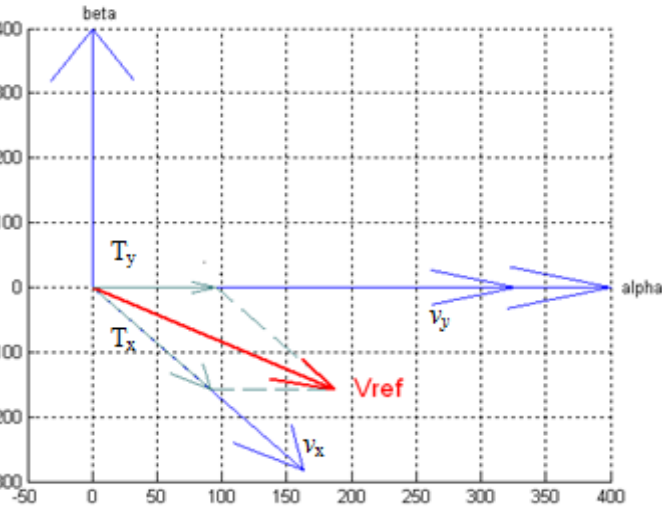
	<p style="text-align: center;">Secteur 5</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)$
	<p style="text-align: center;">Secteur 6</p> $Tx = m \cdot \sin(2\pi - \alpha)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{5\pi}{3}\right)$

Tableau III.2 représentation les rapports pour chaque secteur

III.4.5.1. Algorithme de modulation vectorielle

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle :

- 1) Séquence bien alignée (the righth aligned sequence : SVM1).
- 2) Séquence symétrique (the symetric sequence : SVM2).
- 3) Séquence alternative du vecteur zéro : SVM3).
- 4) Séquence non commutée du courant le plus élevé (the highest current not switched sequence : SVM4).
- 5) Tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l'exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c'est-à-dire tous les rapports cycliques pré-calculés au début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de référence de la tension au même instant.

III.4.5.1.1. Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1)

Une simple procédure pour synthétiser le vecteur de la tension de sortie est à la mise en fonction de tous les commutateurs inférieurs (ou supérieurs) au début du cycle de commutation et alors pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur v_z soit divisé entre (nnn) et (ppp) également. Cet arrangement de commutation est montré sur la figure (III.10) pendant deux périodes de commutation successive. Les signaux dans la figure représentent les signaux de gâchette du bras supérieur de l'onduleur. Le schéma à trois commutateurs en marche et trois en arrêt dans un cycle de commutation [1].

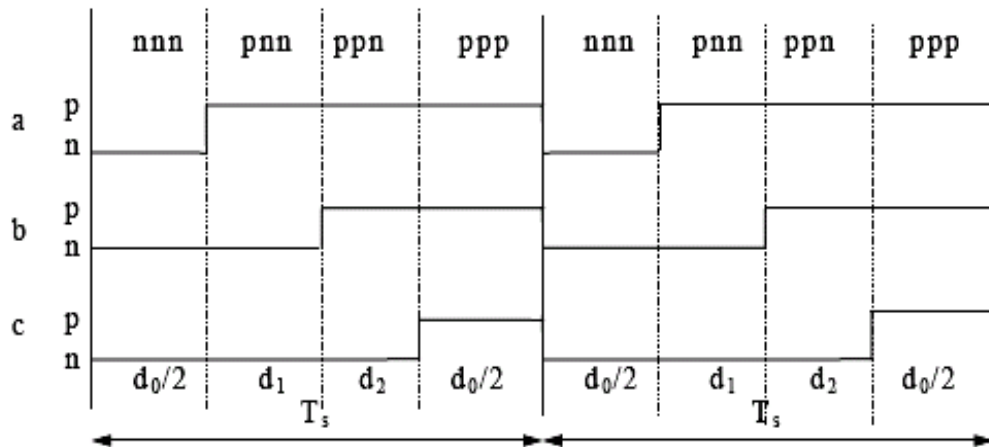


Figure III.10 Signaux de gâchette dans SVM1

III.4.5.1.2. Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)

Le nombre de commutation dans une période simple est six. Puisque cet arrangement a le même nombre de commutations que SVM1, avec les trois commutateurs en marche et trois en arrêt, leurs pertes de commutation soient semblables [1].

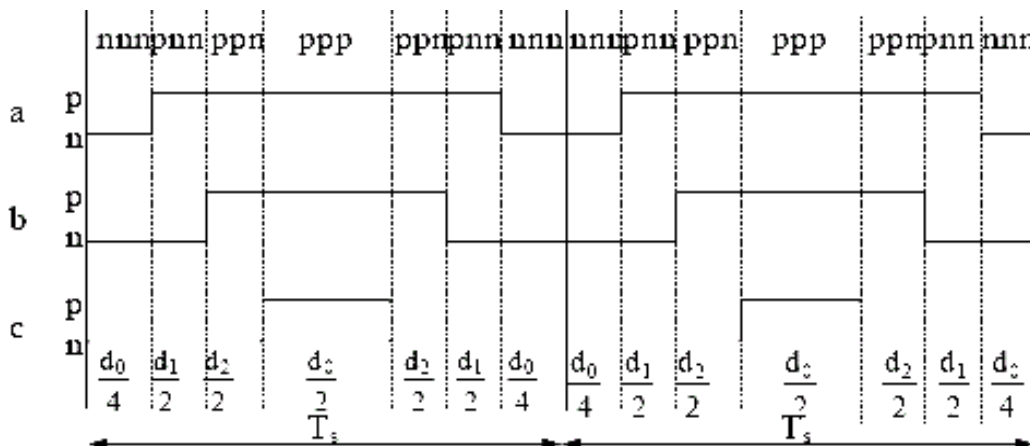


Figure III.11 Signaux des gâchettes dans SVM2

III.4.5.1.3. Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteur v_z (nnn) et (ppp) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la figure(III.12) [1].

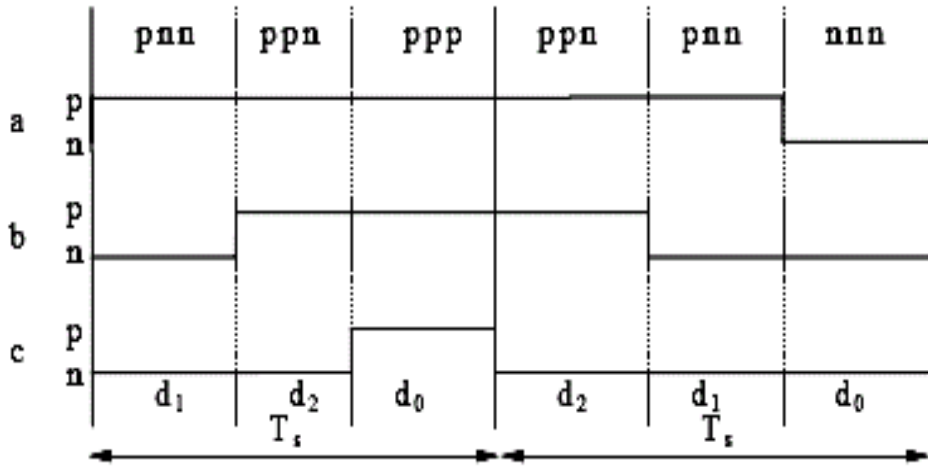


Figure III.12 Signaux des gâchettes dans SVM3

III.4.5.1.4. Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4)

Cet arrangement est basé sur l'effet que les partes de commutation sont d'une façon serait avantageux d'éviter la commutation du bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé. C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation adjacent diffèrent selon l'état des commutateurs dans un seul bras. Par conséquent, en utilisant un seul vecteur v_z (nnn) ou (ppp) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la figure (III.13) [1].

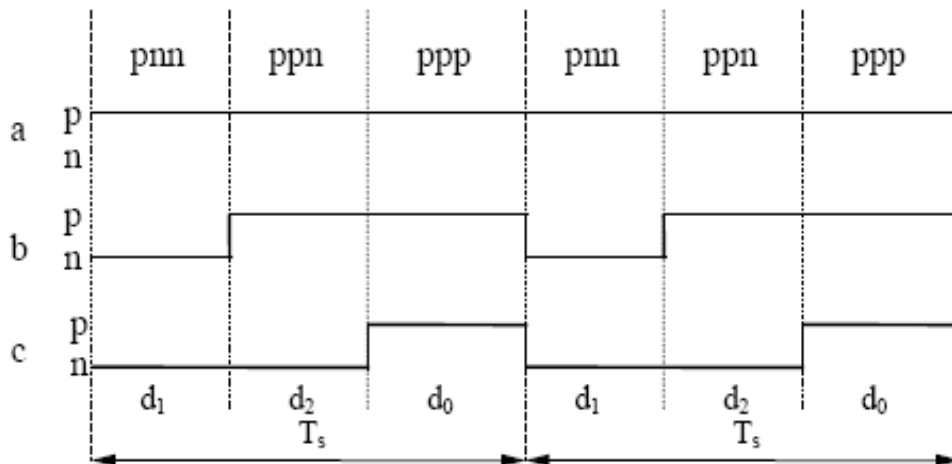


Figure III.13 Signaux des gâchettes dans SVM4

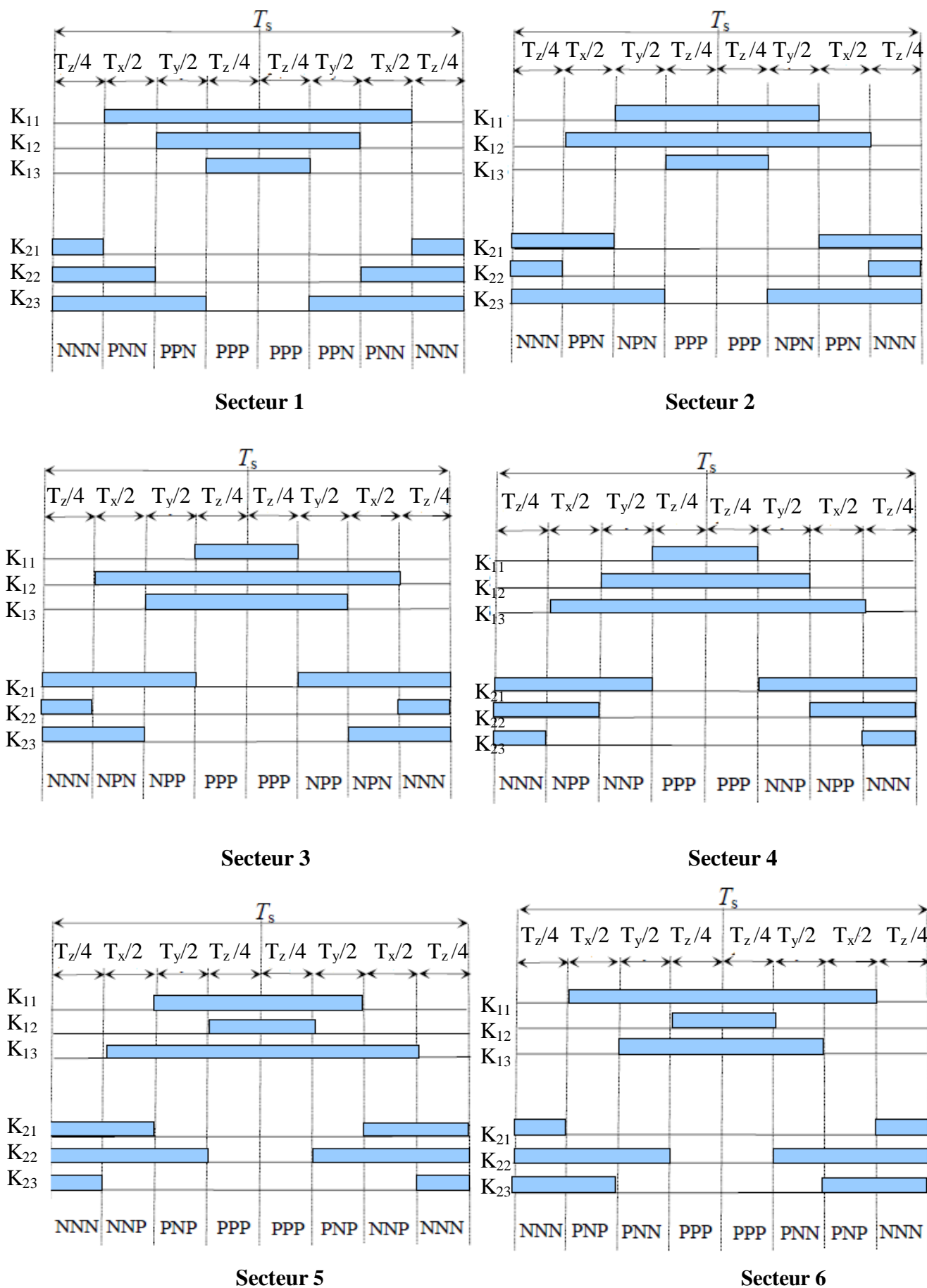


Figure III.14 Forme des fonctions logiques K_{ij} pour les six secteurs

A partir de la figure (III.14), On déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chacun des six secteurs.

Ces durées sont résumées dans le tableau suivant :

Secteur	Commutateur supérieur (K_{11}, K_{12}, K_{13})	Commutateur inférieur (K_{21}, K_{22}, K_{23})
1	$K_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_z / 2$	$K_{21} = T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
2	$K_{11} = T_x + T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_z / 2$	$K_{21} = T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
3	$K_{11} = T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_z / 2$
4	$K_{11} = T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_z / 2$
5	$K_{11} = T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_z / 2$
6	$K_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_z / 2$	$K_{21} = T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_y + T_z / 2$

Tableau III.3 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié Les différentes stratégies de commande d'un onduleur triphasé en pont complet à savoir la stratégie l'hystérésis, l'MLI sinusoïdale et MLI vectorielle.

Dans ce chapitre également, nous avons expliqués le principe de MLI vectorielle et la modalisation vectorielle d'un onduleur à deux niveaux et calcule des différentes rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation, et cela pour tous les secteurs parcourus par le vecteur de tension.

Chapitre IV

*Commande par MLI sinusoïdal
d'un onduleur triphasé
« Etude expérimental »*

IV. Commande par MLI sinusoïdal d'un onduleur triphasé

« Etude expérimental »

IV.1. Introduction

Dans le domaine de la commande du moteur asynchrone, une structure de puissance fait maintenant l'unanimité: l'onduleur de tension associé à un redresseur non contrôlé et un filtre capacitif.

Les progrès en coût et en performances accomplis par les interrupteurs de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer. La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsion d'amplitude fixe. Positives ou négatives et modulées en largeur. Il existe de très nombreuses possibilités de réalisations, par exemple :

La technique analogique utilisée sur les réalisations industrielles les plus anciennes. Elle consiste à générer: Une onde sinusoïdale de référence par phase dont l'amplitude et la fréquence représente la tension de sortie. Une onde de modulation de fréquence élevée de forme triangulaire. Les interrupteurs de puissance sont commandés aux instants d'intersection de ces 2 ondes, instants déterminés par des comparateurs [18].

IV.2. Principe de MLI sinusoïdale

Le principe de base de la MLI est fondé sur le découpage d'une onde sinusoïdale de référence comme le montre la figure (IV.1). Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est celle qui consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence (sinusoïdale par exemple) appelé modulatrice constituent l'image du signal recueilli à la sortie de l'onduleur [18].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle à comme avantages :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Conséquences :

- Minimisation de la distorsion du courant.
- Faible coût du filtre de sortie.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ Sinon } S(t) = 0$$

Avec :

U_r : la tension référence.

U_p : la tension porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

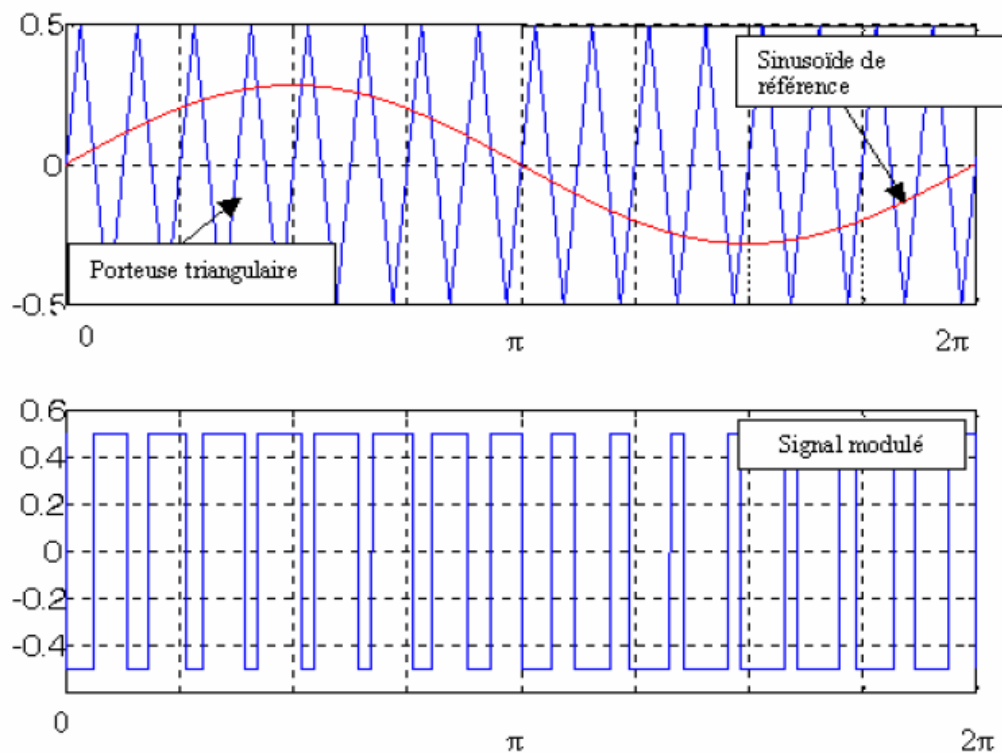


Figure (IV.1): Illustration de la MLI sinusoïdale

IV.2.1. Propriétés

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} .

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \tag{IV.1}$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) “r” qui est l’image du rapport des amplitudes de tension de la référence $V_{m\ ref}$ sur la porteuse $V_{m\ p}$.

$$r = \frac{V_{m\ ref}}{V_{m\ p}} \tag{IV.2}$$

IV.2.2. Tensions de référence

Les tensions de référence de l’ondeur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{ref\ 2} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref\ 3} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{IV.3}$$

IV.2.3. Le schéma de bloc

Le schéma fonctionnel de la figure (IV.2) montre le principe de la commande triangulo -sinusoïdale à deux niveaux :

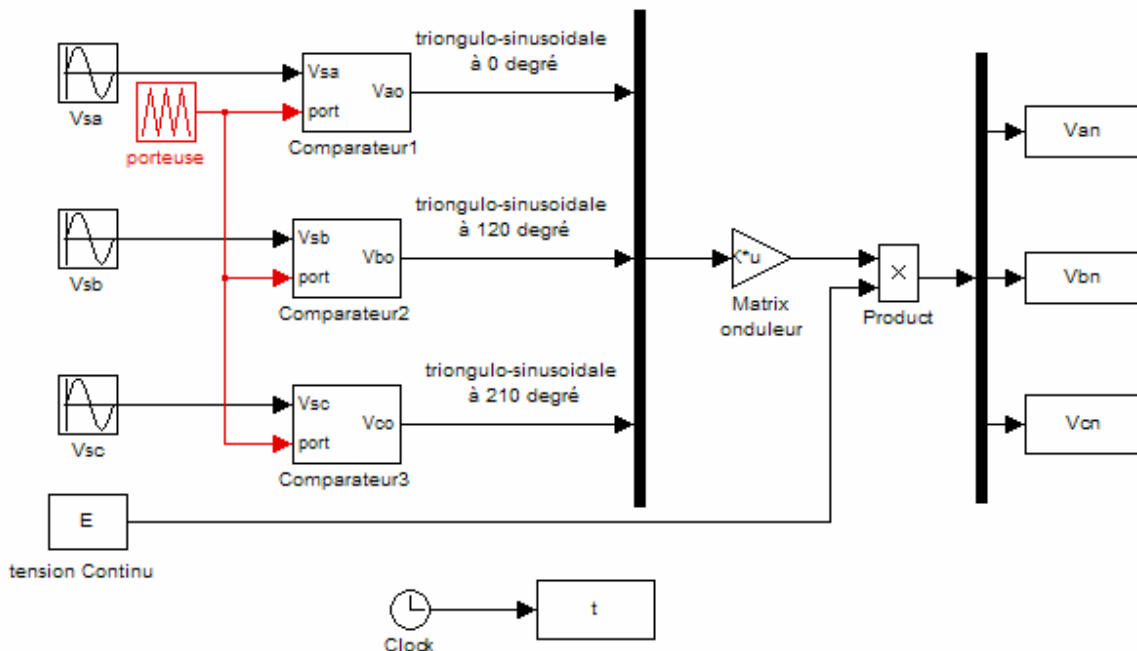


Figure (IV.2) : Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoïdale

IV.2.4. Signaux de commande de l'onduleur

Avant de lancer les tests tous d'abord il faut calculer les signaux de commande de l'onduleur d_a ; d_b ; d_c , afin de leur introduire dans le schéma bloc de simulation Matlab présentée sur la Figure (IV.20). Après on fait une conversion sous Matlab de notre schéma bloc de simulink vers un langage qui est ensuite assuré par le logiciel d'interface graphique CONTROL DESK.

IV.2.5. Calcul des signaux de commande

Dans cette étape on fait un exemple de calcul pour le signal d_a .

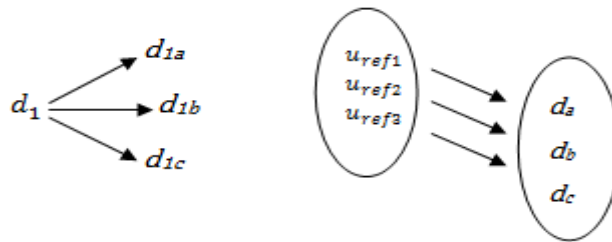


Figure (IV.21) : Schéma expliquant la génération des signaux logiques d_a, d_b, d_c

D'après la figure ci-contre on va déterminer l'équation de la droite $u_p(t)$:

On a : $T_p = \Delta t_1 + \Delta t_2$

A $t \in [0 ; \Delta t_1/2]$:

$$u_p(t) = \frac{\Delta t_1}{2}$$

$$\Rightarrow u_p(t) = \frac{2E}{T_p} \left(\frac{\Delta t_1}{2} \right) - \frac{E}{2} \quad (V.1)$$

Au point A on aura :

$$A_p = A_r \Leftrightarrow u_p(t) = u_r(t)$$

Alors :

$$\frac{2E}{T_p} \left(\frac{\Delta t_1}{2} \right) - \frac{E}{2} = u_r(t)$$

$$\Delta t_1 = \frac{T_p}{2} \left(1 + \frac{u_r(t)}{E/2} \right) \quad (V.2)$$

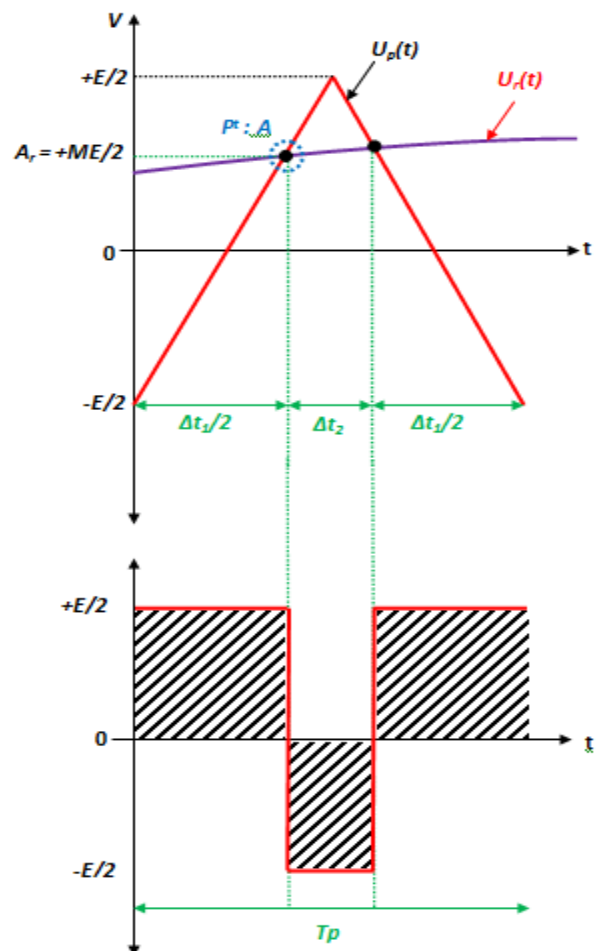
$$\Delta t_2 = T_p - \Delta t_1$$

$$\Rightarrow \Delta t_2 = \frac{T_p}{2} \left(1 - \frac{u_r(t)}{E/2} \right) \quad (V.3)$$

On a :

$$d_1 = \frac{\Delta t_1}{T_p} ; d_2 = \frac{\Delta t_2}{T_p}$$

$$d_1 = \overline{d_2}$$



Les équations des signaux de référence :

$$\begin{aligned} u_{ref1} &= A_{ra} \cdot \sin(\omega t) = \frac{ME}{2} \sin(\omega t) \\ u_{ref2} &= A_{rb} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{ref3} &= A_{rc} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (V.4)$$

Donc par exemple Pour d_a on aura :

$$d_a = \frac{T_p}{2} \left(1 + \frac{1}{E/2} \cdot \frac{ME}{2} \cdot \sin(\omega t)\right) \quad (V.5)$$

IV.3. Présentation du Système Dspace

Le banc d'essai a pour but de mettre en place des stratégies de commande sur une machine asynchrone à rotor bobiné (court-circuité dans le cadre de ce projet pour une utilisation semblable à une machine à cage). Les commandes sont développées sur ordinateur sous un environnement Matlab/Simulink utilisant des blocs dédiés à la commande des machines munis d'une carte Dspace.

L'interface de contrôle et de visualisation des signaux entre l'opérateur et le système est réalisée via CONTROL DESK, qui permet, à partir du schéma Simulink/Dspace, de commander les signaux de contrôle et de visualiser les signaux accessibles sous l'environnement Simulink [19].

IV.4. Description du banc d'essai

La plateforme dSPACE contrôle les convertisseurs électroniques et met en œuvre des stratégies de contrôle sous un environnement Matlab/Simulink[®] dans le banc d'essai est réalisé par un moteur asynchrone, utilisée dans le modèle expérimentale, dont les Paramètres sont présentes dans le paragraphe (IV.4.6), il est nécessaire de mesurer des courants et des tensions en différents points du système et ainsi que la vitesse de rotation du rotor. La disposition des capteurs différents peut être vue sur le schéma de principe du banc, présentée sur la Figure (IV.3). La plateforme réelle est montrée sur Figure (IV.4).

Un avantage essentiel du banc d'essai est L'utilisation de la plateforme microprocesseur dSPACE, modèle ACE 1104 de la société allemande dSPACE GmbH. Le système Advanced Control Education Kit ACE1104 contient d'une plaque microprocesseur (DS1104), qui se connecte sur un ordinateur et sur laquelle, sont disposés tous les éléments principaux du système. Elle est présentée sur la Figure (IV.17).

L'architecture du système et les unités fonctionnelles principales de DS1104 sont illustrées sur la Figure (IV.19).

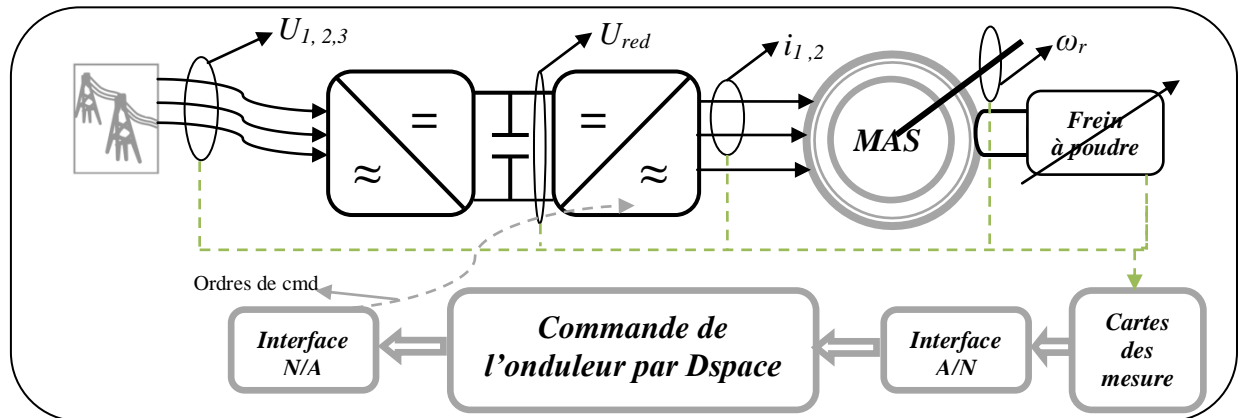


Figure (IV.3) : Schéma de principe du modèle expérimental



Figure (IV.4) : La plateforme réelle (Vue machine et appareillages de mesure)

IV.4.1. Ordinateur de type PC

La commande MLI de notre onduleur se fait sur cet ordinateur PC sous le logiciel Dspace.

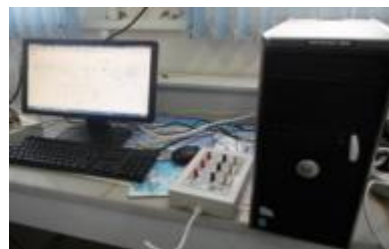


Figure (IV.5) : Ordinateur de type PC

IV.4.2. Onduleur de tension a deux niveaux

Un autotransformateur permet d'ajuster le niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur à diodes. L'ensemble redresseur à diodes, condensateurs (sur le bus continu), bras de ponts, drivers de bras de ponts.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de pont, à IGBT et à diodes, de chez SEMIKRON, ils sont les bras attaquant la machine. La commande des bras de pont est réalisée par

modulation de largeur d'impulsion (MLI/PWM). Il s'agit d'une commande MLI dont la fréquence de découpage f_d choisie est de 10KHz [19].

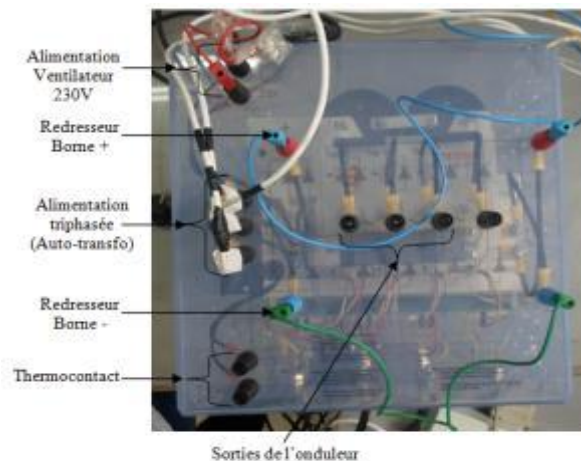


Figure (IV.6) : Montage didactique vu de dessus

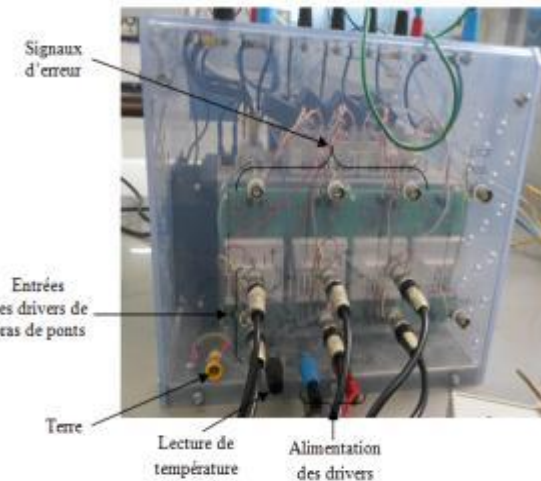


Figure (IV.7) : Montage didactique vu de face

Les drivers, quant à eux, sont alimentés en 0-15V or la carte DSPACE délivre des signaux entre 0-10V, on trouve donc une interface de puissance (montages Darlington) 0-10V → 0-15V, de plus les drivers nécessitent un apport en courant supérieur à la sortie de la carte.

IV.4.3. Carte de mesure pour Dspace

Carte de mesure de type μ tech, utilisé pour les mesure de tension V, et les deux courant i_a, i_b , après seront transmis comme signale analogique par les sortie (V Out, i_a Out..)



Figure (IV.8) : carte de mesure de type μ tech

IV.4.4. Interface de Conversion analogique / numérique



Figure (IV.9) : μ tech Interface Conversion analogique / numérique

IV.4.5. Analyseur de réseau électrique triphasé de type C.A 8334

Destinés aux services de contrôle et de maintenance des bâtiments industriels ou administratifs, le “Qualistar” C.A 8334 permettent d’obtenir une image instantanée des principales caractéristiques de la qualité du réseau électrique.



Figure (IV.10) : Analyseur de réseau électrique triphasé de type C.A 8334

Ces appareils proposent également de nombreuses valeurs calculées et plusieurs fonctions de traitement suivant les normes en vigueur.

IV.4.6. Capteur de courant de type MN93A

Les pinces ampèremétriques et les capteurs de courant flexibles *AmpFLEX™* permettent de mesurer le courant circulant dans un câble sans avoir à ouvrir le circuit. Ils permettent aussi d’isoler l’utilisateur des tensions dangereuses présentes dans le circuit.

Le choix de l’accessoire à utiliser dépend de la valeur du courant à mesurer et du diamètre des câbles.



Figure (IV.11) : Capteur de courant de type MN-93A

IV.4.7. Moteur Asynchrone

Il s'agit d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné (court-circuité pour une utilisation semblable à un moteur à cage). Les caractéristiques de ce moteur sont les suivantes (d'après la plaque signalétique) :

- $P_u=1.5 \text{ Kw}$; $V_{ab}= 380 \text{ V}$; $f=50 \text{ Hz}$, $I_n= 3.6 \text{ A}$ and $n=1400 \text{ tr.mn}^{-1}$
- $R_s=4.85\Omega$, $R_r=3.085 \Omega$, $L_s=L_r=0.274\text{H}$, $M=0.258 \text{ H}$, $f=0.00114\text{Nm.rad}^{-1}.\text{s}^{-1}$,
 $J=0.031 \text{ Kgm}^2$ and $T_r=3\text{Nm}$

Il s'agit bien entendu des valeurs nominales.



Figure (IV.12) : Moteur asynchrone et source de tension triphasée

IV.4.8. Charge (frein a poudre)

Un frein à poudre magnétique de type SE 2662 - 5R qui permet d'opposer un couple résistant réglable pour notre moteur.



Figure (IV.13) : frein à poudre magnétique de type SE 2662 - 5R



Figure (IV.14) : Moteur asynchrone couplé avec frein à poudre

IV.4.9. Contrôle du frein à poudre

Sur cet appareil on agit sur le couple résistant (variation entre 0-5 N.m) du frein à poudre, elle contient l'Affichage de la vitesse de rotation et du couple résistant.



Figure (IV.15) : Contrôle du frein à poudre

IV.4.10. Jeu de câbles de mesure de sécurité

Lignes de mesure de sécurité avec fiches de sécurité 4 mm, couleur, isolation PVC, hautement flexibles.

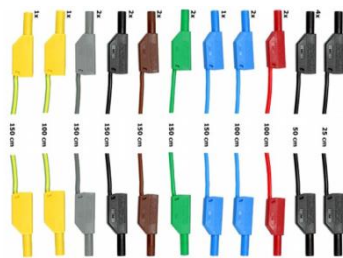


Figure (IV.16) : Jeu de câbles de mesure de sécurité

IV.4.11. Carte DSPACE 1104

La carte DSPACE assure les aspects logiciels et numériques de la commande, depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrées jusqu'aux signaux (MLI/PWM) de commande des bras de pont (signaux de sorties), en passant par les asservissements, qui sont ensuite implantés au sein de cette carte dans des mémoires FLASH allouées.

Cette carte est développée autour d'un processeur de bureautique de chez IBM (PowerPC 604e travaillant à 400 MHz), mais a néanmoins vocation à être dédiée à la commande des machines. Effectivement elle possède un très grand nombre de périphériques, comme un DSP esclave (T-I DSP TMS320F240 travaillant à 20MHz), des interfaces pour codeurs incrémentaux, des sorties PWM, des entrées ADC (CAN) ou encore des sorties DAC (CNA), qui sont généralement des

périphériques que nous allons retrouver sur le marché dans des DSP dédiés à la commande des machines électriques.

Les programmes, développés sous l'environnement Simulink, sont implantés au sein de la carte, l'interfaçage avec l'opérateur est ensuite assuré par le logiciel d'interface graphique CONTROL DESK.



Figure (IV.17) : Vue extérieure de la plaque DS1104



Figure (IV.18) : Panel d'interface CLP1104

La plaque microprocesseur DS1104 se pose sur un port PCI d'un ordinateur et est alimenté par ce port. Elle dispose de deux processeurs – un pour des objectifs généraux PPC603e et un processeur spécialisé de signaux TMS320F240 de Texas Instruments. Le processeur maître s'occupe des calculs principaux, de la communication avec l'ordinateur, des convertisseurs analogique/numériques et numérique/analogiques (respectivement CAN et CNA), l'encodeur d'incrément et l'interface RS232 (485). Le processeur esclave sert les modulateurs MLI l'interface SPI et les entrées pour la mesure d'une fréquence et d'une période [20].

La connexion de la plaque avec les appareils périphériques s'effectue par un câble lié au CLP1104, sur lequel sont disposés des connecteurs pour le branchement des signaux extérieurs et des photodiodes (LED) pour une indication des états des lignes numériques – Figure (IV.18)

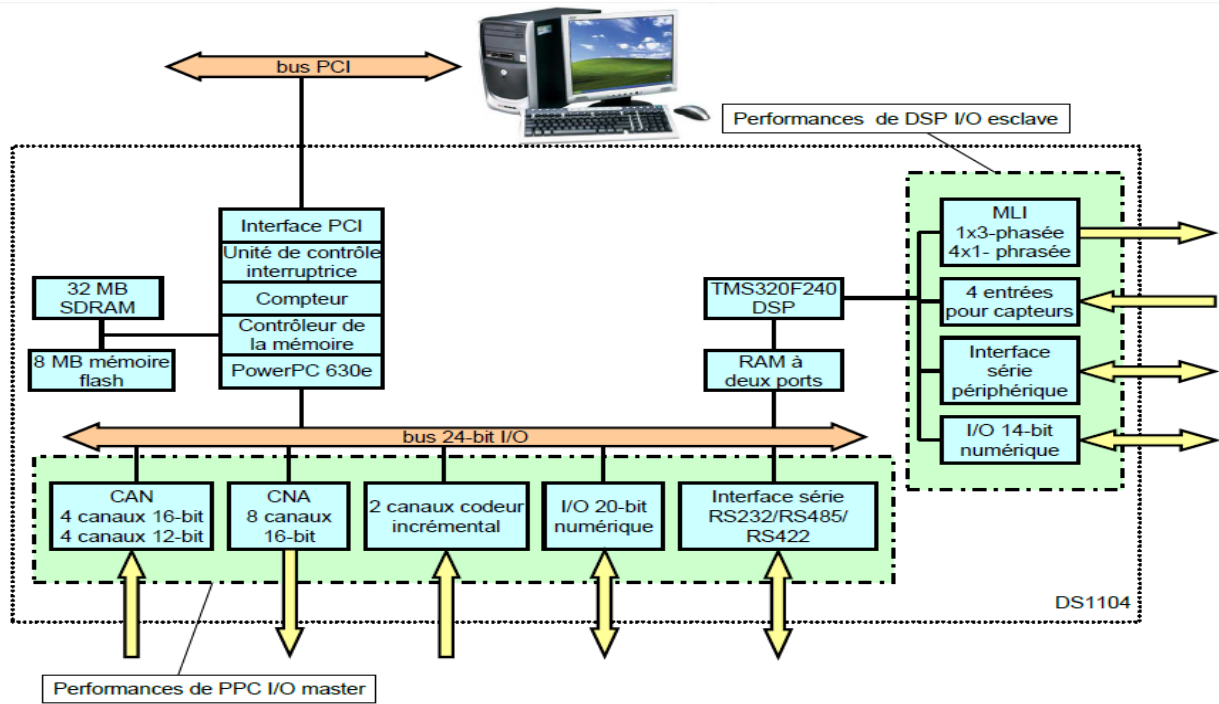


Figure (IV.19) : Structure de la plaque DS1104

IV.4.12. Interface Control Desk

Le logiciel CONTROL DESK est une interface graphique permettant la visualisation de toutes les variables (de contrôle, de retour capteur ...) disponibles sur les schémas Simulink/Dspace de la commande. CONTROL DESK, allié à DSPACE, qui offre des blocs (sous Simulink) propres à la commande des machines, permet d'avoir accès à tous les signaux utiles à la commande de la machine et à une bonne compréhension du système [19].

IV.5. Modèle expérimentale de MLI

Afin de vérifier la validité des formulations théoriques, nous avons développé un modèle expérimentale c'est-à-dire une expérimentation simulant le fonctionnement d'alimentation d'une machine asynchrone a travers un onduleur a deux niveaux commandé par MLI sinus-triangulaire sous DSPACE.

Pour la mettre en place, nous avons utilise un moteur asynchrone, un système microprocesseur DSPACE et des convertisseurs électroniques telque un redresseur triphasé et un onduleur de tension a deux niveaux. Ce simulateur est réalisé dans le cadre d'un projet de recherches scientifiques.

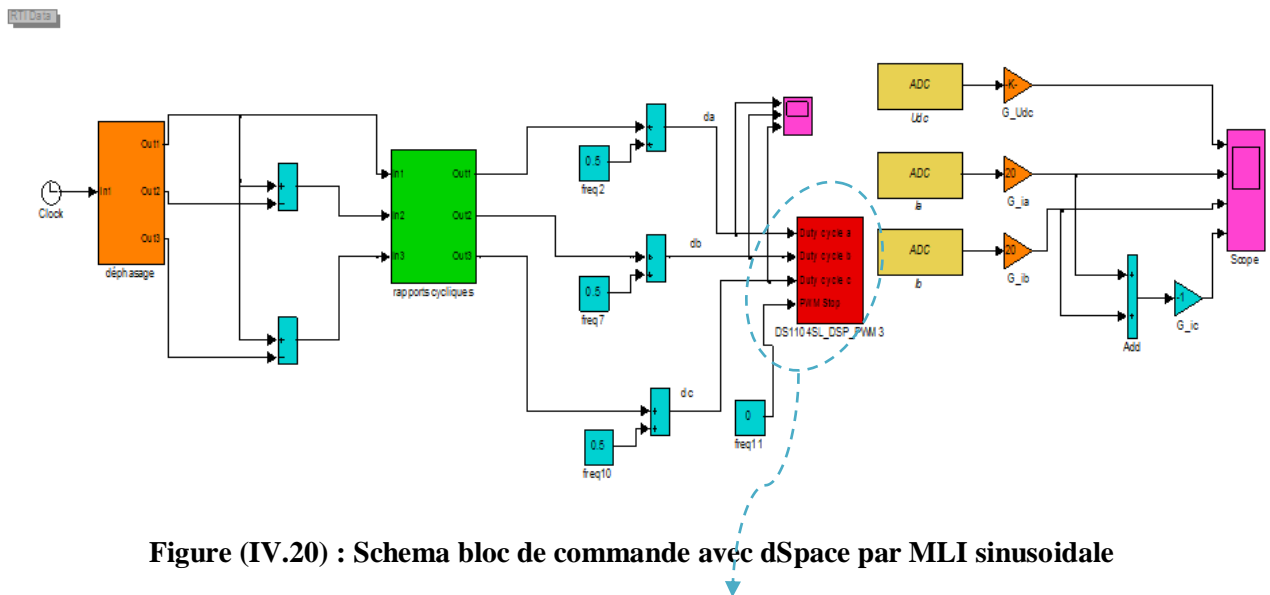


Figure (IV.20) : Schéma bloc de commande avec dSpace par MLI sinusoïdale

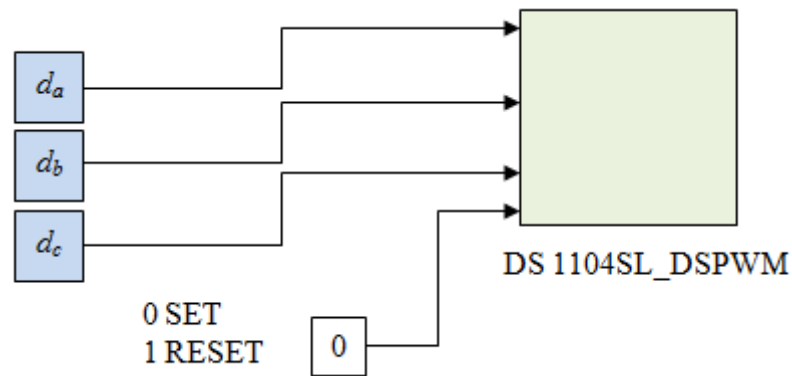


Figure (IV.21) : Schéma Loupé des signaux logiques d_a, d_b, d_c

IV.6. Conclusion

Dans cette partie on a illustré notre travail expérimentale, tel que le système à étudier et de son interfaçage avec le PC, ainsi que de l'environnement logiciel c'est-à-dire le schéma généré sous Simulink associé à une interface graphique développée sous Control Desk.

Chapitre V

*Résultats expérimentaux
et de simulation*

V. Résultats expérimentaux et de simulation

V.1. Les essais à vide $Cr= 0 \text{ N.m}$

V.1.1. Premier Cas

On fixe le taux de modulation r , et on varie l'indice de modulation m .

- Pour : $m=15$ et $r=0.86$

▪ Résultats expérimentaux

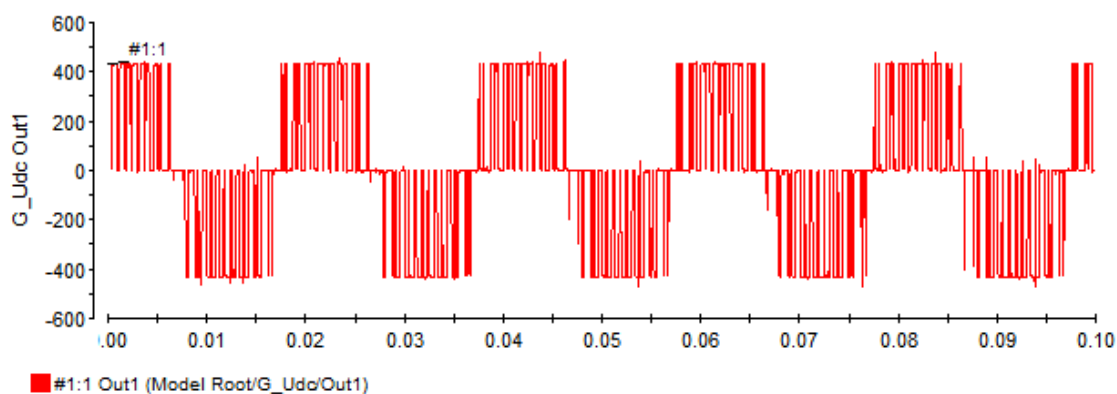


Figure V.1 : Tension composé U_{dc}

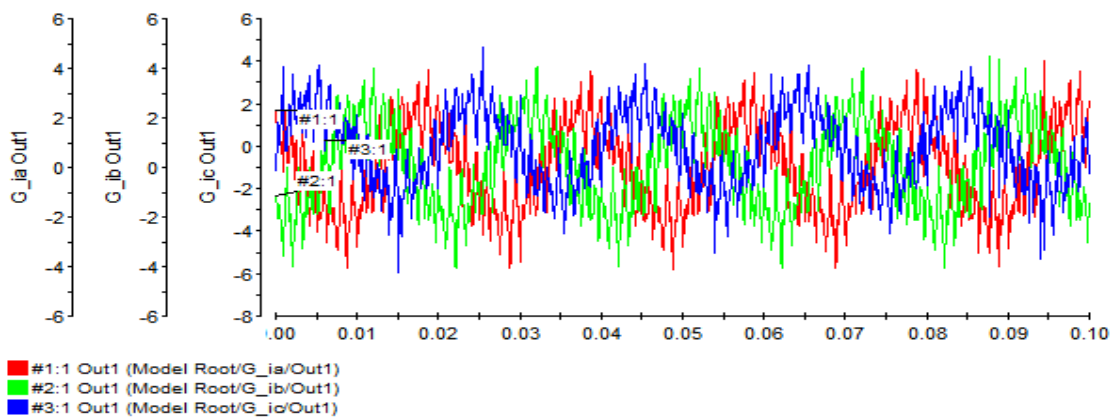


Figure V.2 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

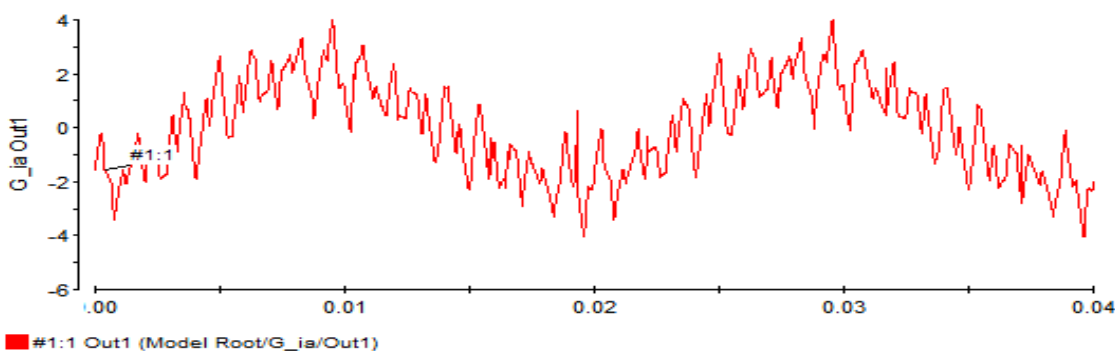


Figure V.3 : courant d'une seule phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab

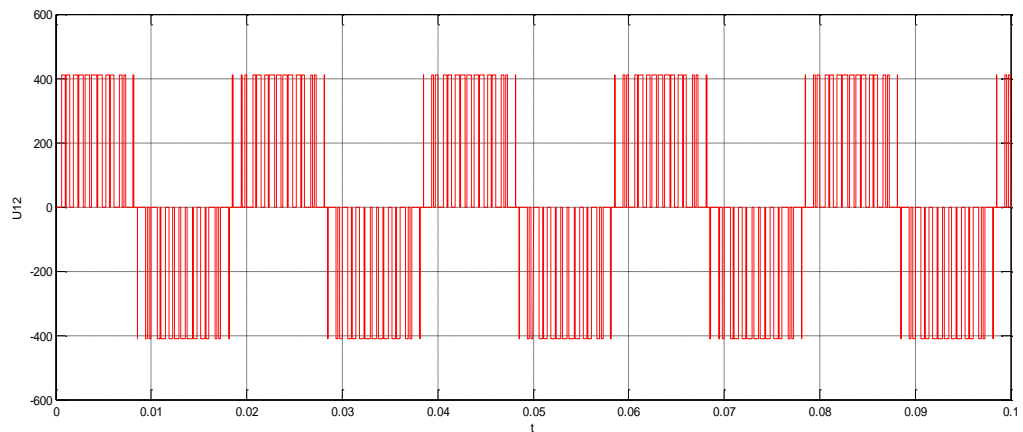


Figure V.4 : Tension composé U_{12}

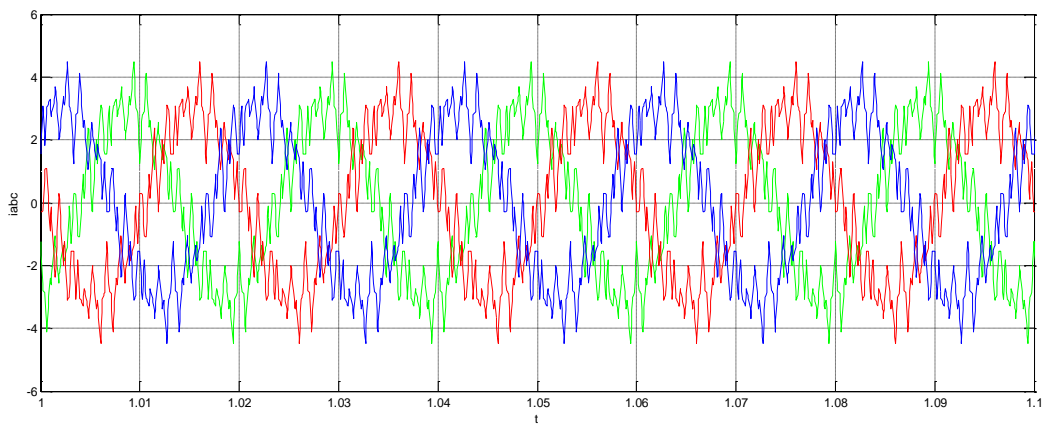


Figure V.5 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

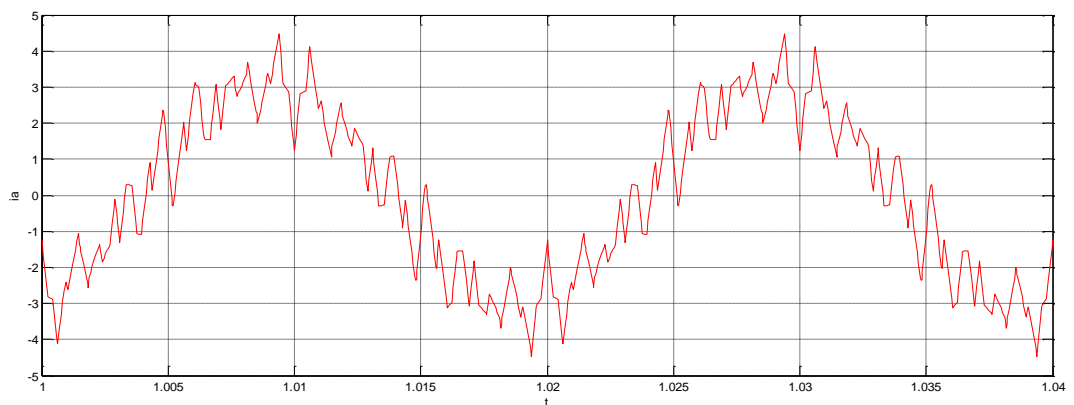


Figure V.6 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=21$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux

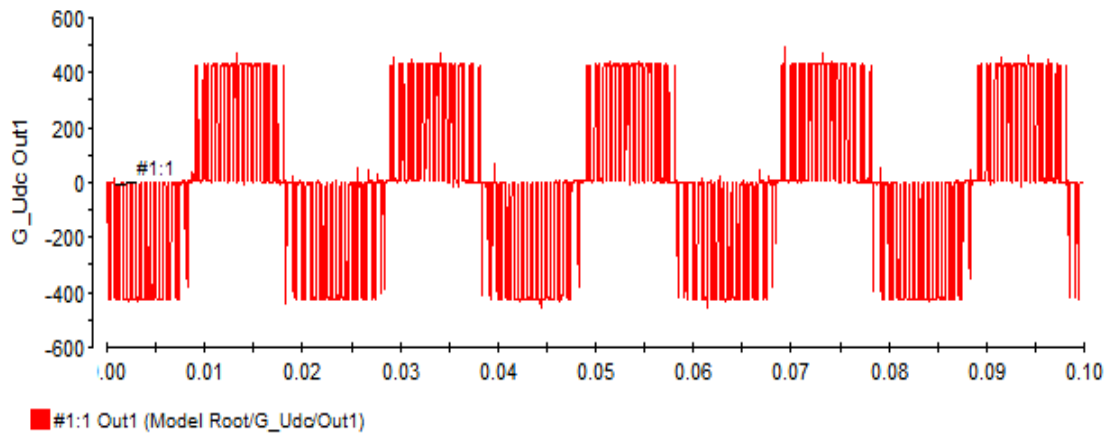


Figure V.7 : Tension composé U_{dc}

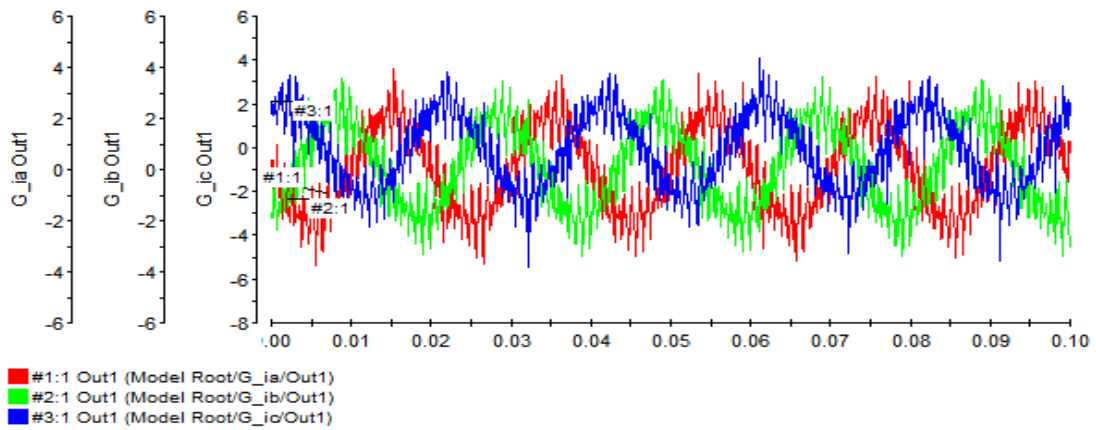


Figure V.8 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

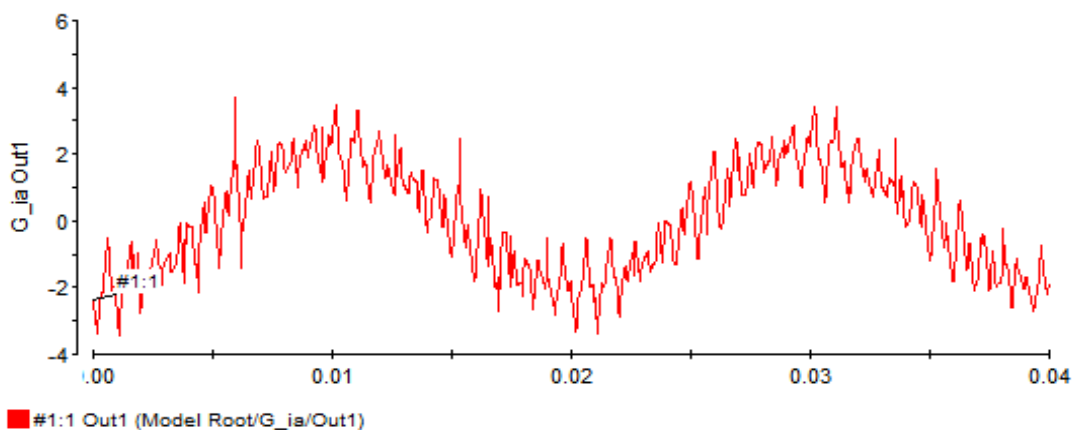


Figure V.9 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

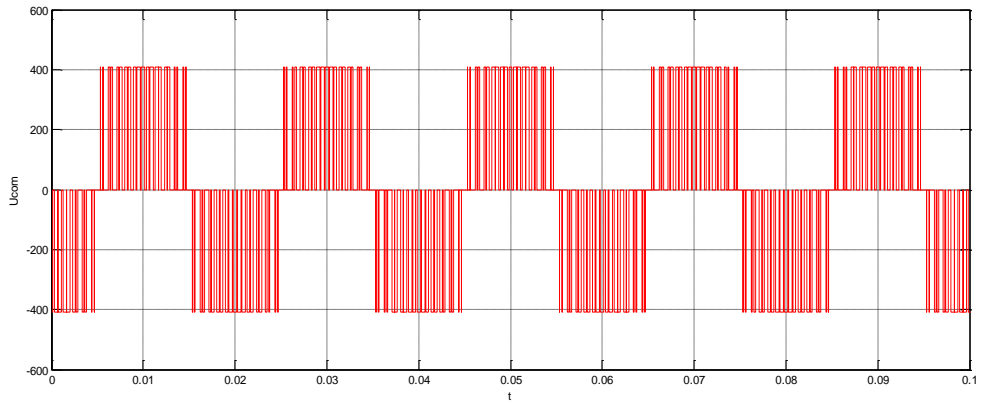


Figure V.10 : Tension composé U_{12}

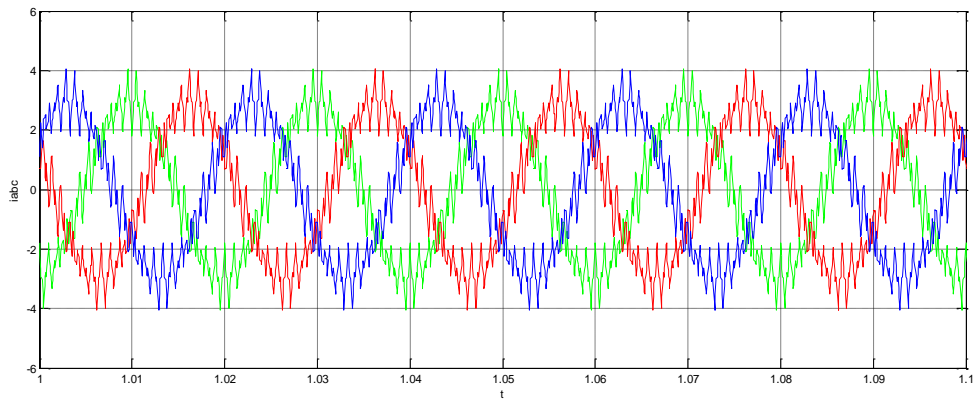


Figure V.11 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

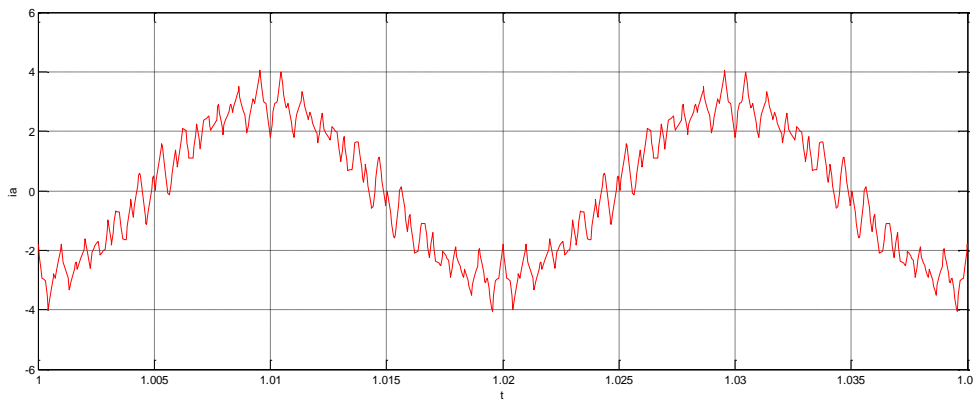


Figure V.12 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=33$ et $r=0.86$:
 - Résultats expérimentaux :

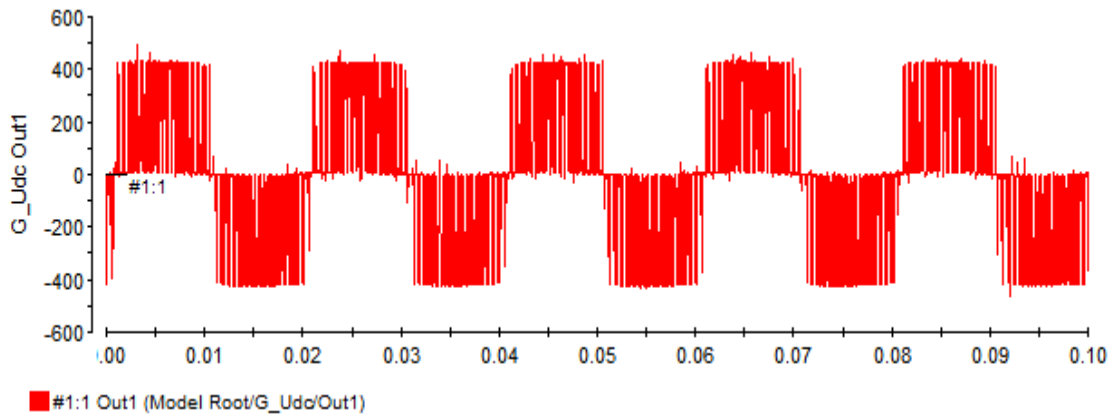


Figure V.13 : Tension composé U_{dc}

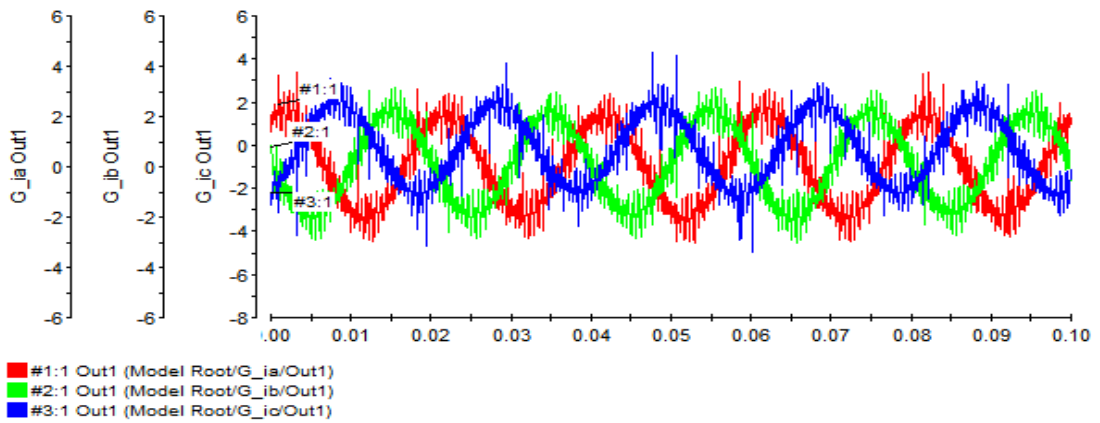


Figure V.14 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

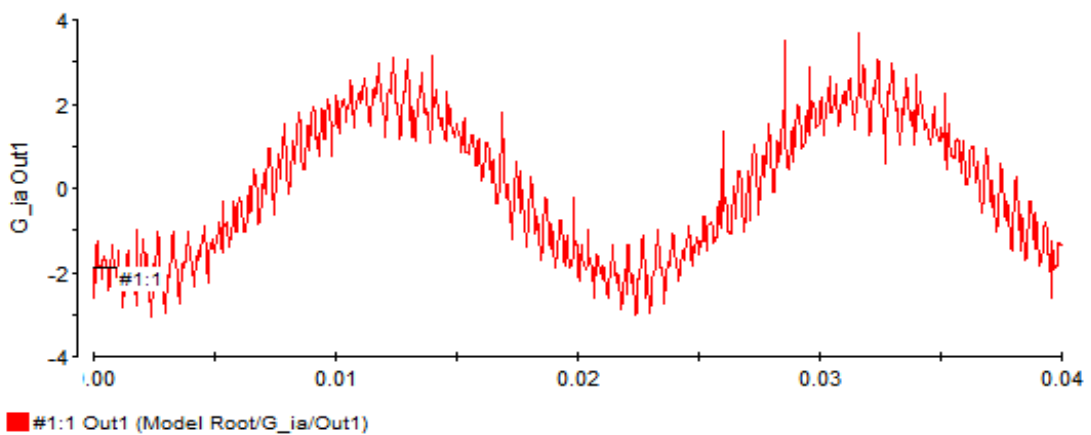


Figure V.15 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

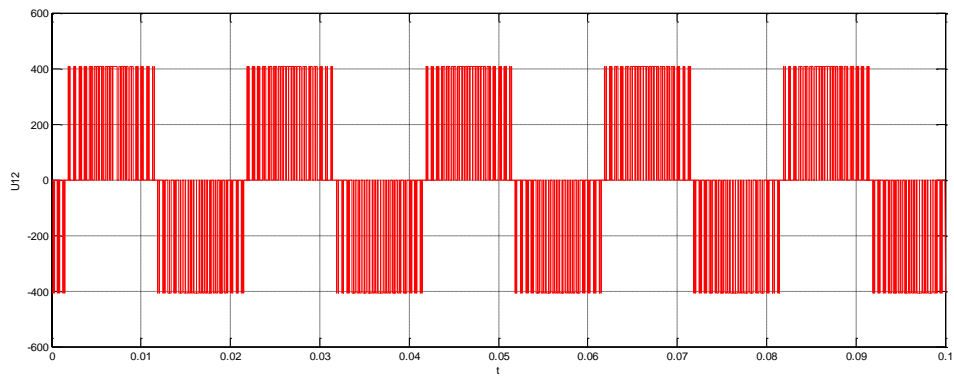


Figure V.16 : Tension composé U_{12}

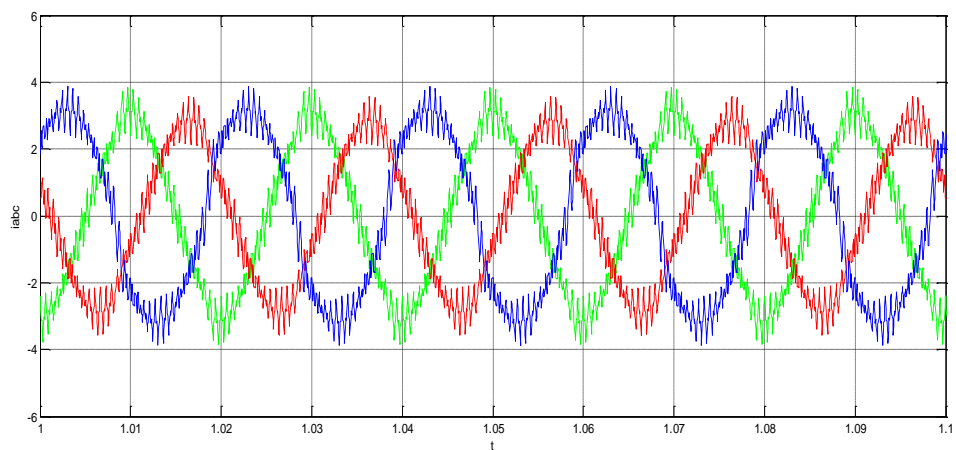


Figure V.17 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

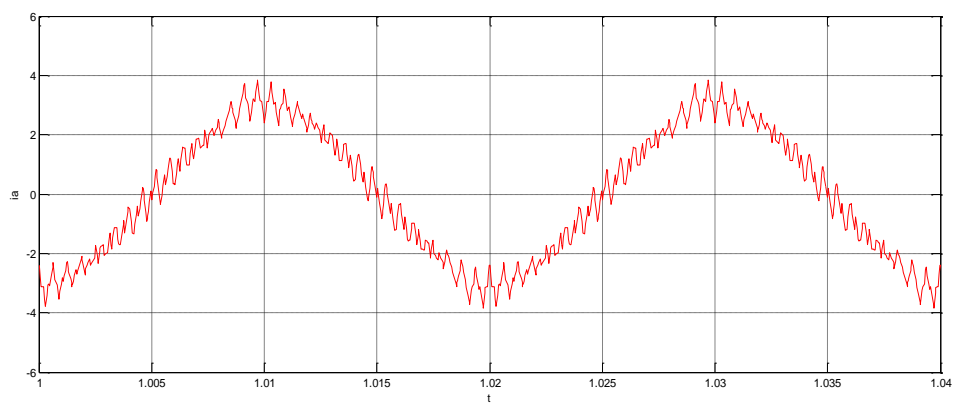


Figure V.18 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=39$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

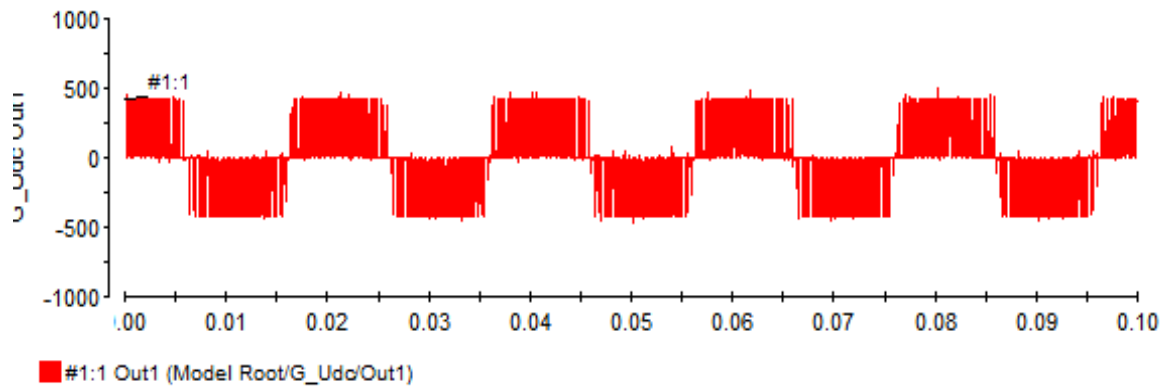


Figure V.19 : Tension composé U_{dc}

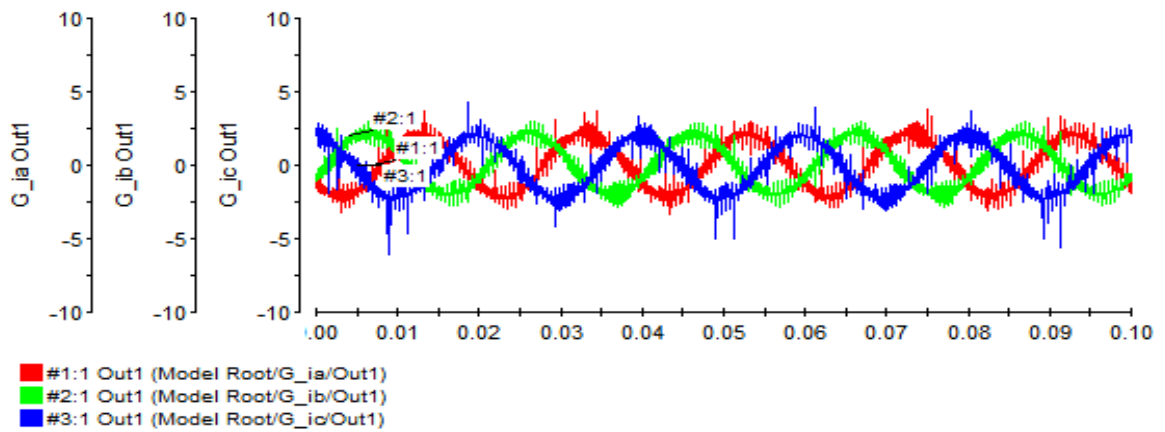


Figure V.20 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

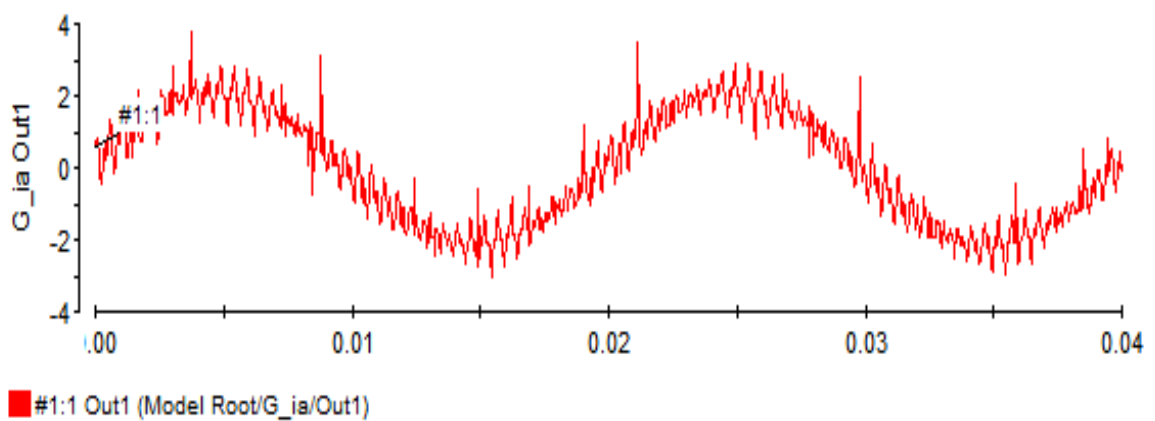


Figure V.21 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

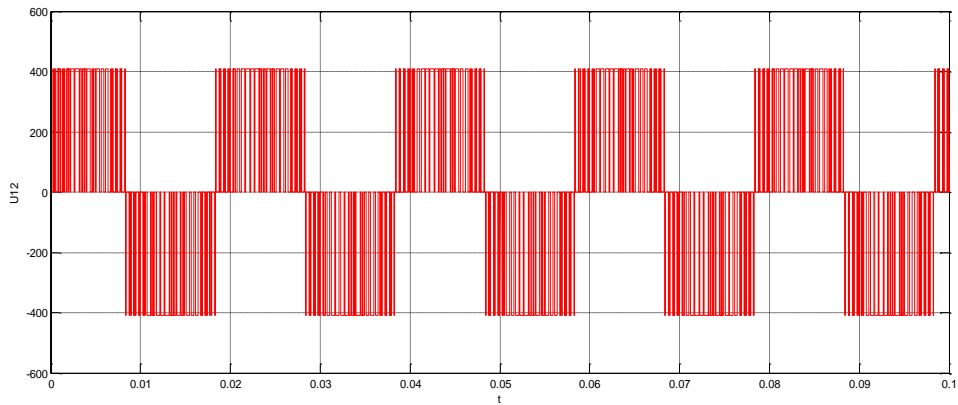


Figure V.22 : Tension composé U_{12}

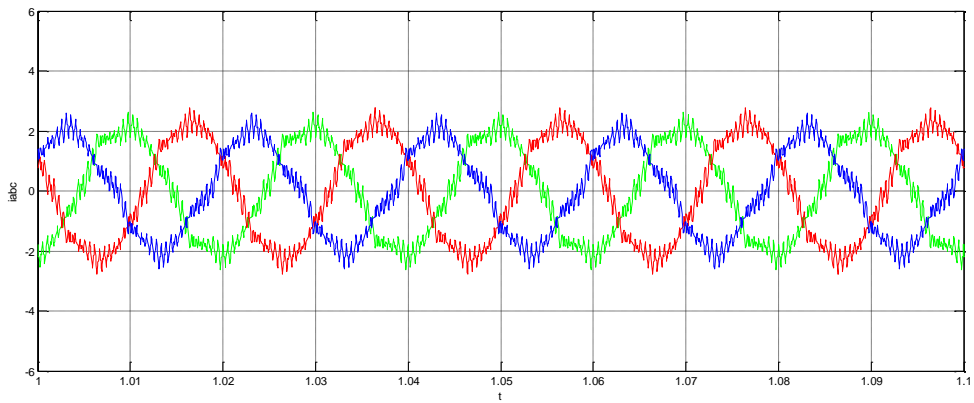


Figure V.23 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

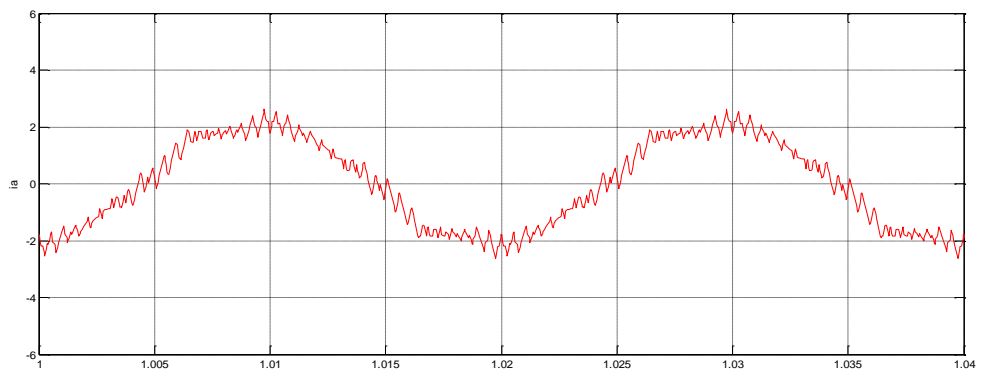


Figure V.24 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=45$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

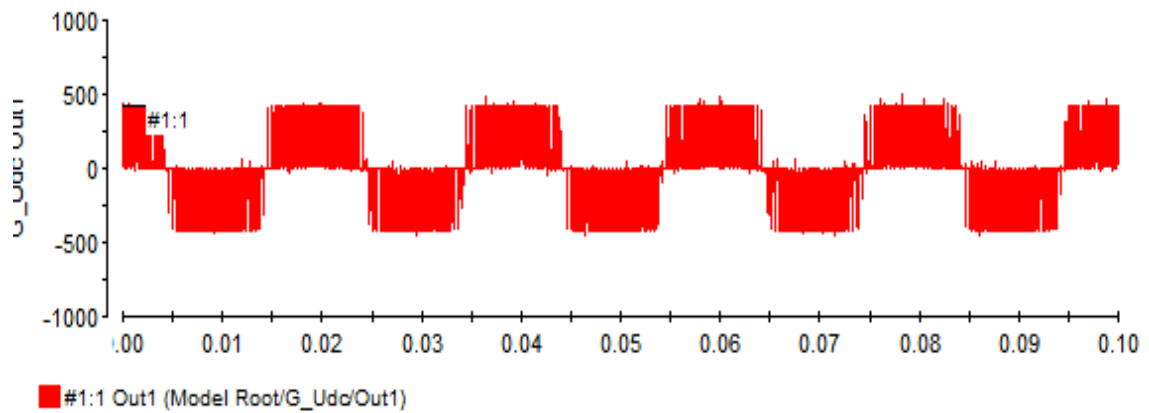


Figure V.25 : Tension composé U_{dc}

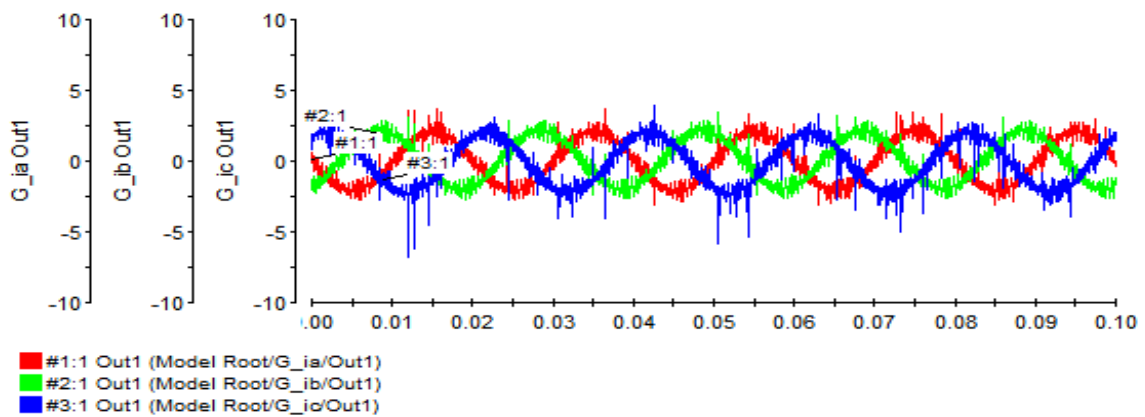


Figure V.26 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

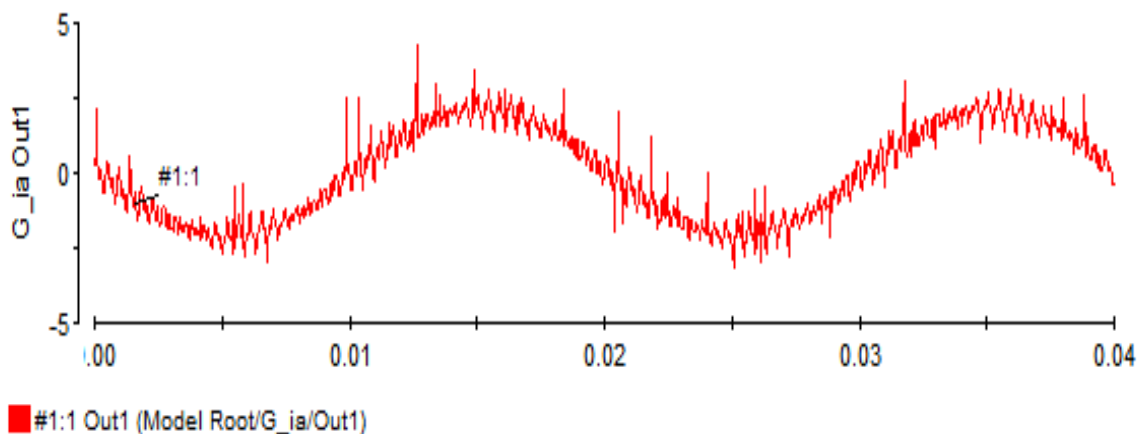


Figure V.27 : courant d'un seul phase i_a

▪ **Résultats simulation Matlab :**

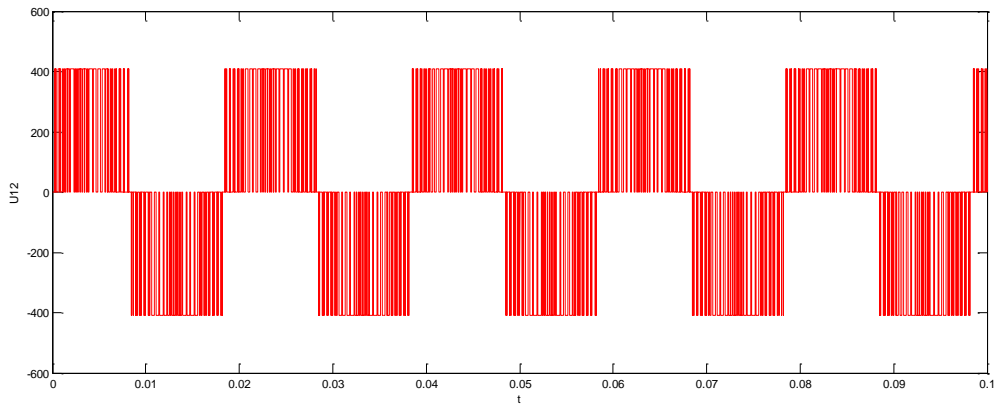


Figure V.28 : Tension composé U_{12}

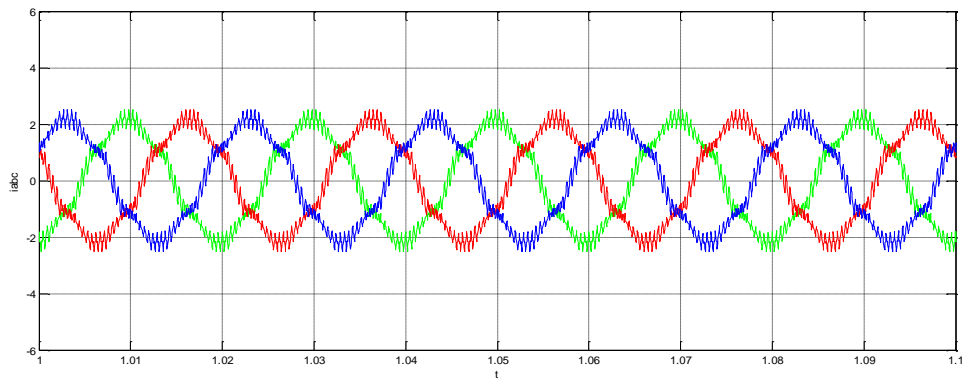


Figure V.29 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

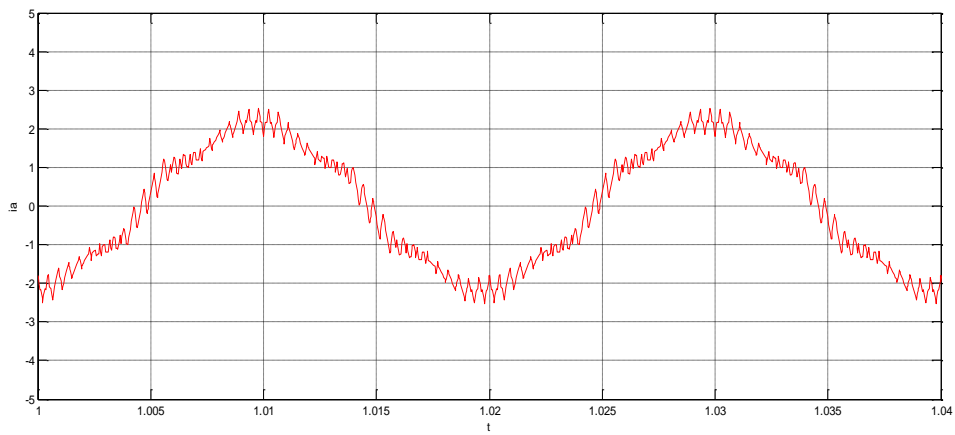


Figure V.30 : courant d'un seul phase i_a

V.1.2. Deuxième Cas :

On varie le taux de modulation r , et on fixe l'indice de modulation m .

- Pour : $m=45$ et $r=0.6$
 - Résultats expérimentaux :

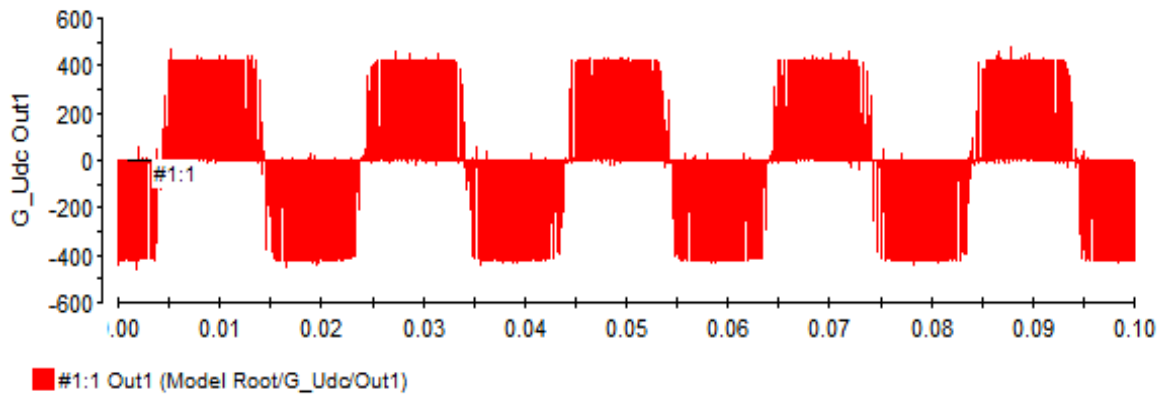


Figure V.31 : Tension composé U_{dc}

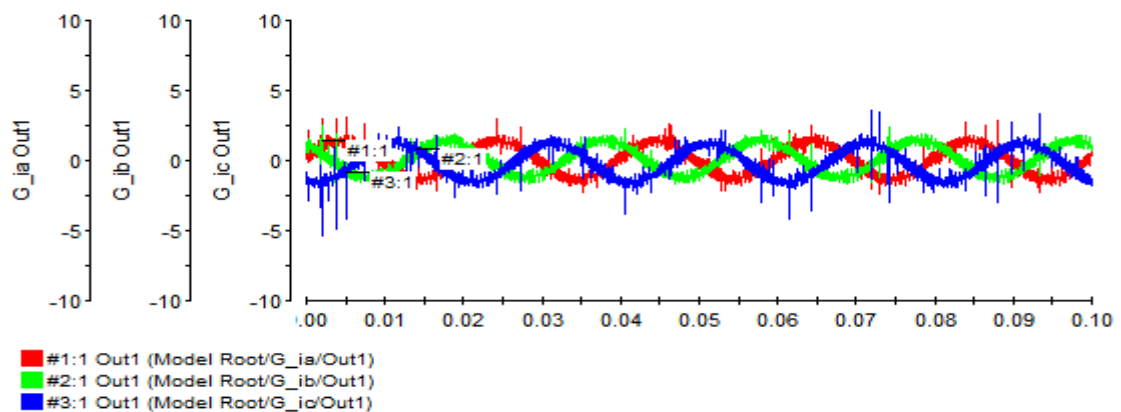


Figure V.32 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

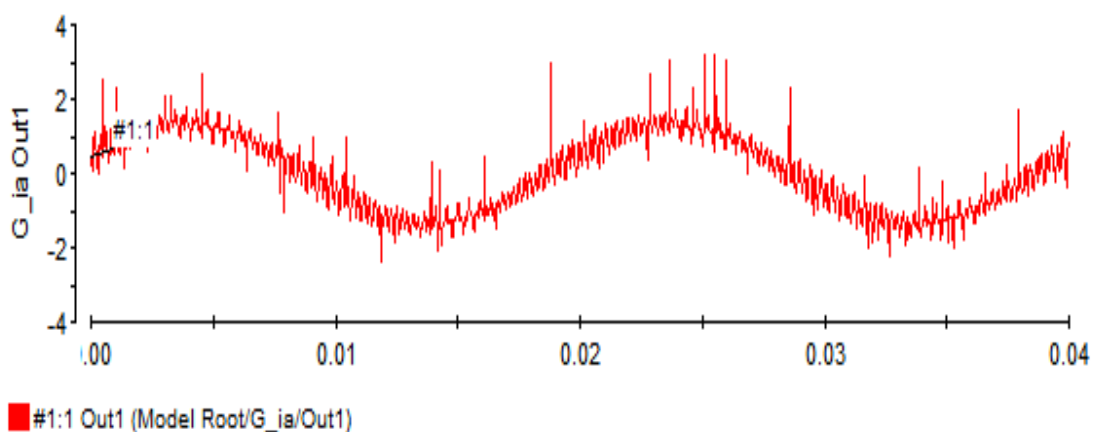


Figure V.33 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

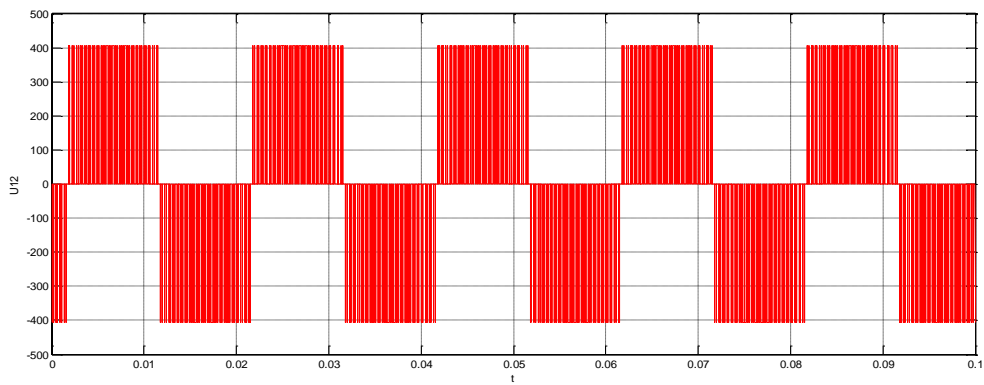


Figure V.34 : Tension composé U_{12}

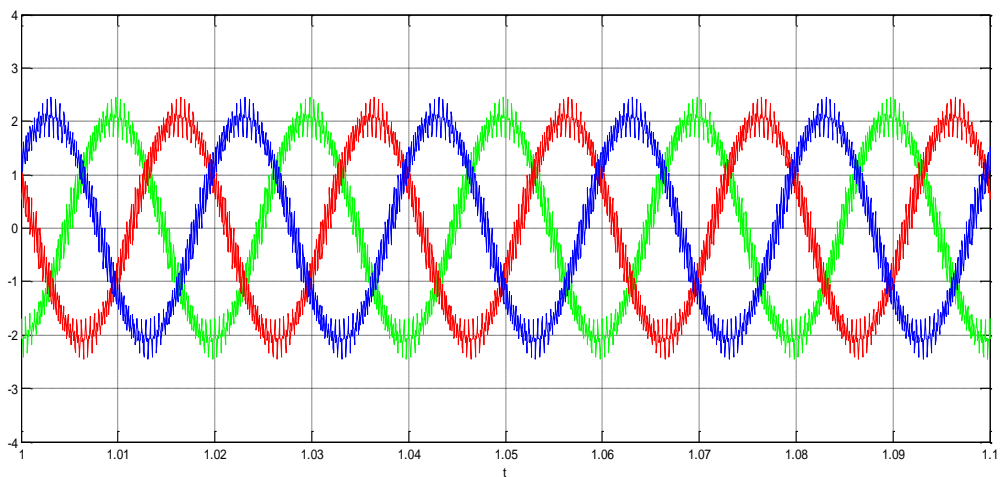


Figure V.35 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

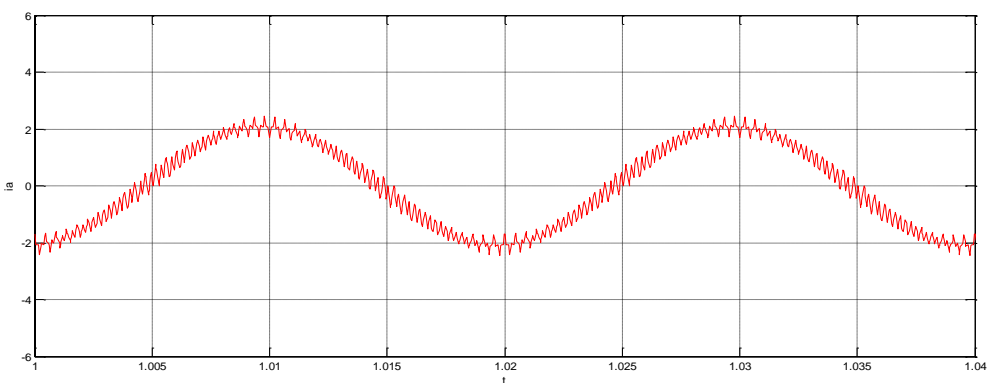


Figure V.36 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=45$ et $r=0.76$
 - Résultats expérimentaux :

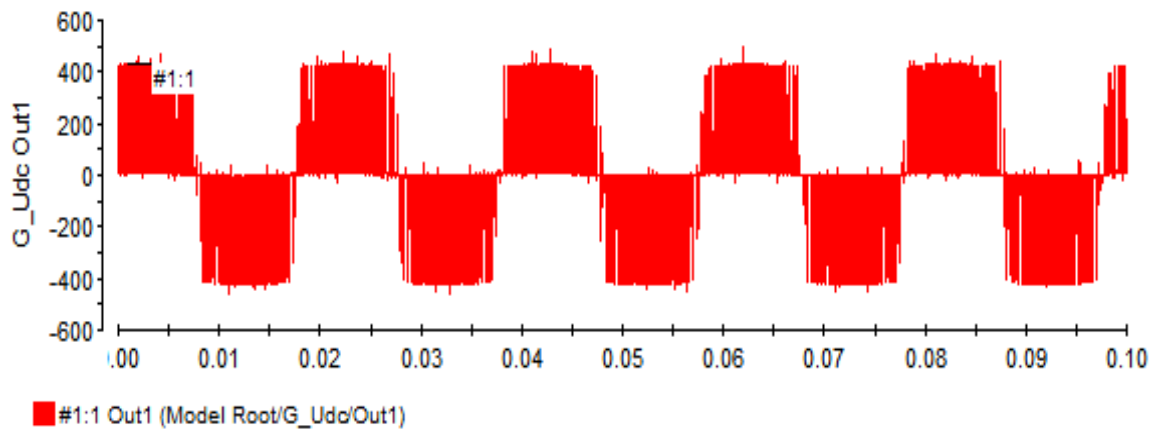


Figure V.37 : Tension composé U_{dc}

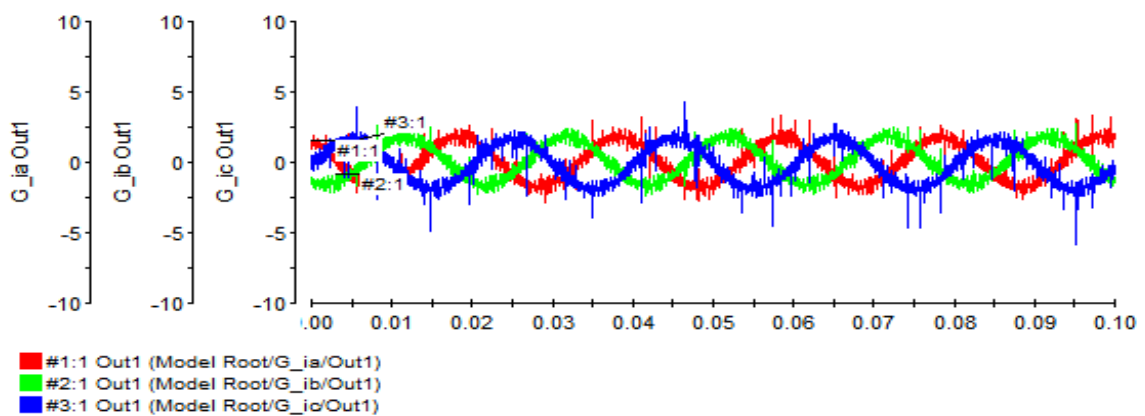


Figure V.38 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

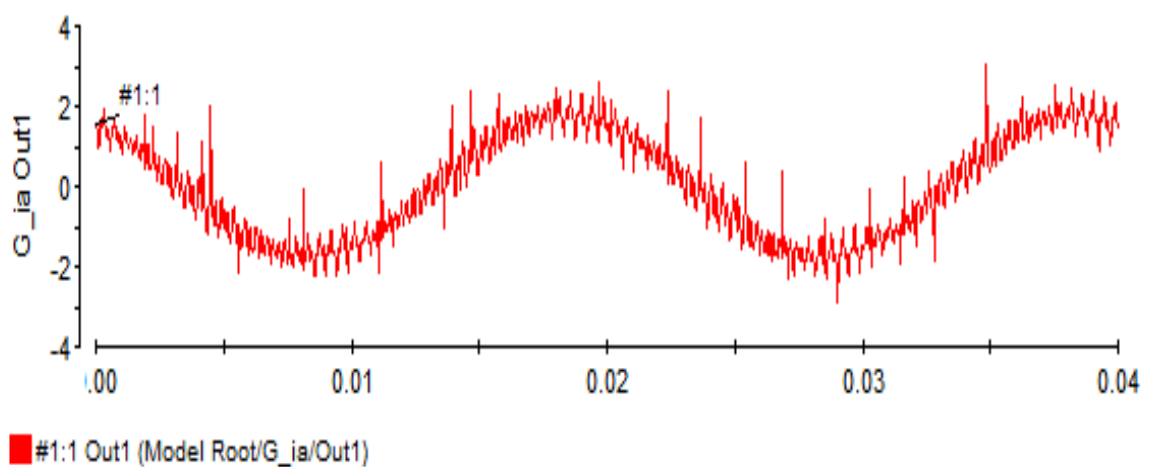


Figure V.39 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

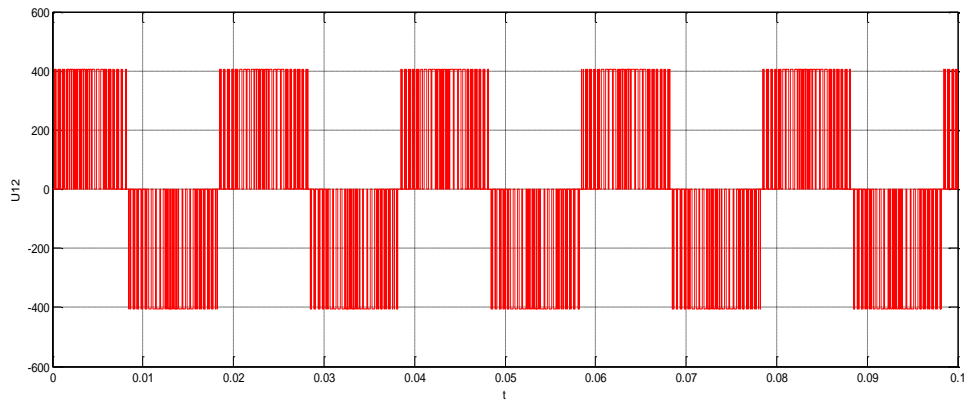


Figure V.40 : Tension composé U_{12}

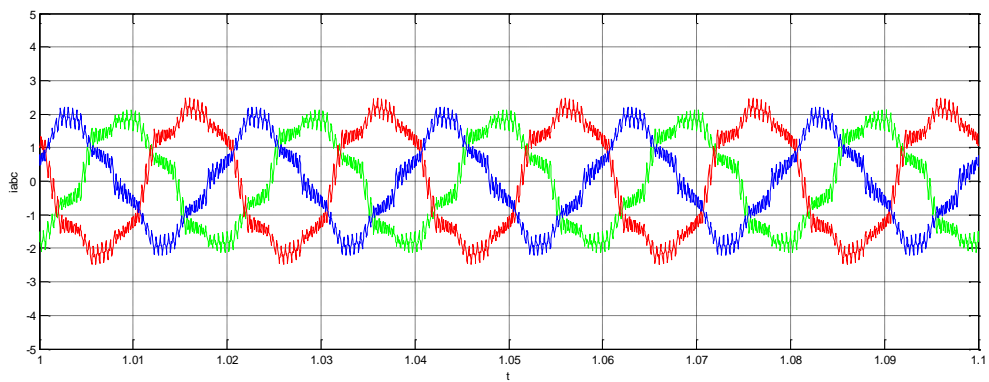


Figure V.41 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

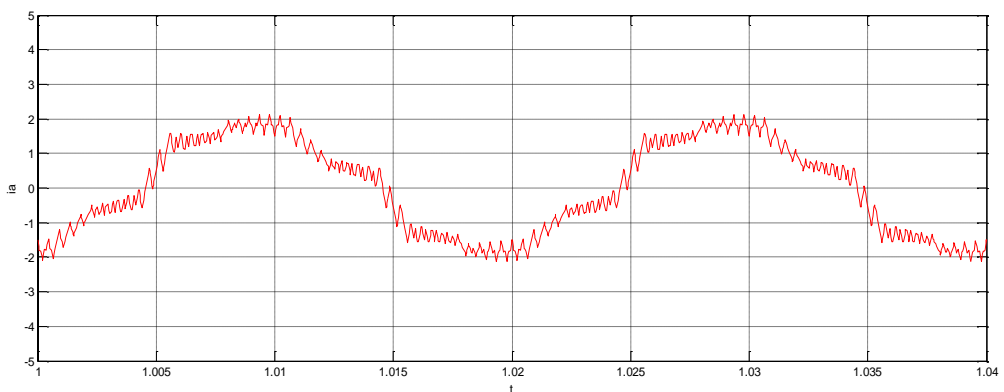


Figure V.42 : courant d'un seul phase i_a

V.2. Les essais en charge $Cr= 5 \text{ N.m}$

V.2.1. Premier Cas :

On fixe le taux de modulation r , et on varie l'indice de modulation m

- Pour $m=15$ et $r=0.86$

- Résultats expérimentaux :

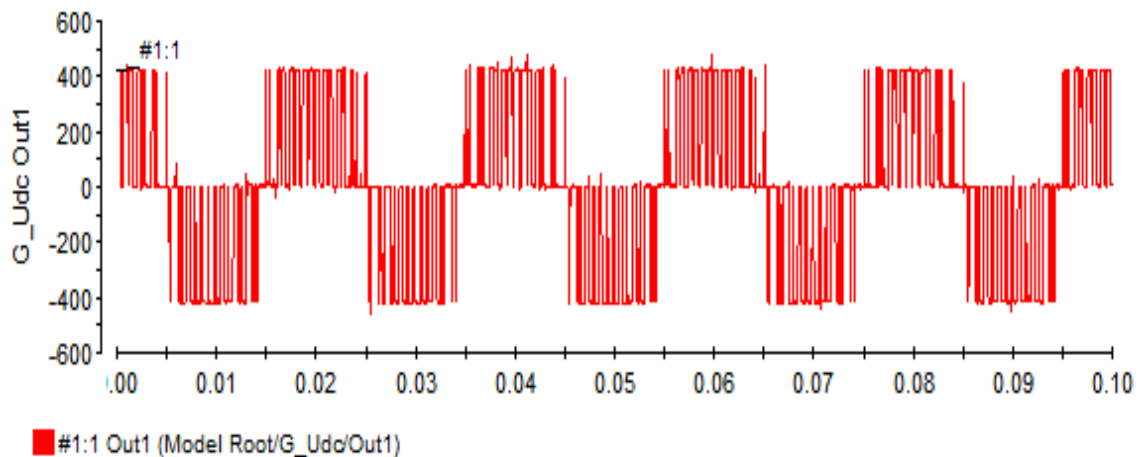


Figure V.43 : Tension composé U_{dc}

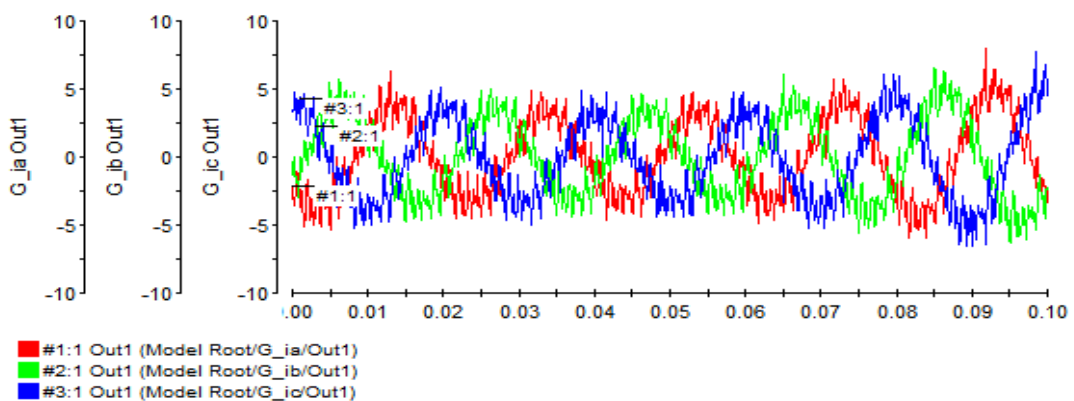


Figure V.44 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

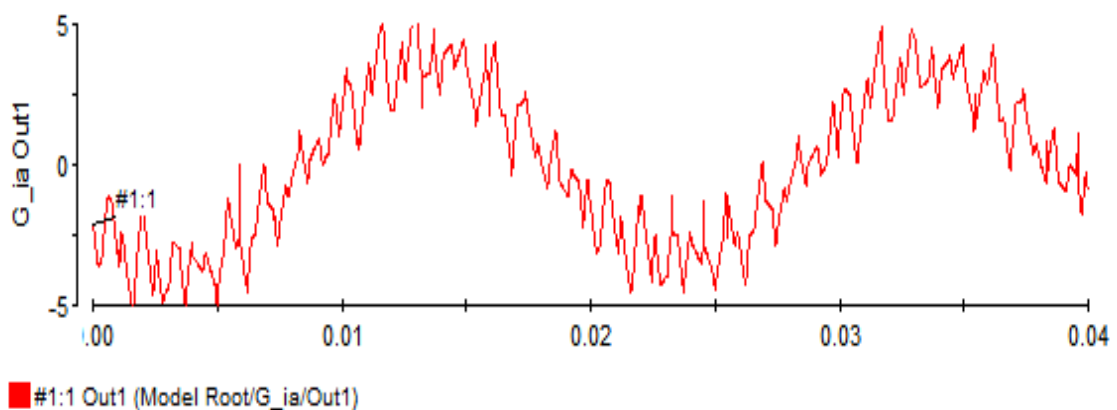


Figure V.45 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

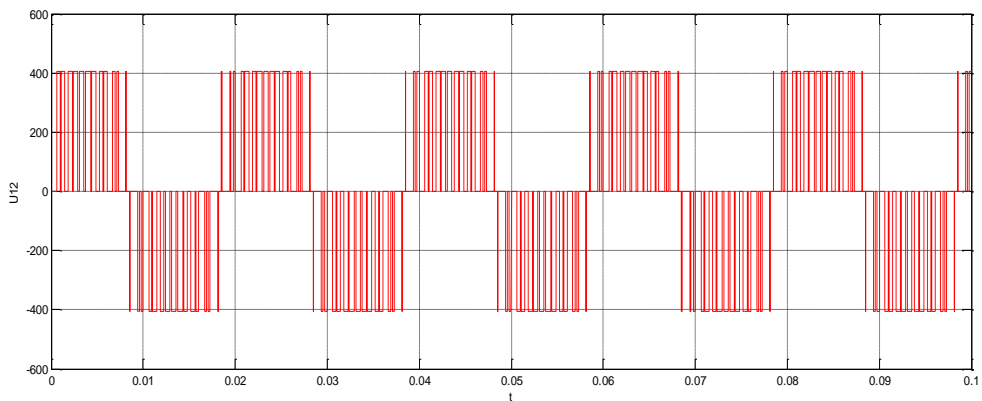


Figure V.46 : Tension composé U_{12}

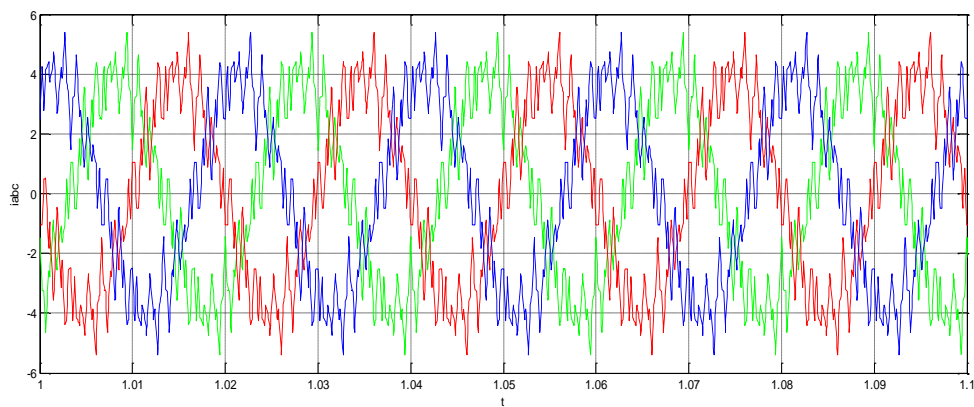


Figure V.47 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

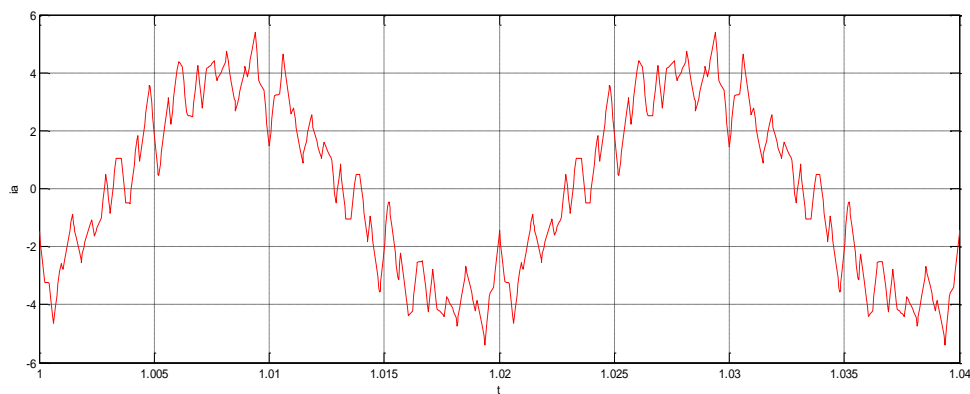


Figure V.48 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=21$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

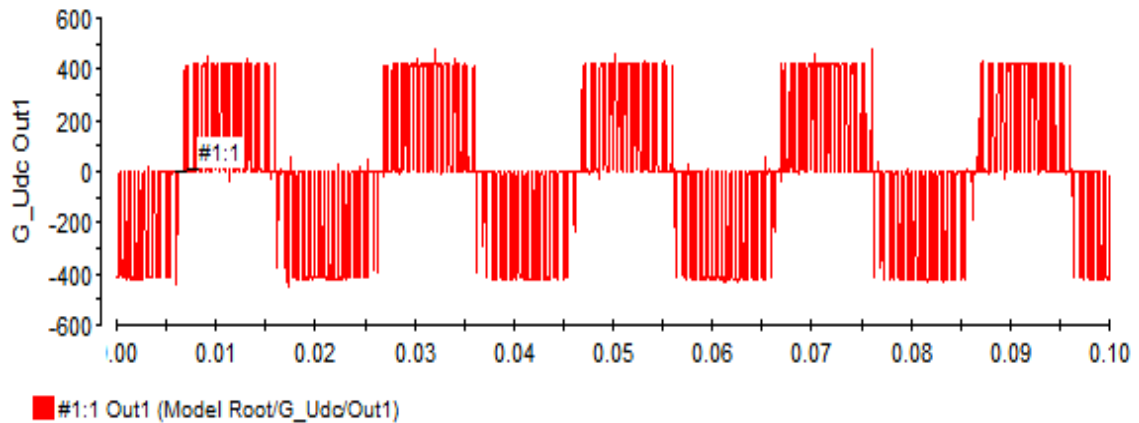


Figure V.49 : Tension composé U_{dc}

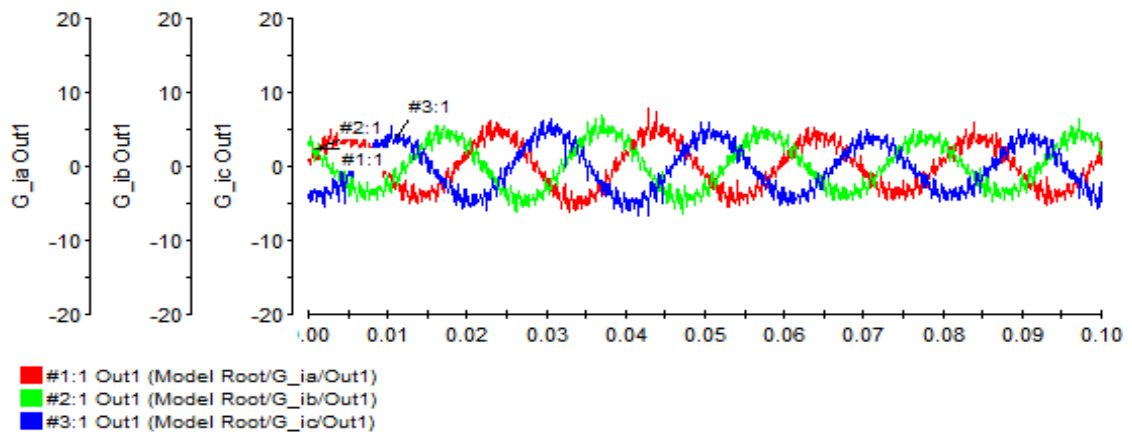


Figure V.50 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

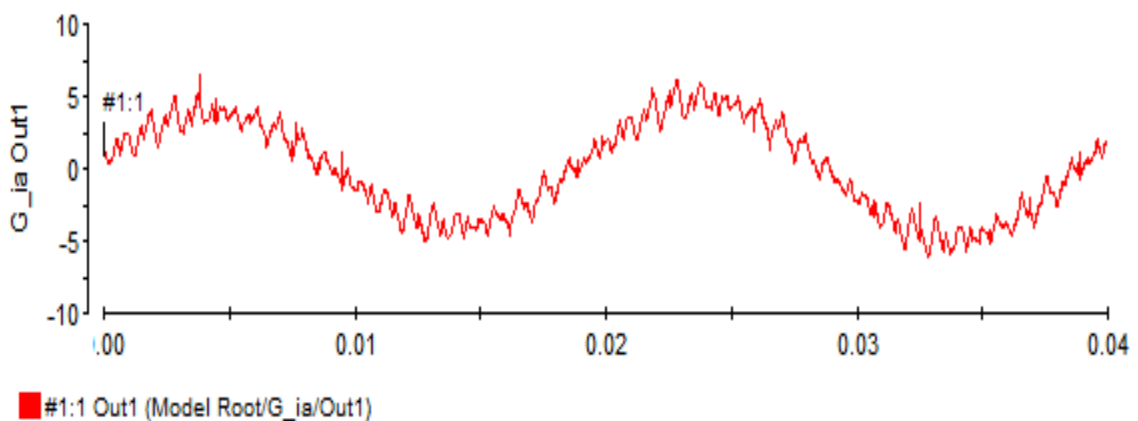


Figure V.51 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

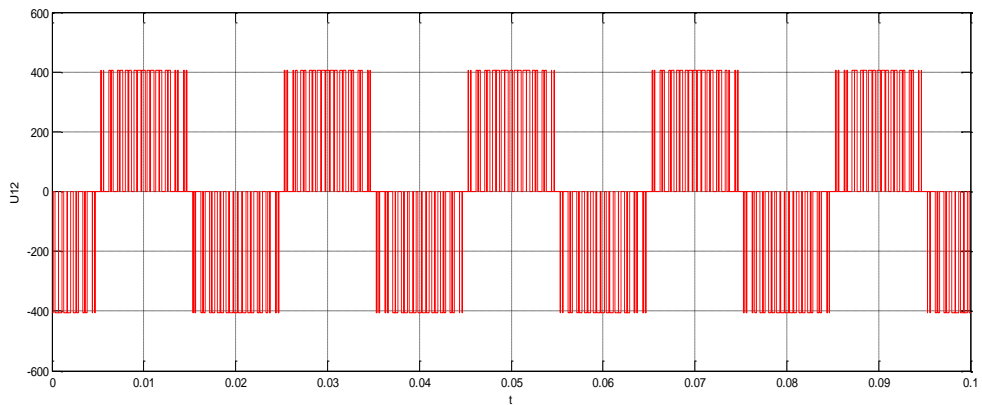


Figure V.52 : Tension composé U_{12}

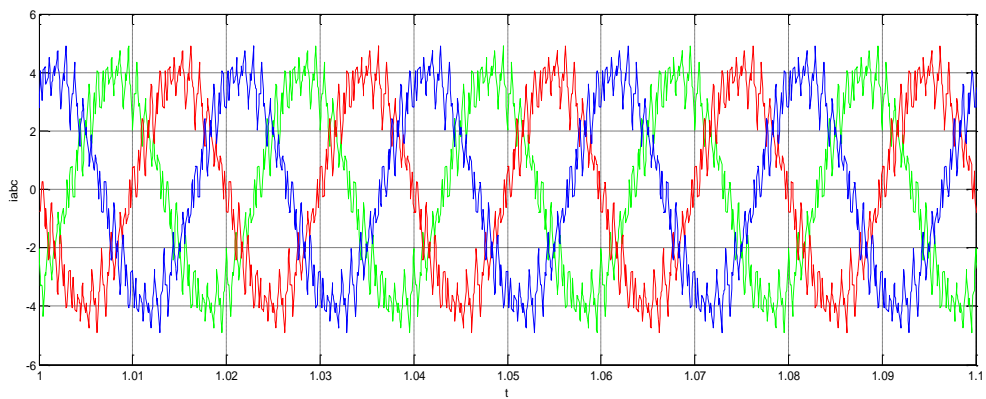


Figure V.53 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

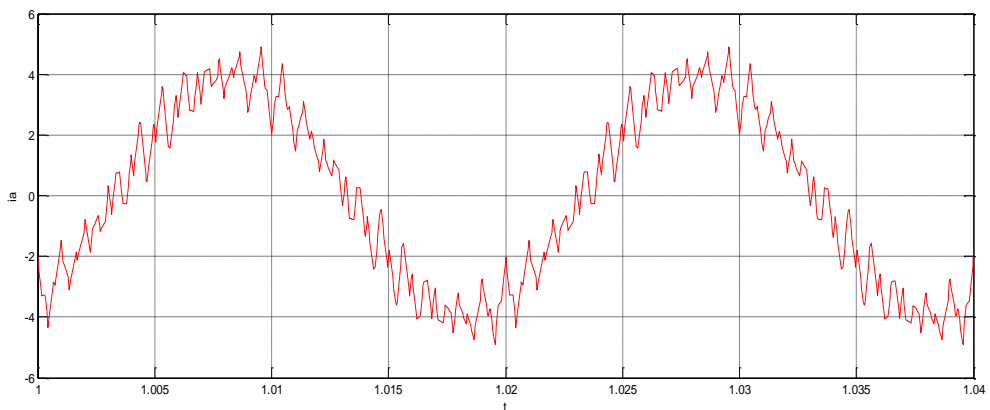


Figure V.54 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=33$ et $R=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

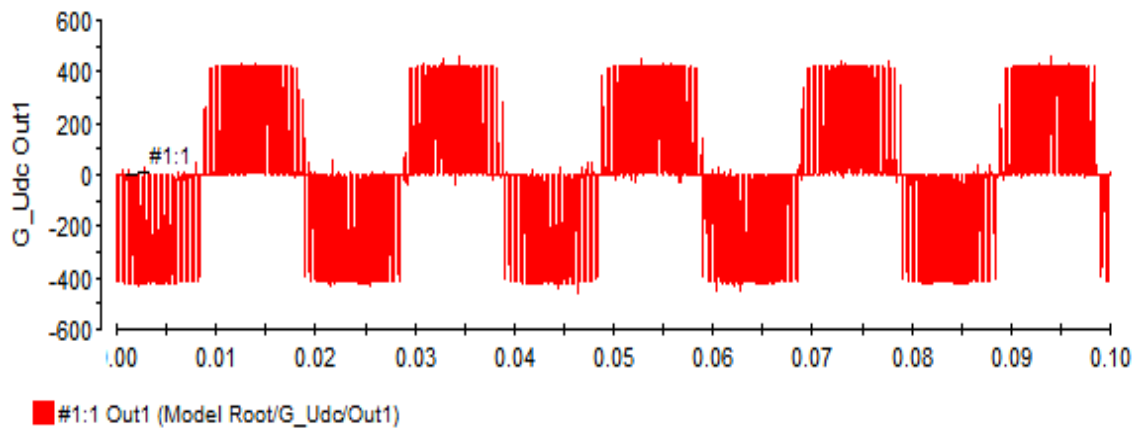


Figure V.55 : Tension composé U_{dc}

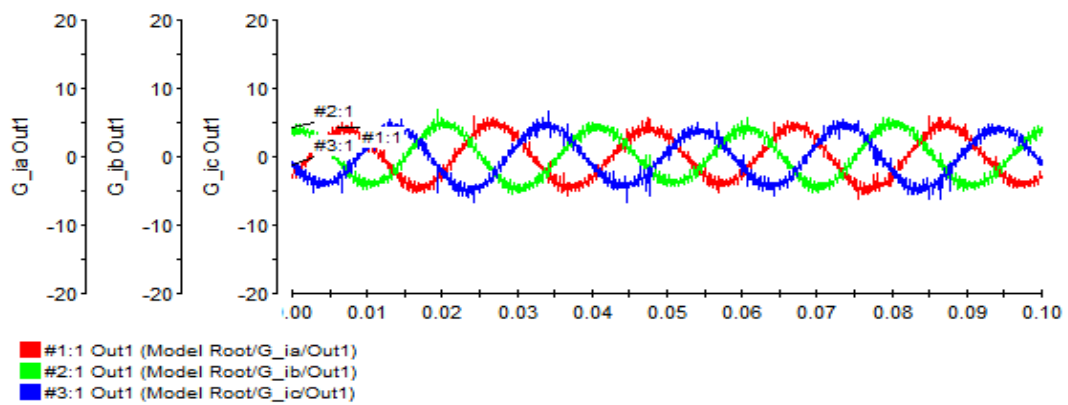


Figure V.56 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

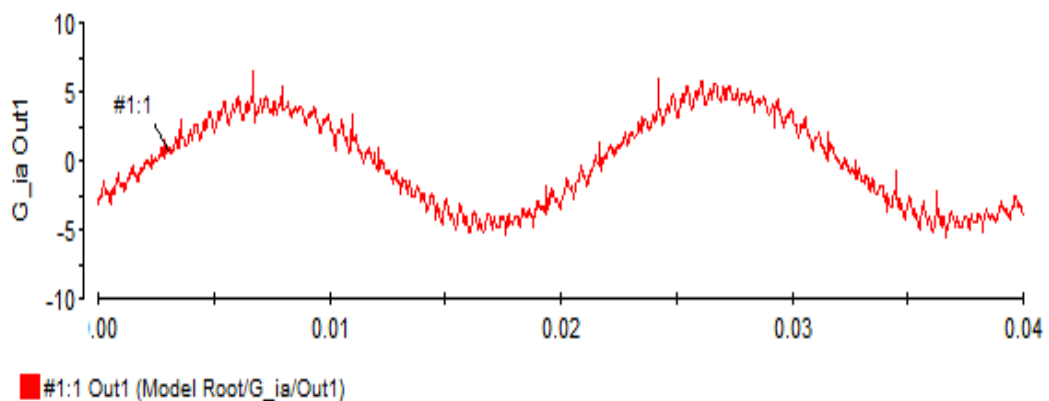


Figure V.57 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

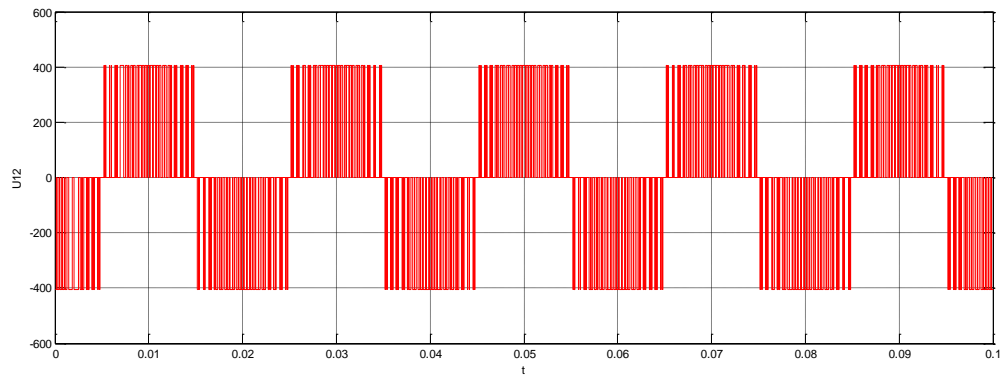


Figure V.58 : Tension composé U_{12}

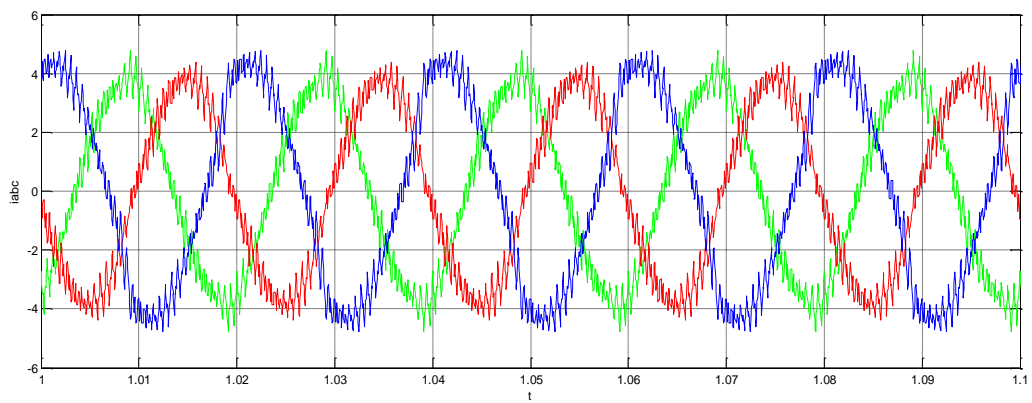


Figure V.59 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

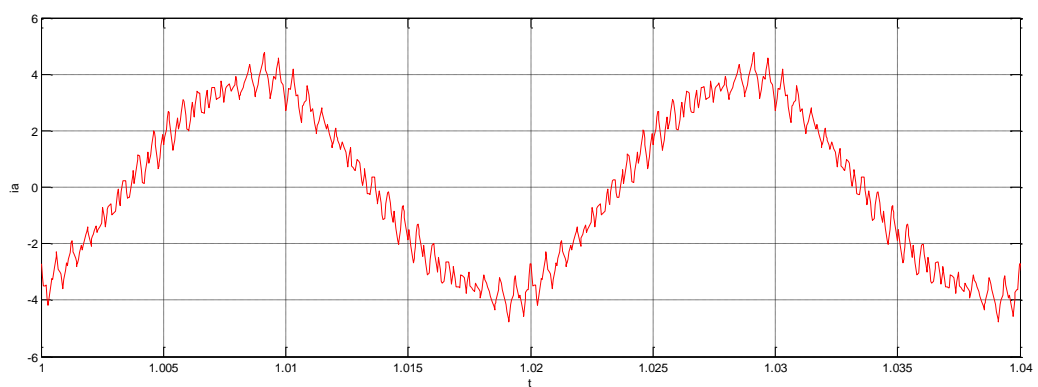


Figure V.60 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=39$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

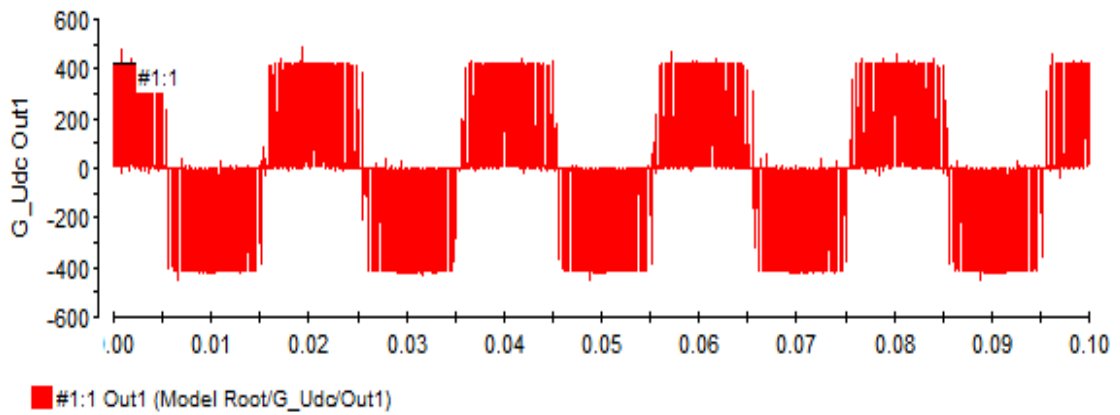


Figure V.61 : Tension composé U_{dc}

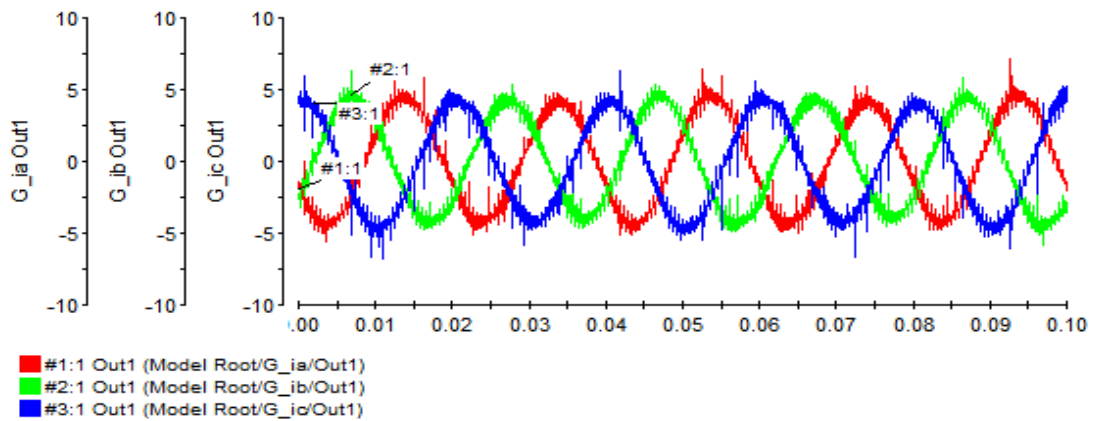


Figure V.62 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

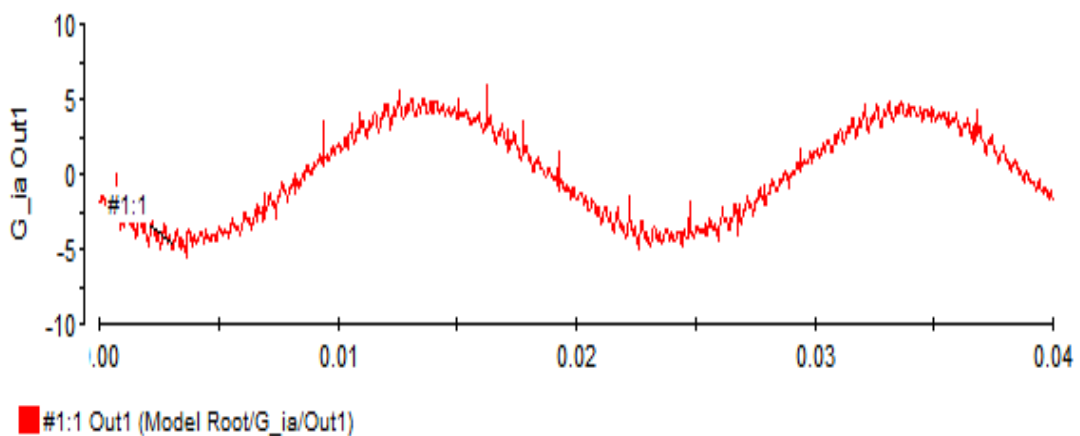


Figure V.63 : courant d'un seul phase i_a

▪ Résultats simulation Matlab :

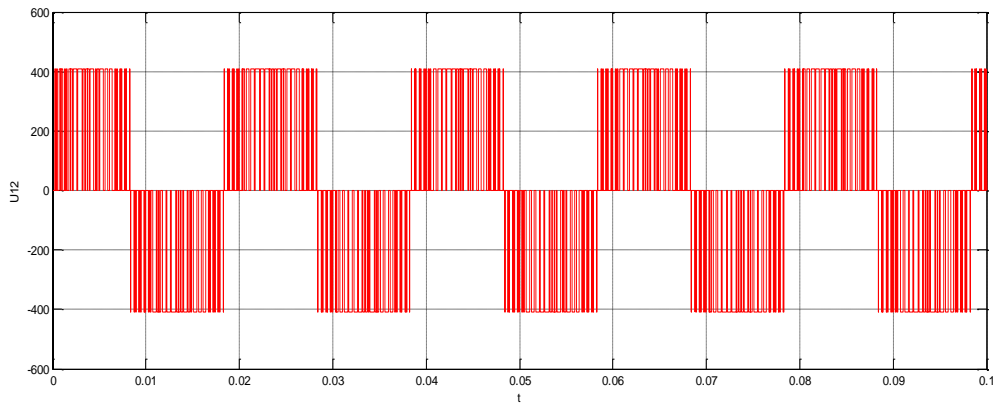


Figure V.64 : Tension composé U_{dc}

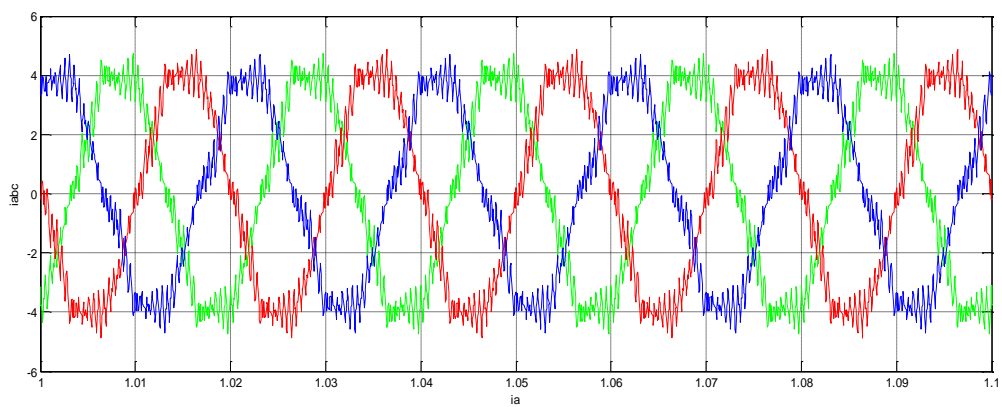


Figure V.65 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

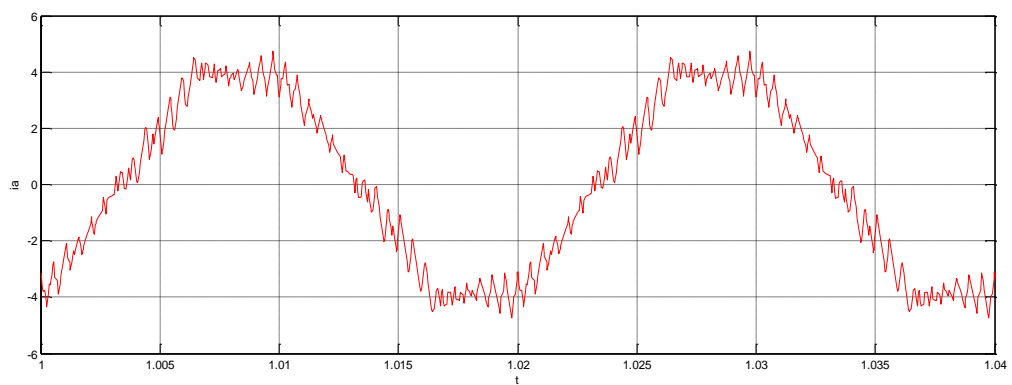


Figure V.66 : courant d'un seul phase i_a

- Pour : $m=45$ et $r=0.86$
 - Résultats expérimentaux :

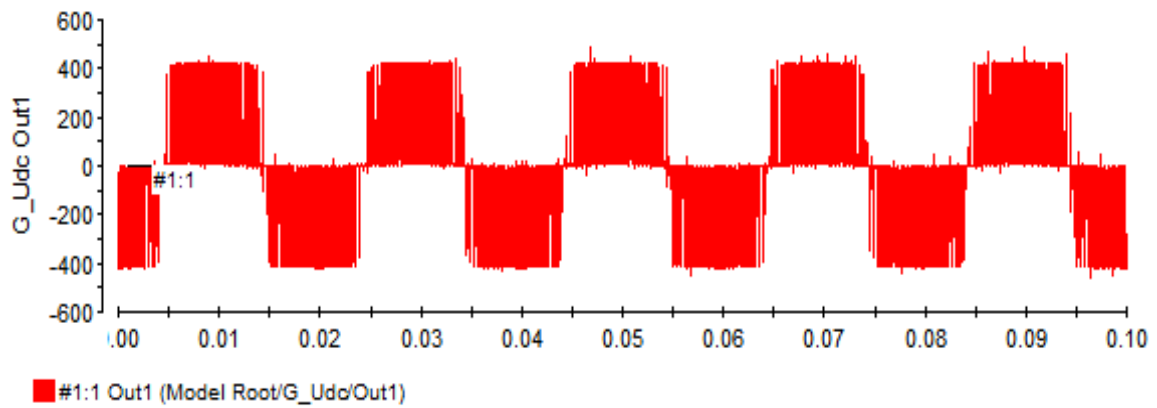


Figure V.67 : Tension composé U_{dc}

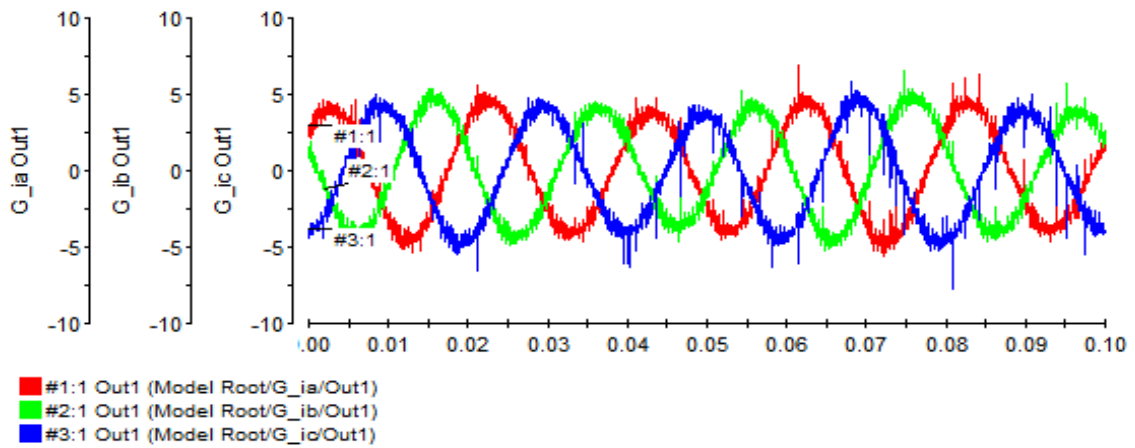


Figure V.68 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

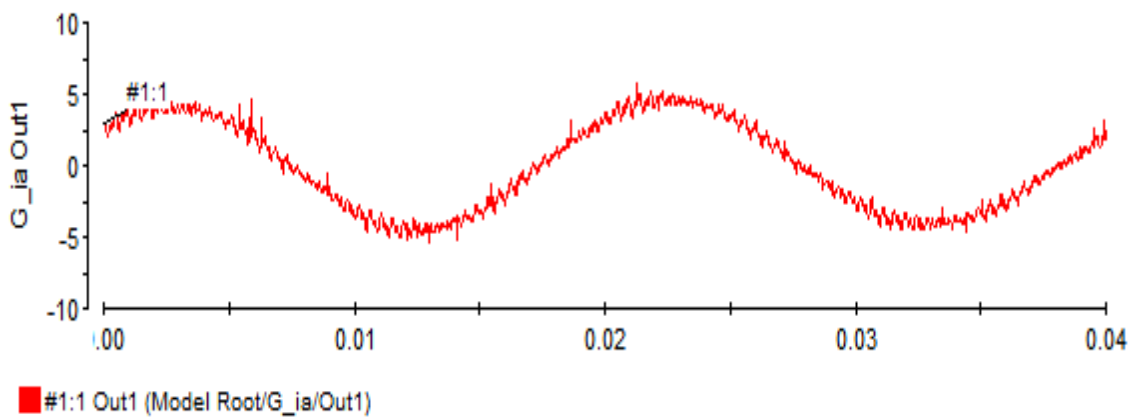


Figure V.69 : courant d'un seul phase i_a

▪ **Résultats simulation Matlab :**

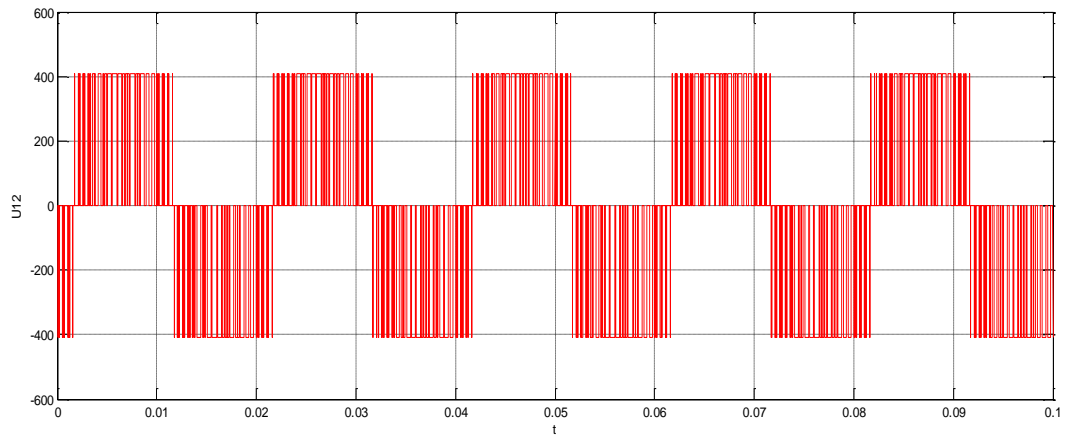


Figure V.70 : Tension composé U_{12}

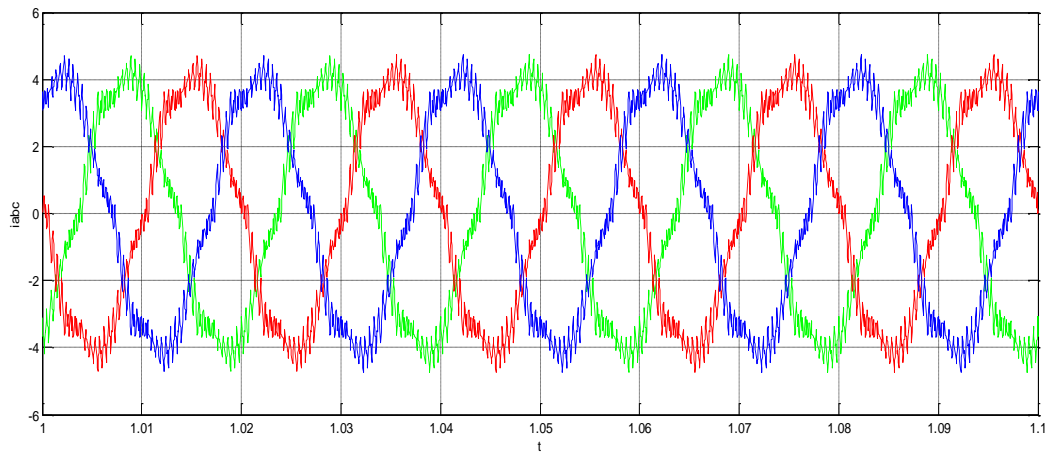


Figure V.71 : Les trois courant i_a, i_b, i_c

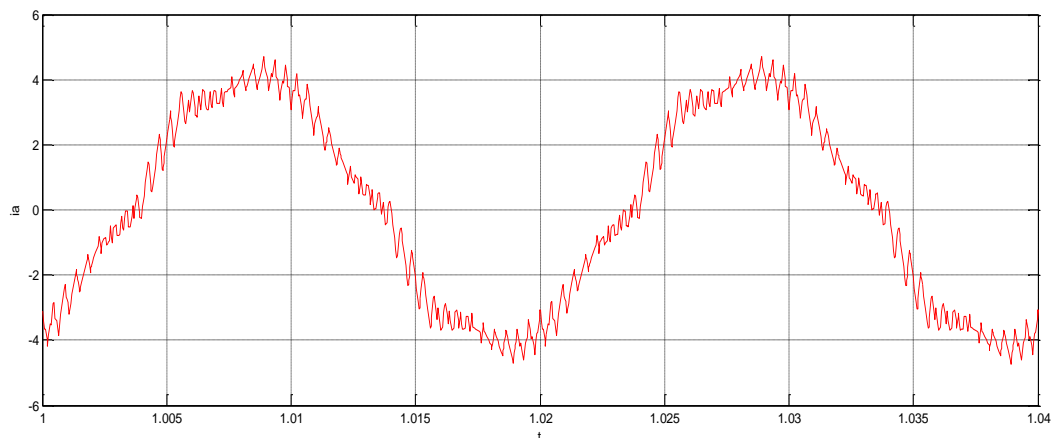


Figure V.72 : courant d'un seul phase i_a

- **Résultat du taux de distorsion harmoniques THD**

Pour chaque variation de m et r on a obtenir les résultats suivante :

- **Résultats expérimentaux :**

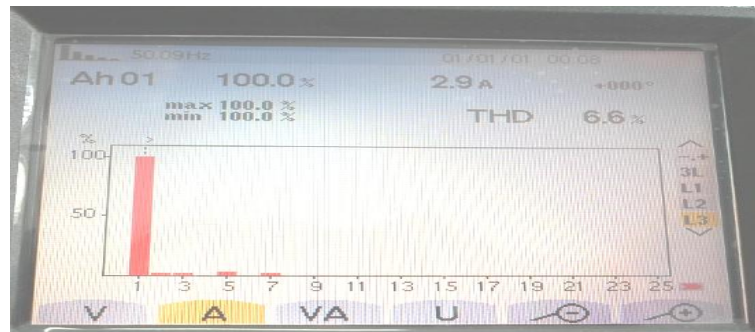


Figure V.73 : THD de courant d'un seul phase i_a (pour $m=45$; $r=0.86$)

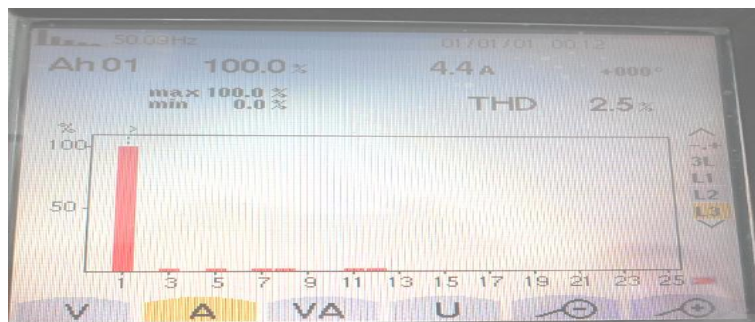


Figure V.74 : THD de courant d'un seule phase i_a (pour $m=45$; $r=0.6$)



Figure V.75 : THD de courant d'un seul phase i_a (pour $m=15$; $r=0.86$)



Figure V.76 : THD de tension d'un seul phase V_1 (pour $m=15$; $r=0.86$)

▪ **Résultats simulation Matlab :**

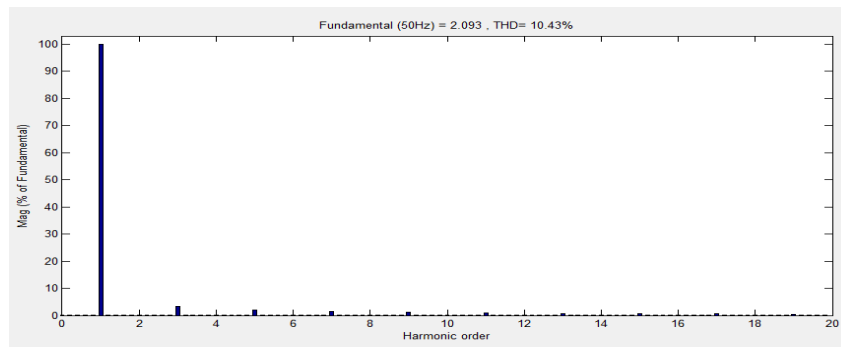


Figure V.77 : THD de courant d'une seule phase i_a (pour $m=45$; $r=0.86$)

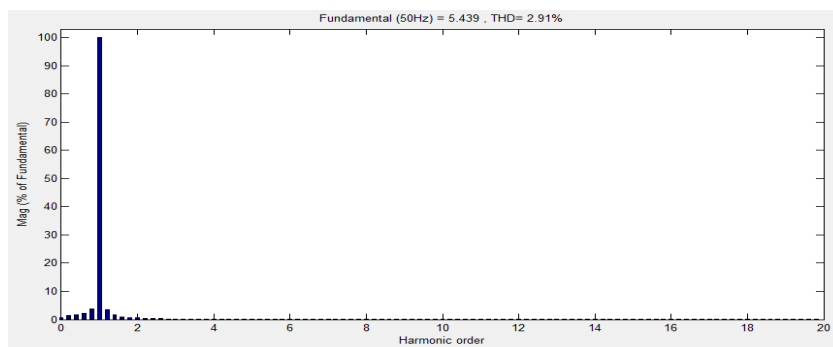


Figure V.78 : THD de courant d'une seule phase i_a (pour $m=45$; $r=0.6$)

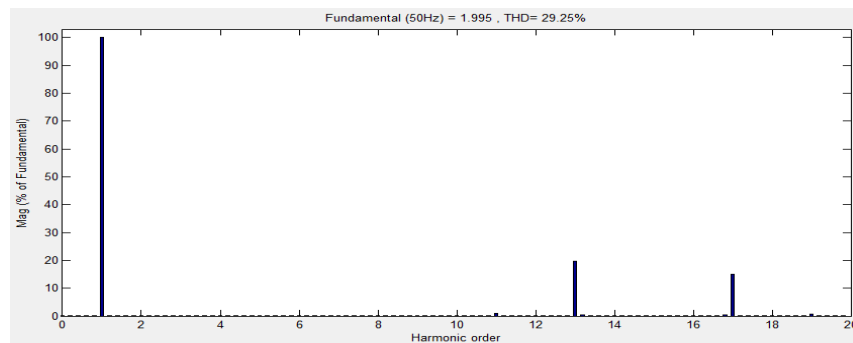


Figure V.79 : THD de courant d'une seule phase i_a (pour $m=15$; $r=0.86$)

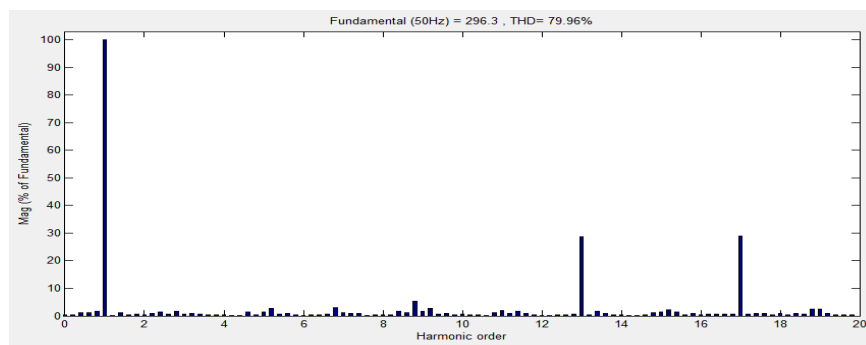


Figure V.78 : THD de tension d'une seule phase V_1 (pour $m=15$; $r=0.86$)

V.3. Comparaison des résultats simulés et expérimentaux :

Dans cette partie, nous comparons les résultats obtenus par les simulations avec nos modèles réalisés dans l'environnement Matlab/Simulink avec les résultats expérimentaux avec la machine asynchrone, L'objectif de cette comparaison est de vérifier l'exactitude des modèles réalisés. après On peut faire les constatations suivantes :

A chaque fois nous relevés la valeur de l'indice de modulation nous trouve que :

- Le signale du courant de phase statorique A est presque sinusoïdale.
- Pour les faibles Valeurs de **m** leur allure n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de **m**, avec une petite réduction de **r** on commence à avoir un signale plus proche du signale sinusoïdale.

Le meilleur résultat obtenu avec **m=45** et **r =0.6**, où le signale du courant contient moins d'harmoniques, et la valeur de distorsion totale des harmoniques est THD=2.5% avec temps de stabilité est très proche à **0**.

La qualité de la tension de sortie s'améliore avec l'augmentation de l'indice m.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'un onduleur de tension triphasé alimentant un moteur asynchrone MAS, afin d'étudier chaque parties de système alimentant l'MAS, traité les différentes stratégies de commande de notre onduleur telles que hystérésis, MLI vectoriel, et plus particulièrement l'MLI sinusoïdale avec une étude expérimentale au sein du système Dspace.

Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone. La structure symétrique et équilibré de la machine nous a permet le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée équivalente, réduisant ainsi considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques soit statoriques ou rotoriques sont ramenés sur un seul repère lié au stator en s'appuyant sur certaines hypothèses simplificatrices.

Ensuite la deuxième partie, a été réservé a la modélisation de l'ensemble machine asynchrone alimentée depuis le réseau et à travers une association redresseur-filtre et onduleur de tension commandé par des stratégies qui est présenter au troisième chapitre, au cette partie on passe par la modélisation de chaque convertisseur et aussi la source d'alimentation et le filtre LC.

Après on a traité les trois stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé, à savoir la commande à hystérésis et à MLI sinusoïdale, et technique de commande MLI vectorielle.

L'avant dernier, on a la description du partie expérimentale, tel que le système et de son interfaçage avec le PC, ainsi que de l'environnement logiciel c'est-à-dire le schéma généré sous Simulink associé à une interface graphique développée sous Control Desk.

Et Finalement, on présentera les résultats de l'expérience et celle simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale, on prend en compte la variation de l'indice de modulation m et le taux de modulation, avec une interprétation de résultats.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électromécanique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

✓ *Annexe*

Paramètres de la machine asynchrone employée :

Tension nominale	$220 / 380V$
Courant nominal	$I_n = 3.6$
Vitesse nominale	$N = 1400 \text{ tr / min}$
Puissance utile	$P_u = 1.5 \text{ kW}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega,$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.085 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kg m}^2$
Frottement	$f = 0.00114 \text{ Nm} \cdot \text{rad}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$

✓ *Bibliographie*

- [1] **Bezzalla Amel et Mohamdi Souad**, «Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à cage (Etude comparative entre la modulation à séquence alignée a droite et celle à séquence symétrique) », *mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2009.*
- [2] **Youcefa Abdelmadjid**, « commande non linéaire d'une machine a induction avec observateur d'état », *Mémoire Master, université de M'sila*
- [3] **Sofiane Mendaci**, « Différentes stratégies du contrôle direct de couple d'un moteur à Induction associée à une observateur de flux par Modes de glissement », *Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.*
- [4] **Taïbi Djamel**, « Contrôle du Moteur à induction sans capteur de vitesse et de position », *Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.*
- [5] **G. Segurier**, « La conversion alternatif-continu », *Tec & doc Lavoisier, 1984, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 1.*
- [6] **Ghassouli nabil et Raouache noui**, « Application du filtrage actif parallèle sur une charge dynamique non linéaire », *Mémoire d'ingénieur université de M'sila 2006/2007.*
- [7] **Hind Djeghloud**, « Filtrage Actif de Puissance », *Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine , Décembre2007.*
- [8] **A. M. Trzynadlowski**, « Introduction to Modern Power Electronics », *Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.*
- [9] **O.Bouakaz**, « Contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique », *Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.*
- [10] **Ouahiba Fadli**, « Modélisation et Commande non Linéaire de l'Association Machine Synchrone à Aimants Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux », *Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.*

- [11] **Hammamid Chaouki**, « Amélioration de la compensation active du courant harmonique par la commande MLI vectorielle », *Mémoire Master. Université de M'sila, 2011/2012.*

- [12] **Tadjer Sid-Ahmed**, « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque "GPV" », *mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, 2008.*

- [13] **Hanane Kouara**, « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension », *Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.*

- [14] **Kamil Mohammed & Nouiri Salih**, « Commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle », *Mémoire d'ingénieur d'état. Université de M'sila, 2009-2010*

- [15] **Brahimi Mohamed El Amine & Babah Azmi**, « commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage », *mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2008.*

- [16] **Djaafer Lalili**, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des onduleurs multiniveaux .Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. » *Thèse de Magister, Université de Jijel, 2009.*

- [17] **Attar Samah & Djegham Khaled**, « Commande par mli vectorielle d'un onduleur a trois niveaux alimentant un moteur à cage) », *Mémoire d'ingénieur d'état Université de Msila, 2010.*

- [18] **Chaouch Souad** , « contribution à la commande d'un redresseur à MLI », *Thèse de magister en électrotechnique, université de Batna 1998.*

- [19] **Ismail Himdi**, « Observation et commande de moteurs asynchrones », *Groupe de Recherche en Informatique, Automatique et Instrumentation de Caen (UMR 6072).*

- [20] **Ludmil Stoyanov**, « Etude de différentes structures de systèmes hybrides à sources d'énergie renouvelables », *Thèse doctorat en énergétique université de Corse Pasquale Paoli & université technique de Sofia, le 28 octobre 2011*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
MASSTER EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

SPECIALITE : **INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

Année Universitaire : 2013 / 2014

Proposé et dirigé par : Mr.CHOUAF Fethi

Présenté par : BOUMEDIENE Iliès rabah

Thème :

**Commande d'un onduleur triphasé
« Etude Expérimentale »**

Résumé :

Dans ce travail, on s'intéresse à exposer une étude détaillée du concept de la commande d'un onduleur triphasé de tension, à base des stratégies de commandes telles que la commande par hystérésis, la commande par MLI sinusoïdale et MLI vectoriel dans le but amélioré la tension de sortie de l'onduleur pour alimenté notre moteur asynchrone.

Dans notre travail on prend en compte la modélisation de l'ensemble machine asynchrone alimentée depuis le réseau et à travers une association redresseur-filtre et onduleur de tension a deux niveaux, qui ont été modélisé un par un.

Plus particulièrement, l'attention a été portée vers la commande MLI sinusoïdale, traité expérimentalement sous l'environnement du logiciel Dspace, afin d'agir sur les deux paramètres caractérisant la MLI, l'indice de modulation m et le taux de modulation r pour obtenir une meilleur qualité de la tension de sortie de l'onduleur.

Mots clés :

Machine asynchrone - Onduleur de tension –MLI sinusoïdale – Hystérésis – MLI vectoriel -
Dspace