

GLOSSAIRE

CPWM: Continuous PWM (MLI continue)

CEM: Compatibilité Électromagnétique

DPWM: Discontinuous PWM (MLI discontinue)

DPWM0, 1, 2, MLVPWM, DPWMMIN, DPWMMAX: différentes techniques de MLI discontinues

DDT: Direct Digital Technique (pour implémentation PWM)

DTC: Direct Torque Control

GDPWM: Generalised Discontinuous PWM (MLI discontinue généralisée)

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

MLI_harm: MLI à élimination d'harmoniques

MLIVPWM: Minimum Loss Vector PWM

PWM: Pulse Width Modulation

RPWM: Random PWM (fréquence aléatoire)

SPWM: Sinusoidal PWM (MLI sinusoïdale)

SVPWM/SVM: Space Vector Modulation

THIPWM4, THIPWM6: PWM avec injection de 3^{ème} harmonique

THDi, THDv: Taux de distorsion harmonique de courant et de tension

ISR: Interrupt Service Routine (Routine de Service D'interruption)

Table des matières

DEDICACES	I
REMERCIEMENT	II
GLOSSAIRE	III
LISTE DES FIGURES	VII
LISTE DES TABLEAUX	IX
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I: ONDULEURS ET FORMES D'ONDE	3
I.1. DEFINITION	4
I.2. UTILISATION	4
I.3. CLASSIFICATION DES ONDULEURS	4
I.3.1. Onduleurs non autonome	5
I.3.2. Les onduleurs à résonance	5
I.3.3. Onduleur autonome	5
I.3.3.1. Onduleurs Monophasés.....	5
I.3.3.1.1. Onduleurs de tension	5
A. Onduleurs à point milieu	5
B. Onduleur en demi – pont (Diviseur capacitif ou doubleur de courant).....	6
C. Onduleur en pont	6
I.3.3.2. Onduleurs Triphasés	7
I.3.3.2.1. Onduleurs de tension (Onduleurs en pont)	7
I.3.4. Les onduleurs multi niveaux	8
I.4. TYPES DE COMMANDES DES ONDULEURS	9
I.5. LES GRANDEURS HARMONIQUES	10
I.5.1. Introduction	10
I.5.2. Définition de la notion d'harmonique	10
I.5.3. Rang de l'harmonique	10
I.5.4. Spectre.....	11
I.5.5. Expression de la grandeur déformée	11
I.5.6. Valeur efficace d'une grandeur déformée	12
I.5.7. Taux de distorsion harmonique (THD)	12
I.5.7.1. Définition.....	12
I.5.7.2. Taux individuel et taux de distorsion	12
I.5.7.3. Exemple d'analyse du THD d'un Variateur de vitesse pour machine asynchrone	13
I.6. PRINCIPALES PERTURBATIONS PROVOQUES PAR LES COURANTS ET TENSIONS HARMONIQUES	13
I.6.1. Effets instantanés	14
I.6.1.1. Vibrations, bruit	14
I.6.1.2. Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande)	14
I.6.2. Effets à terme	14
I.6.2.1. Échauffement des condensateurs	14
I.6.2.2. Échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs.....	14
I.6.2.3. Échauffement des câbles et des équipements	15
I.7. LIMITES ACCEPTABLES DU THD.....	15
CHAPITRE II: TECHNIQUES DE MLI APPLIQUEES A LA COMMANDE D'ONDULEURS	16
II.1. LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI)	17

II.1.1. Introduction.....	17
II.1.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion	17
II.2. INTERET DE LA MLI	18
II.2.1. Réduction des pertes de l'onduleur	18
II.2.2. Réduction du bruit acoustique	19
II.2.3. Cause de surtensions de la machine.....	21
II.2.4. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	22
II.2.5. Types de modulation.....	23
II.2.5.1. Modulation naturelle	23
II.2.5.2. Modulation régulière	23
II.2.6. Technique de production d'onde MLI	23
II.2.6.1. Technique analogique.....	24
II.2.6.2. Technique numérique	24
II.2.6.3. Technique hybride	24
II.3. DEGRES DE LIBERTE POUR LA MLI	24
II.4. CLASSIFICATION DES MLI	26
II.5. PRINCIPAUX AVANTAGES DE LA MLI.....	30
II.6. MLI DEVELOPPEES DANS CE TRAVAIL.....	30
II.7. MLI CALCULEE (SPWM).....	31
II.7.1. Introduction.....	31
II.7.2. Calcul des harmoniques de la tension carré	31
II.7.3. Techniques d'échantillonnage (MLI calculée)	32
II.7.4. Résultats de simulation	34
II.7.4.1. Essai sur une charge RL	35
II.7.4.2. Essai sur un MAS à cage	38
II.7.5. Interprétation des résultats	39
II.7.6. Conclusion	39
II.8. MLI A ELIMINATION D'HARMONIQUES	40
II.8.1. Introduction.....	40
II.8.2. Principes de la technique d'élimination harmonique.....	41
II.8.2.1. Génération des angles de découpage finaux	41
II.8.2.2. La méthode itérative de Newton.....	42
II.8.3. Résultats de la simulation	43
II.8.3.1. Essai sur une charge RL	44
II.8.3.2. Essai sur MAS à cage	47
II.8.4. Interprétation des résultats	48
II.8.5. Conclusion	48
II.9. MLI VECTORIELLE (SVPWM)	49
II.9.1. Introduction.....	49
II.9.2. Principe de la SVPWM.....	49
II.9.3. Algorithme de la SVPWM.....	52
II.9.4. Résultats de simulation	55
II.9.4.1. Essai sur une charge RL	57
II.9.4.2. Essai avec MAS à cage.....	60
II.9.5. Interprétation des résultats	61
II.9.6. Conclusion	61
II.10. ÉTUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DE CHAQUE MODULATION	62
II.10.1. L'influence de l'inductance sur la qualité du signal.....	62
II.10.1.1. Mli calculée	62
II.10.1.2. Mli à élimination d'harmoniques	62
II.10.1.3. Mli vectorielle (SVPWM)	62
II.10.2. L'influence de chaque MLI sur la charge.....	63

CHAPITRE III: REALISATION EXPERIMENTALE.....	42
III.1. MONTAGE EXPERIMENTAL.....	65
III.2. CONFIGURATION DU SYSTEME.....	66
III.2.1. Le dsPIC30F4012.....	66
III.2.2. Notes sur la programmation.....	66
III.3. RESULTATS EXPERIMENTALES.....	67
III.3.1. MLI calculée sur dsPIC.....	68
III.3.2. MLI à élimination d'harmoniques sur dsPIC.....	69
III.3.3. MLI vectorielle (SVPWM) sur dsPIC.....	70
III.3.3.1. Implémentation.....	70
III.3.3.2. Détection des secteurs (Capture Oscilloscope).....	73
III.4. ÉTUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DE CHAQUE MODULATION.....	76
III.5. ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE SIMULATION ET REALISATION SUR CHARGE RL.....	77
III.6. IMPLEMENTATION SUR DSPACE.....	78
III.6.1. MLI calculé.....	78
III.6.2. MLI vectorielle SVPWM.....	78
III.6.3. MLI à élimination d'harmoniques.....	81
III.7. COUT ESTIMATIF DU PROJET.....	82
CONCLUSION GENERALE.....	83
BIBLIOGRAPHIE.....	84
ANNEXE A: SIMULATION.....	86
ANNEXE B: DSPIC30F4012.....	101
ANNEXE C : DOCUMENTATION TECHNIQUE.....	108

LISTE DES FIGURES

FIGURE I.1: Image d'une onde déformée	10
FIGURE I.2: L'amplitude est souvent donnée, relative à celle du fondamental.....	12
FIGURE II.1: Principe de la modulation	17
FIGURE II.2: Système étudié dans le cas du problème des surtensions : variateur, câble, moteur	21
FIGURE II.4: Technique numérique	24
FIGURE II.3: Technique analogique	24
FIGURE II.5: Technique hybride.....	24
FIGURE II.7: Les types de porteuses les plus communs	25
FIGURE II.6: Différents résultats du mouvement du neutre sur la tension v_{10} : (a) mli modulante aléatoire, (b) mli triphasée, (c) dpwm1.....	25
FIGURE II.8: Quatrième degré de liberté : l'état des interrupteurs	26
FIGURE II.9: Classification en fonction du mouvement de la tension de neutre $vn0$	27
Figure II.10: Classification de la MLI en fonction de la méthode d'implantation	29
Figure II.11: Rang inférieur d'harmoniques	31
Figure II.12: Représentation du fondamental et des deux premiers harmoniques (3 et 5)	32
Figure II.13: Forme d'onde de la technique d'échantillonnage	32
Figure II.14: Image illustratif de la MLI calculée	33
Figure II.15: Tensions MLI (V_a, V_b et V_c) et leurs références	34
Figure II.16: Tension MLI (V_a, V_b et V_c) et leur références de $[0 - \pi/2]$	34
Figure II.17: THD de la tension de source V_a	34
Figure II.18: Zoom sur THD de la tension de source V_a	34
Figure II.19: Courant de charge I_a, I_b et I_c	35
Figure II.20: THD de la charge (I_a)	35
Figure II.21: Zoom sur THD de la charge (I_a)	35
Figure II.22: Courant de charge I_a, I_b et I_c	36
Figure II.23: THD de la charge (I_a)	36
Figure II.24: Zoom sur THD de la charge (I_a)	36
Figure II.25: Courant de charge I_a, I_b et I_c	37
Figure II.26: THD de la charge (I_a)	37
Figure II.27: Zoom sur THD de la charge (I_a)	37
Figure II.28: Essais sur un MAS	38
Figure II.29: Forme d'onde de sortie de l'onduleur pour $N_h=3$	41
Figure II.30: Tensions MLI (V_a, V_b et V_c) et leurs références	43
Figure II.31: Zoom sur THD V_a	43
Figure II.32: Courant de charge I_a, I_b et I_c	44
Figure II.33: THD I_a	44
Figure II.34: Zoom sur THD I_a	44

Figure II.35: Courant de charge I_a, I_b et I_c	45
Figure II.36: THD de I_a	45
Figure II.37: Zoom sur THD I_a	45
Figure II.38: Courant de charge I_a, I_b et I_c	46
Figure II.39: THD de I_a	46
Figure II.40: Zoom sur THD I_a	46
Figure II.41: Essai sur MAS	47
Figure II.42: THD de I_{as}	48
Figure II.43: Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM	49
Figure II.44: Relation de la tension triphasée sur les coordonnées	49
Figure II.45: Les 6 secteurs de la svpwm	51
Figure II.46: V_s dans le K-ième secteur	51
Figure II.47: Algorithme de décision dans le repère	52
Figure II.48: Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application	53
Figure II.49: Rapport cyclique pour chaque secteur	54
Figure II.50: Tensions MLI (V_a, V_b et V_c) et leurs références	55
Figure II.51: Secteurs	56
Figure II.52: Les périodes de t_0, t_a, t_b	56
Figure II.53: Rapports cycliques	56
Figure II.54 : Courant de charge	57
Figure II.55: Analyse FFT	57
Figure II.56 : Essai avec MAS	60
Figure III.1: Inductance variable (MAX $R=314$ Ohm ; $L=1$ H)	65
Figure III.2: Variateur de vitesse à base de dsPIC	65
Figure III.3: Montage expérimental du laboratoire	65
Figure III.4: Carte électronique du variateur	65
Figure III.5: Dispositifs de mesure	67
Figure III.6: PWM1H et PWM2H sur $2ms$	68
Figure III.7: Résultats de l'analyseur	68
Figure III.8: PWM1H, PWM2H et PWM3H sur une période	69
Figure III.9: Résultats de l'analyseur	69
Figure III.10: Organigramme de La mise en œuvre du modèle SVPWM	70
Figure III.11: Motif PWM symétrique et rapports cycliques PDCx	71
Figure III.12: PWM1H, PWM2H et PWM3H pour une période	75
Figure III.13: Zoom sur 1/2 période	75
Figure III.14: Essai sur dSPACE	78

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU I-1: CONFIGURATIONS DES INTERRUPTEURS.....	8
TABLEAU I-2: THD D'UN VARIATEUR DE VITESSE POUR MACHINE ASYNCHRONE.....	13
TABLEAU V-1: VECTEUR DE CONTROLE ET TENSION DE PHASE	51
TABLEAU V-2: RAPPORTS CYCLIQUES	54

ClicCours.com

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Les moteurs à courant continu n'ont plus la faveur qu'ils avaient dans le domaine industriel, il y a actuellement une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché.

Pour ce type d'applications, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur. Pour un fonctionnement optimal de la machine, les performances requises de ces convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la puissance délivrée que de la qualité de la tension générée.

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A fréquence élevée, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continu doit être réglable. Néanmoins, cette dernière présente des inconvénients tels que : la limitation en puissance et le taux d'harmoniques élevé, qui limite considérablement le développement du domaine des entraînements alternatifs.

A fréquence faible, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion (MLI), elle porte en anglais le nom de pulse width Modulation (PWM). Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante.

Afin de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes :

- MLI calculée (SPWM),
- MLI à élimination d'harmoniques,
- MLI vectorielle (SVPWM).

Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système. Il est donc d'intérêt de comparer et d'identifier les différences entre ces techniques de commande d'un onduleur à MLI.

L'objectif de ce projet de fin d'étude est la réalisation d'une commande MLI à choix multiple, Il s'agit d'étudier et de comparer 3 types de MLI triphasée (MLI calculée, MLI vectorielle (SVPWM) et MLI à élimination d'harmoniques). Partant d'une MLI calculée fournie par notre encadrant sous forme d'une S-Function et de routines pour dsPIC, ainsi que des routines de calcul en C d'angles de commutation pour une MLI à élimination d'harmoniques, nous allons développer et étudier une MLI vectorielle (SVPWM) sous forme de S-Function et de routines dspic. Nous allons aussi faire de même pour la MLI à élimination d'harmoniques.

Ces routines seront donc implantées sur dsPIC. La validation, par simulation et expérimentale, sera réalisée sur une charge triphasée RL et sur un moteur asynchrone, alimentée par un onduleur triphasé de puissance.

Le présent mémoire est divisé en 3 chapitres.

Nous avons considéré utile de commencer par un premier *sur les onduleurs et les formes d'onde*, pour présenter une classification sur les onduleurs et type de commande, les harmoniques, la notion sur le taux de distorsion harmonique (THD) et les principales perturbations provoqués par un THD élevé.

Dans le second chapitre, intitulé *Études des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI*, on présente une analyse bibliographique préliminaire sur la MLI et une classification.

Ensuite, on s'intéressera aux MLI de notre étude. Chacune sera présentée puis simulée de chaque MLI (MLI calculée, MLI_harm et SVPWM) avec plusieurs tests sur une charge RL et un moteur asynchrone, dans la fin de ce chapitre on révèle les résultats comparatifs de chaque modulation.

Enfin, le troisième et dernier chapitre contient la partie réalisation et validation expérimentale, où l'on présente notre implantation sur dsPIC et celle de notre encadrant sur dSPACE, suivie par une étude comparative que nous avons effectuée entre les MLI.

Ce travail s'achève par une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats établis dans cette étude.

**CHAPITRE I: ONDULEURS ET FORMES
D'ONDE**

I. INTRODUCTION

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînement alternatifs à vitesse variable.

Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

I.1. Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.



Il existe des onduleurs à fréquence variable et à fréquence fixe, des onduleurs monophasés et triphasés (Meliani, 2013).

I.2. Utilisation

Les onduleurs à fréquence fixe sont utilisés sont principalement utilisés dans les alimentations de secours pour éviter les micro-coupures et dans la conversion des systèmes d'énergie renouvelable (PV, turbine éolienne).

Les onduleurs à fréquence variable sont utilisés particulièrement comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant alternatif et particulièrement les moteurs asynchrones.

I.3. Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » (Muhammad, 1994).

I.3.1. Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.

I.3.2. Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome. (Séguier, 1999)

I.3.3. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant (Meliani, 2013).

I.3.3.1. Onduleurs Monophasés

I.3.3.1.1. Onduleurs de tension

A. Onduleurs à point milieu

Si on suppose le transformateur parfait, les tensions aux bornes sont comme suit:

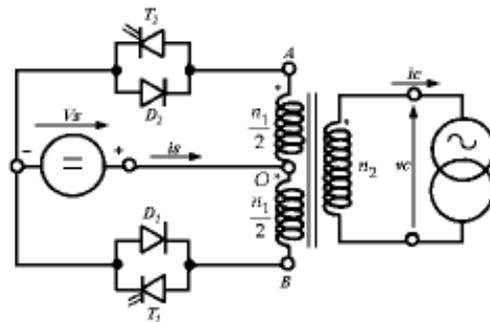
- Entre $0 < t < T/2$, T_1 est fermé, on aura :

$$V_c = \frac{2n_2}{n_1} V_s$$

- Entre $T/2 < t < T$, T_2 est fermé, on aura :

$$V_c = -\frac{2n_2}{n_1} V_s$$

Avec V_c : valeur efficace de la tension de sortie

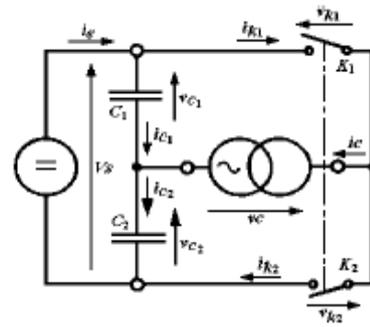


B. Onduleur en demi – pont (Diviseur capacitif ou doubleur de courant)

Le courant i_c est égal au courant i_s augmenté par le courant de décharge i_{c1} ou i_{c2}

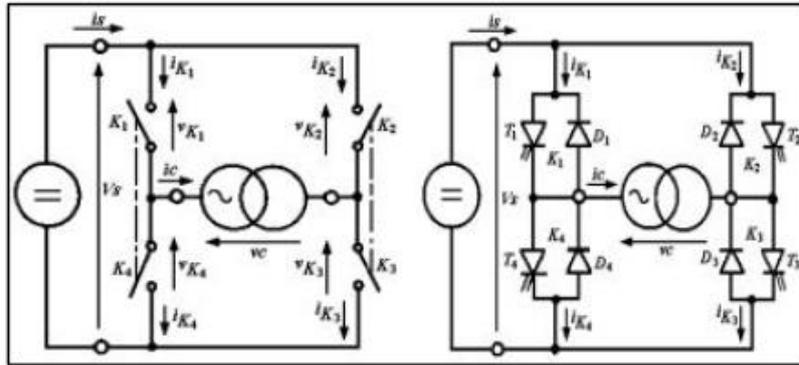
Entre $0 < t < T/2$, T_1 fermé, on aura $i_c = i_s + i_{c1}$

Entre $T/2 < t < T$, T_2 est fermé, on aura $i_c = -(i_s + i_{c2})$



C. Onduleur en pont

Pour un onduleur en pont, on utilise 4 interrupteurs. Il est similaire à un hacheur en pont. En utilisant un rapport cyclique $\alpha = 0.5$, on obtient un signal alternatif à la sortie. La liaison entre $k_1 - k_4$ et $k_2 - k_3$ montrent qu'ils sont complémentaires c-à-d, ils ne peuvent pas être ouverts ou fermés en même temps.



- Commande simultanée ou à deux niveaux tensions :

$T_1 - T_3$ et $T_2 - T_4$ sont commandés simultanément.

$0 < t < T/2$ T_1 et T_3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$

$T/2 < t < T$ T_2 et T_4 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

Commande décalée ou à trois niveaux tensions :

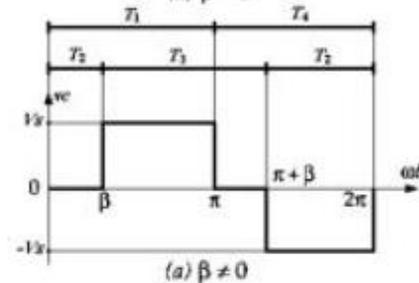
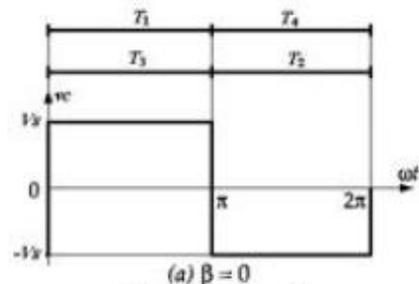
- $T_1 - T_3$ et $T_2 - T_4$ sont décalés en temps de commande.

$0 < \omega t < \beta$ T_1 et T_2 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$

$\beta < \omega t < \pi - \beta$ T_1 et T_3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$

$\pi < \omega t < \pi + \beta$ T_4 et T_3 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$

$\pi + \beta < \omega t < 2\pi - \beta$ T_2 et T_4 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

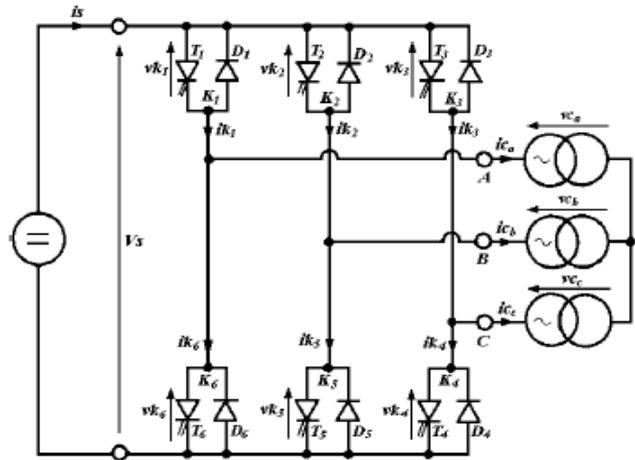


I.3.3.2. Onduleurs Triphasés

I.3.3.2.1. Onduleurs de tension (Onduleurs en pont)

Pour le système triphasé, il existe deux types d'onduleur :

- le premier est formé par trois demi – ponts monophasés à diviseur capacitif qui est utilisé particulièrement pour une charge déséquilibrée.
- Le deuxième est l'onduleur en pont qui est très utilisé et particulièrement pour des charges équilibrées et qui sont très fréquentes. Il ressemble à un redresseur triphasé parallèle double ou double alternance.



Pour expliquer son fonctionnement, on adopte la même analyse vue dans le cas du redressement triphasé double alternance.

Pour simplifier l'étude, et sachant que les interrupteurs $k_1 - k_6$, $k_2 - k_5$ et $k_3 - k_4$ doivent être complémentaires deux à deux, on peut les remplacer par trois interrupteurs :

$$k'_1 \text{ remplace } k_1 - k_6 \text{ tq : } k'_1 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 0 \\ k_6 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_1 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 1 \\ k_6 = 0 \end{cases}$$

$$k'_2 \text{ remplace } k_2 - k_5 \text{ tq : } k'_2 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 0 \\ k_5 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_2 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 1 \\ k_5 = 0 \end{cases}$$

$$k'_3 \text{ remplace } k_3 - k_4 \text{ tq : } k'_3 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 0 \\ k_4 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_3 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 1 \\ k_4 = 0 \end{cases}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur. Ainsi pour la première de ces tensions :

- $v_{ca} - v_{cb} = V_s$ si k'_1 est fermé et k'_2 est ouvert,
- $v_{ca} - v_{cc} = V_s$ si k'_1 est fermé et k'_3 est ouvert.

On peut appliquer la même procédure pour les autres tensions.

Pour généraliser notre étude, le tableau ci-dessous donne pour les huit configurations que peut prendre le montage par l'état fermé (F) ou ouvert (O) des trois interrupteurs k'_1 , k'_2 et k'_3 .

k'_1	k'_2	k'_3	$v_{ca} - v_{cb}$	$v_{cb} - v_{cc}$	$v_{cc} - v_{ca}$	v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	ik_1	ik_2	ik_3	is
F	F	F	0	0	0	0	0	0	ica	icb	icc	0
F	O	F	V_s	$-V_s$	0	$V_s/3$	$-2V_s/3$	$V_s/3$	ica	0	icc	$-icb$
F	O	O	V_s	0	$-V_s$	$2V_s/3$	$-V_s/3$	$-V_s/3$	ica	0	0	ica
F	F	O	0	V_s	$-V_s$	$V_s/3$	$V_s/3$	$-2V_s/3$	ica	icb	0	$-icc$
O	F	O	$-V_s$	V_s	0	$-V_s/3$	$2V_s/3$	$-V_s/3$	0	0	icc	icb
O	F	F	$-V_s$	0	V_s	$-2V_s/3$	$V_s/3$	$V_s/3$	0	icb	icc	$-ica$
O	O	F	0	$-V_s$	V_s	$-V_s/3$	$-V_s/3$	$2V_s/3$	0	icb	0	icc
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau I-1: Configurations des interrupteurs

Calcul des valeurs de V_s et is

En fonction de l'allure de $is = f(\omega t)$ trouvée ci-dessus, pour $0 < \omega t < \pi/3$

$$is = -icb = -I_{cm} \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

Sa valeur moyenne est comme suit:

$$I_{s_{moy}} = -\frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} I_{cm} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = 3V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{3V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c$$

I.3.4. Les onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif). On peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn). (seguier et al., 1990)

I.4. Types de commandes des onduleurs

On distingue les stratégies de commande suivante :

- a- commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques d'ordre $k= 6n\pm 1$,avec k entier.

- Pour une commande 180°, la décomposition en série de Fourier de la tension composée est

$$\text{donnée par: } V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

Cet inconvénient disparaît si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang bien spécifique.

Remarque d'ordre général

Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux car le premier harmonique à éliminer (harmonique 3 ou harmonique 5) a une fréquence trop voisine de celle du fondamental. Aussi, on utilise de plus en plus la modulation de largeur d'impulsion.

On forme chaque alternance de la tension de plusieurs créneaux rectangulaires de largeurs convenables.

I.5. LES GRANDEURS HARMONIQUES

I.5.1. Introduction

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. La correction de la forme d'onde est rendue nécessaire si la déformation dépasse certaines limites, souvent atteintes dans les réseaux possédant des sources de perturbations harmoniques tels que : fours à arc, convertisseurs statiques de puissance, ou encore certains types d'éclairage, etc.

Dans ce but, ce mémoire est une contribution à une meilleure connaissance des problèmes d'harmoniques, de leurs causes, et des solutions les plus couramment pratiquées.

I.5.2. Définition de la notion d'harmonique

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental. (COLLOMBET et al., 1999)

Lorsqu'elles sont combinées à la tension ou au courant fondamental sinusoïdal, les harmoniques provoquent la distorsion de la forme d'onde de la tension ou du courant (figure I-5) Les harmoniques sont généralement nommées Hk , où k est le rang de l'harmonique. ("Élimination des harmoniques dans les installations," 2015)

- I_{Hk} ou U_{Hk} indique le type d'harmonique (tension ou courant).
- I_{H1} ou U_{H1} désigne la tension ou le courant sinusoïdal à 50 ou 60 Hz lorsqu'il n'y a pas d'harmoniques (tension ou courant fondamental). C'est donc le 1^{er} harmonique.

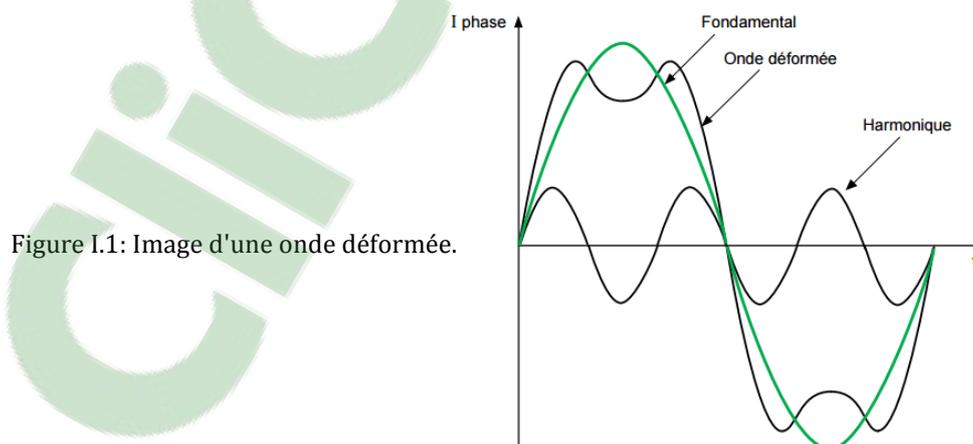


Figure I.1: Image d'une onde déformée.

I.5.3. Rang de l'harmonique

C'est le rapport de sa fréquence fn à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) : $n = fn / f_1$ Par principe, le fondamental f_1 a le rang 1. ("Élimination des harmoniques dans les installations," 2015)

I.5.4. Spectre

C'est l'histogramme donnant l'amplitude de chaque harmonique en fonction du rang. (COLLOMBET et al., 1999)

I.5.5. Expression de la grandeur déformée

Une fonction périodique $f(t)$ de période T peut, sous certaines conditions mathématiques qui seront toujours réalisées dans la pratique en physique, se décomposer en une somme de fonctions sinusoïdales (série de Fourier).

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos nwt + B_n \sin nwt) \quad \left(n \text{ entier et } w = \frac{2\pi}{T} \right)$$

Les coefficients A_0, A_n et B_n sont indépendants du temps et sont donnés par les intégrales suivantes :

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos nwt dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin nwt dt$$

On remarque que A_0 est la valeur moyenne de la fonction $f(t)$ est donc nul si la fonction $f(t)$ est alternative.

Deux cas particuliers :

- Si la courbe représentative de la fonction $f(t)$ admet un centre de symétrie situé sur l'axe des abscisses, alors, en choisissant ce point comme origine des temps : $f(-t) = -f(t)$

La fonction $f(t)$ est une fonction impaire ; son développement en séries de Fourier ne comportera que des termes en sinus (les coefficients A_n sont nuls).

- Si la courbe représentative de la fonction $f(t)$ admet l'axe des ordonnées comme axe de symétrie, alors $f(-t) = f(t)$ (fonction paire). Le développement en séries de Fourier ne contient alors que des termes en cosinus (les coefficients B_n sont nuls).

- ▶ Dans notre cas par la suite on va utiliser une fonction impaire et l'amplitude des harmoniques (B_n) décroît généralement avec la fréquence. Selon les normes, on prend en considération les harmoniques jusqu'au rang 40.
- ▶ Dans une machine, l'harmonique qui crée le champ tournant c'est le fondamental, les autres, chauffe la machines (harmonique multiples de 3) ou à provoquer des ondulations de couple (harmoniques $6k+1$ ou $6k-1$) avec $k > 0$.

I.5.6. Valeur efficace d'une grandeur déformée

La valeur efficace de la grandeur déformée conditionne les échauffements, donc habituellement les grandeurs harmoniques sont exprimées en valeurs efficaces. Pour une grandeur sinusoïdale, la valeur efficace est la valeur maximale divisée par $\sqrt{2}$. Pour une grandeur déformée et, en régime permanent, l'énergie dissipée par effet Joule est la somme des énergies dissipées par chacune des composantes harmoniques, soit :

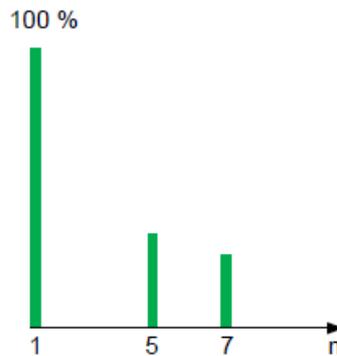


Figure I.2: l'amplitude est souvent donnée, relative à celle du fondamental

$$RI^2t = RI_1^2t + RI_2^2t + \dots + RI_n^2t$$

$$d'ou \quad I^2 = I_1^2 + \dots + I_n^2$$

$$ou\ encore: \quad I = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} I_n^2}$$

dans la mesure où la résistance est considérée comme une constante. La mesure de la valeur efficace de la grandeur déformée s'effectue soit directement par des appareils dits à vraie valeur efficace ou thermiques ou à l'aide d'analyseurs de spectre.

I.5.7. Taux de distorsion harmonique (THD)

I.5.7.1. Définition

Le taux de distorsion harmonique (abrégé THD, total harmonic distortion en anglais) est un indicateur de la qualité du traitement du signal dans un appareil.

Le taux de distorsion harmonique s'exprime en pourcentage. On indique le rang de l'harmonique en indice. ("Taux de distorsion harmonique," 2016)

I.5.7.2. Taux individuel et taux de distorsion

Les taux individuels et la distorsion en tension sont significatifs de la pollution d'un réseau. (COLLOMBET et al., 1999)

- ▶ « Taux individuel »

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental. Le taux individuel est le rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang n à celle du fondamental.

Exemple : taux de I_n en % = $100 (I_n/I_1)$ (l'indice n ne signifiant pas nominal).

► « Taux global de distorsion » ou simplement « distorsion »

Il donne une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques ; c'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace,

soit du fondamental seul où $THD > 0$ peut être très grand :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} y_n^2}}{y_1}$$

▪ soit (plus rarement) de la grandeur déformée mesurée, où $0 < THD < 1$:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} y_n^2}}$$

I.5.7.3. Exemple d'analyse du THD d'un Variateur de vitesse pour machine asynchrone

L'analyse harmonique du courant présenté sur la (tableau 1-1) donne le contenu suivant (Frelin, 2009):

Rang k	1	3	5	7	11	13
taux I_k/I_1	100	11	81	74	35	26

Tableau I-2: THD d'un Variateur de vitesse pour machine asynchrone

Avec:

I_k : la valeur efficace du courant harmonique de rang k .

I_1 : la valeur efficace du courant fondamental

Le taux de distorsion harmonique du courant (THDi) est égal à 120% pour un courant de 20 A efficace, une puissance de 5.3kW et un facteur de puissance égal à 0.63 On peut aussi noter la présence d'harmonique3 lié à un léger déséquilibre du variateur.

I.6. Principales perturbations provoqués par les courants et tensions harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.(COLLOMBET et al., 1999)

Ces grandeurs harmoniques ont des effets instantanés et des effets à terme dû aux échauffements.

I.6.1. Effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les conditions de commutation des thyristors lorsqu'elles déplacent le passage à zéro de la tension. Les compteurs d'énergie à induction présentent des erreurs supplémentaires en présence d'harmoniques : par exemple un compteur classe 2 donnera une erreur supplémentaire de 0,3 % avec un taux de 5 % d'harmonique 5 sur le courant et la tension. Les récepteurs de télécommande centralisée à fréquence musicale utilisée par les distributeurs d'énergie peuvent être perturbés par des tensions harmoniques de fréquence voisine de celle utilisée par le système.

I.6.1.1. Vibrations, bruit

Par les efforts électrodynamiques proportionnels aux courants instantanés en présence, les courants harmoniques généreront des vibrations, des bruits acoustiques, surtout dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances). Des couples mécaniques pulsatoires, dûs aux champs tournants harmoniques, donneront des vibrations dans les machines tournantes.

I.6.1.2. Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande)

Des perturbations surviennent lorsqu'une ligne à courants faibles chemine le long d'une canalisation de distribution électrique avec courants et tensions déformés. Les paramètres tels que : longueur du cheminement parallèle, distance entre les deux circuits, fréquence des harmoniques (le couplage augmente avec la fréquence), sont à prendre en compte.

I.6.2. Effets à terme

Hormis la fatigue mécanique des matériaux due aux vibrations, l'effet à terme est l'échauffement.

I.6.2.1. Échauffement des condensateurs

Les pertes, causes de l'échauffement, sont dues à deux phénomènes : conduction et hystérésis dans le diélectrique. Elles sont en première approximation proportionnelles au carré du courant efficace. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence de tensions harmoniques. Ces pertes sont définies par l'angle de perte δ du condensateur, angle dont la tangente est le rapport entre les pertes et l'énergie réactive.

I.6.2.2. Échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs

- pertes supplémentaires dans les machines, dans leur stator (cuivre et fer), et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) par suite des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Notons que les mesures rotoriques (température, courants induits), sont difficiles, sinon impossibles,

- pertes supplémentaires des transformateurs dues à l'effet de peau (augmentation de la résistance du cuivre avec la fréquence), à l'hystérésis et aux courants de FOUCAULT (dans le circuit magnétique).

I.6.2.3. Échauffement des câbles et des équipements

Les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, d'où une élévation de température. Parmi les causes des pertes supplémentaires on peut citer :

- une augmentation de la valeur efficace du courant pour une même puissance active consommée.
- l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence, phénomène dû à l'effet de peau.
- l'élévation des pertes diélectriques dans l'isolant avec la fréquence, si le câble est soumis à une distorsion de tension non négligeable.
 - ▶ La valeur efficace du courant déformé (ou de la tension déformée) peut :
 - soit être mesurée avec un appareil à vraie valeur efficace,
 - soit être reconstituée à partir du spectre issu d'un analyseur,
 - soit être estimée à partir d'un relevé oscilloscopique.

I.7. Limites acceptables du THD

Valeurs données à titre indicatif :(COLLOMBET et al., 1999)

- machines synchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,3 à 1,4 % ;
- machines asynchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,5 à 3,5 % ;
- câbles : distorsion admissible en tension âme écran = 10 % ;
- condensateurs de puissance : distorsion en courant = 83 % ce qui donne une surcharge de 30 % (1,3 I nominale) la surcharge en tension pouvant atteindre 10 % ;
- électronique sensible : distorsion en tension 5 %, taux individuel 3 % suivant le matériel.

**CHAPITRE II: TECHNIQUES DE MLI APPLIQUEES A LA
COMMANDE D'ONDULEURS**

II. INTRODUCTION

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

Dans ce chapitre nous exposons différentes techniques de la commande par MLI avec leur classification, et à la fin nous décrivons notre orientation de l'étude.

II.1. La modulation de largeur d'impulsion (MLI)

II.1.1. Introduction

Nous avons dit auparavant que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (3 ou 5) a une fréquence proche de celle du fondamental. La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne performance.

II.1.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice ou consigne d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. (Figure II.2)(Farid, 2006)

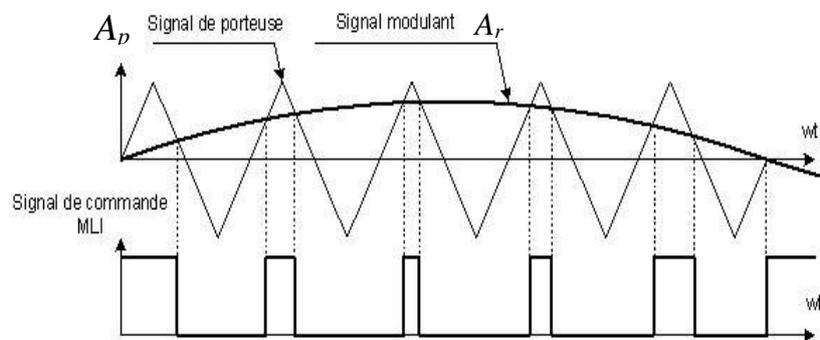


Figure II.1: Principe de la modulation

II.2. Intérêt de la MLI

II.2.1. Réduction des pertes de l'onduleur

La réduction des pertes, dans le cadre de la variation de vitesse, a été traitée depuis longtemps, de plusieurs points de vue (Capitaneanu, 2002):

- La réduction des pertes de la machine, liée en général à la qualité des courants imposés par une certaine commande de l'onduleur.
- La réduction des pertes dans l'onduleur :
 - par commutation,
 - par conduction.

Les pertes par commutation sont plus grandes que les pertes par conduction, donc leur réduction permet d'atteindre l'objectif en bonne partie. Pendant une période MLI, un des deux IGBTs d'une cellule de commutation et l'une des deux diodes doivent conduire, donc la réduction des pertes par conduction n'est pas essentielle. Cependant, lorsqu'on prend en compte la déconnexion d'un bras de l'onduleur le problème est plus complexe.

Pour réduire les pertes par commutation, le plus simple serait de diminuer le nombre de commutations. Ceci est atteignable par le mouvement du neutre entraînant des saturations des tensions de référence onduleur, sans changer les tensions simples V_{in} .

Dans la littérature, le mouvement du neutre a été bien exploité aussi pour la réduction des pertes onduleur. Les auteurs se sont orientés vers ce qu'on appelle maintenant les méthodes de MLI discontinues (DPWM). Il s'agit soit des méthodes symétriques, soit des méthodes asymétriques.

Même si la MLI discontinue est connue depuis longtemps, les études sur son fonctionnement sont assez récentes.

Les méthodes DPWM pour la réduction de pertes, méthodes groupées sous le nom de méthodes deux-phases, vu qu'à tout instant une phase ne commute pas. Pour la majorité des méthodes symétriques, les horizons de saturation restant fixes, la réduction des pertes par commutation est optimale seulement pour des fonctionnements très précis. Celle qui fait l'exception et dont la réduction des pertes est maximale est la GDPWM.

Certaines de ces méthodes MLI deux-phases sont déjà proposées par les constructeurs de semiconducteurs (DPWM1 sous le nom de *deadbanded triplen*) ou implantées dans les variateurs de vitesse. Parfois ces méthodes sont vues sous d'autres angles, leur identité étant difficilement reconnue : pratiquement le fait que les MLI deux-phases réduisent les courants de fuite, mais il ne les considère pas comme étant des méthodes deux-phases.

Une très grande partie des études de la littérature concerne surtout l'analyse comparative des méthodes DPWM. Quelques autres références présentent des comparaisons des méthodes DPWM entre elles et avec les méthodes « triphasées » : (H. Van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V. Stanke,

1988),(J. Holtz, 1992),(E. Monmasson, J. Faucher, 1997),(D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, 1999).

L'utilisation d'onduleurs à plusieurs niveaux amène aussi à des réductions de pertes.

II.2.2. Réduction du bruit acoustique

La réduction du bruit acoustique constitue depuis plusieurs années un problème difficile à résoudre. Une grande partie du bruit acoustique de la machine alimentée par un onduleur à MLI a une origine électromagnétique. Comme nous l'avons vu précédemment, le spectre harmonique de la tension simple V_{iN} est très riche en harmoniques qui agissent directement sur l'acoustique du moteur. Beaucoup d'études sont parus dans la littérature dans le but de proposer un modèle acoustique du moteur asynchrone, mais généralement sans tenir compte du type de MLI utilisée. Quelques exemples sont :(Zhu, Z.Q. Howe, D, 1994),(J.C.S. Lai, C. Wang, 1999). Cependant, même si ces études ne font pas la liaison avec le type d'alimentation, elles sont très utiles pour la compréhension du phénomène de génération du bruit acoustique.

Peu d'études montrent non seulement que des méthodes MLI différentes produisent des bruits acoustiques différents, mais aussi qu'une relation directe existe entre la méthode MLI et le bruit acoustique qu'elle produit (Hubert, A, 2000).

La recherche de réduire le bruit acoustique d'une machine électrique date du début du siècle (H. Fritz, 1921). Elle est antérieure même à l'alimentation de la machine à l'aide de semiconducteurs. Cette vision « machine seule » contribue à la modification de structure de la machine pour réduire le bruit, démarche plutôt mécanicienne : « nous avons une telle alimentation ; comment concevoir la machine pour un meilleur comportement vis-à-vis du bruit ? ». Une structure optimisée du moteur peut réduire le bruit pour toute méthode MLI utilisée. Dans de nombreux cas la machine est cependant imposée (machine de série) et le seul niveau d'intervention se situe sur l'alimentation donc le choix de la MLI.

La première référence traitant du bruit dans l'association machine asynchrone - convertisseur est (P.L. Timar, 1977). L'évolution des travaux sur le bruit a mené même à une normalisation internationale sur le bruit des moteurs ou des ensembles moteur/convertisseur, normalisation souvent contestée et évolutive.

Initié par J.P. Vilain au début des années 80, l'étude des stratégies de modulations MLI en vue de la réduction du bruit a mené à plusieurs solutions groupées sous le titre de **MLI aléatoire**. L'aspect aléatoire concerne 3 des 4 degrés de liberté de la MLI :

- la modulante,
- la porteuse,
- la fréquence.

Cependant, une des méthodes de réduction du bruit, utilisée par les électroniciens de puissance a longtemps été de travailler à des fréquences MLI supérieures à 20 kHz. Ainsi, tous les harmoniques du

spectre de tension (et/ou de courant) de la machine se déplacent hors du spectre audible humain. Cette méthode, bien que très efficace, amène des pertes de commutation onduleur inadmissibles et des problèmes CEM. Ainsi, à cause des pertes, la gamme de l'utilisation de cette solution est généralement limitée à 55 kW.

Avec les MLI à fréquence fixe le bruit est monochromatique (tonal), plus difficilement supportable par l'être humain. Pour les MLI aléatoires, le spectre d'harmoniques est étalé, donc le bruit est multi-fréquence et finalement plus supportable par l'oreille pour un niveau global identique. On peut ainsi descendre à des fréquences inférieures à 20 kHz. Le fait d'être supportable ou non est généralement subjectif, avec des références qualitatives dans beaucoup d'études de psycho-acoustique.

Cette estimation de la « qualité » du bruit plutôt que de son amplitude a donné dans la littérature un grand nombre de publications et de brevets:

- Dans le cas de la *MLI à modulante aléatoire* ("Système de commande d'un onduleur à MLI / US 05552980 – 'Inverter control device,'" 1995), la modulante de référence $V_{i0 \text{ ref}}$ est modifiée de manière aléatoire pour étaler le spectre de la tension V_{iN} ; cette MLI aléatoire est commercialisée dans des variateurs Schneider Electric tel que l'**ATV58**.
- dans le cas de la *MLI à porteuse aléatoire* ("Système de commande d'un onduleur à MLI / US 05552980 – 'Inverter control device,'" 1995), la porteuse modifiée de manière aléatoire ses pentes, les impulsions MLI résultantes se positionnant de manière aléatoire par rapport au centre de la période de découpage T_{PWM} ; cette MLI aléatoire est commercialisée dans des variateurs Schneider Electric tel que l'**ATV66**.
- dans le cas de la *MLI à fréquence aléatoire* (J.C.S. Lai, C. Wang, 1999), ou RPWM (Random PWM), la fréquence MLI est changée suivant différentes lois de variation aléatoire. Le résultat est semblable : un spectre de tension étalé.

Ces publications sont orientées donc d'un côté vers le choix du degré de liberté pour l'application de la loi aléatoire et, d'un autre côté, vers les caractéristiques de la loi aléatoire utilisée, ce qui offre un éventail de stratégies MLI pratiquement illimité.

Dans la majorité des articles, on considère de manière erronée qu'un spectre étalé diminue le niveau de bruit acoustique. En fait le niveau sonore est le même, mais l'impression acoustique provoquée est celle « de l'écoulement des eaux d'une source ». Ainsi le bruit provoqué par les MLI aléatoires dérange moins que le bruit aigu d'une MLI « fixe ».

Une équipe danoise (M.M. Bech, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, 1996) souligne que les stratégies MLI aléatoires sollicitent toutes les fréquences mécaniques du système étudié et donc leurs résonances. Pour "Hubert, A" ceci est un défaut inadmissible qui peut provoquer de catastrophes sur des systèmes complexes (véhicules ou chaîne de montage). Cependant aucune catastrophe n'a été signalée dans l'industrie liée à l'utilisation de MLI aléatoires.

Dans cette dernière référence (Hubert, A, 2000), il est proposé une liaison directe entre le spectre de la tension simple machine, les vibrations mécaniques et le bruit acoustique. Cette approche globale

très intéressante utilise une modélisation complexe, mais devient presque inexploitable du point de vue électronique.

En conclusion, les solutions actuelles de réduction du bruit acoustique se réduisent à la MLI aléatoire, à l'augmentation de la fréquence de commutation et éventuellement la modification de la structure de la machine.

II.2.3. Cause de surtensions de la machine

Deux problèmes principaux apparaissent lors de la connexion d'un moteur asynchrone à un variateur de vitesse par un câble long : *les surtensions* et *les courants de fuite*. Ces derniers concernent principalement la CEM. Les surtensions peuvent être fatales pour la machine.

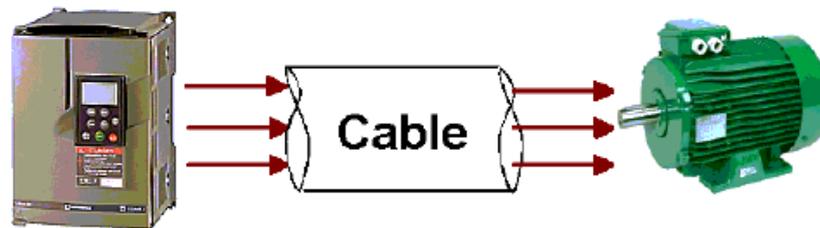


Figure II.2: Système étudié dans le cas du problème des surtensions : variateur, câble, moteur

Par surtension dangereuse, nous considérons celle qui dépasse deux fois la tension. Ces surtensions sont dues aux impulsions MLI de petite largeur qui traversent le câble long jusqu'à la machine (figure II.1)(Capitaneanu, 2002). Elles dépendent de la méthode de modulation, de la longueur et de la nature du câble, de l'impédance de la machine, du temps de montée des interrupteurs de l'onduleur. Avec les IGBTs utilisés actuellement dans les applications industrielles ce temps de montée est très court.

L'étude des surtensions, dues aux câbles longs, a été effectuée depuis longtemps. C'était celle des réflexions d'onde dans les enroulements (J. Weed, 1922). Cependant les solutions pour les réduire sont assez récentes et presque inexistantes (R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, 1996).

Dans les années 1920 (J. Weed, 1922), les chercheurs connaissaient l'existence des surtensions anormales et proposaient des mesures préventives. Dans les années 1940, une analyse rigoureuse a été faite sur la propagation des surtensions dans la ligne d'alimentation et la distribution interne dans les enroulements. Beaucoup d'études ont été faites sur la distribution des surtensions dans les enroulements de la machine, surtensions qui mènent même à la destruction (Lincoln Electric, 1998). Une des conclusions importantes de ces études a été de mettre en évidence la liaison entre les surtensions et les courants de fuite.

L'identification des causes des surtensions dangereuses et des courants de fuite a débuté dans les années '70 et en '80, des résultats significatifs ont été obtenus. Une analyse approfondie des réflexions d'ondes dans le câble est basée sur la théorie générale des lignes de transmission. En même temps, plusieurs modélisations du câble sont proposées.

Dans la majorité des études, des hypothèses sur les paramètres provoquant les surtensions dangereuses et une augmentation des courants de fuite à la terre ont été faites et des solutions pour pallier à ces problèmes ont été trouvées dans les années '90. Les solutions existantes sont réunies en deux groupes :

- Une première solution appelée solution « matérielle » utilise *les filtres de sortie* ou *les terminators*, des solutions déjà proposée par les constructeurs (Lincoln Electric, 1998), (Components Division, 2001) etc.
- Une deuxième solution « logicielle » consiste à jouer sur la *technique MLI* pour réduire les courants de fuite, ou pour réduire les surtensions et, implicitement, les courants de fuite (R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, 1996).

A la suite de cette recherche de solutions et des causes des surtensions et des courants de fuite, c'est seulement en 1996 que " R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski" (R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, 1996) fait le point sur les causes et les solutions « matériel » et « logiciel » possibles.

En même temps (après 1994), Schneider Electric lance une campagne de mesures et d'études pour identifier les problèmes dus à l'association des câbles longs et des variateurs de vitesse. Une proposition de modélisation et de simulation des câbles liés au moteur est proposée par ONERA. Plusieurs campagnes de mesure, dont les résultats n'ont pas été publiés, ont mené à l'utilisation limitée des filtres L ou RL en sortie du variateur lors de l'utilisation des câbles longs.

Les travaux d'une étude font le point d'une certaine manière sur les solutions « matérielles » proposant un filtre de sortie sinusoïdale et « logicielles » avec des algorithmes de réduction des surtensions dangereuses pour essayer d'optimiser et d'améliorer le fonctionnement du système variateur / câble long / moteur tout en réduisant les courants de fuite.

II.2.4. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec : A_r : Amplitude de la référence et A_p : Amplitude de la porteuse.

– La modulation montre que plus « m » est grand, plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible (M-Lavabre, 1998).

La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier. Cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même toute les $T_r=1/f_r$.

– Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente (M-Lavabre, 1998).
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

II.2.5. Types de modulation

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

II.2.5.1. Modulation naturelle

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence. Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant où le basculement a lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

- Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.
- Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsion en utilisant des expressions analytiques.

II.2.5.2. Modulation régulière

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo- sinusoïdale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

On distingue :

- Technique à échantillonnage régulier symétrique,
- Technique à échantillonnage régulier asymétrique,
- Technique à échantillonnage régulier modifier.

II.2.6. Technique de production d'onde MLI

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteur. Par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

II.2.6.1. Technique analogique

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure II.3)(Farid, 2006).

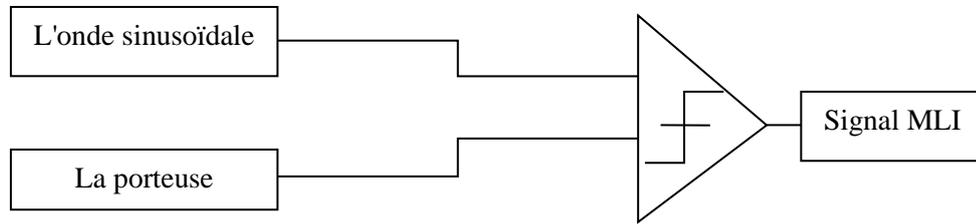


Figure II.3: Technique analogique

II.2.6.2. Technique numérique

Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure II.4)(Farid, 2006). C'est celle que nous allons utiliser dans ce travail.

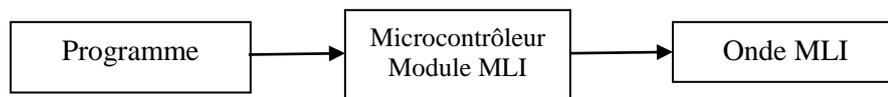


Figure II.4: Technique numérique

II.2.6.3. Technique hybride

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique : L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure II.5)(Farid, 2006).

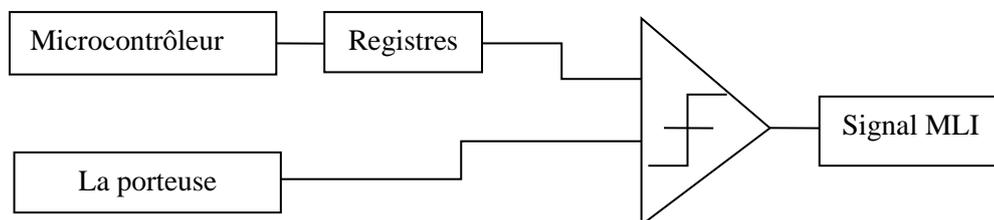


Figure II.5: Technique hybride

II.3. Degrés de liberté pour la MLI

La MLI présente plusieurs degrés de liberté utilisables dans le choix de la forme d'onde de tension à appliquer à la machine. Ces degrés de liberté agissent soit au niveau de la période de la MLI, soit au

niveau de la fréquence de la modulante. Nous parlons de période de MLI ou *période de découpage* au lieu de période de la porteuse, car la MLI peut être réalisée sans porteuse.

Nous ne considérons ici que l'onduleur de tension 2 niveaux sur une charge équilibrée.

► **Premier degré**

Un premier degré de liberté est le mouvement de la tension de neutre ou le « zéro-voltage mouvement »,

Il convient de rappeler que si la tension du neutre évolue selon un harmonique 3 des tensions simples de l'onduleur, les tensions simples de la machine ne sont pas affectées. Par ailleurs, quel que soit l'évolution de la tension neutre, les tensions composées ne sont jamais modifiées.

Le mouvement du neutre peut donc faire l'objet de l'addition du 3^{ème} harmonique et de ses multiples dans le cas de la MLI triphasée ou la SVM ou de l'addition du 3^{ème} harmonique seul (THIPWM4, THIPWM6). La MLI modulante aléatoire joue aussi sur ce degré de liberté.

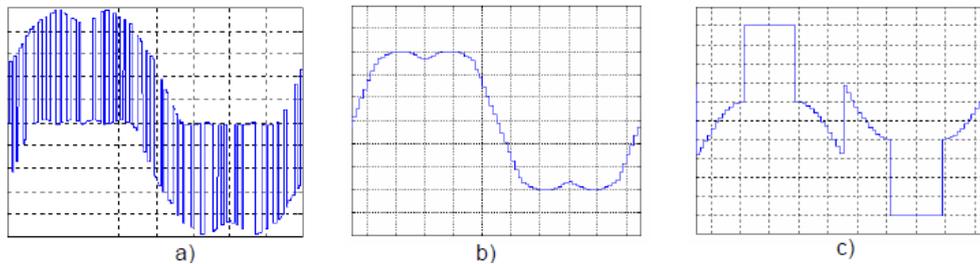


Figure II.6: Différents résultats du mouvement du neutre sur la tension V_{10} : (a) MLI modulante aléatoire, (b) MLI triphasée, (c) DPWM1

Ce degré de liberté est le plus important et donne naissance à un nombre pratiquement illimité de MLI. En fonction du neutre nous faisons une classification des méthodes.

Les formes d'onde de modulante (Figure II.6) (Capitaneanu, 2002) sont obtenues par mouvement du neutre.

► **Deuxième degré**

Un deuxième degré de liberté est la position de l'impulsion dans une période MLI (donc à la fréquence f_{PWM}). Cela se traduit dans la correspondance modulante / dent de scie, avec des pentes différentes de la dent de scie (Figure III.7)(Capitaneanu, 2002).

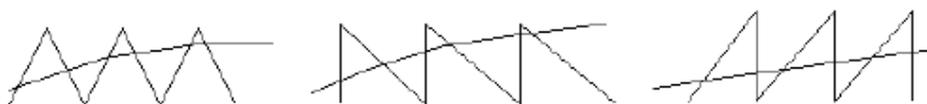


Figure II.7: Les types de porteuses les plus communs

La Figure II.7 (a) présente le type de porteuse de la MLI symétrique : le triangle est centré au milieu de la période de MLI. La Figure II.7 (b) présente le type de porteuse à pente ascendante infinie (leading-edge PWM) et la Figure II.7 (c), la porteuse à pente descendante infinie (trailing-edge PWM). Ces deux dernières correspondent à la MLI asymétrique.

La pente de la porteuse amène la naissance d'un groupe de méthodes MLI, comme la méthode MLI à porteuse aléatoire. La MLI avec porteuse aléatoire a une méthode équivalente au niveau de la technique DDT : la RCD (Random Displacement of the pulse Center).

Toute MLI symétrique donne de meilleurs résultats concernant la qualité d'ondes de sortie (principalement l'ondulation du courant de ligne) que la MLI asymétrique, car la fréquence de commutation sur la tension de ligne moteur est deux fois plus grande que la fréquence réelle de commutation f_{PWM} .

► **Troisième degré**

Un troisième degré de liberté est la fréquence f_{PWM} . Par modification de la fréquence de MLI nous pouvons agir sur beaucoup de critères de qualité de l'entraînement, comme le bruit, les pertes, le TDH etc.

► **Quatrième degré**

Le quatrième degré de liberté concerne le choix de la commande complémentaire ou non du Sc4 par rapport à Sc1, de Sc5 par rapport à Sc2 ou de Sc6 par rapport à Sc3. Trois situations de la cellule de commutation peuvent exister (Figure II.8)(Capitaneanu, 2002).

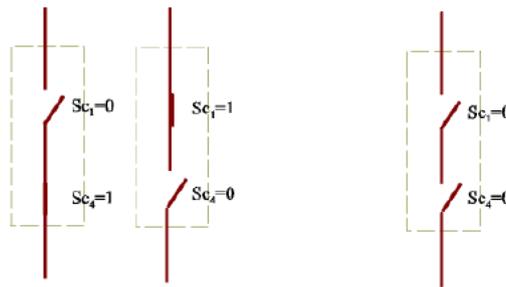
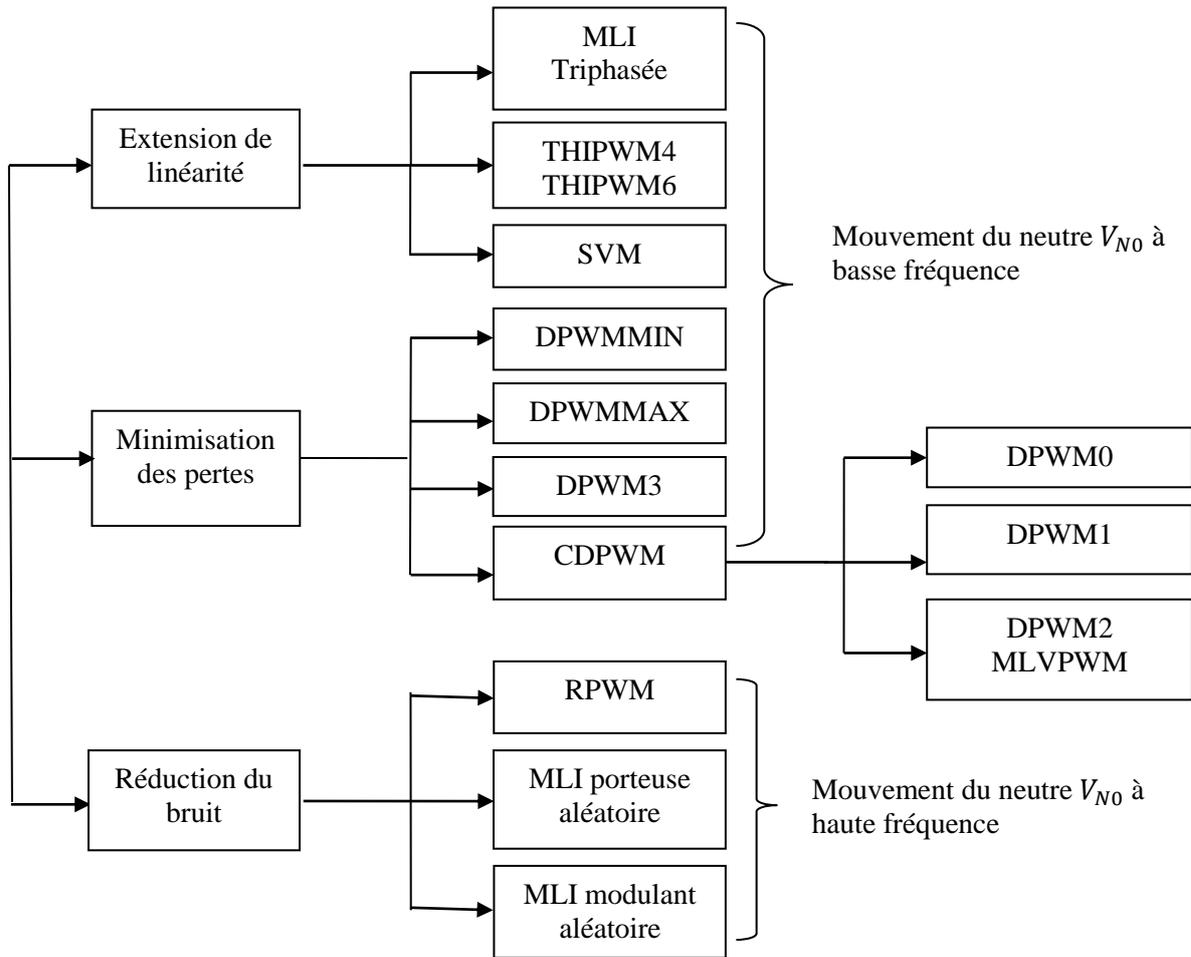


Figure II.8: Quatrième degré de liberté : l'état des interrupteurs

Selon l'existence ou non de la troisième situation de commande, la déconnexion d'une branche (Figure II.8), les résultats peuvent être complètement différents(J. Holtz, 1992).

II.4. Classification des MLI

Nous présentons plusieurs classifications. Une première classification est faite en fonction du mouvement de la tension de neutre V_{No} (figure II.9)(Capitaneanu, 2002)


 Figure II.9: Classification en fonction du mouvement de la tension de neutre V_{No}

Les études principales de la littérature se sont orientées vers :

- Étendre la zone de fonctionnement optimal de la machine électrique
- *la réduction des pertes par commutation onduleur*, ce qui implique principalement une réduction de la taille du radiateur rattaché à l'onduleur, donc une réduction du coût du variateur
- *la diminution du bruit acoustique*, très important pour l'élargissement de l'utilisation des variateurs électriques dans des milieux sensibles au bruit.

Presque toutes les nouvelles techniques MLI ont une règle commune : l'utilisation de la tension de mode commun V_{No} dans le but d'améliorer un des trois points ci-dessus. La classification (Figure II.9) sera explicitée par la suite.

Pour la MLI triphasée, la THIPWM4, la THIPWM6 et la SVM nous obtenons l'extension de linéarité par addition du 3^{ème} harmonique ou du 3^{ème} harmonique et de ses multiples aux tensions de référence $V_{i0 ref}$.

Le mouvement du neutre à basse ou à haute fréquence signifie que la valeur de V_{No} change pendant un temps relatif à des périodes plus ou moins longues.

Sur la Figure II.6 nous voyons une extension de linéarité dans le cas de la MLI triphasée par « mouvement de neutre » à la fréquence de la sinusoïde de référence. Les deux extrema n'affectent pas les tensions simples de la machine et se retrouvent dans la tension de neutre V_{No} de valeur instantanée non-nulle, mais de valeur moyenne nulle.

On peut expliquer de manière semblable pour les méthodes MLI qui assurent la réduction des pertes (DPWMMIN, DPMAX, DPWM0,1,2,3, GDPWM, MLVPWM) : le neutre « bouge » à la fréquence de la sinusoïde (Figure II.6, c).

Pour les 3 méthodes aléatoires en vue de la réduction du bruit, le mouvement du neutre est à haute fréquence, i.e. à la fréquence f_{PWM} . C'est le cas de la MLI à modulante aléatoire (Figure II.6, a). Les variations rapides de la modulante sont dues au rajout à chaque période de la dent de scie d'une quantité aléatoire de V_{No} aux trois références V_{10} , V_{20} , V_{30} .

Une **deuxième classification** prend en compte la réalisation pratique de la MLI (Figure II.10)(Capitaneanu, 2002) qui découle de deux méthodes :

- la *technique de comparaison d'une modulante et d'une dent de scie* (technique appelée aussi intersective)
- la *technique directe numérique (DDT – Direct Digital Technique) ou technique sans porteuse*. Ces deux techniques, en principe sans liaison lors de leur découverte, sont basées sur le même principe de modulation et réalisées avec des dispositifs électroniques différents.

La discussion est longue et controversée : pratiquement on parle soit d'un comparateur d'hystérésis, soit d'une technique feedback des sous-harmoniques. Dans le premier cas nous n'avons pas affaire avec une modulation en largeur d'impulsion, mais d'une commande de type « tout ou rien ». Dans le deuxième cas, si nous ne mélangeons pas la commande en soi avec l'étage MLI, comme nous l'avons dit en introduction, il s'agit d'une méthode MLI classique.

Les techniques MLI naturelles, réalisées de manière analogique par la comparaison modulante / dent de scie n'ont pas d'équivalent au niveau de la technique DDT. Celle-ci contient un échantillonnage discret, tandis que la MLI naturelle n'a pas d'échantillonnage.

De même, pour la MLI pré-calculée, il n'y a de méthode équivalente au niveau de la DDT que dans le cas où la période d'échantillonnage est beaucoup plus petite que la largeur des impulsions introduites entre les angles pré-calculés.

Une méthode MLI spéciale, la modulation $\Delta - \Sigma$ peut être classée comme méthode sans porteuse, méthode qui réduit le bruit acoustique. Cependant c'est une méthode hybride entre la commande 'tout ou rien' - dont l'application la plus connue est le DTC (Direct Torque Control) - et la MLI classique.(D.R. Alexander, S.M. Williams, 1993)

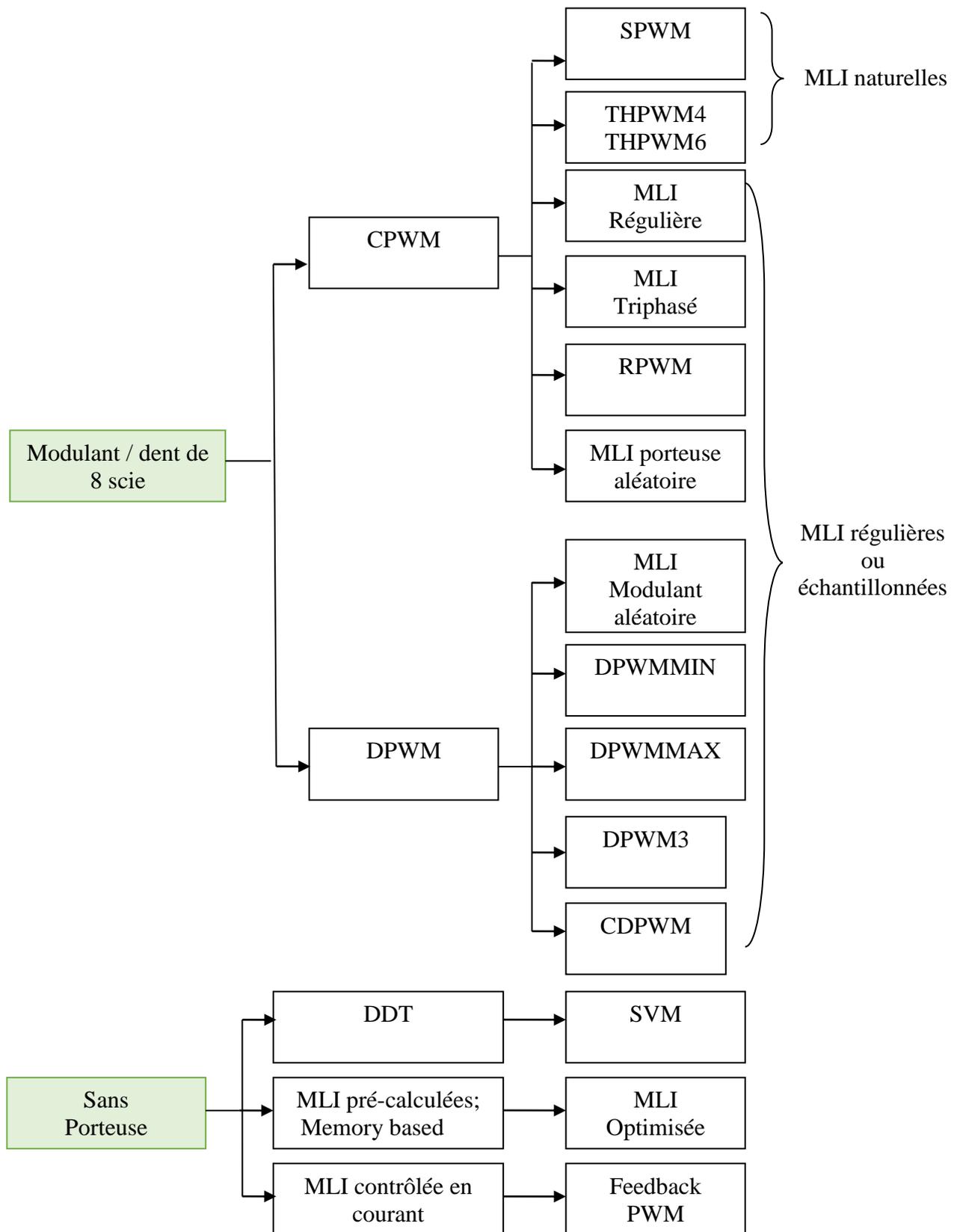


Figure II.10: Classification de la MLI en fonction de la méthode d'implantation

II.5. Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.(Farid, 2006)

II.6. MLI développées dans ce travail

Notre étude va se baser essentiellement sur trois (3) types de MLI :

- MLI calculée
- MLI à élimination d'harmoniques
- MLI vectorielle (SVPWM)

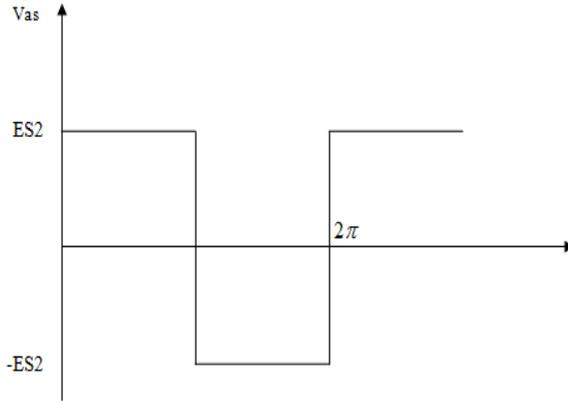
Les trois prochaines sections(II.7),(II.8) et (II.9) seront consacrées à la phase de simulation des 3 modulations, puis on présentera une étude comparative avec différents tests expérimentaux sur une charge RL et un moteur asynchrone, pour valider les simulations.

II.7. MLI calculée (SPWM)

II.7.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre une modulation de largeur d'impulsion calculée, cette technique consiste à comparer un signal de référence avec une porteuse pour avoir les décisions de l'état des interrupteurs de l'onduleur à commander, c'est une technique simple est facile à implémenter.

II.7.2. Calcul des harmoniques de la tension carré



$A_0 = 0$, $A_n = 0$
car le signal est symétrique
par rapport à 0

$$v(\theta) = \sum_{n \geq 1} B_n \cdot \sin n\theta \quad / B_n = \sqrt{2} \cdot V_n$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cdot \sin n\theta d\theta \quad / \theta = \omega t , \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$B_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(\theta) \cdot \sin n\theta d\theta$$

$$B_n = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \int_0^{\pi/2} \sin n\theta d\theta = \frac{2E}{\pi n} [-\cos n\theta]_0^{\pi/2}$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi n} \left(1 - \cos \frac{n\pi}{2} \right)$$

Pour la condition soit toujours vraie c-à-d ($\cos = 0$) $\Rightarrow n = 2k + 1$

Donc:

$$B_{2k+1} = \frac{2E}{\pi n}$$

$$v_{as} = B_1 \sin \theta + B_3 \sin 3\theta + B_5 \sin 5\theta + B_7 \sin 7\theta + \dots$$

$$B_1 = \frac{2E}{\pi} = \sqrt{2} V_{s1}$$

$$B_3 = \sqrt{2} V_{s3}$$

$$B_5 = \sqrt{2} V_{s5}$$

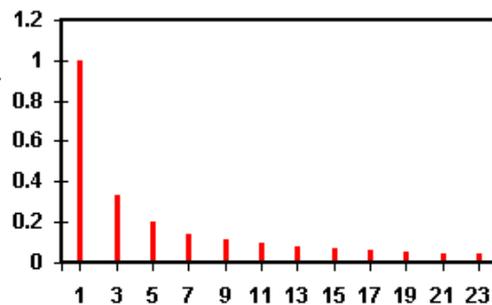


Figure II.11: Rang inférieur d'harmoniques

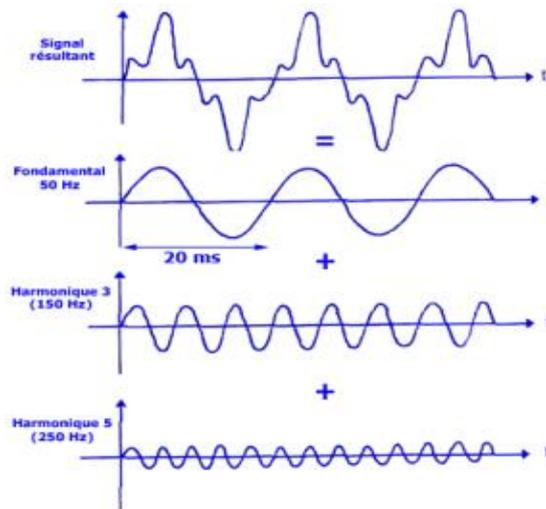


Figure II.12: Représentation du fondamental et des deux premiers harmoniques (3 et 5)

II.7.3. Techniques d'échantillonnage (MLI calculée)

La méthode de sous-oscillations (MLI sinus triangle) est simple à mettre en œuvre en utilisant des intégrateurs analogiques et des comparateurs pour la génération du support triangulaire et les instants de commutation. C'est toutefois problématique, pour détecter l'instant de croisement de deux signaux variables dans le temps.

Lorsqu'un microprocesseur est utilisé pour la commande PWM. Cette difficulté peut être contournée à l'aide de techniques d'échantillonnage. L'onde de référence sinusoïdale est échantillonnée uniquement à des instants de temps périodiques. Le cas du PWM synchronisé est alors avantageux.

Les instants d'échantillonnage $t_k = k / (f_1 \cdot N)$, $k = 1 \dots N$ dans une période fondamentale sont connus a priori. Par conséquent, les valeurs d'échantillonnage $\sin(\omega_1 t_k)$ peuvent être stockées dans la mémoire du processeur avec l'indice de modulation en tant que paramètre. En fonction de ces derniers, les instants de commutation peuvent être calculés en ligne en tant que points respectifs où la pente triangulaire atteint la valeur échantillonnée, (Figure II.112). La performance d'un modulateur de largeur d'impulsion basée sur des techniques d'échantillonnage est légèrement inférieure à celle de la méthode de sous-oscillation mais uniquement à faible nombre d'impulsions. (Holtz, 1993)

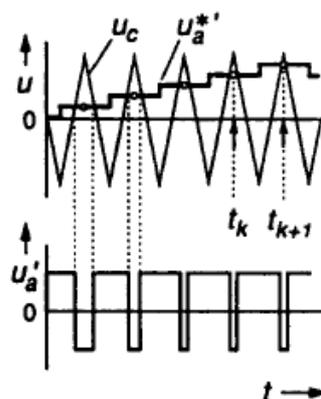


Figure II.13: Forme d'onde de la technique d'échantillonnage

On utilise dans la simulation une fréquence de modulation $f_{MLI} = 10kHz \Rightarrow \frac{10kHz}{50Hz} = 200$

Donc on aura 200 découpages par période et comme chaque motif contient 2 angles de commutations, on obtient 400 commutations par période du fondamental à 50 Hz.

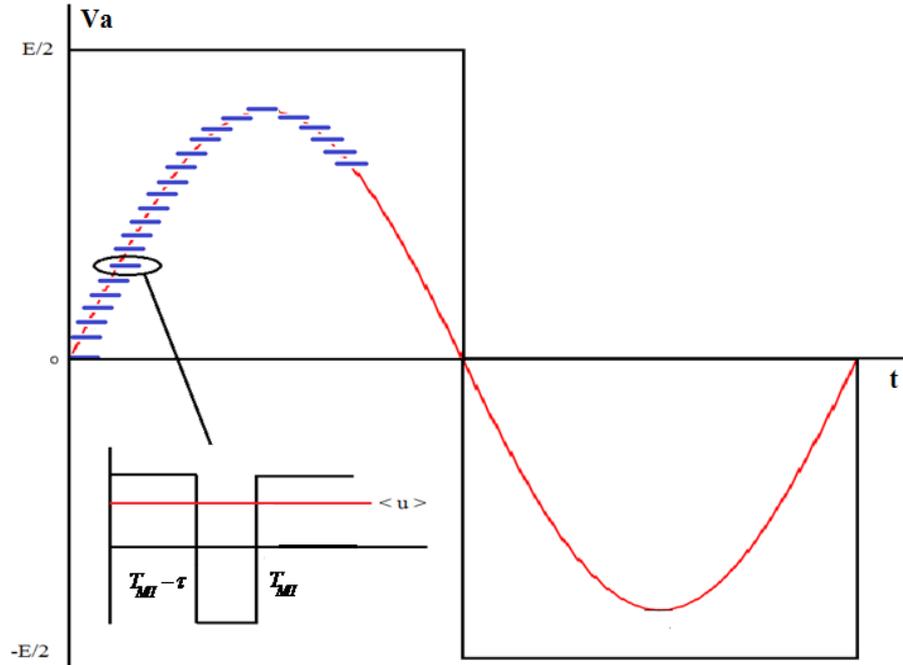


Figure II.14: Image illustratif de la MLI calculée

Sur une période MLI, la valeur moyenne de la tension vaut :

$$\langle Va \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

$$\langle Va \rangle = \frac{2}{T_{MLI}} \int_0^{T_{MLI}/2} u(t) dt$$

$$\langle Va \rangle = \frac{2}{T_{MLI}} \int_0^{\tau} \frac{E}{2} dt + \frac{2}{T_{MLI}} \int_{\tau}^{T_{MLI}/2} \frac{-E}{2} dt$$

$$\langle Va \rangle = 2E \frac{\tau}{T_{MLI}} - \frac{E}{2}$$

$$\langle Va \rangle = E \left(2\alpha - \frac{1}{2} \right) \quad / \quad \alpha = \frac{\tau}{T_{MLI}}$$

II.7.4. Résultats de simulation

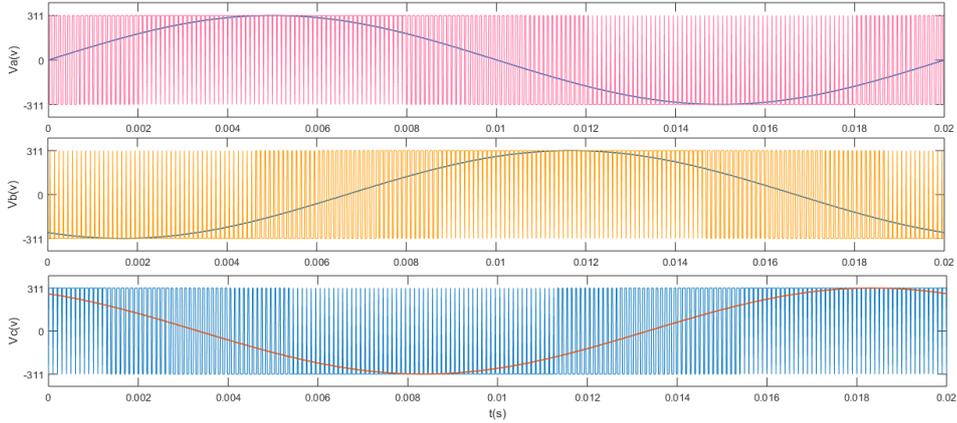


Figure II.15: Tensions MLI (V_a, V_b et V_c) et leurs références

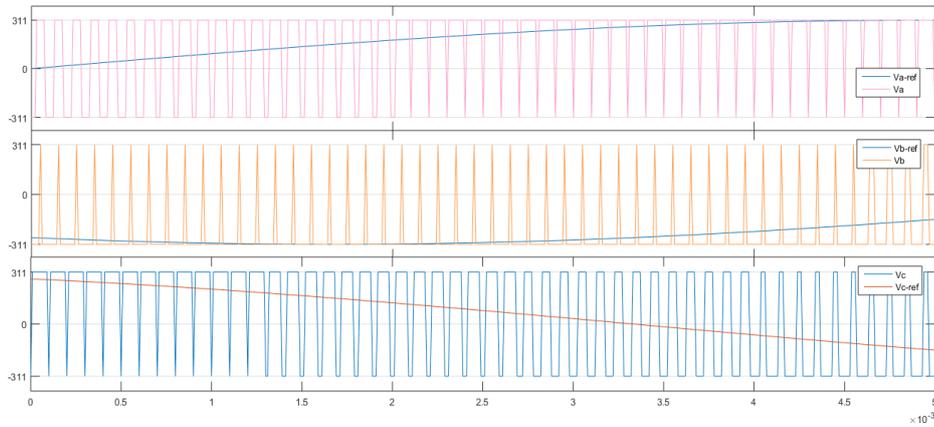


Figure II.16: Tension MLI (V_a, V_b et V_c) et leur références de $[0 - \pi/2]$

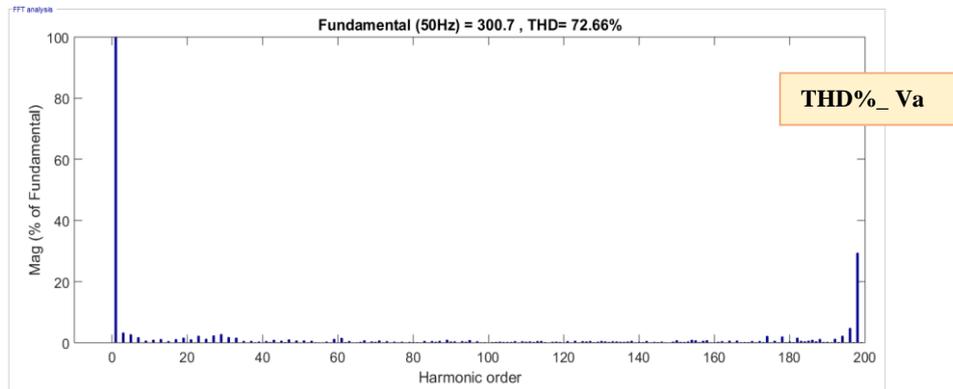


Figure II.17: THD de la tension de source V_a

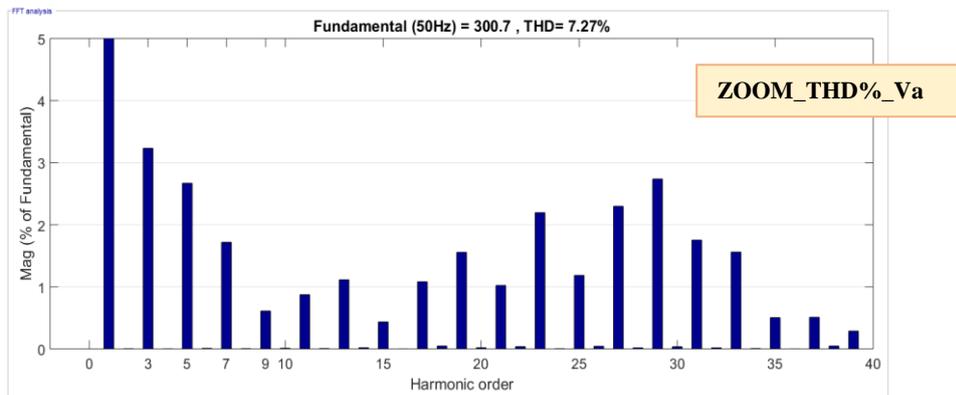


Figure II.18: Zoom sur THD de la tension de source V_a

II.7.4.1. Essai sur une charge RL

$R=10\Omega$ et $L=1mH$

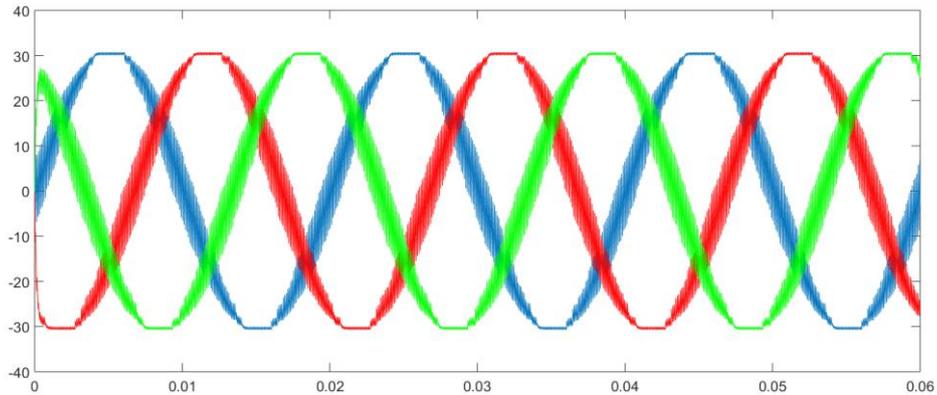


Figure II.19: Courant de charge I_a, I_b et I_c

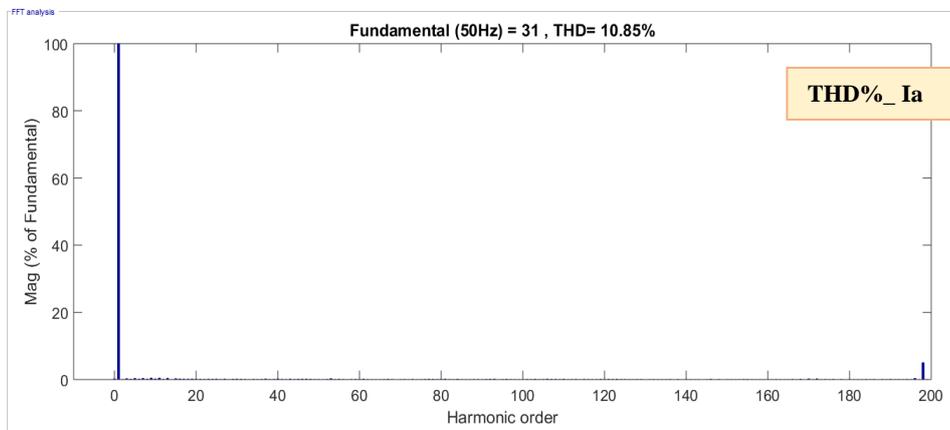


Figure II.20: THD de la charge (I_a)

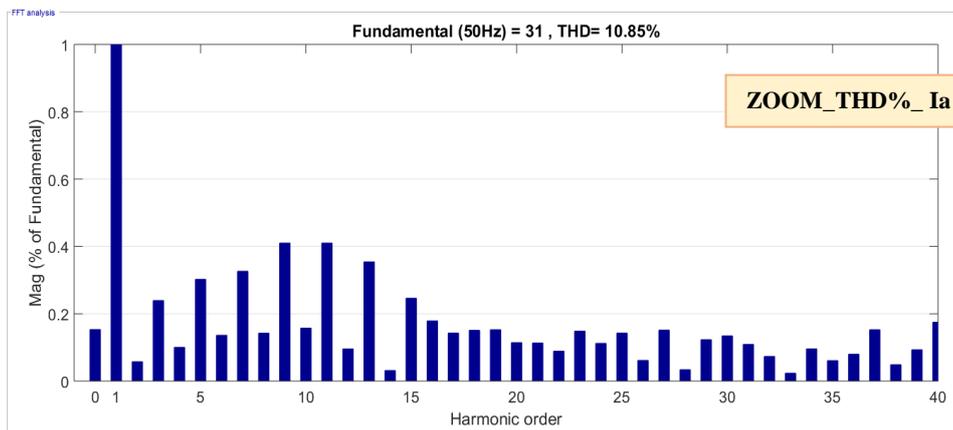


Figure II.21: Zoom sur THD de la charge (I_a)

$R=10\Omega$ et $L=10mH$

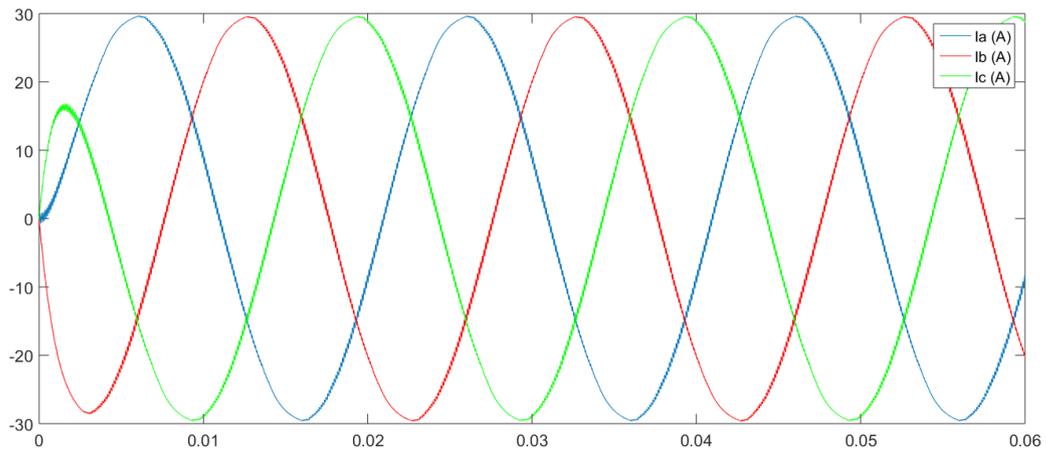


Figure II.22: Courant de charge i_a, i_b et i_c

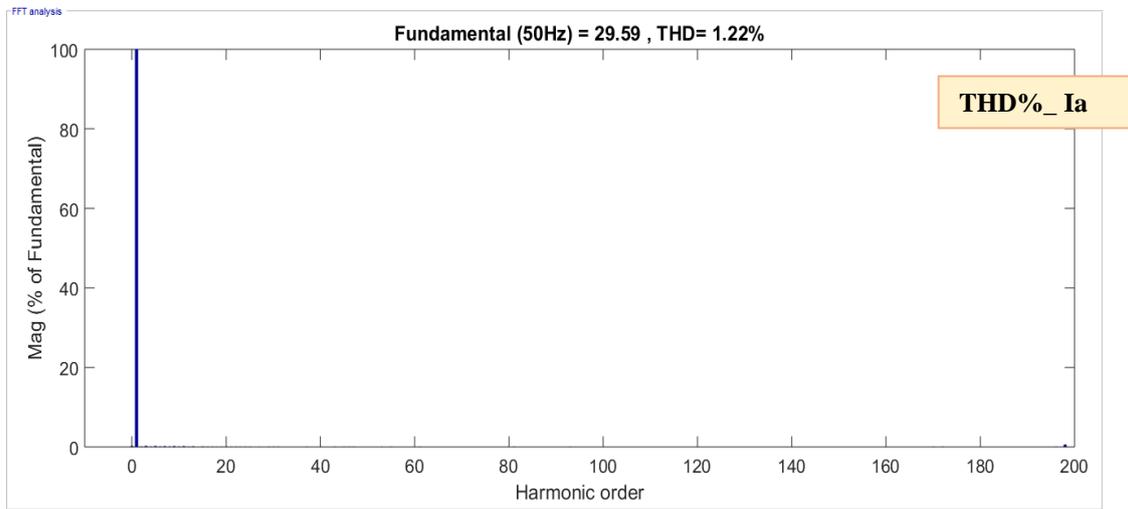


Figure II.23: THD de la charge (i_a)

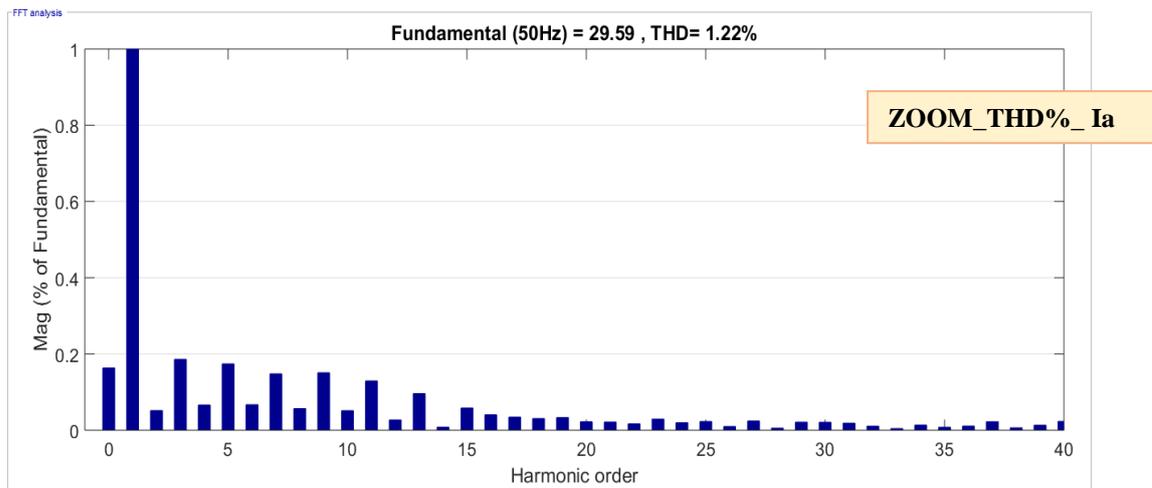


Figure II.24: Zoom sur THD de la charge (i_a)

$R=10\Omega$ et $L=100\text{mH}$

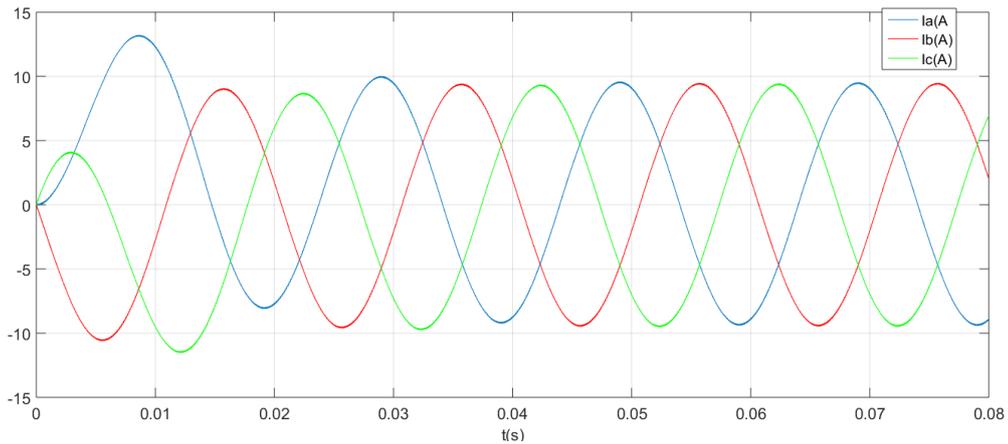


Figure II.25: Courant de charge I_a, I_b et I_c

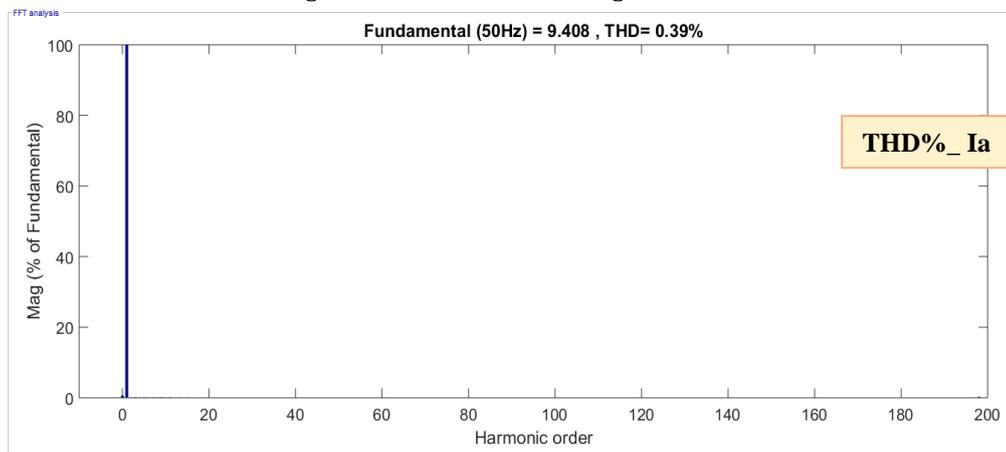


Figure II.26 : THD de la charge (I_a)

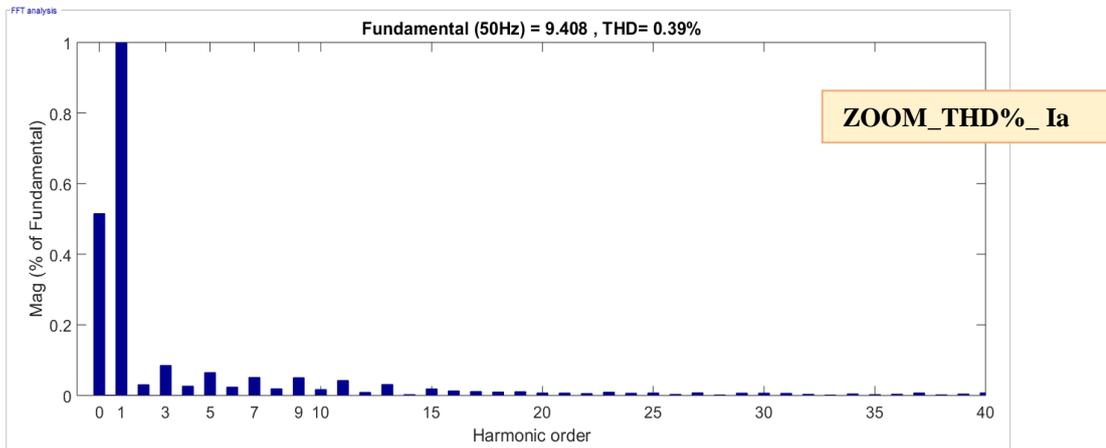


Figure II.27: Zoom sur THD de la charge (I_a)

Les harmoniques d'ordre paires sont éliminés car on a une fonction impaire, suivant où l'on demande à module FFT de Matlab d'opérer sur l'onde de courant.

Les harmoniques les plus importants sont le 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème} harmonique.

On a un courant de qualité puisque le THDi est proche de zéro.

II.7.4.2. Essai sur un MAS à cage

Démarrage à vide avec application du couple de charge nominal à l'instant $t = 0,4$ s

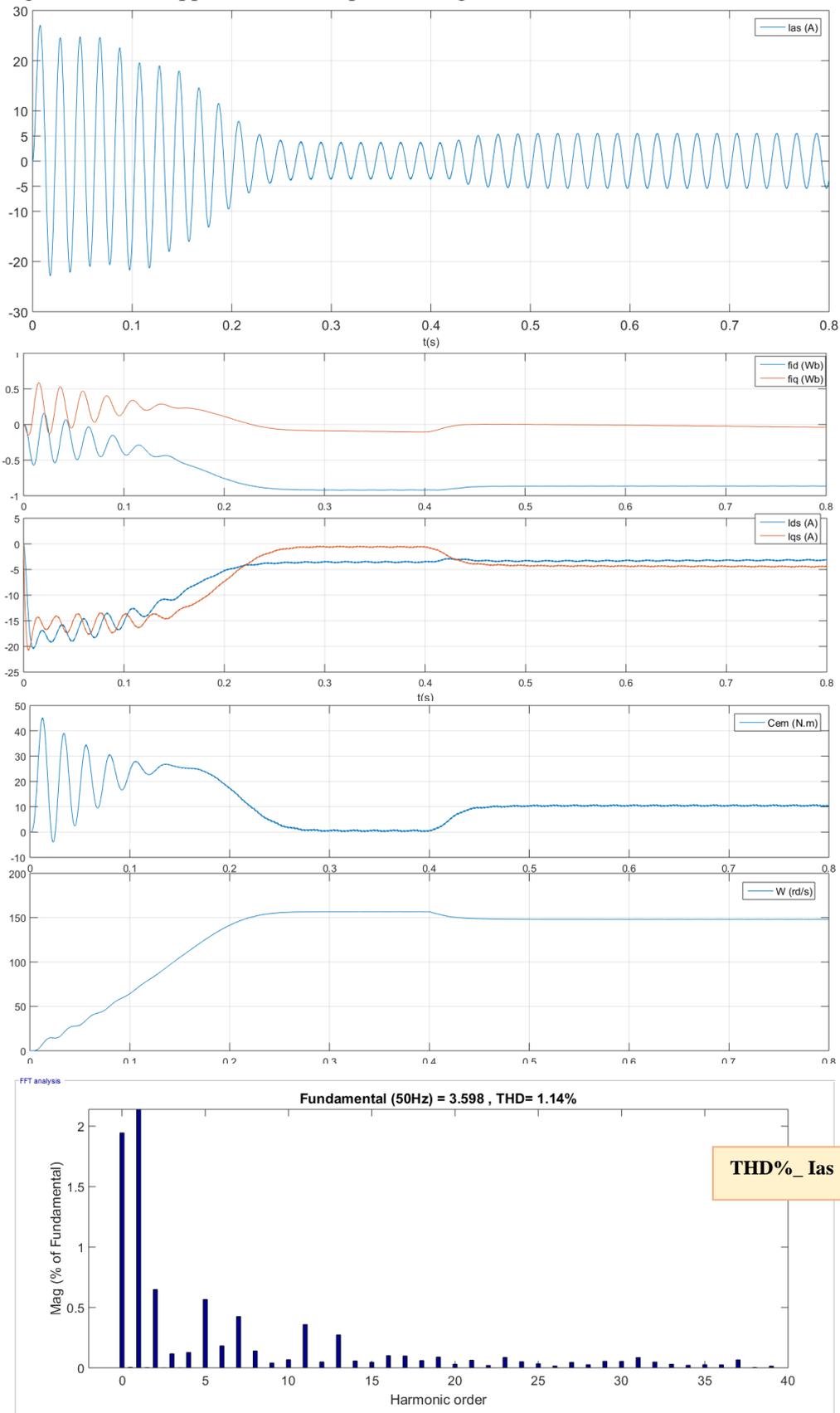


Figure II.28: Essais sur un MAS

II.7.5. Interprétation des résultats

Nous remarquons qu'au démarrage la machine demande un fort courant d'appel qui dépasse 27A soit presque 5fois le courant nominal. Puis, il se stabilise a près $t=0.25s$ autour de la valeur du courant à vide

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle développé et l'apport de la MLI au regard de la qualité du courant qui possède un THD=1.14%

II.7.6. Conclusion

On a obtenu des résultats qui nous permettent de juger cette technique comme une technique qui a des spécifications telles que la tension du fondamental élevé et le faible THD.

Elle est facile à programmer sur dspic comme nous le verrons par la suite.

Le seul inconvénient dans cette technique est le nombre de commutations par période qui reste très élevé (400 commutations).

II.8. MLI à élimination d'harmoniques

II.8.1. Introduction

Le problème de l'élimination des harmoniques dans les convertisseurs de commutation a été au centre de la recherche depuis de nombreuses années.

Si les pertes de commutation dans un onduleur ne sont pas préoccupantes alors la méthode MLI sinus triangle et ses variantes (MLI calculée) sont très efficaces pour contrôler l'onduleur. Cela s'explique par le fait que les harmoniques générées dépassent la bande passante du système et que ces harmoniques ne dissipent pas la puissance. D'autre part, pour les systèmes où l'efficacité de commutation élevée est de la plus haute importance, il est souhaitable de maintenir la fréquence de commutation à une valeur beaucoup plus faible. Dans ce cas, une autre approche est de choisir les instants de commutation (angles) de sorte qu'un fondamental souhaitée est générée et des harmoniques choisis spécifiquement sont supprimées. Ceci est appelé *élimination d'harmoniques sélective* ou *élimination d'harmonique programmée* car les angles de commutation sont choisis (programmés) pour éliminer les harmoniques spécifiques. Les techniques PWM programmées optimisent des fonctions avec des objectifs particuliers, qui constituent essentiellement la minimisation des effets indésirables en raison des harmoniques présents dans les spectres de sortie de l'onduleur.

La MLI à élimination d'harmonique présente plusieurs avantages distincts par rapport aux autres MLI:

- Une amplitude du fondamental plus élevée est réalisable avant que la limite de largeur d'impulsion minimale de l'onduleur ne soit atteinte.
- La réduction de la fréquence de commutation contribue à la réduction des pertes de commutation de l'onduleur et permet l'utilisation de commutateurs GTO pour les convertisseurs de forte puissance.
- L'élimination des harmoniques d'ordre inférieur n'entraîne aucune interférence harmonique, par exemple la résonance avec des réseaux externes de filtrage de lignes généralement utilisés dans les alimentations de l'onduleur.
- L'utilisation de modèles de commutation MLI à élimination d'harmoniques évite les calculs en ligne et fournit une mise en œuvre directe d'une technique de haute performance.

II.8.2. Principes de la technique d'élimination harmonique

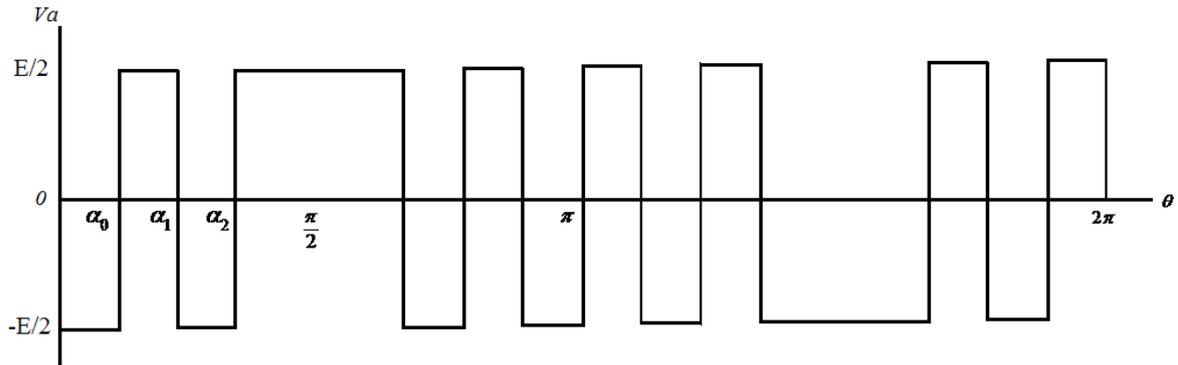


Figure II.28: Forme d'onde de sortie de l'onduleur pour $Nh=3$

L'onde carrée de base est hachée plusieurs fois et une relation fixe entre le nombre de commutations et le nombre possible d'harmoniques pouvant être éliminés sont dérivés. La figure II.28 montre une forme d'onde de sortie généralisée avec $Nh=3$, donc on va éliminer l'harmonique d'ordre 5 et d'ordre 7.

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\theta) d\theta$$

$$B_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\theta) d\theta$$

$$B_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(t) \sin(n\theta) d\theta$$

$$B_n = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \left([\cos n\theta]_0^{\alpha_0} + [-\cos n\theta]_{\alpha_0}^{\alpha_1} + [\cos n\theta]_{\alpha_1}^{\alpha_2} + [-\cos n\theta]_{\alpha_2}^{\pi/2} \right)$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi n} \left[-1 + 2 \sum_{i=0}^{Nh} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \right] \quad / \quad n = 2k + 1$$

II.8.2.1. Génération des angles de découpage finaux

Les angles initiaux doivent être utilisés pour initialiser la méthode de Newton pour générer les angles précis finaux. Si ces angles initiaux sont alimentés en tant que tels, les harmoniques ne sont pas complètement éliminés en raison de l'erreur dans les angles initiaux. Ce n'est que si ces angles sont affinés dans la plus grande mesure, l'onde MLI peut être générée et appliquée au circuit réel. Il convient de noter que la méthode de triangulation de Gauss est utilisée pour inverser le Jacobien, à chaque itération de la méthode de Newton-Raphson. Le maximum des itérations est automatiquement fixé par le programme, en fonction de la valeur d'erreur qui peut être tolérée. (Baghli, 2003)

II.8.2.2. La méthode itérative de Newton

Il s'agit d'une procédure populairement connue et est également appelée la méthode itérative de Newton-Raphson. Cette méthode est bien connue pour sa convergence rapide, à condition que la méthode soit prise en charge par de bonnes valeurs initiales. La méthode de Newton définit la procédure de solution pour l'ensemble des équations données par,

$$J(\alpha) \cdot \Delta\alpha = f(\alpha) \quad (II.1)$$

Ensuite, la procédure d'itération est la suivante:

1. Les valeurs des angles initiaux ($\alpha = \alpha_0$) sont substituées dans la matrices J et f.
2. La valeur de $\Delta\alpha$ se trouve par, $\Delta\alpha = J(\alpha)^{-1} f(\alpha)$ Utilisant la procédure d'élimination de Gauss.
3. Les valeurs de $\Delta\alpha$ obtenues sont comparées à la tolérance valeur d'erreur.
4. Si la valeur de $\Delta\alpha$ est inférieure à la tolérance d'erreur, sortez la boucle.
5. Sinon, les nouvelles valeurs de α sont trouvées par $\alpha_{(new)} = \alpha_{(old)} - \Delta\alpha$.
6. Les nouvelles valeurs de α sont substituées dans les matrices J et f. Ensuite, la boucle est répétée à partir de l'étape (2).

(Voir Annexe)

II.8.3. Résultats de la simulation

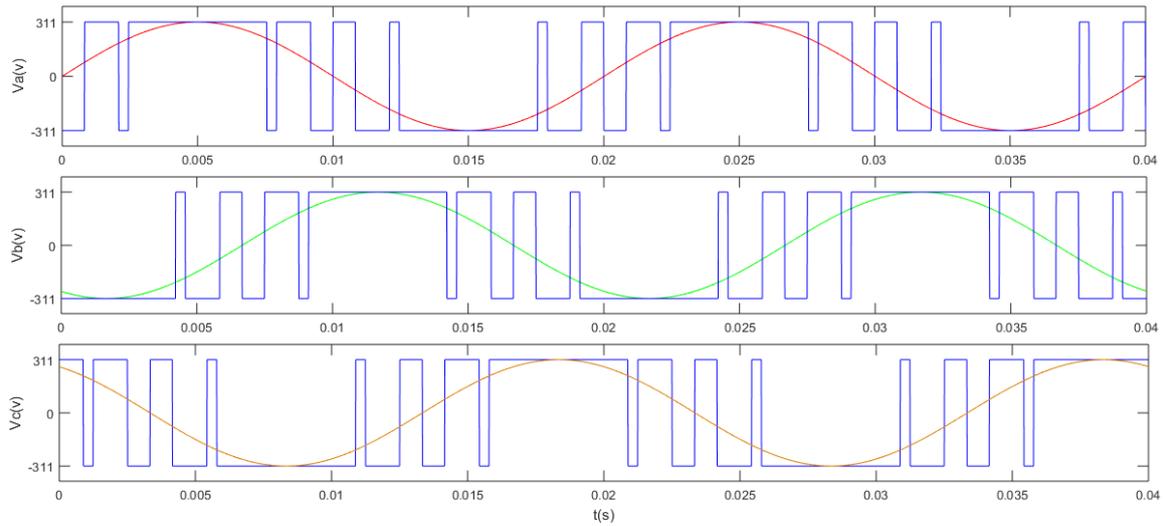


Figure II.29: Tensions MLI (V_a , V_b et V_c) et leurs références

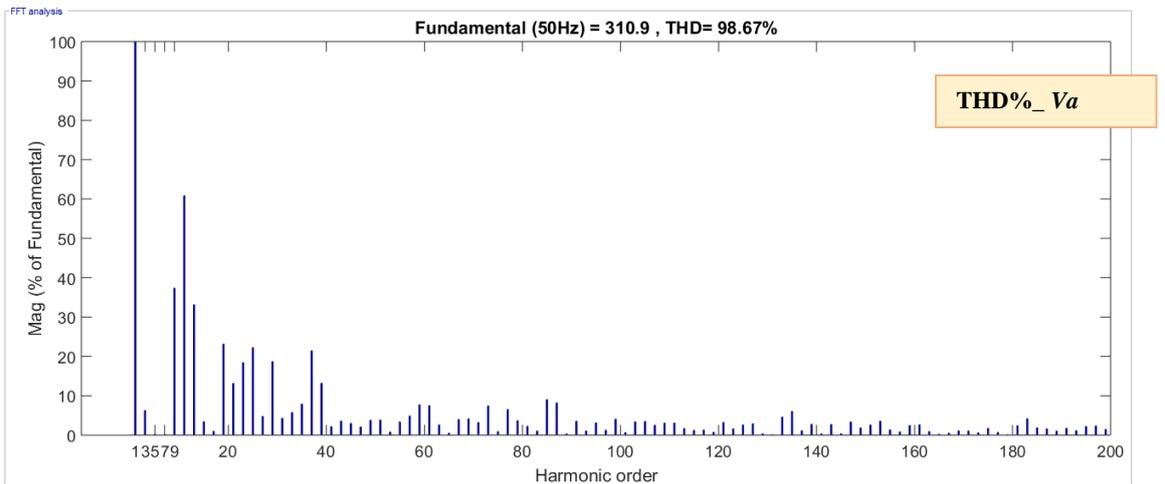


Figure II.30: THD V_a

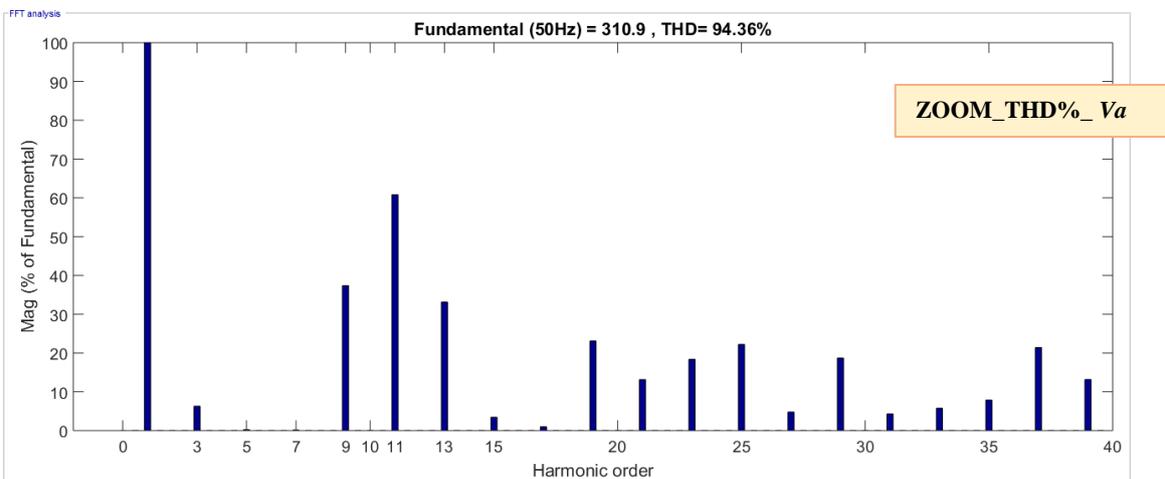


Figure II.31: Zoom sur THD V_a

II.8.3.1. Essai sur une charge RL

$R=10\Omega$ et $L=1\text{mH}$

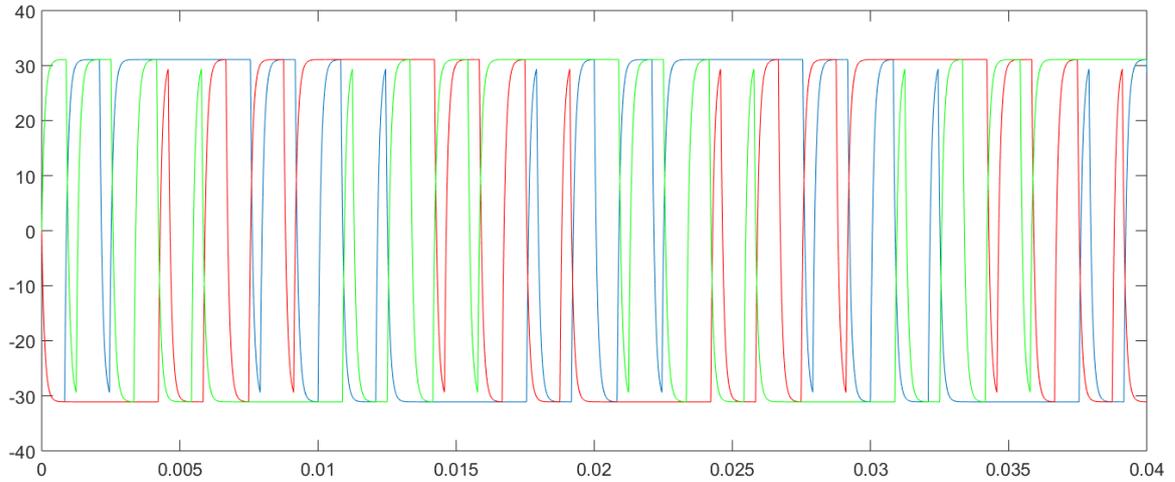


Figure II.32: Courant de charge I_a, I_b et I_c

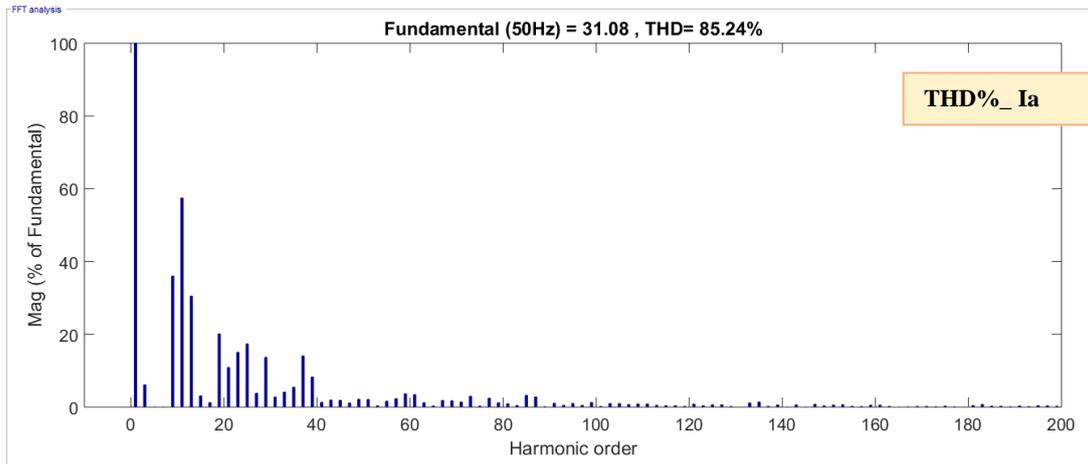


Figure II.33: THD I_a

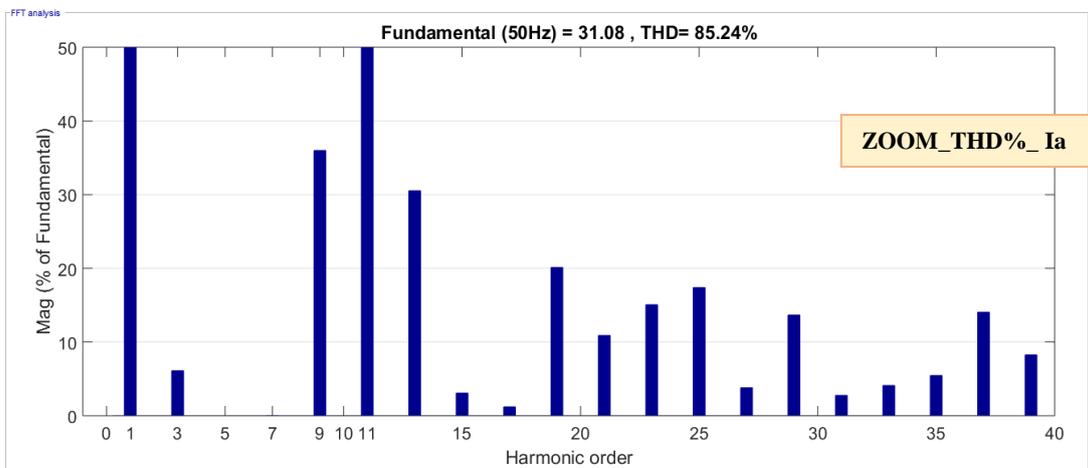


Figure II.34: Zoom sur THD I_a

R=10Ω et L=10mH

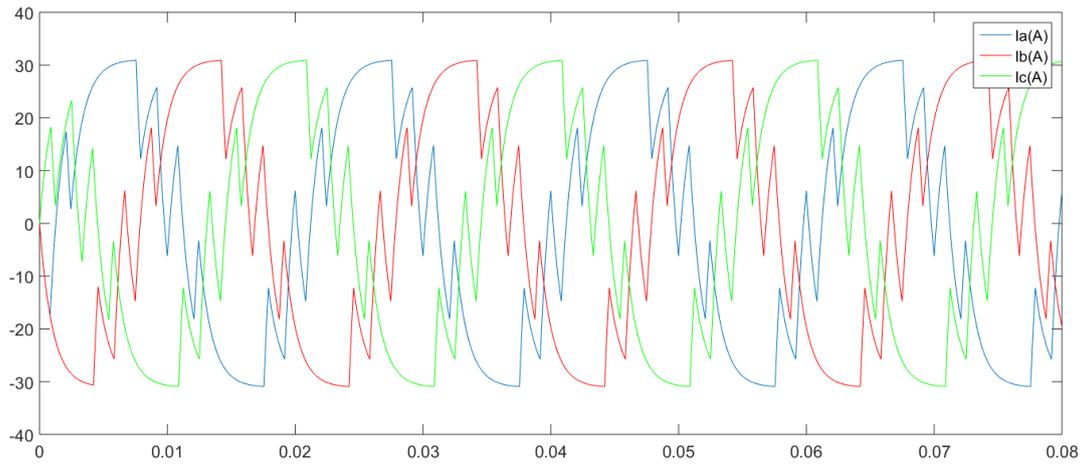


Figure II.35: Courant de charge I_a, I_b et I_c

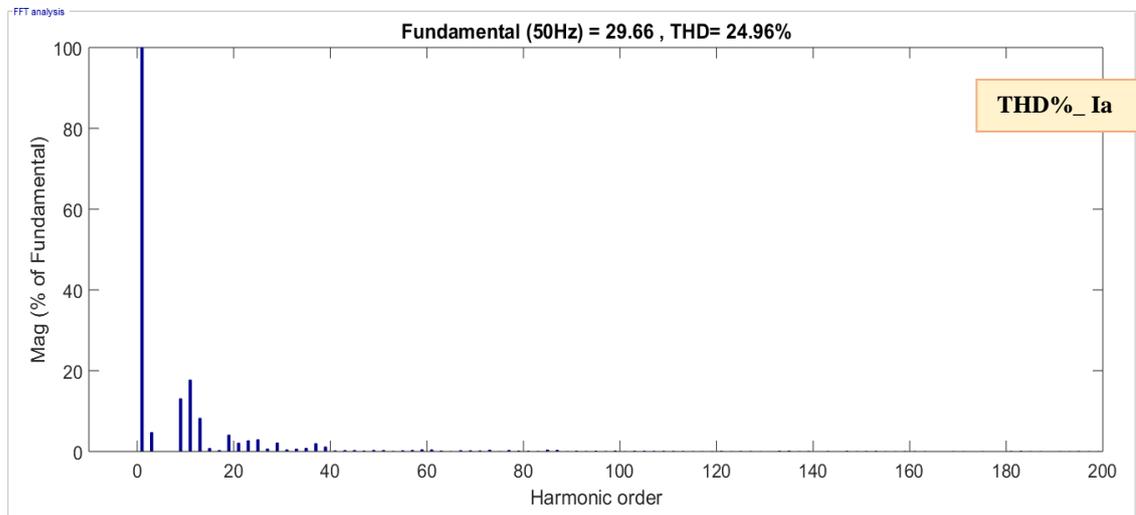


Figure II.36: THD I_a

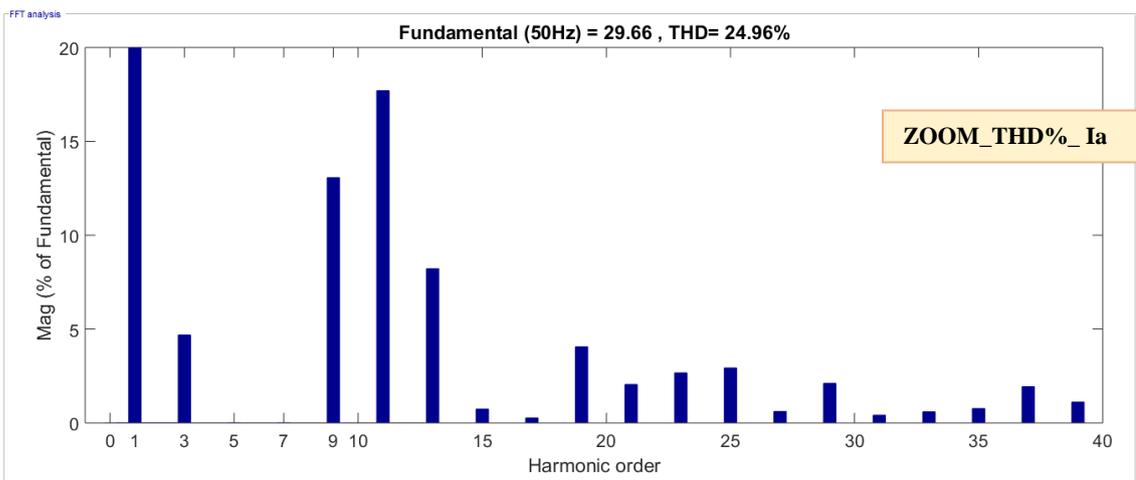


Figure II.37: Zoom sur THD I_a

R=10Ω et L=100mH

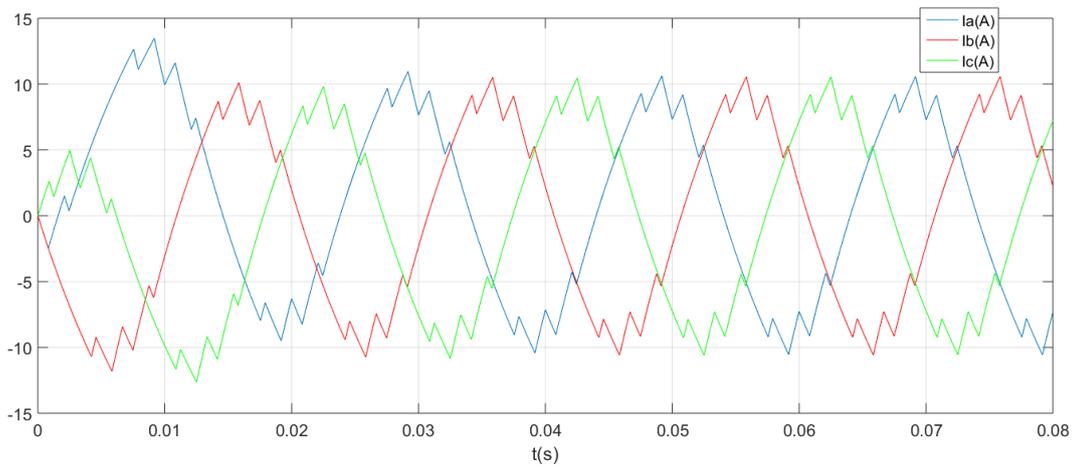


Figure II.38: Courant de charge i_a, i_b et i_c

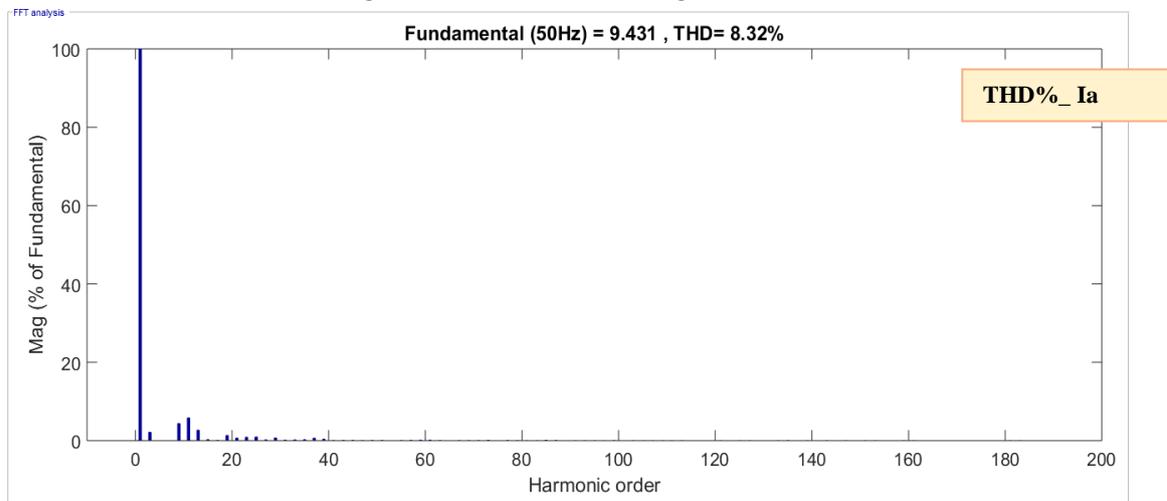


Figure II.39: THD i_a

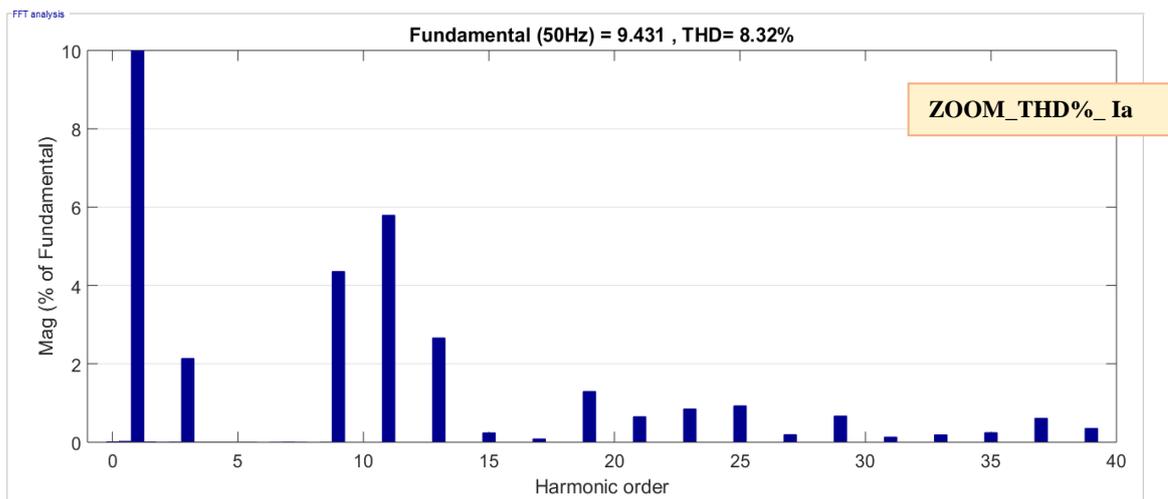
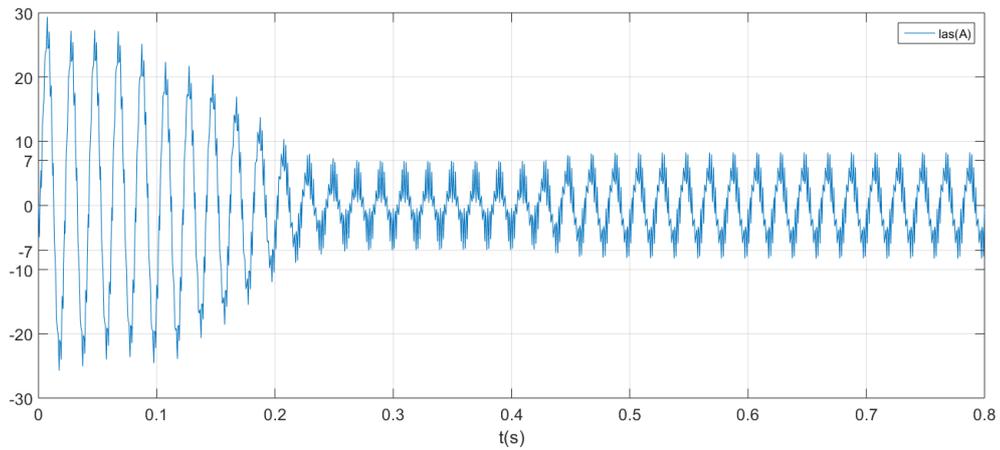


Figure II.40: Zoom sur THD i_a

Après un régime transitoire, les courants se stabilisent. On voit bien l'intérêt de cette technique dans l'élimination du 5^{ème} et 7^{ème} harmonique, mais il reste l'harmonique 9,11 et 13 très élevée.

II.8.3.2. Essai sur MAS à cage



Démarrage à vide avec application du couple de charge nominale à l'instant $t = 0,4$ s

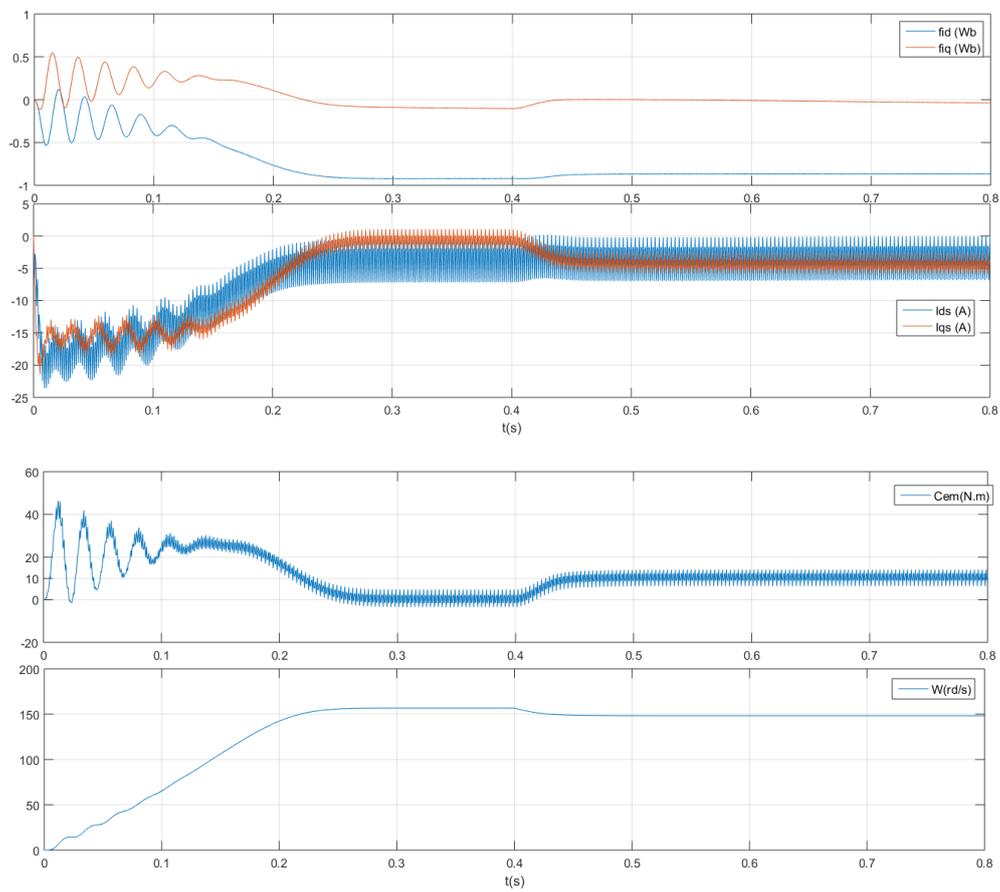


Figure II.41: Essai sur MAS

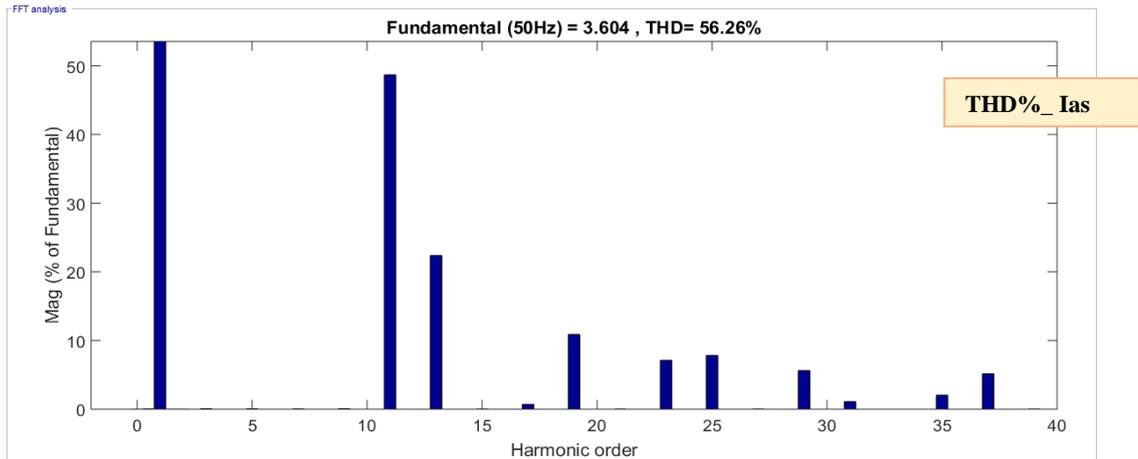


Figure II.42: THD Ias

II.8.4. Interprétation des résultats

Nous remarquons qu'au démarrage la machine demande un fort courant d'appel qui dépasse 28A soit presque 5 fois le courant nominal comme pour la MLI calculée, cependant, la qualité du courant est mauvaise vu que le THD est élevé.

L'avantage est le peu de commutation par période du fondamental et surtout l'élimination d'harmoniques particuliers du spectre.

II.8.5. Conclusion

La technique MLI à élimination d'harmoniques présente l'avantage de diminuer le nombre de commutations (14 commutations par période), d'éliminer les harmoniques de faible rang, et d'augmenter la tension applicable.

Les calculs théoriques et les résultats de la simulation montrent qu'un onduleur commandé par une ML à élimination d'harmoniques possède une bonne capacité d'éliminer l'harmonique 5 et 7 (pour 3 angle de commutation) car ces harmoniques produisent des champs tournants inverses qui engendrent des ondulations de couple électromagnétique et donc des vibrations dans le moteur.

II.9. MLI vectorielle (SVPWM)

II.9.1. Introduction

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement d'une machine asynchrone.

Nous allons la développer pour l'onduleur triphasé à deux niveaux.

II.9.2. Principe de la SVPWM

Le schéma de circuit du modèle considéré de l'onduleur triphasé est représenté sur la Fig.II.43 l'étage de puissance consiste de six commutateurs (c'est-à-dire Q1, Q2, ..., Q6) et une charge triphasée $\{Z_a, Z_b, Z_c\}$ associé de manière correspondante à une tension triphasée $\{V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}\}$. V_α et V_β , qui sont utilisés pour contrôler la tension triphasée de l'onduleur. (Quach et al., 2012)

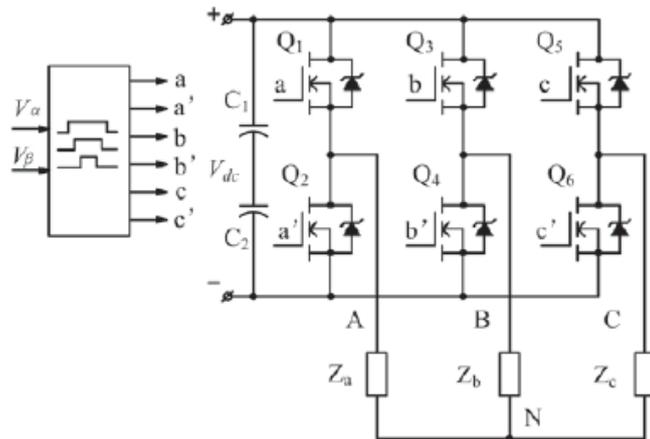


Figure II.43:Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM

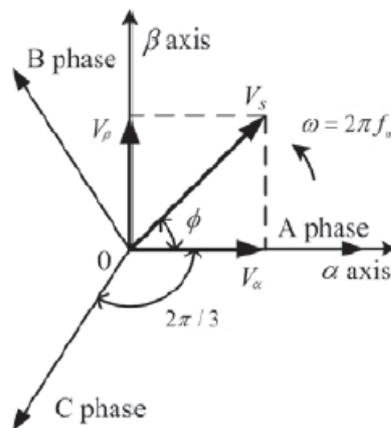


Figure II.44:Relation de la tension triphasée sur les coordonnées α, β

Dans ce modèle, si la tension triphasée idéale Nous avons:

$$V_{AN} = V_m \sin(2\pi f_m t)$$

$$V_{BN} = V_m \sin(2\pi f_m t - 2\pi / 3)$$

$$V_{CN} = V_m \sin(2\pi f_m t + 2\pi / 3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix}$$

Les tensions triphasées ci-dessus peuvent être contrôlées en fonction de la rotation du vecteur spatial comme illustré à la Fig. II.44. Nous pouvons en déduire à partir de cette figure que les trois tensions de phase sont alternativement représenté par un vecteur de rotation V_s . Pour ce faire, nous utilisons un coordonnée fixe 2-D, dans laquelle l'axe α horizontal est affecté dans la même direction avec la phase A et β est l'axe vertical comme d'habitude. V_s est maintenant équivalent aux vecteurs de tension V_α et V_β .

Il est évident que la tension triphasée est complètement contrôlée par V_α et V_β , ces vecteurs de tension sont décrits par un ensemble de formules comme ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Dans la matrice de l'équation ci-dessus est également exprimée comme:

$$\begin{cases} V_\alpha = V_{AN} \\ V_\beta = (2V_{BN} + V_{AN}) / \sqrt{3} \end{cases} \quad (*cette \acute{e}criture sera utilis\acute{e} dans notre simulation par la suite)$$

$$V_s = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (3)$$

$$\omega = 2\pi f_m \quad (4)$$

Le problème ici est de savoir comment contrôler la tension triphasée par V_α et V_β . En fait, le vecteur de tension appliqué par l'onduleur peut être représenté par trois bits logique $[a \ b \ c]^T$ comme indiqué sur la Fig.II.43 (le vecteur $[a' \ b' \ c']^T$ est attribué en complétant tous les éléments de $[a \ b \ c]^T$). La combinaison des formes vectorielles de trois bits contrôle huit tensions vectorielles de base (V_0, V_1, \dots, V_7) données dans le (tableau V.1) et la Fig.II.45 (Quach et al., 2012). Parmi eux, il existe six

vecteurs de tension actifs ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) et deux vecteurs de tension nuls (V_0, V_7). Le premier ensemble divise l'espace de modulation en six secteurs (I,II,...VI).

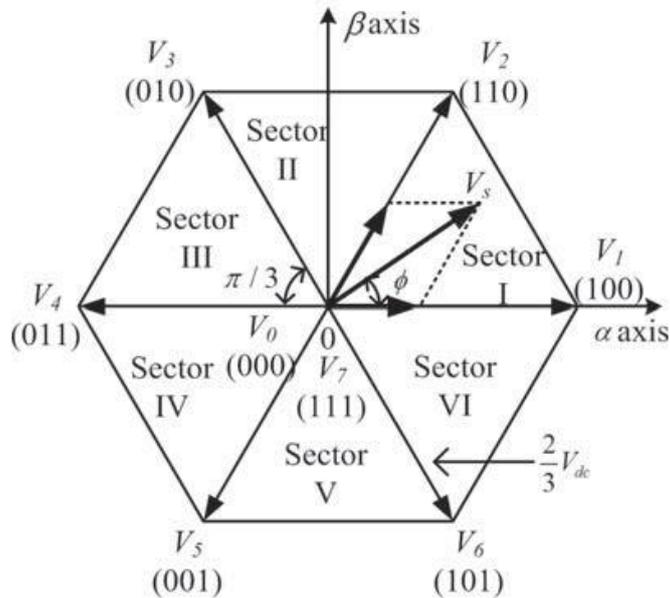


Figure II.45: les 6 secteurs de la svpwm

Vecteur de tension	Vecteur de commande	Les tensions simples		
		V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	$[0\ 0\ 0]$	0	0	0
V_1	$[1\ 0\ 0]$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_2	$[1\ 1\ 0]$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_3	$[0\ 1\ 0]$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_4	$[0\ 1\ 1]$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_5	$[0\ 0\ 1]$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_6	$[1\ 0\ 1]$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_7	$[1\ 1\ 1]$	0	0	0

Tableau II-1: Vecteur de commande et tension de phase

Chacun avec l'angle $\frac{2\pi}{3}$ (rad) et l'amplitude $\frac{2V_{dc}}{3}$. Si le vecteur de tension V_s se trouve dans un secteur arbitraire, il correspondra à deux vecteurs actifs de ce secteur et il sont utilisés pour moduler V_s qui représentera la tension triphasée.(Quach et al., 2012)

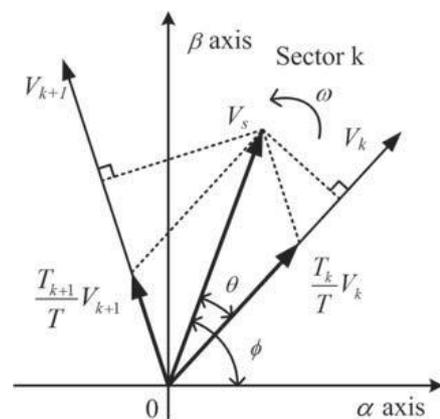


Figure II.46: V_s dans le K-ième secteur

Dans le plan α, β la sélection du secteur correspond à l'organigramme suivant (Meroufel, 2008):

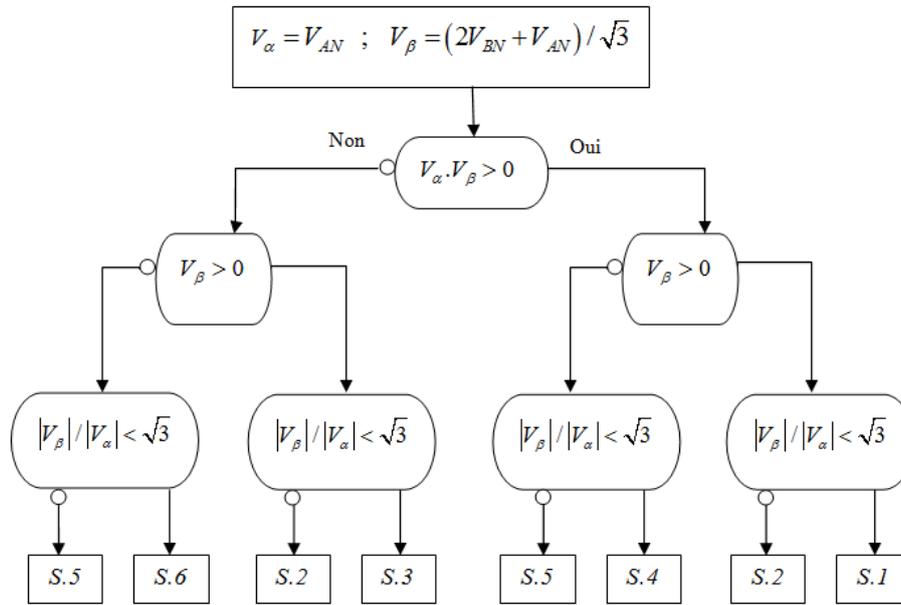


Figure II.47: Algorithme de décision dans le repère α, β

II.9.3. Algorithme de la SVPWM

Au lieu de moduler le vecteur V_s dans le $k^{\text{ème}}$ secteur, ($k = 1, 2, \dots, 6$), pendant une période TMLI, on peut moduler les deux vecteurs V_k et V_{k+1} pendant deux périodes correspondantes à T_k et T_{k+1} tel que $T_k + T_{k+1} \leq T_{MLI}$, comme indiqué dans Figure.II.46. Étant donné que la somme de T_k et T_{k+1} devrait être inférieure ou égale à TMLI, l'onduleur doit être en V_0 ou V_7 pour le reste de la période. Mathématiquement, cela représenté par:

$$\int_{nT}^{(n+1)T} V_s dt = T_k V_k + T_{k+1} V_{k+1} + T_0 V_0 \quad (\text{ou } T_0 V_7)$$

Parce que V_s est une constante, nous avons

$$T_{MLI} V_s = T_k V_k + T_{k+1} V_{k+1} + T_0 V_0 \quad (\text{ou } T_0 V_7) \quad (5)$$

En pratique, l'onde porteuse générée par le modèle PWM (par ex. dsPIC30F4012) est symétrique. Un exemple pour cette onde porteuse avec la fréquence $fc = 1/T$ est illustré par la Fig II.48. Comme nous pouvons voir à partir de cette figure, pour chaque période T_{MLI} , V_0 et V_7 doivent s'appliquer pendant chaque $\frac{T_0}{2}$. Cependant, V_0 et V_7 sont égaux à zéro, ce qui implique que le résultat (5) peut être

$$\text{ré-écrit comme suit: } V_s = \frac{T_k}{T} V_k + \frac{T_{k+1}}{T} V_{k+1} \quad (6)$$

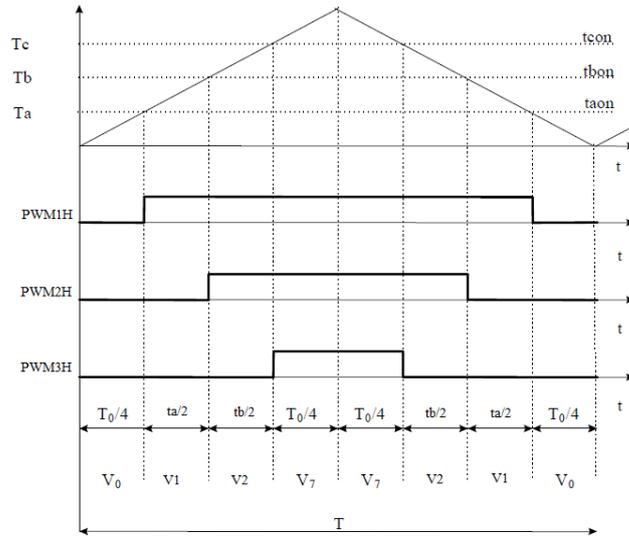


Figure II.48: Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application

$$\text{Et : } T_0 = T_{MLI} - T_k - T_{k+1} \quad (7)$$

Jusqu'à présent, pour obtenir V_s , nous devons trouver les valeurs de T_k et T_{k+1} . de la Fig.II.46, on peut en déduire les trois suivantes les équations:

$$\theta = \phi - \frac{k-1}{3} \pi \quad (8)$$

$$V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = \frac{T_k}{T_{MLI}} V_k \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (9)$$

$$V_s \sin(\theta) = \frac{T_{k+1}}{T_{MLI}} V_{k+1} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (10)$$

En remplaçant V_k et V_{k+1} par $2V_{dc} / 3$, en résolvant l'ensemble de (8), (9) et (10), nous obtenons finalement

$$T_k = \frac{\sqrt{3} T_{MLI} V_s}{V_{dc}} \sin\left(-\phi + \frac{k}{3} \pi\right) \quad (11)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3} T_{MLI} V_s}{V_{dc}} \sin\left(\phi - \frac{k-1}{3} \pi\right) \quad (12)$$

Il convient de noter que si V_s est trop petit, T_k et T_{k+1} sont très courts, conduisant au fait que T_0 devient long. Sur la base des résultats en (11) et (12), ainsi que la (Fig.II.45), les instants de contrôle des six interrupteurs d'alimentation (Q1, Q2, ..., Q6) Sont décrits dans le tableau II.2.

Nous obtenons ainsi l'algorithme utilisé pour la SVPWM :

• **Étape 1:**

Calcul de V_s et ϕ de (2) et (3) en fonction de V_α et V_β .

• **Étape 2:**

Calcul de T_k et T_{k+1} et T_0 en fonction de (11), (12) et (7).

• **Étape 3:**

Calcul des temps de marche / arrêt des six IGBT en agissant sur les registres de rapport cyclique comme indiqué dans le tableau II.2.

Secteur	rapport cyclique
1	$taon = ta+tb+t0/2$
	$tbon = tb+t0/2$
	$tcon = t0/2$
2	$taon = ta+t0/2$
	$tbon = ta+tb+t0/2$
	$tcon = t0/2$
3	$taon = t0/2$
	$tbon = ta+tb+t0/2$
	$tcon = tb +t0/2$
4	$taon = t0/2$
	$tbon = ta+t0/2$
	$tcon = ta+tb+t0/2$
5	$taon = tb+t0/2$
	$tbon = t0/2$
	$tcon = ta+tb+t0/2$
6	$taon = ta+tb+t0/2$
	$tbon = t0/2$
	$tcon = ta+t0/2$

Tableau II-2: Rapports cycliques

Pour des impulsions centrées par rapport à la période de commutation les chronogramme sont indiqués par la Figure II.49.

V_z représente un vecteur de tension nul, soit V_0 ou V_7 (J.M, 2008)

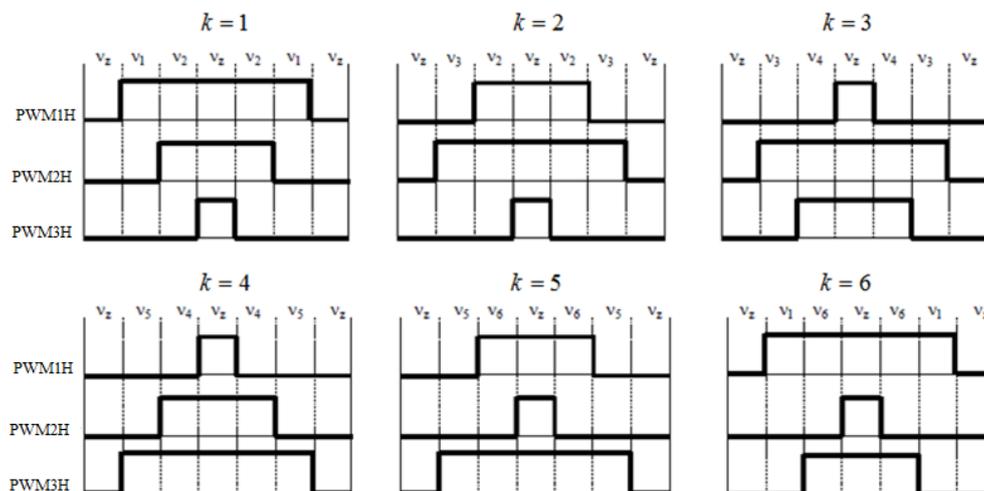


Figure II.49: Rapport cyclique pour chaque secteur

II.9.4. Résultats de simulation

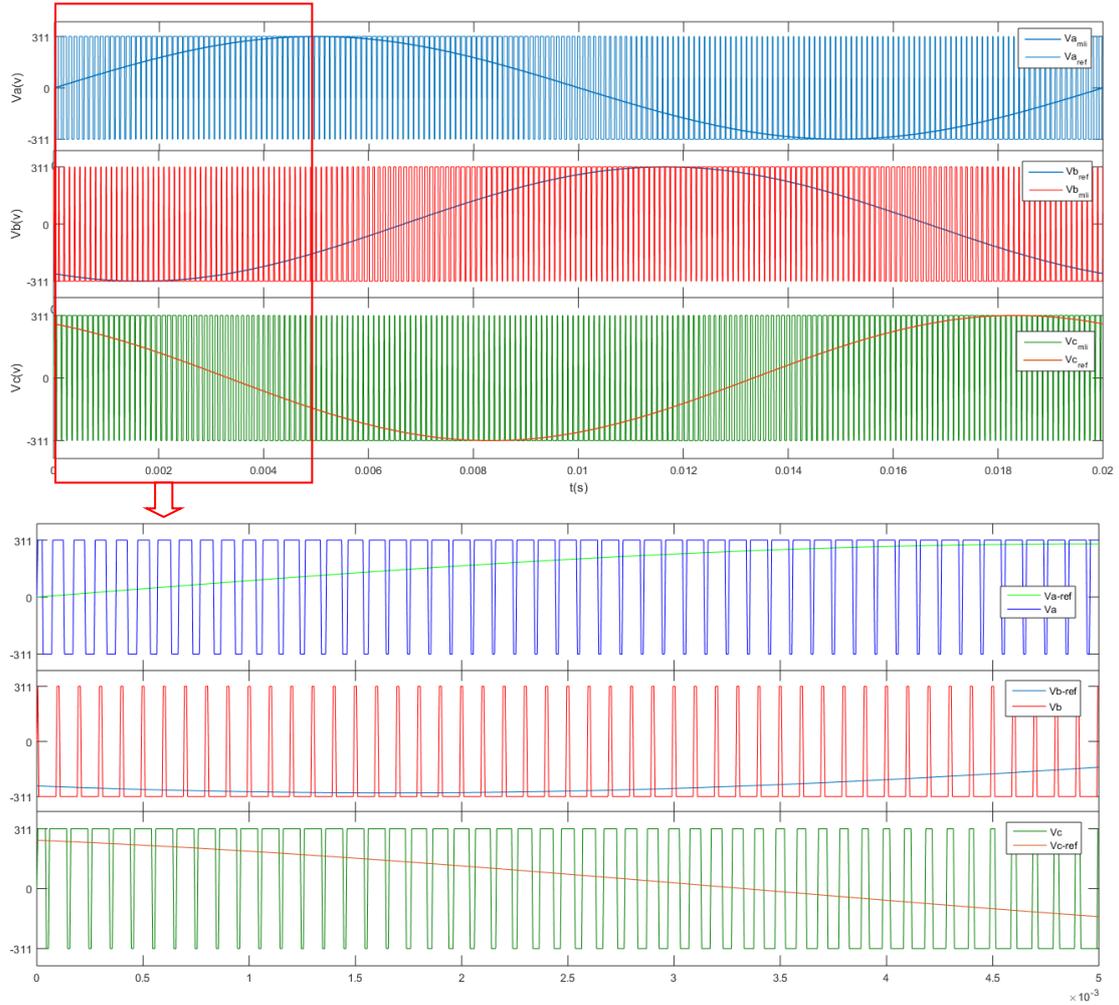
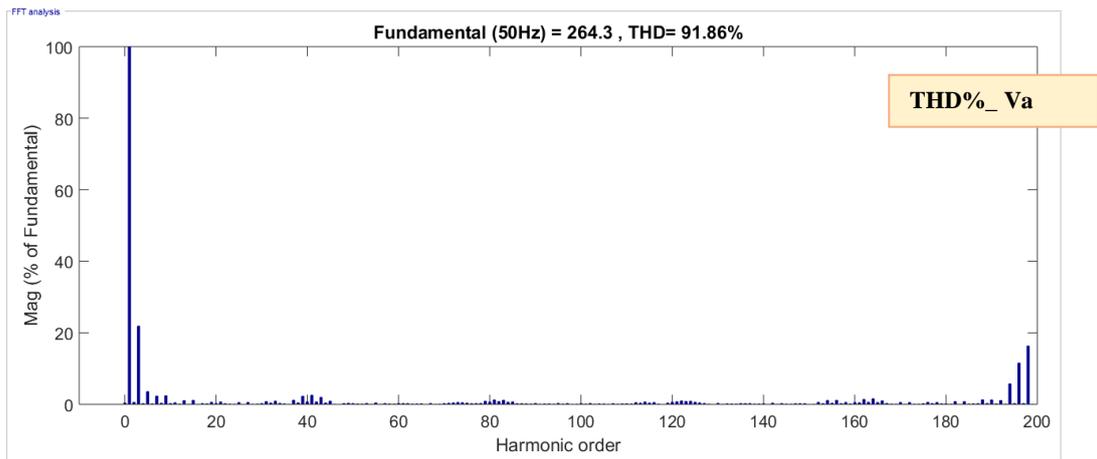


Figure II.50: Tensions MLI (V_a, V_b et V_c) et leurs références



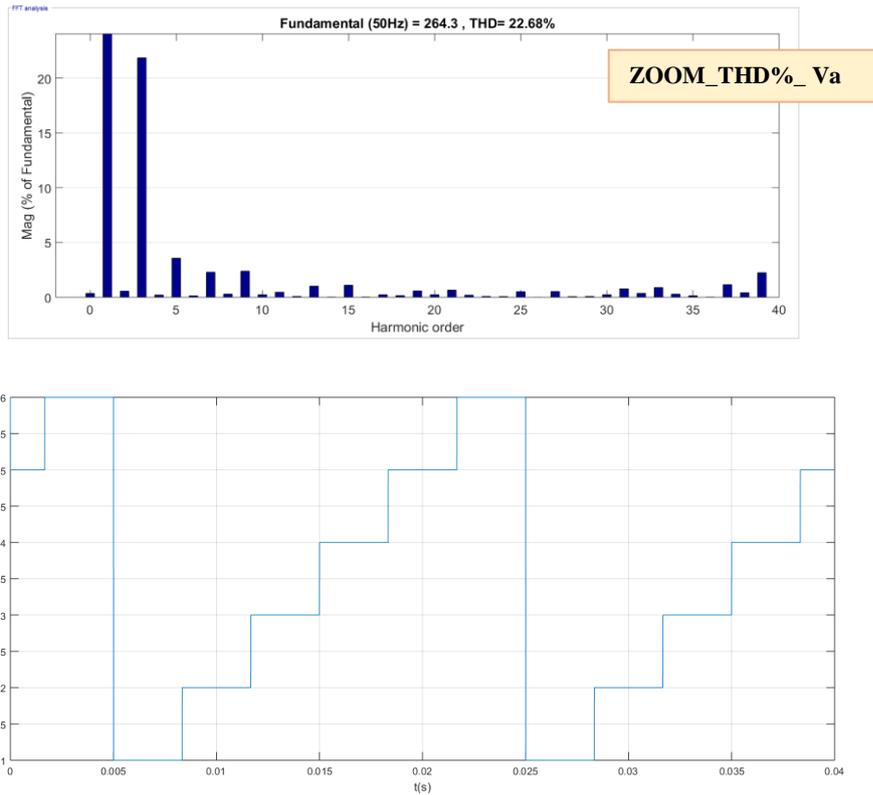


Figure II.51: Secteurs

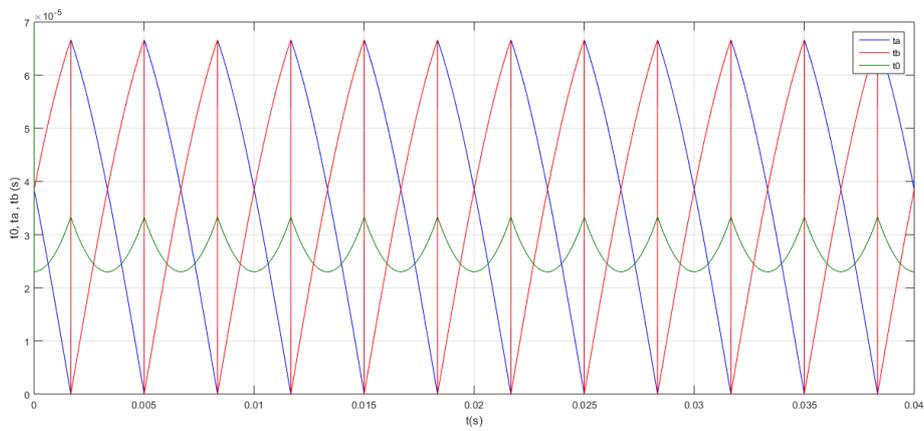


Figure II.52: Les périodes de t0,ta,tb

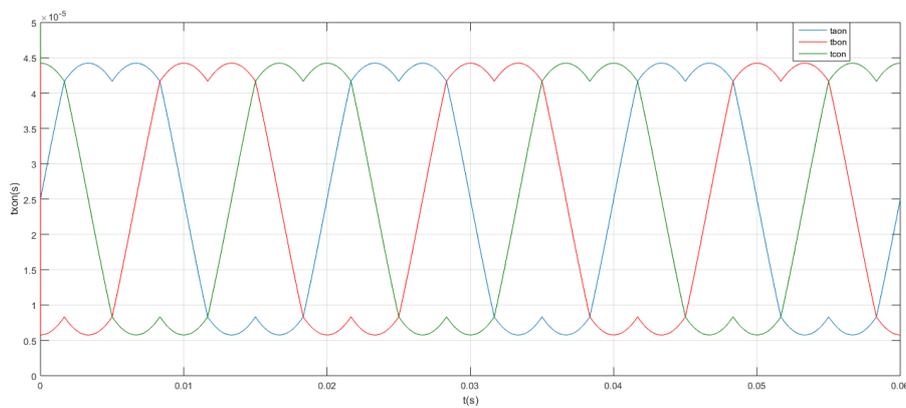


Figure II.53: Rapports cycliques

II.9.4.1. Essai sur une charge RL

$R=10\Omega$ et $L=1mH$

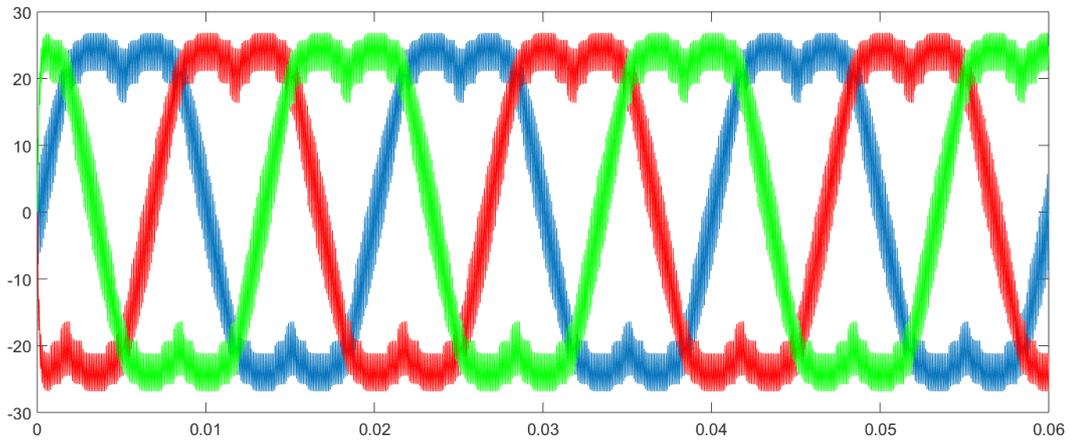


Figure II.54: courant de charge

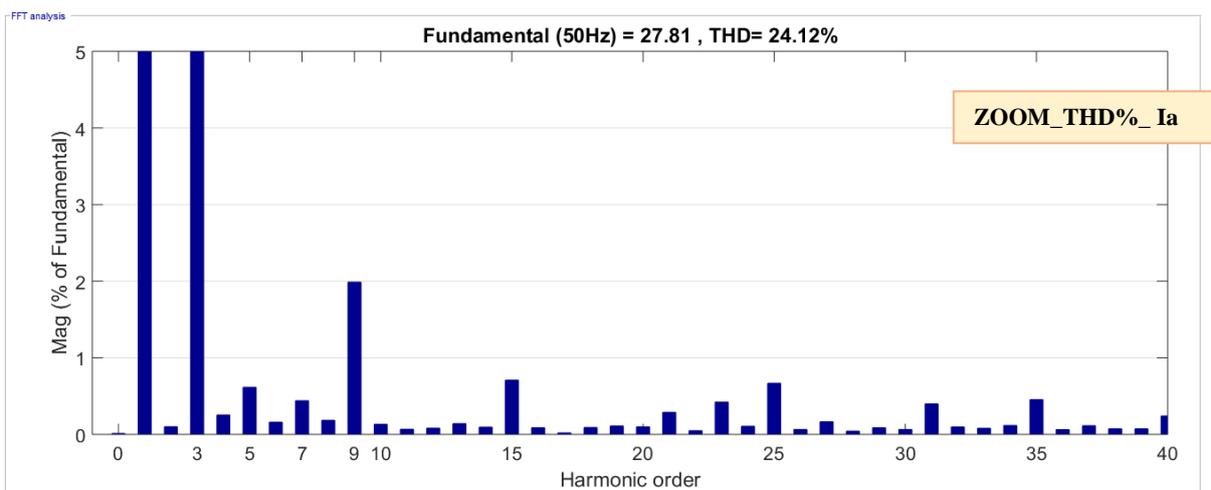
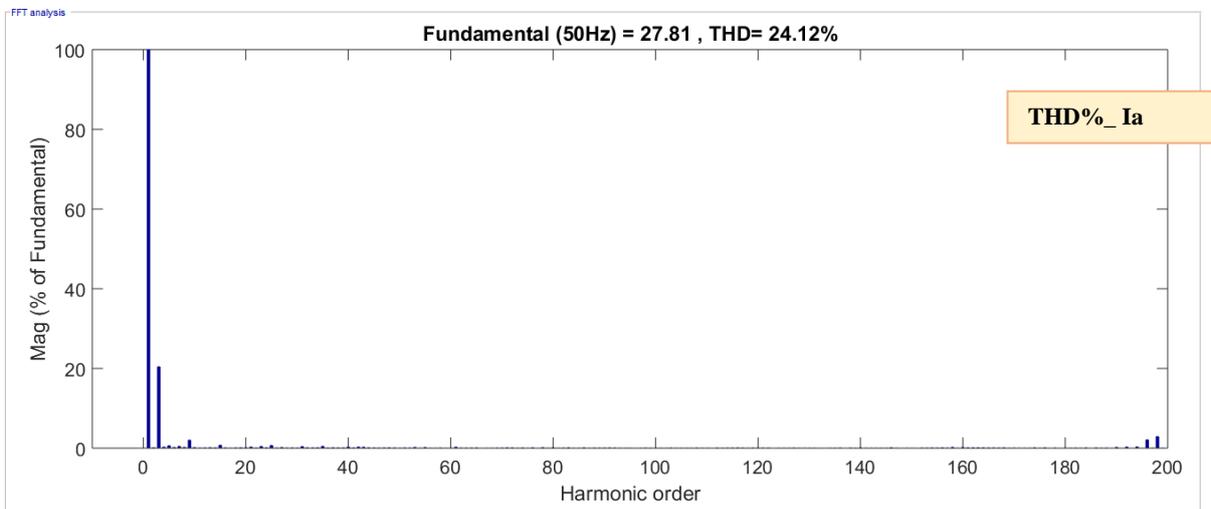
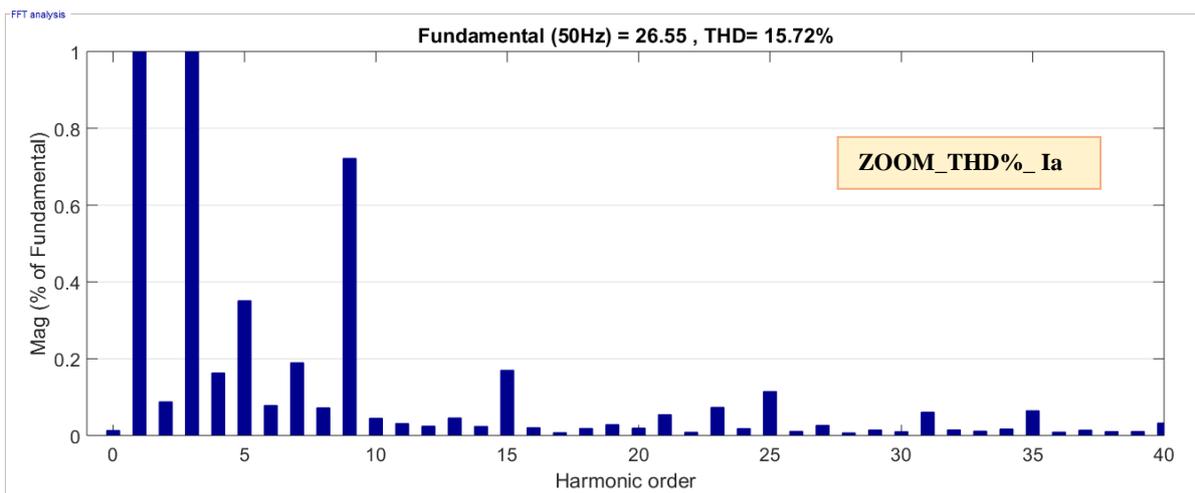
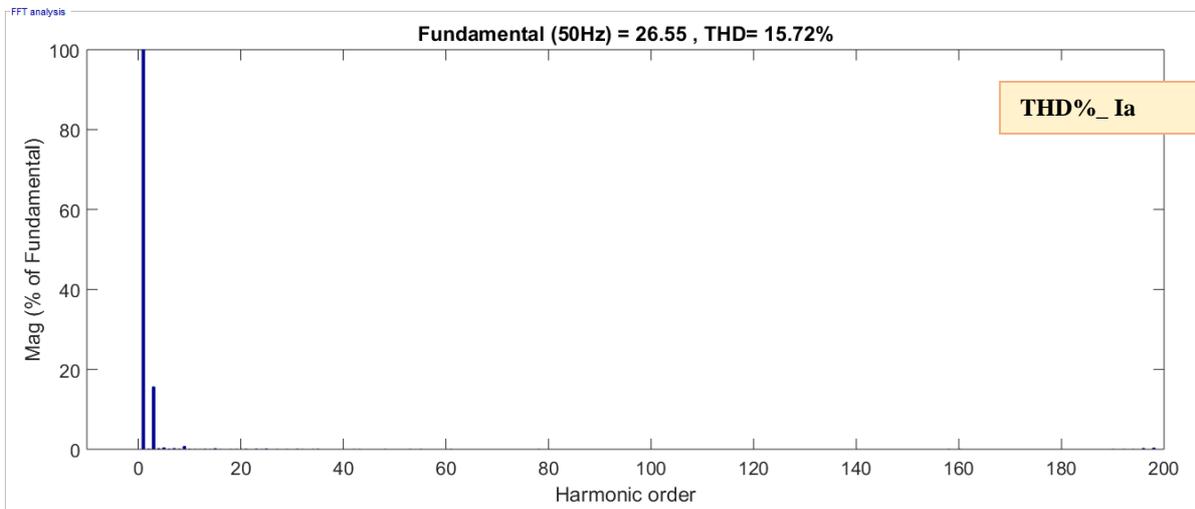
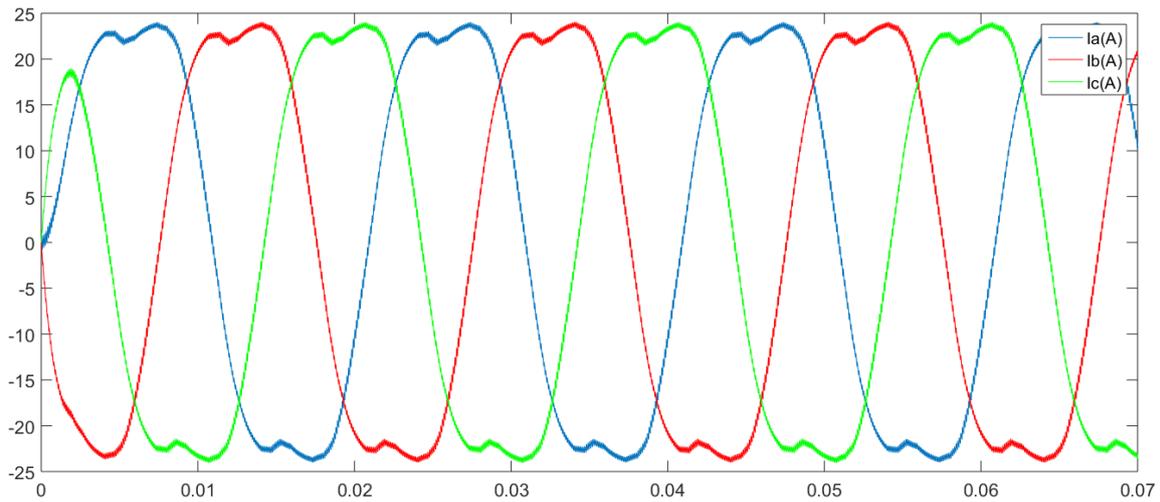
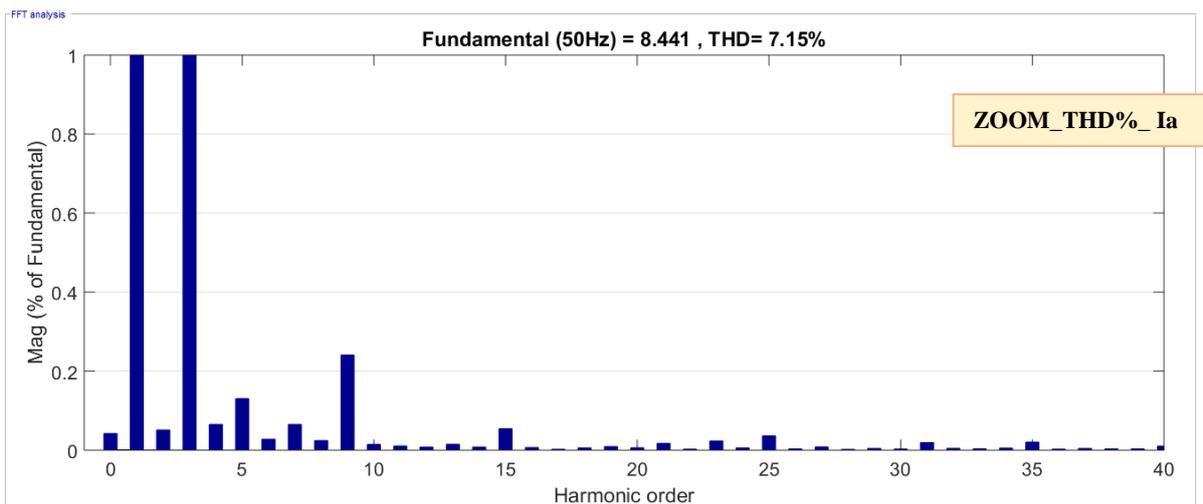
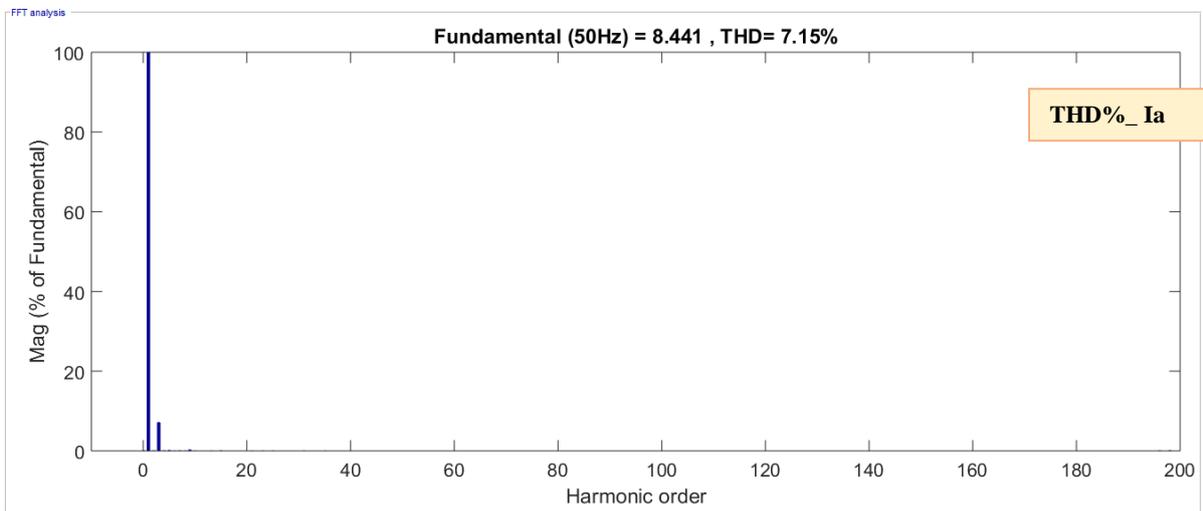
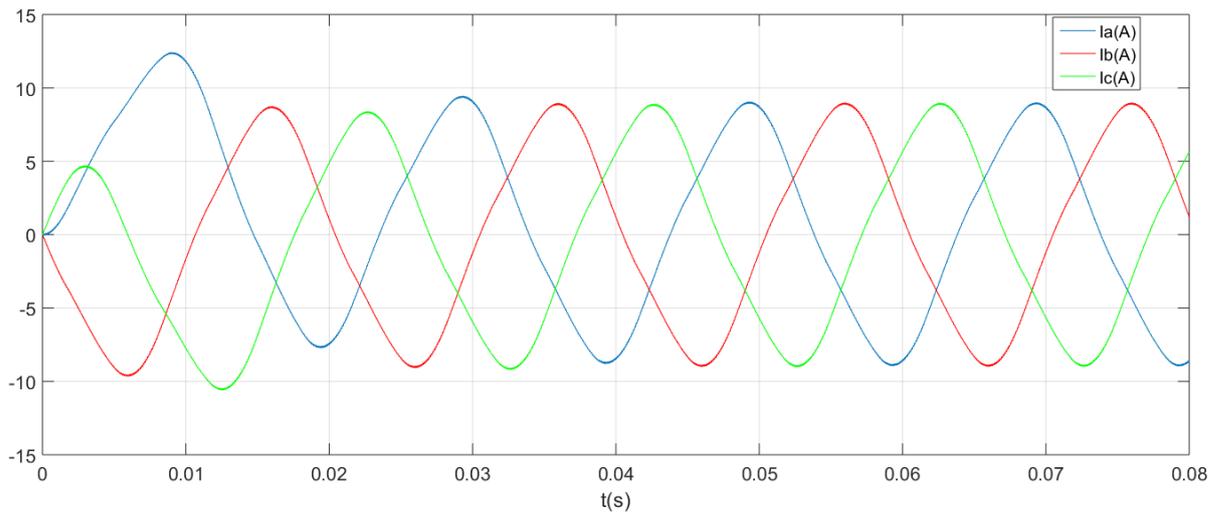


Figure II.55: Analyse FFT

$R=10\Omega$ et $L=10\text{mH}$



$R=10\Omega$ et $L=100\text{mH}$



II.9.4.2. Essai avec MAS à cage

Démarrage à vide avec application du couple de charge nominale à l'instant $t = 0,4$ s

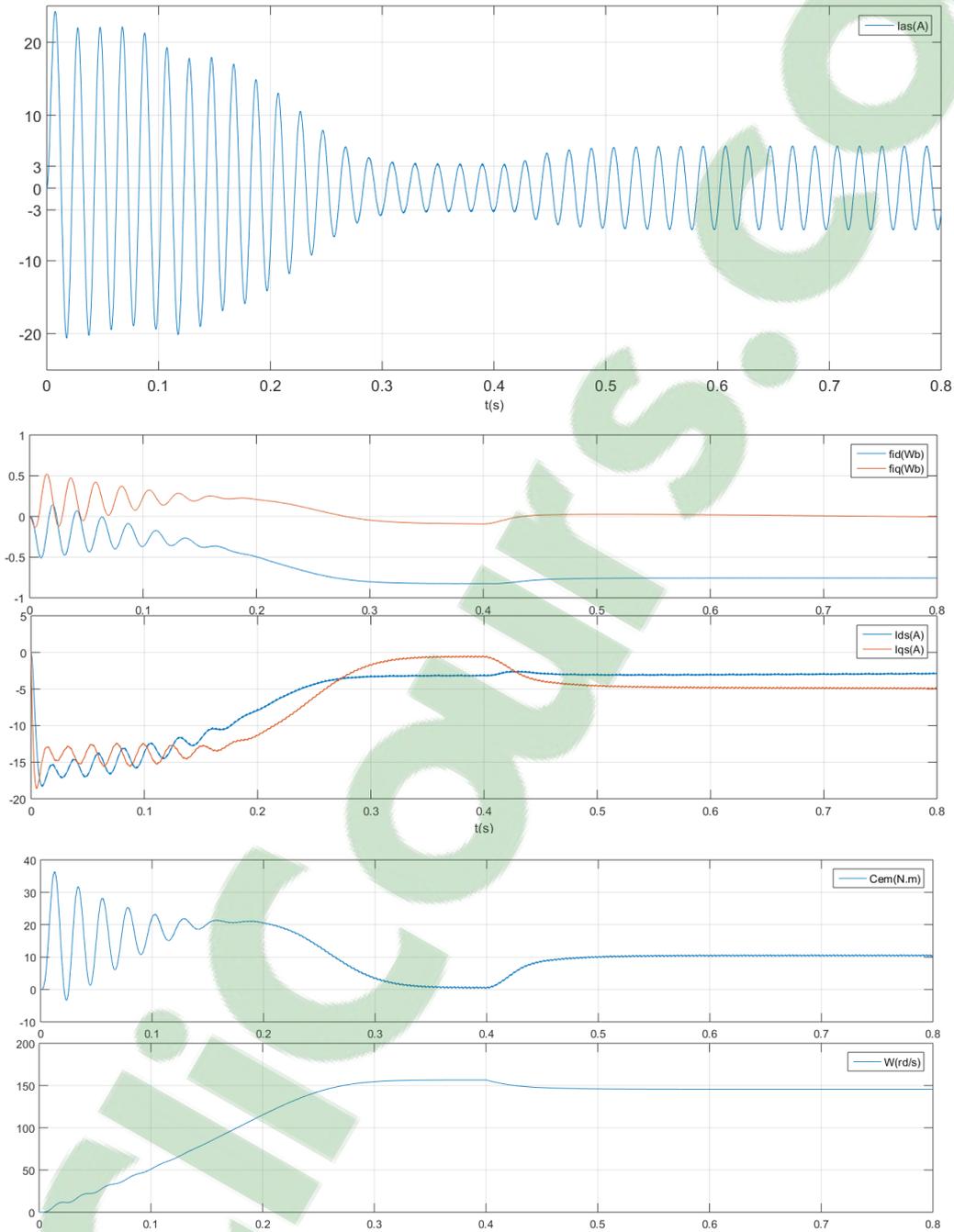
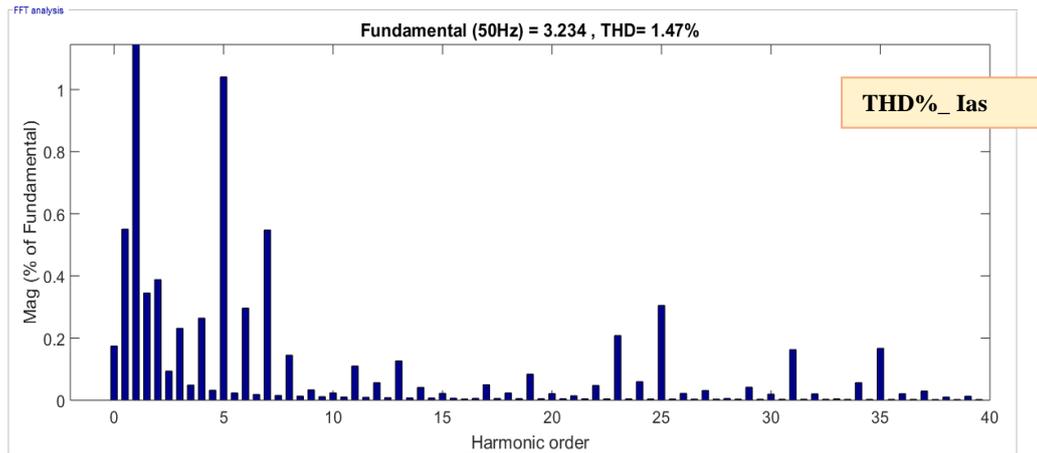


Figure II.56: Essai avec MAS



II.9.5. Interprétation des résultats

Nous remarquons qu'au démarrage la machine demande un fort courant d'appel qui dépasse 27A soit presque 5fois le courant nominal.

Le THD de 1.47% montre que cette MLI présente très peu de distorsion. Le plus important des harmonique est le 5 avec une valeur relative de 1% du fondamental.

II.9.6. Conclusion

Les résultats de la simulation montrent que la technique SVPWM est capable de générer de l'onde sinusoïdale de bonne qualité, avec un faible THD

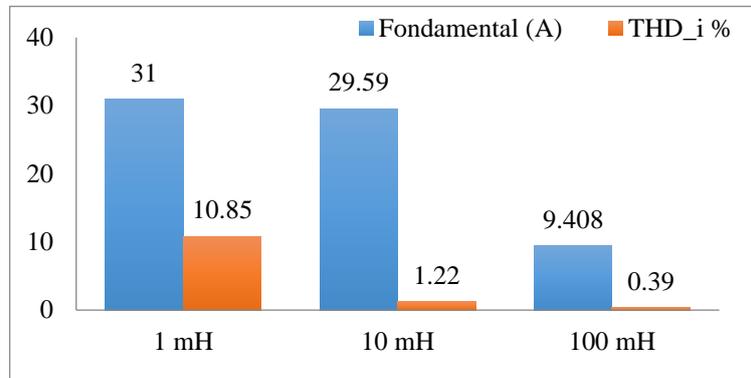
Cette technique continue d'être l'une des plus populaires dans l'industrie pour son utilisation, son contrôle de la fréquence et sa faible perte par commutation (200 commutations par période).

II.10. Étude comparative des performances de chaque modulation

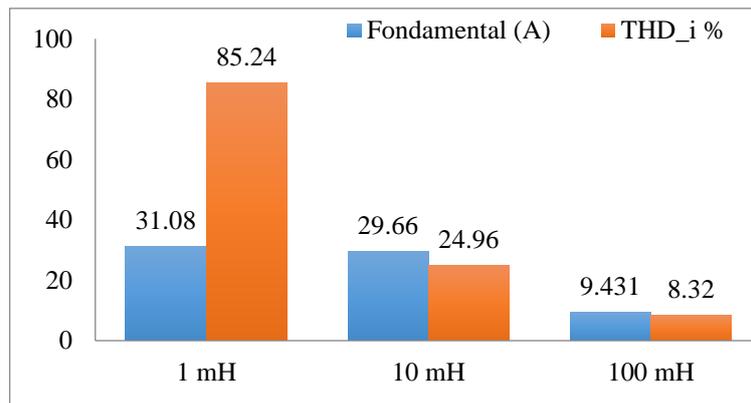
Pour un bus continu de 622 V donc $E/2 = 311V$

II.10.1. L'influence de l'inductance sur la qualité du signal

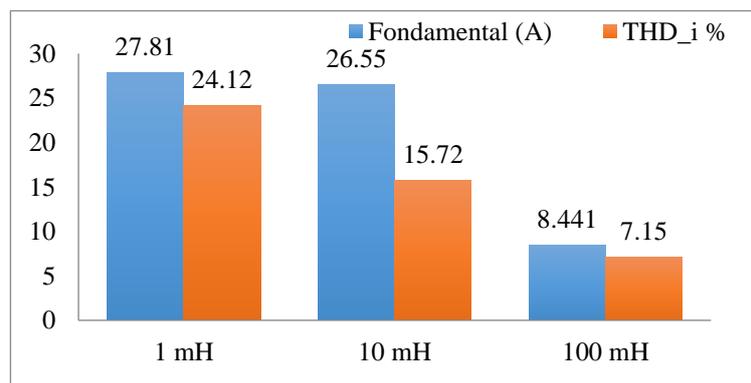
II.10.1.1. Mli calculée



II.10.1.2. Mli à élimination d'harmoniques



II.10.1.3. Mli vectorielle (SVPWM)

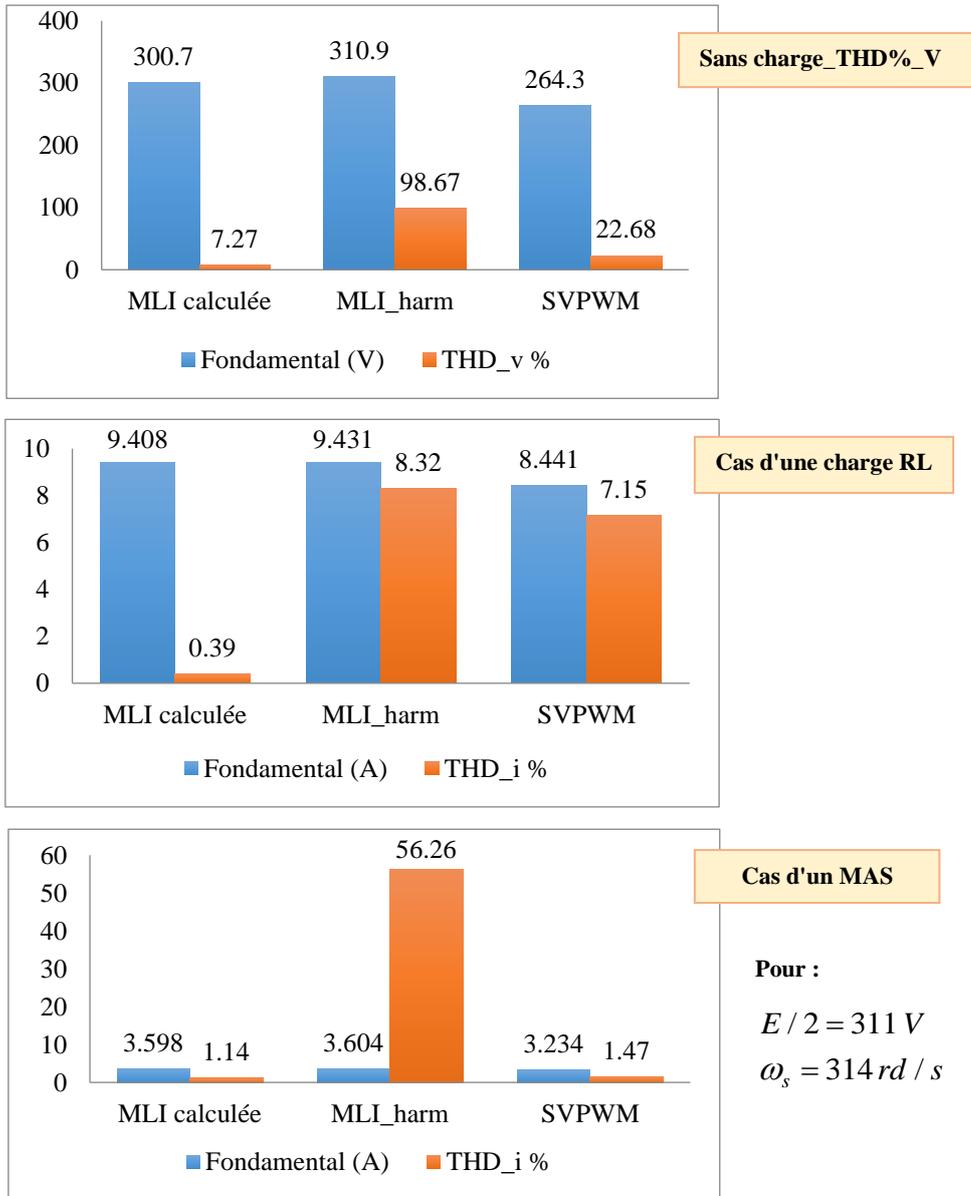


Interprétation des histogrammes

On remarque qu'il y a une progression dans l'amélioration de la qualité du courant de 1mH jusqu'à 100mH. Cette dernière valeur permet d'avoir un bon lissage du courant, la MLI calculée a obtenu le meilleur THD suivi par la SVPWM et la MLI_harm.

II.10.2. L'influence de chaque MLI sur la charge

On va prendre le cas ou $L=100\text{mH}$



Interprétation des histogrammes

A première vue, on remarque directement que les résultats de la **MLI calculée** et la **SVPWM** sont presque identiques, par la suite on voit que la **MLI calculée** possède le meilleur résultat concernant le rapport entre le fondamental et le THD, on remarque aussi que la **SVPWM** donne un bon résultat en alimentant le **MAS** mais pas pour une charge **RL**. Enfin, on voit que la **MLI_harm** a le fondamental le plus proche de la tension du bras ($E/2=311\text{V}$), mais son problème réside dans son THD qui est très élevé, surtout quand on alimente le **MAS**, car il a une plus faible inductance que la charge **RL**.

**CHAPITRE III: REALISATION
EXPERIMENTALE**

III. INTRODUCTION

Ce dernier chapitre est consacré aux essais expérimentaux. Le but de ces essais est d'une part de valider les résultats de simulation présentés au chapitre précédent et d'autre part de développer des compétences d'implantation pratique d'algorithme de modulation sur dsPIC.

III.1. Montage expérimental

Une photo du montage expérimental est montrée par la figure III.3

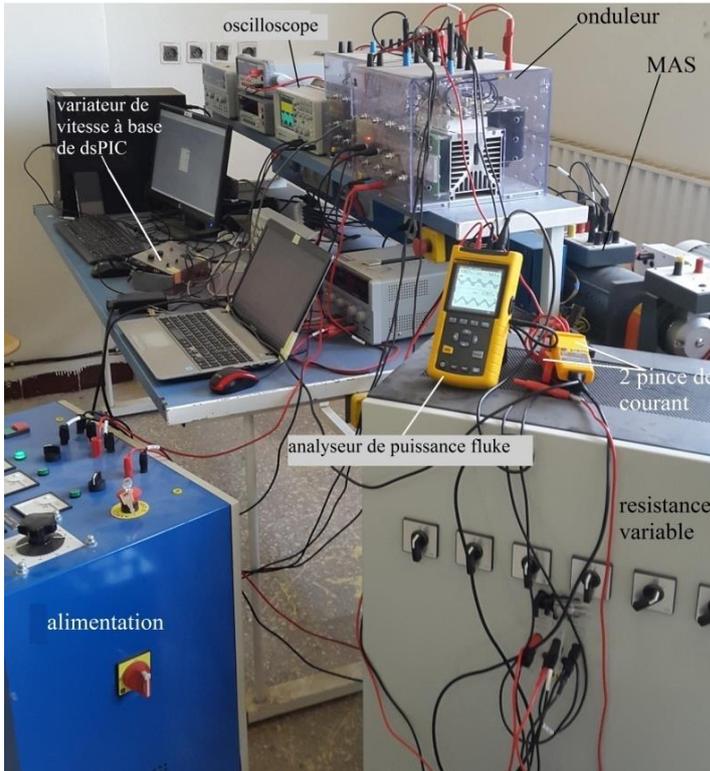


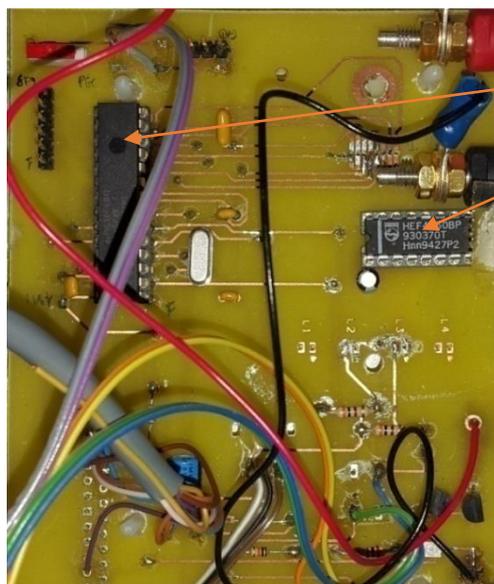
Figure III.3: Montage expérimental du laboratoire



Figure III.1: Inductance variable (MAX $R=314\ \Omega$; $L=1\text{H}$)



Figure III.2: Variateur de vitesse à base de dsPIC



dsPIC 30F4012

Adaptation de tension 3V → 5V

Figure III.4: Carte électronique du variateur

III.2. Configuration du système

III.2.1. Le dsPIC30F4012

Le PIC est une famille de microcontrôleurs modifiés, d'architecture de Harvard fabriqué par Microchip Technology. Le dsPIC est un microcontrôleur PIC 16 bits à noyau DSP très intéressant grâce à sa puissance, sa vitesse, ses périphériques (PWM, ADC, SPI, I2C, CAN,...), sa capacité mémoire et son faible coût. Nous mettons en œuvre nos trois (3) algorithmes : **MLI calculée**, **MLI_harm** et **SVPWM** en utilisant le dsPIC30F4012.

Le dsPIC30F4012 comprend: (“dsPIC30F4012 - Microcontrollers and Processors,” 2017)

- ✓ 28 pin (voir Annexe).
- ✓ un espace de programme flash 48 (kbytes) embarqué.
- ✓ 2 (kbytes) de données sur puce RAM.
- ✓ 1 (kbyte) d'EEPROM à données non volatiles.
- ✓ vitesse du processeur jusqu'à 30 (MIPS).
- ✓ Les caractéristiques des périphériques contient des modules PWM et QEI pour le contrôle réglable de la vitesse du moteur.
- ✓ Le microcontrôleur prend en charge non seulement 6 canaux, chacun a un convertisseur A / D à 10 bits avec un temps de réponse rapide mais également la communication UART, CAN et SPI, etc. le microcontrôleur et fourni par une source 3.5v, pour contrôler les 3 modulante on utilisant le module PWM.

III.2.2. Notes sur la programmation

- ✓ Au cours du processus de test, les valeurs sinusoïdales sont générés en utilisant une table de recherche (SinusTable[]) afin d'améliorer la vitesse de calcul, car l'angle thetas varie de 0 à 2π (c.-à-d. de 0 à 65535 en 16 bits), et le tableau contient 256 valeurs codé en Q12.
- ✓ Pour sécuriser l'onduleur il faut bloquer les sorties PWM à 3.3V (car une carte de mise ne forme des signaux MLI inverse ces signaux pour donner du 0V à la commande rapproché des IGBT) :
OVDCON = 0x00EA.
- ✓ Plage de variation de PDC :

$$PTPER = \frac{T_{MLI} / 2}{50ns} = \frac{31.25\mu s}{50ns} = 625$$

$$2PTPER = 1250$$

$$PDC_x \in [0, 1250]$$

III.3. Résultats expérimentales

Remarque:

- Toutes les figures sont importées d'un oscilloscope GDS-1102U-A avec l'extension (.CSV) et traité avec MATLAB, puisque notre oscilloscope ne dispose que de deux canaux.
- Pour stabiliser les signaux on a utilisé un trigger extérieur pour les synchroniser, ce trigger est lié à une sortie d'une LED (situer sur la carte du dsPIC) qui est synchrone dans la routine avec le début de l'angle θ :

```
if ( thetas<300) RunningLED=1;
    else RunningLED=0;
```

- Les valeurs des courants seront divisés par 5 pour avoir les courant réels car on à fait 5 enroulements pour visualiser le courant avec la pince Fluke i30s 0.1V → 1A i → 0.2A
- On utilise un analyseur de puissance Fluke 43b qui permet de tracer les 50 premiers harmoniques mais il a une bande passante de 66 kHz



Figure 0.5: Dispositifs de mesure

- On n'a pas pu prendre les mesures avec l'analyseur pour les tests du MAS pour la MLI calculée ni pour la SVPWM faute d'un problème de compatibilité électromagnétique au laboratoire.

III.3.1. MLI calculée sur dsPIC

La figure suivante montre 2 signaux MLI sur un temps de 2ms.

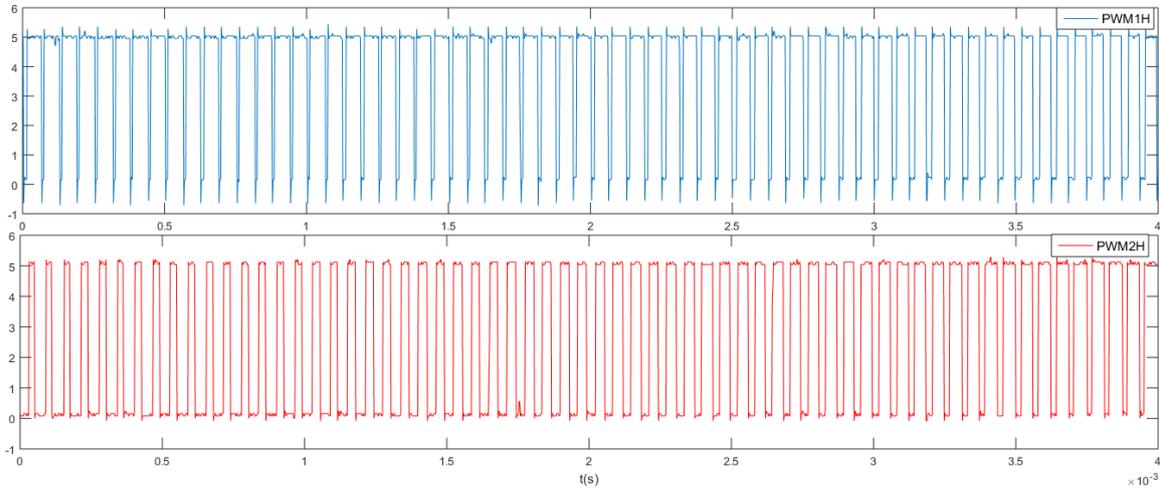


Figure III.6: PWM1H et PWM2H sur 2ms

Tension et courant avec une charge RL :

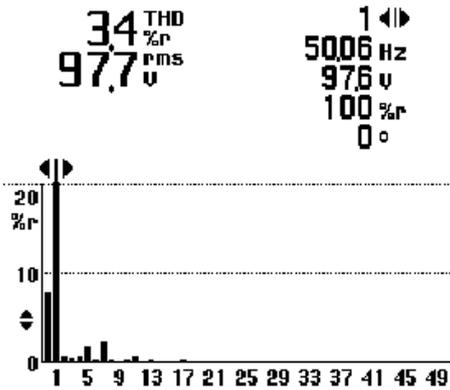
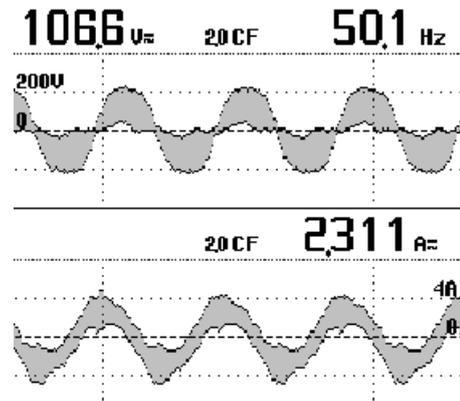
R: puissance consommée 300W

L= 1H avec une résistance interne de 314 Ohm

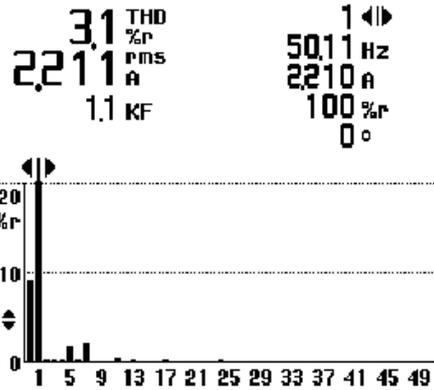
Remarque

On a utilisé un bus continu de 250 V, $E/2=125V$

l'analyseur de puissance n'a pas pu capturer la période échantillonnée de la tension convenablement à cause de sa bande passante



THD%_ tension



THD%_ courant

Figure 0.7: Résultats de l'analyseur

On remarque que l'harmonique 5 et 7 ce sont élevés par rapport aux autre harmoniques, mais malgré cela on a un bon THD qui est à 3.4% en tension et 3.1% en courant

III.3.2. MLI à élimination d'harmoniques sur dsPIC

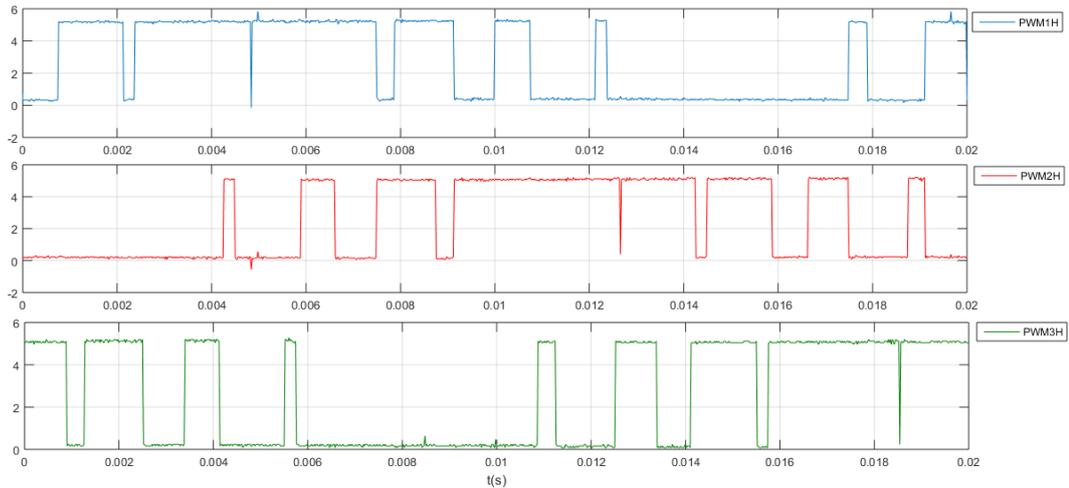
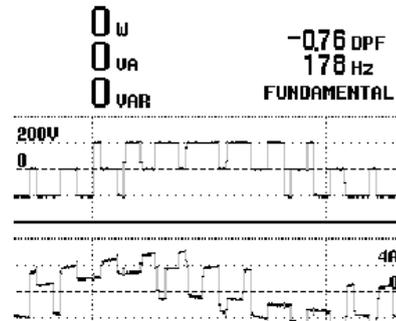


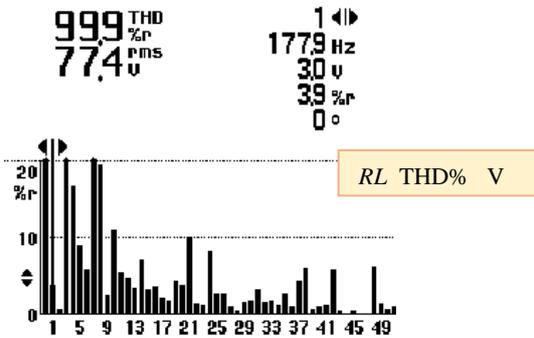
Figure III.8: PWM1H, PWM2H et PWM3H sur une période

Remarque

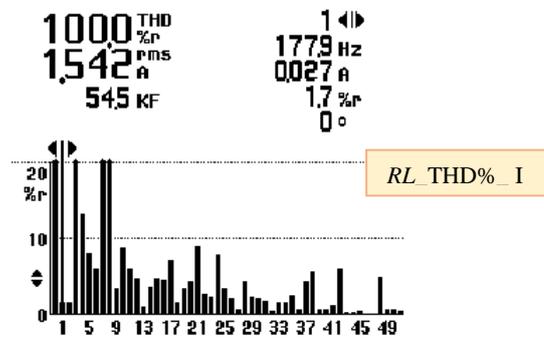
R: puissance consommée 207 W
 L= 1H avec une résistance interne de 314 Ohm
 On a utilisé un bus continu de 200 V , $E/2=100V$
 L'analyseur de puissance Fluke 43b n'a pas pu capturer la période réelle.
 Ce défaut fausse aussi les résultats du THD, car normalement l'harmonique 5 et 7 sont nuls



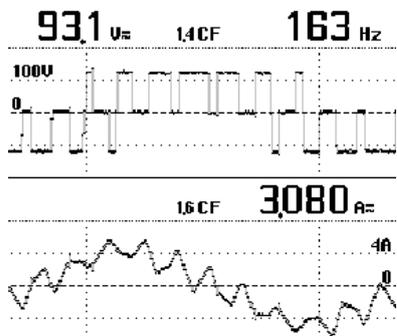
RL_Tension et courant de charge



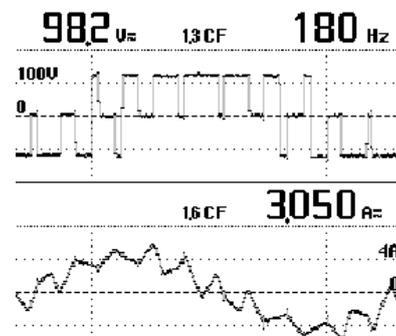
RL THD% V



RL THD%_I



MAS_V et I pour $f_s = 40$ Hz



MAS_V et I pour $f_s = 50$ Hz

Figure 0.9: Résultats de l'analyseur

III.3.3. MLI vectorielle (SVPWM) sur dsPIC

III.3.3.1. Implémentation

Au début d'un nouveau cycle (une interruption PWM se produit - Figure V.6), T_k , T_{k+1} et T_0 sont calculés et puis, le temps actif de taon, tbon et tcon, sont par conséquent écrits dans les registres PDC1, PDC2 et PDC3 du dsPIC30F4012 comme indiqué dans le tableau V.2.

L'organigramme de La mise en œuvre du modèle de l'onduleur SVPWM est représenté sur la Figure III.7.

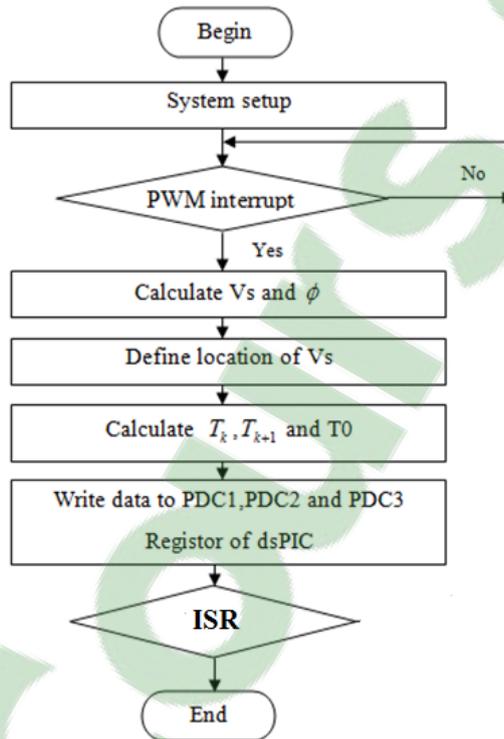


Figure III.10: Organigramme de La mise en œuvre du modèle SVPWM

Nous avons modifié notre code de la s-fonction pour qu'il s'adapte avec MPLAB

Exemple de calcul des PDCx pour le secteur 1

$$ta = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \frac{\sqrt{3}}{Es_2} * TMLI * Vs * \sin(\theta) \quad / \quad vk = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \frac{\sqrt{3}}{Es_2}$$

$$\begin{cases} ta = vk * TMLI * Vs * \sin(\theta_a) & (1) \\ tb = vk * TMLI * Vs * \sin(\theta_b) & (2) \\ t0 = TMLI - ta - tb & (3) \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} taon = 0.5 * ta + 0.5 * tb + 0.5 * \frac{t0}{2} \end{array} \right. \quad (4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} tbon = 0.5 * tb + 0.5 * \frac{t0}{2} \end{array} \right. \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} tcon = 0.5 * \frac{t0}{2} \end{array} \right. \quad (6)$$

en remplaçant $\frac{t0}{2}$ dans 4, 5 et 6 on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} taon = 0.25 (ta + tb + TMLI) \end{array} \right. \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} tbon = 0.25 (-ta + tb + TMLI) \end{array} \right. \quad (8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} tcon = 0.25 (-ta - tb + TMLI) \end{array} \right. \quad (9)$$

On sait que : PWMxH_ACT_HI&PWMxL_ACT_LO

Remarque:

FCY=20000000

FPWM=16000

HalfDUTY = PTPER = (Fcy/(2*FPWM)) -1=624.

HalfDUTY =624

FullDUTY =1248

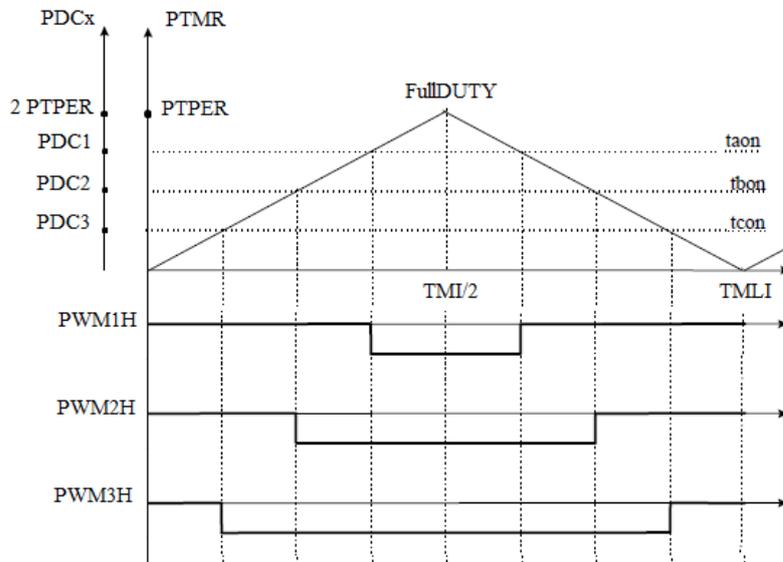


Figure III.11: Motif PWM symétrique et rapports cycliques PDCx

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{ta_{on}}{TMLI / 2} = \frac{PDC1}{FullDUTY} \\ \frac{tb_{on}}{TMLI / 2} = \frac{PDC2}{FullDUTY} \\ \frac{tcon}{TMLI / 2} = \frac{PDC3}{FullDUTY} \end{array} \right.$$

donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} PDC1 = 0.5 * FullDUTY \left(\frac{ta}{TMLI} + \frac{tb}{TMLI} + 1 \right) \\ PDC2 = 0.5 * FullDUTY \left(1 - \frac{ta}{TMLI} + \frac{tb}{TMLI} \right) \\ PDC3 = 0.5 * FullDUTY \left(1 - \frac{ta}{TMLI} - \frac{tb}{TMLI} \right) \end{array} \right.$$

en remplaçant ta et tb on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{ll} PDC1 = HalfDUTY + t'a + t'b & / t'a = HalfDUTY * ta \\ PDC2 = HalfDUTY - t'a + t'b & / t'b = HalfDUTY * tb \\ PDC3 = HalfDUTY - t'a - t'b & / t'c = HalfDUTY * tc \end{array} \right.$$

▪ **Calcul de la constante V_k en Q12:**

$$V_k = \left(\frac{2}{3} \right)^2 \frac{\sqrt{3}}{E_{s_2}}$$

La tension et la fréquence sont convertis en unités réduites (**per unit**, abréviation pu), pour pouvoir faire l'implémentation des multiplication fractionnaires en notation Q12 sur dsPIC

$$311 \text{ v} = 1 \text{ pu} = 4096 = 0x1000 \text{ Q12}$$

$$50\text{Hz} = 1 \text{ pu} = 4096 = 0x1000 \text{ Q12}$$

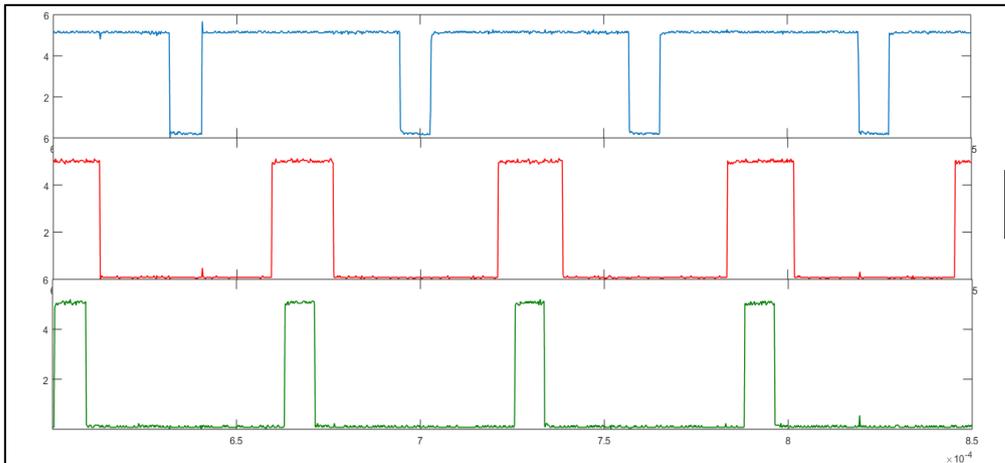
$$V_k = \left(\frac{2}{3} \right)^2 \frac{\sqrt{3}}{1PU} = 0.7698 \Rightarrow \text{en Q12: } 0.7698 * 4096 = 3153$$

Et puisque ta et tb sont multipliés par HalfDUTY on va intégrer cette constante dans V_k

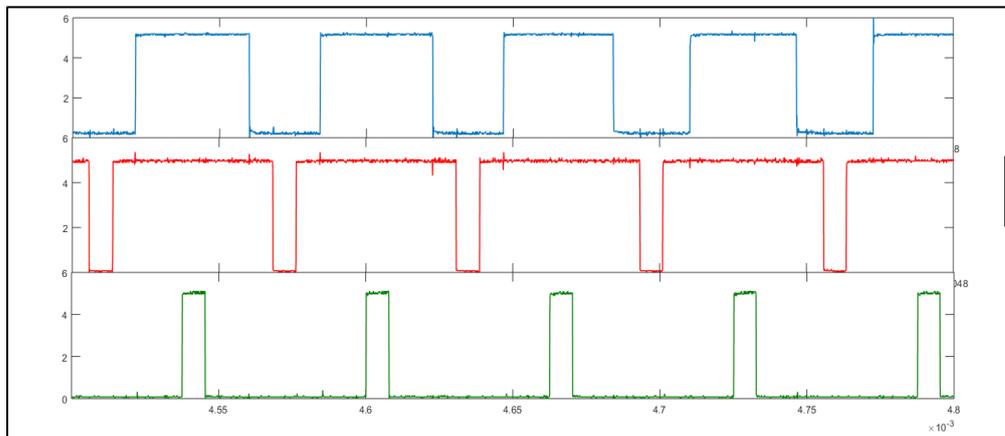
$$V_k = \frac{3153 * HalfDUTY}{4096} = 481.11 = 481 \text{ Q12}$$

$$V_k = 481 \text{ Q12}$$

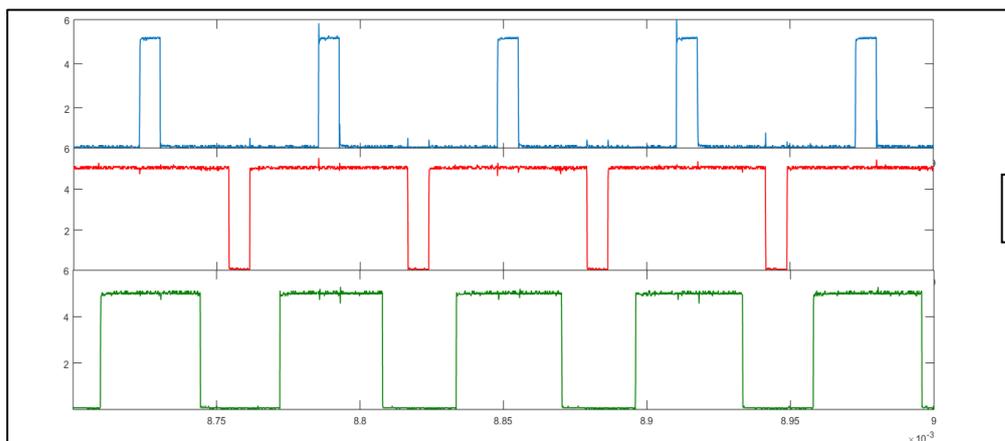
III.3.3.2. Détection des secteurs (Capture Oscilloscope)



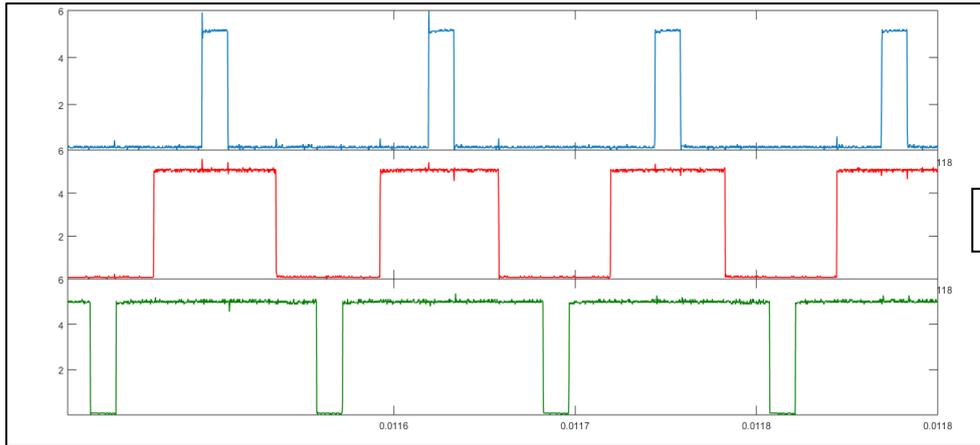
Secteur 1



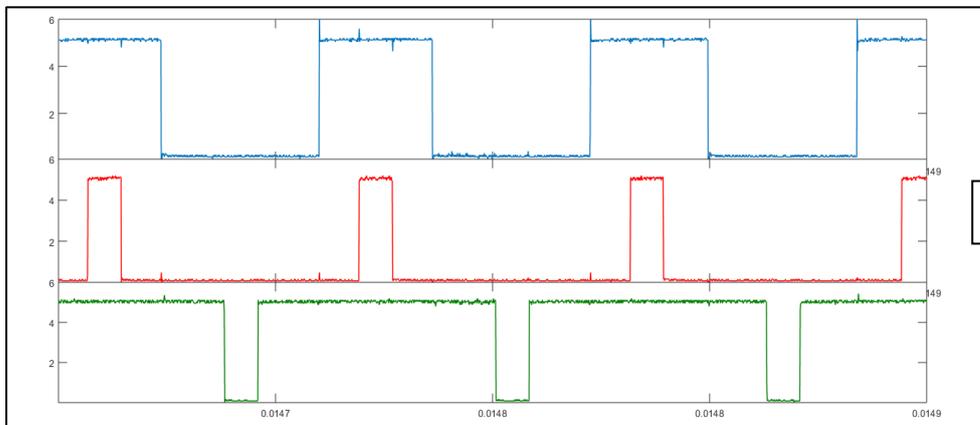
Secteur 2



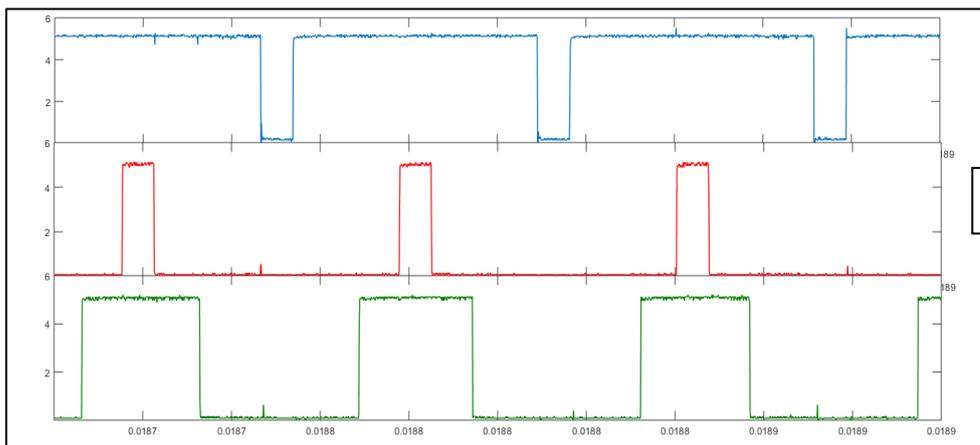
Secteur 3



Secteur 4



Secteur 5



Secteur 6

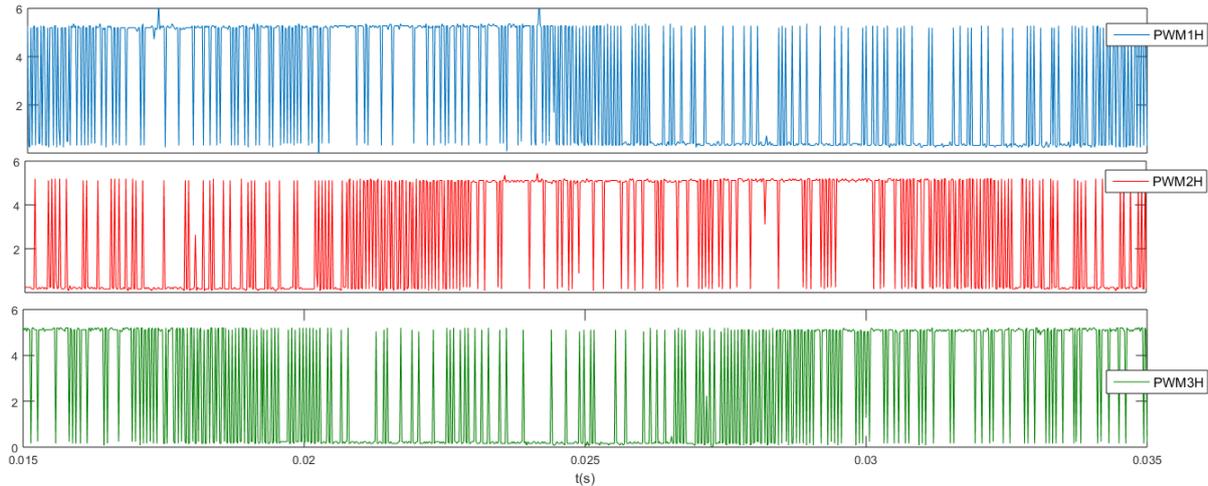


Figure III.12: PWM1H,PWM2H et PWM3H pour une période

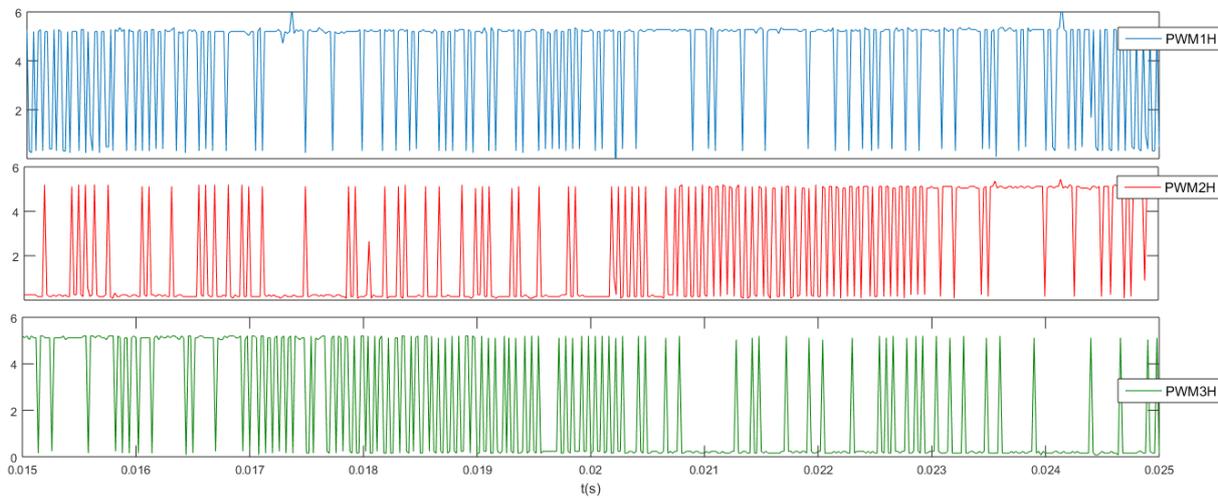


Figure III.13: Zoom sur 1/2 période

Tension et courant avec une charge RL :

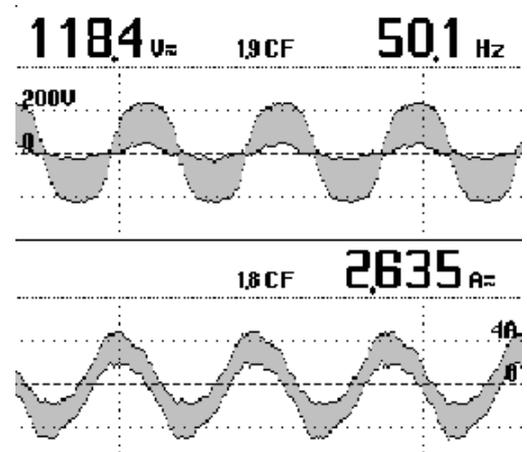
R : puissance consommée 300W

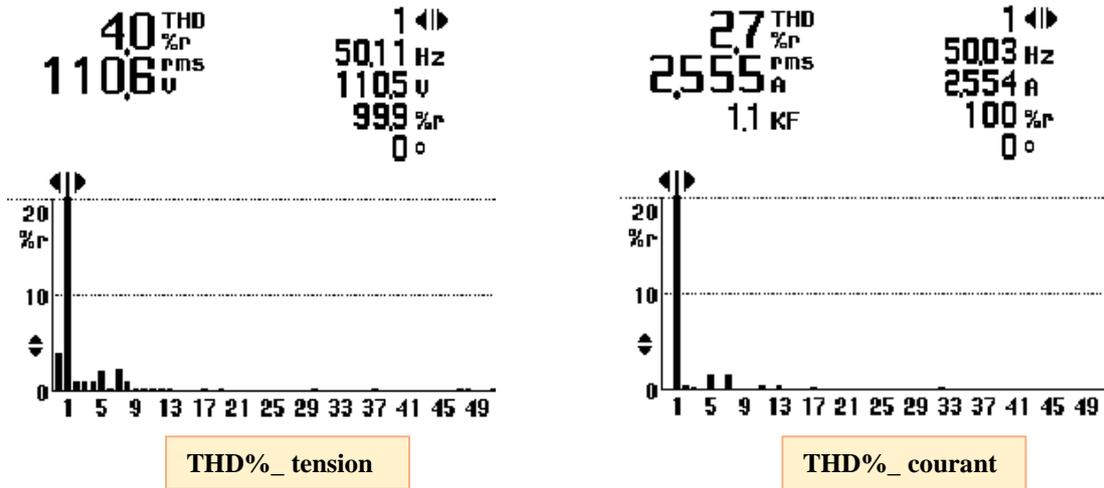
$L= 1H$ avec une résistance interne de 314 Ohm

Remarque

On a utilisé un bus continu de 250 V , $E/2=125V$

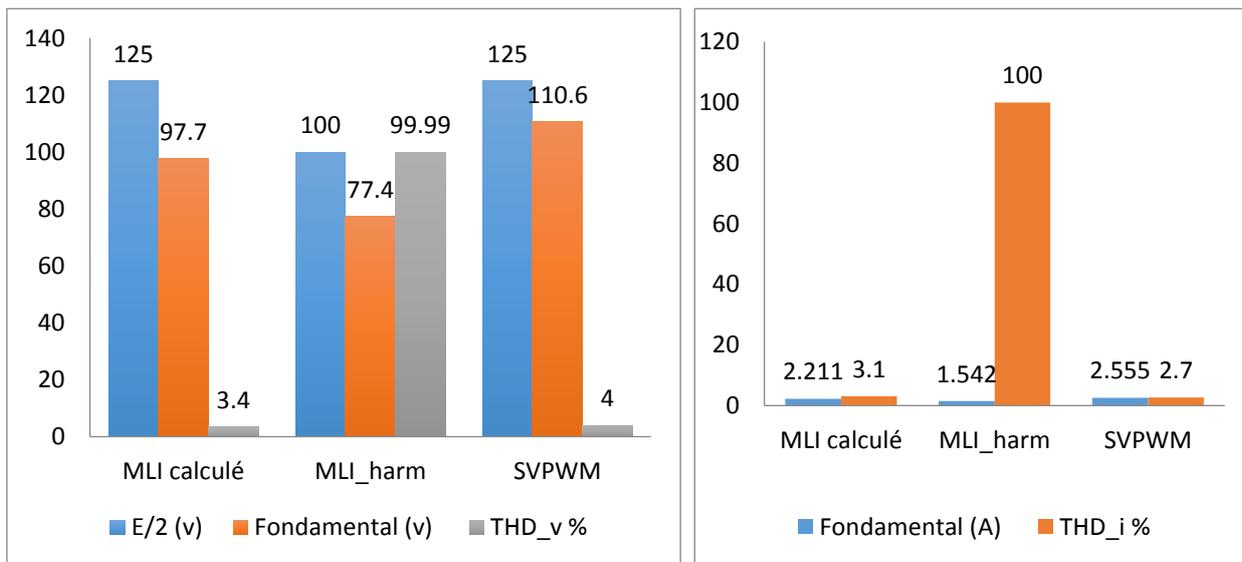
$V/fs = 2.368$





La même remarque que pour la *mli calculé*, l'harmonique 5 et 7 sont élevés par rapport aux autres harmoniques, mais malgré cela on a un bon THD qui est à 4.0% en tension et 2.7% en courant

III.4. Étude comparative des performances de chaque modulation



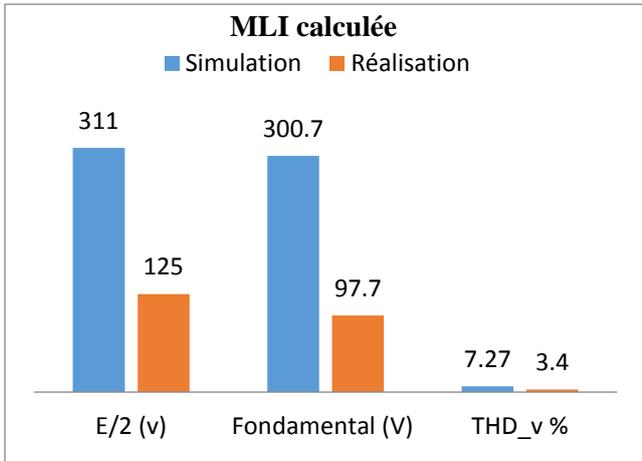
Cas d'une charge *RL*

Conclusion

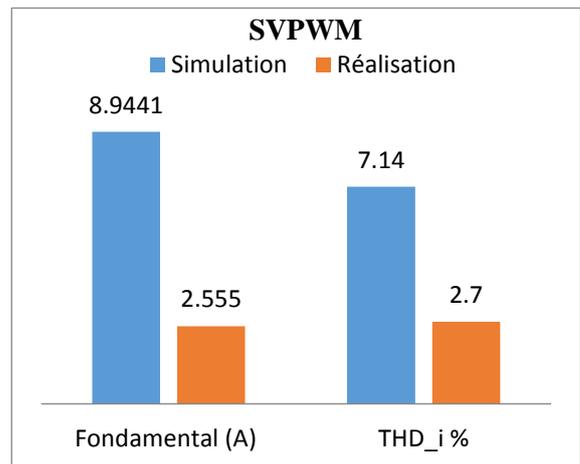
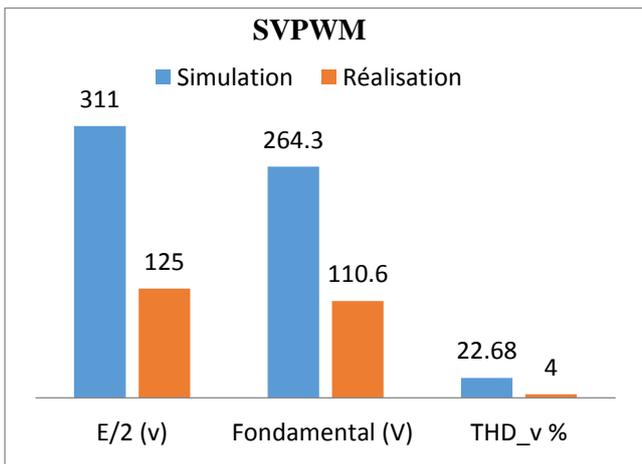
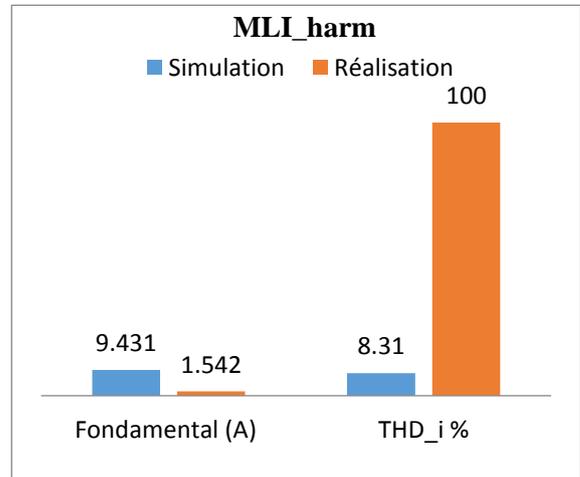
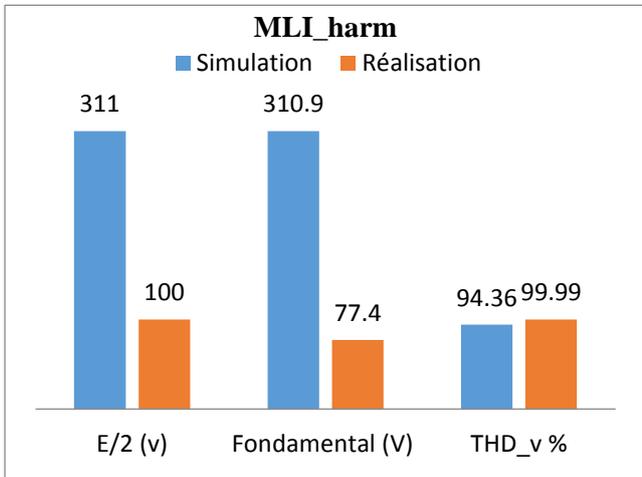
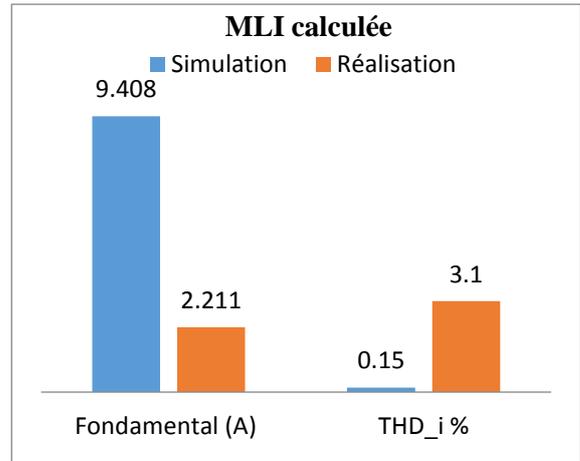
Le résultat expérimental confirme ce que nous avons réalisé en simulation, on conclut donc que la **MLI calculé** possède un bon rapport entre la valeur du fondamental et le THD, et elle est suivie par la **SVPWM**, contrairement à la **MLI_ham** qui a un THD très élevé

III.5. Étude comparative entre simulation et réalisation sur charge RL

Tension



Courant



Conclusion

Le résultat expérimental confirme ce que nous avons réalisé en simulation, on conclut donc que la **MLI calculé** possède un bon rapport entre la valeur du fondamental et le THD, et elle est suivie par la **SVPWM**, contrairement à la **MLI_ham** qui un THD très élevé

III.6. Implémentation sur dSPACE

Cette partie a été implémentée par mon encadreur, M. Lotfi BAGHLI. Elle n'était pas comprise dans le cahier des charges du PFE. Elle nous permet de mieux voir les formes d'onde et d'interagir et faire varier les grandeurs simplement.

III.6.1. MLI calculé

On a fait le test avec une fréquence $f_s=50$ Hz, est une tension de référence $V_{sref}=270$ V

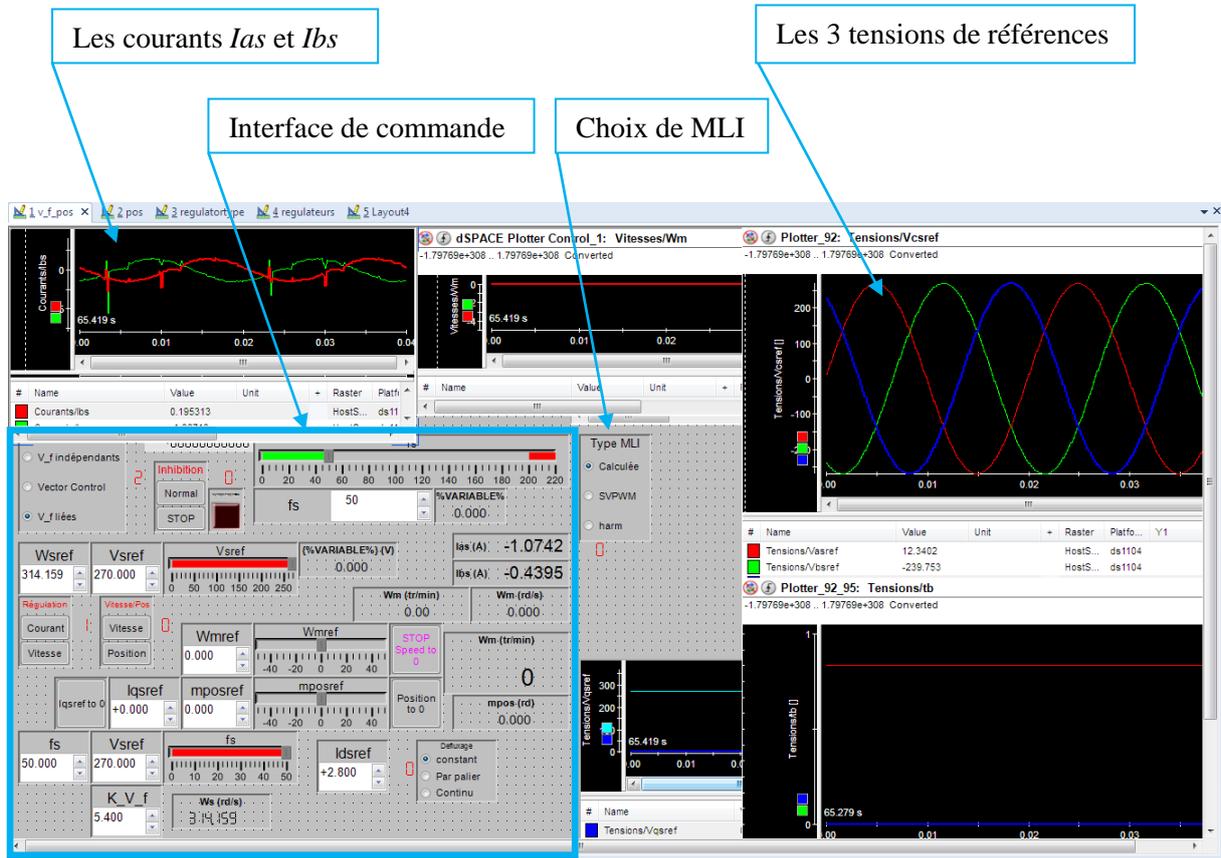


Figure III.14: Essai sur dSPACE

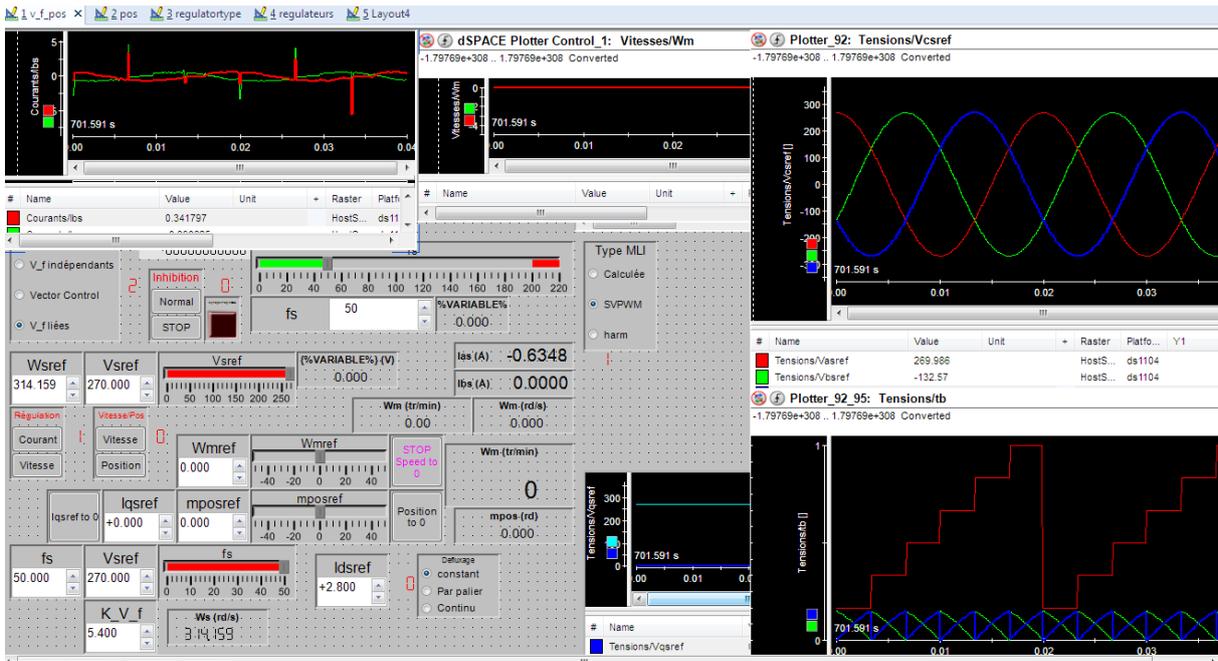
III.6.2. MLI vectorielle SVPWM

Exemple : $f_s=37$ Hz, $V_{sref}=200$ V

CHAPITRE III: RÉALISATION EXPÉRIMENTALE



$F_s = 50\text{Hz}$, $V_{sref} = 270\text{ V}$:



Les figures de t_a , t_b et les secteurs:

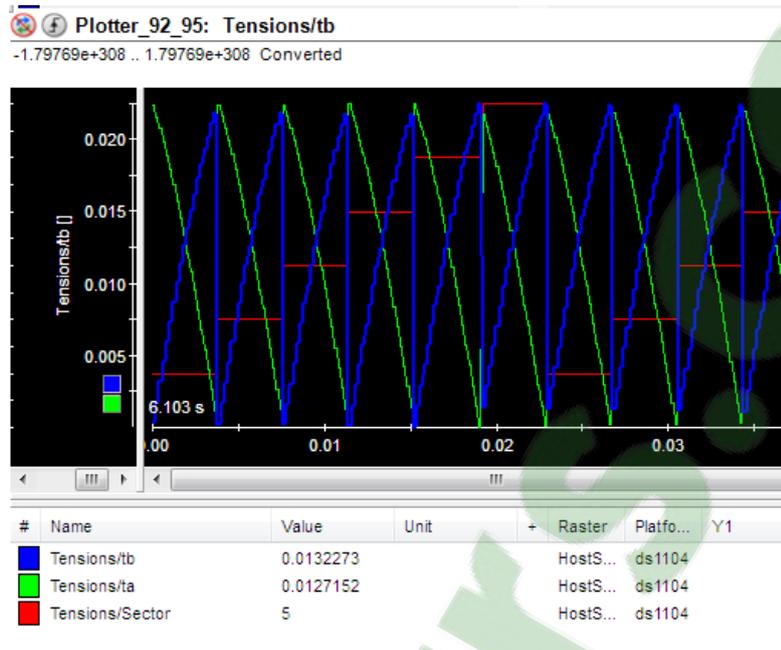
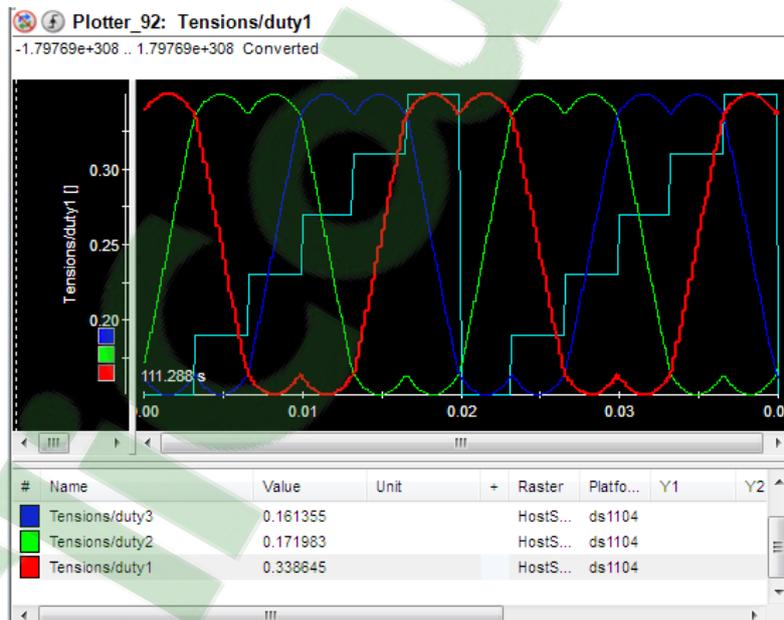


Figure des rapports cycliques pour $V_{sref} = 155 \text{ V}$



III.6.3. MLI à élimination d'harmoniques

On a fait le test avec une fréquence $f_s=50$ Hz, est une tension de référence $V_{sref}=270$ V

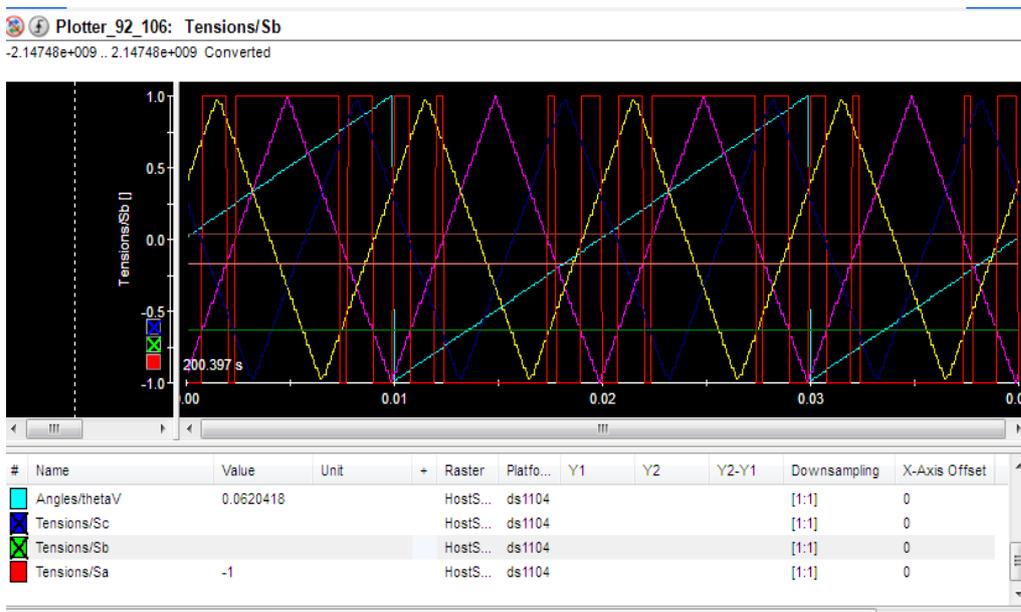
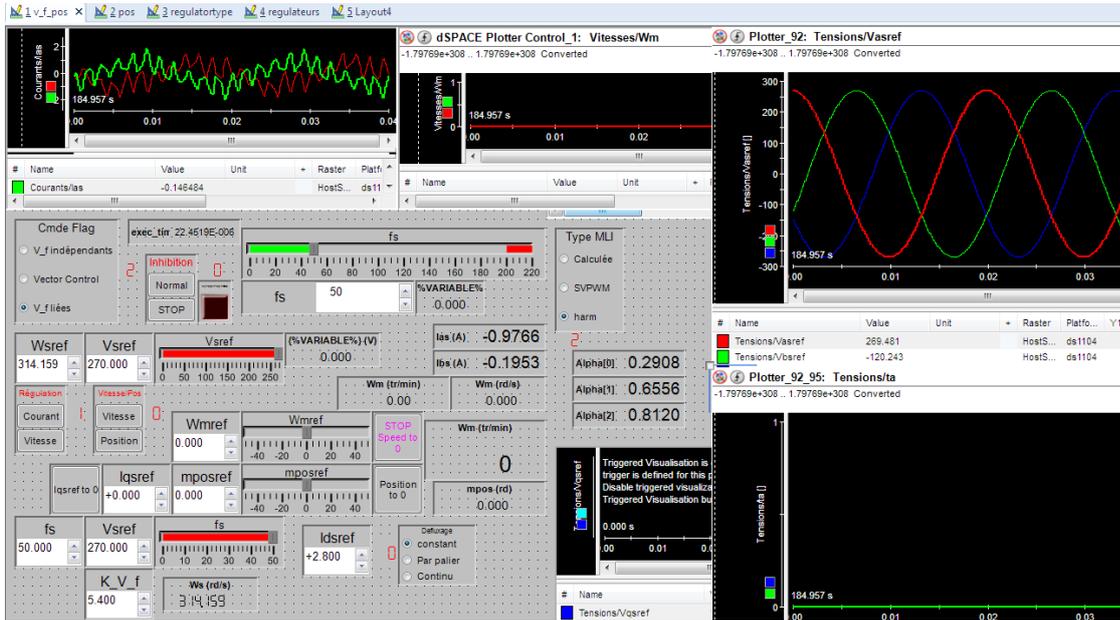


Figure III.15 : La tension "Sa" avec les angles de commutations

Conclusion :

Les résultats sur dSPACE confirment la validité de la simulation de la MLI calculée, SVPWM et la MLI_harm

III.7. Coût estimatif du projet

Composants	Prix unitaire (€)¹	quantité	prix total (€)
R=10K	0,0987	3	0,2931
R=1K	0,0556	1	0,0556
potentiomètre 10k	12	2	24
bouton poussoir	1	3	3
C= 100nF	0,2	2	0,4
C= 22 pF	0,3	2	0,6
C= 1uF	1,97	1	1,97
quartz 10MHz	0,2	1	0,2
LDO 33/50	0,36	2	0,72
LCD	1,5	1	1,5
dsPIC 30f4012	4,5	1	4,5
Connectiques	5		5
boîte en alliage	35	1	35
Prix Total (€)			77,23€
Prix Total (DZD)			9 344 DZD

¹ Les composants ont été achetés à l'étranger

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de trois techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à savoir : MLI calculée, MLI à élimination d'harmoniques et MLI vectorielle (SVPWM). Après une étude comparative de ces trois techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion, il s'avère que la MLI calculée et la MLI vectorielle (SVPWM) ont des performances meilleures par rapport à la MLI à élimination d'harmoniques.

Cette dernière possède un THD très élevé supérieur à 98% en THD_V et 56% en THD_i dans le fonctionnement moteur, mais pour les systèmes fortement inductif, cette valeur descend à 8%. Dans le domaine de variation de vitesse des moteurs à courant alternatif cette MLI est néfaste, où à faible fréquence la machine peut démarrer sur un créneau de tension positif ou négatif sur une grande partie de la période ce qui peut causer un sur courant au niveau de la machine. Par contre cette méthode de modulation à élimination d'harmonique peut être utile dans le domaine de fort puissance comme les fours à arc qui nécessitent un fort courant mais pas une variation de fréquence. Son avantage réside dans la diminution des pertes par commutation (14 commutations par période si $N_h=3$ par exemple)

Concernant les deux premières techniques, elles ont des résultats similaires, mais la MLI calculée reste la plus avantageuse concernant la qualité de la tension délivrée par l'onduleur et le courant de la charge à faible THD, mais la technique SVPWM se rattrape par le faible perte par commutation qui est d'ordre de 50% par rapport au MLI calculée (200 commutations contre 400).

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Améliorer la SVPWM au vu de la tension maximale qu'elle peut délivrer.
- Utiliser la SVPWM dans des systèmes embarqués comme un variateur de vitesse dans les voitures électriques.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- Baghli, L., 2003. Corrigé du projet MLI à élimination d'harmoniques [WWW Document]. URL http://www.baghli.com/mli__harm/ (accessed 6.25.17).
- Capitaneanu, S.L., 2002. Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux (Thèse). Institut National Polytechnique de Toulouse.
- COLLOMBET, C., LUPIN, J.-M., SCHONEK, J., 1999. Schneider Electric Cahier technique n° 152 : Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement.
- Components Division, 2001. EMC Components – Filters, Chokes & Feedthrough Components.
- D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, 1999. Analysis of the current ripple in induction motor drives controlled by SVM technique, EPE.
- Decomposition en fourier.pdf [WWW Document], 2014. URL <http://alkendy.x10.mx/telechargements/Decomposition%20en%20Fourier.pdf> (accessed 5.17.17).
- Developing S-Functions, 2016.
- D.R. Alexander, S.M. Williams, 1993. An optimal PWM algorithm implementation in a high performance 125 kVA inverter, Proc. APEC '93, pp.771-777.
- dsPIC30F4011/4012 Data Sheet 16-Bit Digital Signal Controllers, 2017.
- dsPIC30F4012 - Microcontrollers and Processors [WWW Document], 2017. URL <http://www.microchip.com/wwwproducts/en/dsPIC30F4012> (accessed 6.20.17).
- E. Monmasson, J. Faucher, 1997. Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle, 3EI, N°8 – pp. 22-36.
- Élimination des harmoniques dans les installations, 2015.
- Farid, B., 2006. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. Université Badji Mokhtar de Annaba.
- Frelin, W., 2009. Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau. Université Paris Sud-Paris XI.
- H. Fritz, 1921. Noise in electrical machines, Archiv für elektrotechnik, 10, 1921.
- H. Van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V. Stanke, 1988. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 1.
- Holtz, J., 1993. Pulsewidth Modulation - A Survey.
- Hubert, A., 2000. Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de l'association machines électriques – convertisseurs statiques de puissance, Thèse de doctorat, Université Technique de Compiègne, (Thèse).

BIBLIOGRAPHIE

- J. Holtz, 1992. Pulsewidth Modulation – A survey, IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.39, No.5.
- J. Weed, 1922. Prevention of transient voltages in windings, AIEE Journal, Vol. 41, 1922, p. 14.
- J.C.S. Lai, C. Wang, 1999. Prediction of Noise Radiation from Induction Motors, Sixth International Congress on Sound and Vibration, 5-8 July 1999, Copenhagen, Denmark.
- J.M, R., 2008. Commande Vectorielle MAS et MS,(5ème Année GE Option ISIP).
- Lincoln Electric, 1998. The Ultimate Defence Against Insulation Failures on Inverter- Fed Motors.
- Meliani, S.M., 2013. Cours électronique de puissance/ Version Complete.
- Meroufel, A., 2008. Contrôle de la machine asynchrone: scalaire, vectorielle et commande directe du couple.
- M-Lavabre, 1998. Électronique de puissance _conversion de l'énergie./Edition casteila.
- M.M. Bech, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, 1996. Random Modulation Techniques in Power Conversion – an update, PEMC'96, Vol.3, pp. 357-365, 1996.
- Muhammad, H.. R., 1994. Power Electronics_Circuits, Devices, and applications, Second édition- prentice Hall. ed.
- P.L. Timar, 1977. Effect of application of semi-conductors on vibrations and noise of slip ring induction motors, Elektrotechnika, 70(3), Mar. 1977.
- Quach, D.-C., Yin, Q., Shi, Y.-F., Zhou, C.-J., 2012. Design and Implementation of Three-phase SVPWM Inverter with 16-bit dsPIC, in: Control Automation Robotics & Vision (ICARCV), 2012 12th International Conference on. IEEE, pp. 1181–1186.
- R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, 1996. Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients, 31st IAS Annual Meeting, 1996, pp. 143-152, Vol.1.
- Séguier, guy, 1999. Electronique de puissance « Les formation de base et leurs principales application ». Dunod, paris.
- Seguier, guy, francis, labrique, Robert, B., 1990. Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Système de commande d'un onduleur à MLI / US 05552980 – “Inverter control device,” 1995.
- Taux de distorsion harmonique, 2016. . Wikipédia.
- Zhu, Z.Q. Howe, D, 1994. Improved Methods for Prediction of Electromagnetic Noise Radiated by Electrical Machines, IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol.141, Issue 2, pp.109-120.

ANNEXE A: SIMULATION

A. Modèle Simulink

A.1. MLI calculée

Routine en C de la S-FUNCTION et modèle Simulink

Nous présentons les routines essentielles de notre programme (cette routine est celle de L. BAGHLI):

```
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_Ttid)
{
InputRealPtrsTypeuPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);
real_T *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
// static void mdlOutputs(double *y, double *x, double *u, SimStruct *S, inttid)

doubletau, tm, Es2;
doublet = ssGetT(S);

tm = t-TMLI*floor(t/TMLI);
y[3]= tm;
Es2 = u(3)/2;

// y[0] = *uPtrs[0];
// y[1] = *uPtrs[1];
// y[2] = *uPtrs[2];

if(tm<0) tm+=TMLI;
tau=TMLI/4*(1- u(0)/Es2);

// limite la commutation > 1e-6

if (tau>TMLI/2-1e-6) tau=TMLI/2-1e-6;
if (tau<1e-6) tau=1e-6;
if ( tm<tau || tm>TMLI-tau ) y[0]=-Es2;
elsey[0]=Es2;

tau=TMLI/4*(1- u(1)/Es2);
if (tau>TMLI/2-1e-6) tau=TMLI/2-1e-6;
if (tau<1e-6) tau=1e-6;
if ( tm<tau || tm>TMLI-tau ) y[1]=-Es2;
elsey[1]=Es2;

tau=TMLI/4*(1- u(2)/Es2);
if (tau>TMLI/2-1e-6) tau=TMLI/2-1e-6;
if (tau<1e-6) tau=1e-6;
if ( tm<tau || tm>TMLI-tau ) y[2]=-Es2;
elsey[2]=Es2;

}

```

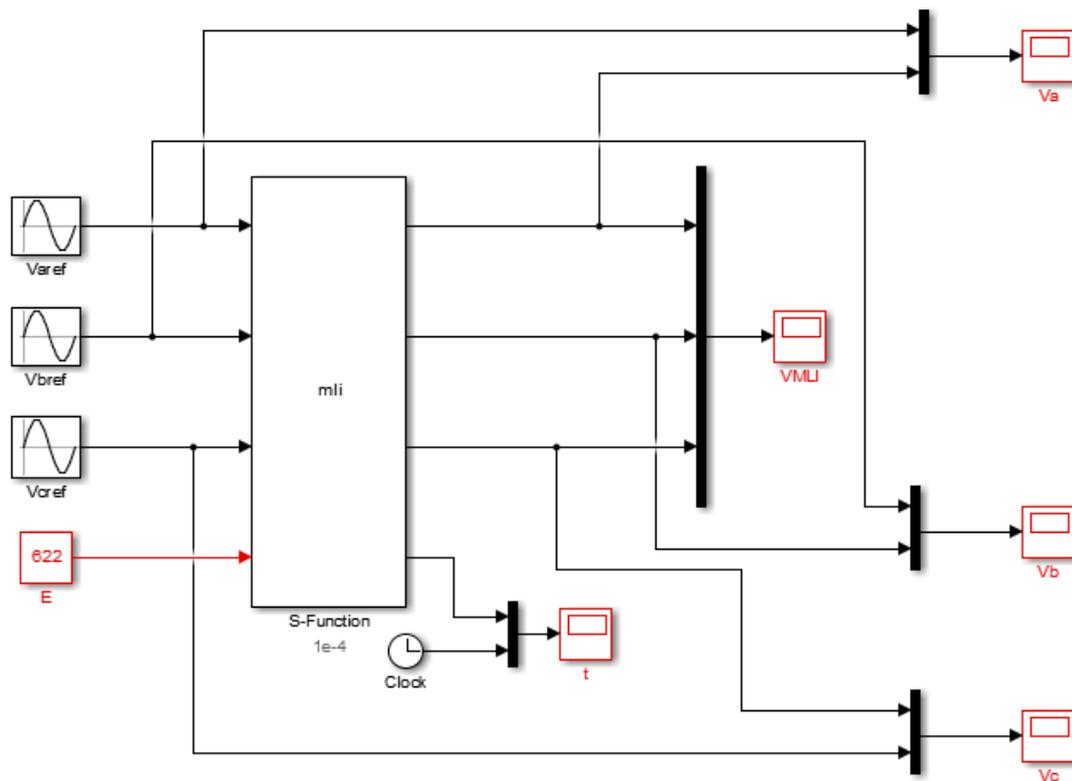


Figure A.1:Schéma Simulink de la MLI calculée

A.2. MLI à élimination d'harmoniques

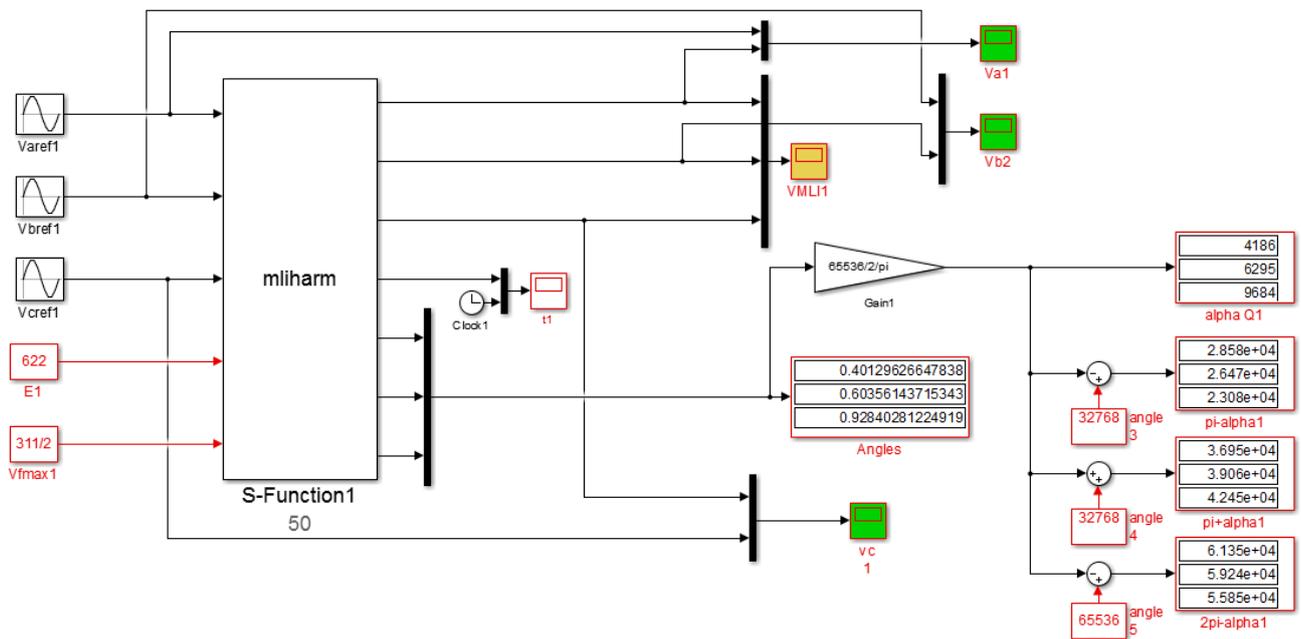


Figure A.2: schéma Simulink de la mliharm

Routine en C de la S-FUNCTION et modèle Simulink

Nous présentons les routines essentielles de notre programme (routine de L. BAGHLI):

```
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    InputRealPtrsType uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);
    real_T *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    double Ts, tau, tm;
    double t = ssGetT(S);
    double thetas, theta_bs, theta_cs, tma, tmb, tmc, pi, pi2;
    int i, Sa, Sb, Sc;
    Ts = 1/fs;
    Vfmax = u(4) // Es2 / 2;
    pi = 3.14159265359;
    pi2 = 2*pi;
    Es2 = u(3)/2.0;

    LookforXn();
    y[4] = Alpha[0];
    y[5] = Alpha[1];
    y[6] = Alpha[2];

    thetas = t*2*pi/Ts;
    theta_bs = thetas - 2*pi/3;
    theta_cs = thetas + 2*pi/3;

    tma = thetas - pi2*floor(thetas/pi2);
    if(tma < 0) tma += pi2;
    y[3] = tma;
    tmb = theta_bs - pi2*floor(theta_bs/pi2);
    if(tmb < 0) tmb += pi2;
    tmc = theta_cs - pi2*floor(theta_cs/pi2);
    if(tmc < 0) tmc += pi2;
}
```

```
Sa = 1; Sb = 1; Sc = 1;

// phase a:

if(tma>= pi)
{
Sa = -Sa;
tma -= pi;
} // symetrie % Ts/2
if (tma> pi/2) tma = pi - tma; // plier la fonct sur Ts/4
if (tma<= Alpha[0]) Sa = -Sa;

// phase b:

if(tmb>= pi)
{
Sb = -Sb;
tmb -= pi;
} // symetrie % Ts/2
if (tmb> pi/2) tmb = pi - tmb; // plier la fonct sur Ts/4
if(tmb<= Alpha[0]) Sb = -Sb;

// phase c:

if(tmc>= pi)
{
Sc = -Sc;
tmc -= pi;
} // symetrie % Ts/2
if (tmc> pi/2) tmc = pi - tmc; // plier la fonct sur Ts/4
if(tmc<= Alpha[0]) Sc = -Sc;

for(i = 0; i<Nh - 1; i++)

{

if((Alpha[i] <= tma) && (tma<= Alpha[i + 1]) && ((i % 2) == 1)) Sa = -Sa;
if((Alpha[i] <= tmb) && (tmb<= Alpha[i + 1]) && ((i % 2) == 1)) Sb = -Sb;
if((Alpha[i] <= tmc) && (tmc<= Alpha[i + 1]) && ((i % 2) == 1)) Sc = -Sc;

}

y[0]=Sa*Es2;
y[1]=Sb*Es2;
y[2]=Sc*Es2;

}
```


Routine en C de la S-FUNCTION et modèle Simulink

Nous présentons les routines essentielles de notre programme:

```

static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_Ttid)
{
    InputRealPtrsTypeuPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);
    real_T *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    // static void mdlOutputs(double *y, double *x, double *u, SimStruct *S, inttid)
    doubletm,Es2,Valpha,Vbeta,Van,Vbn,Vcn,phi,Vs;
    double ta,tb,t0,taon,tbon,tcon;
    doublet = ssGetT(S);
    intSector;
    doublepi=3.14159265359;

    tm = t-TMLI*floor(t/TMLI);
    if(tm<0) tm+=TMLI;
    Es2 = u(3);
    Valpha= u(0);
    Vbeta= ((2*u(1)+u(0))/sqrt(3));
    //-----
    // Secteur :
    if(Valpha*Vbeta>0)
    {
        if(Vbeta>0)
        {
            if(fabs(Vbeta)/fabs(Valpha)<sqrt(3))
            {
                Sector=1;
            }
            elseSector=2;
        }
        else if (Vbeta<0)
        {
            if(fabs(Vbeta)/fabs(Valpha)<sqrt(3))
            {
                Sector=4;
            }
            elseSector=5;
        }
    }
    else if (Valpha*Vbeta<0)
    {
        if(Vbeta>0)
        {
            if(fabs(Vbeta)/fabs(Valpha)<sqrt(3))
            {
                Sector=3;
            }
            elseSector=2;
        }
        else if (Vbeta<0)
        {
            if(fabs(Vbeta)/fabs(Valpha)<sqrt(3))
            {
                Sector=6;
            }
            elseSector=5;
        }
    }
}
//-----

```

```

Vs =sqrt((Valpha*Valpha)+(Vbeta*Vbeta))*2/3;
phi= atan2(Vbeta,Valpha);

switch(Sector){
    case1:
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

taon = ((ta+tb+t0/2)/2);
tbon= ((tb+t0/2)/2);
tcon = ((t0/2)/2);

if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}
break;

    case2:
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+2*pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-pi/3))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

taon =((ta+t0/2)/2);
tbon= ((ta+tb+t0/2)/2);
tcon=((t0/2)/2);

if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}
break;

    case3:
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+3*pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-2*pi/3))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

taon = ((t0/2)/2);
tbon=((ta+tb+t0/2)/2);
tcon = ((tb +t0/2)/2);

if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}
break;

    case4:
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+4*pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-pi))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

taon = ((t0/2)/2);
tbon= ((ta+t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);

if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}
break;

```

```

        case5:
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+5*pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-4*pi/3))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

taon = ((tb+t0/2)/2);
tbon= ((t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);
if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}
break;

        case6:

ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+6*pi/3))/Es2)*2/3;
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-5*pi/3))/Es2)*2/3;
t0=(TMLI-ta-tb);

        taon = ((ta+tb+t0/2)/2);

tbon= ((t0/2)/2);
tcon = ((ta+t0/2)/2);

if (tm<=taon || tm>(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else{ y[0]=-Es2;}
if (tm<=tbon || tm>(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else{ y[1]=-Es2;}
if (tm<=tcon || tm>(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else{ y[2]=-Es2;}

        break;
}

// y[3]= Sector;
// y[4]= ta;
// y[5]= tb;
// y[6]= t0;
// y[7]= taon;
// y[8]= tbon;
//y[9]= tcon;

}

```

A.4. Les trois MLI ensemble

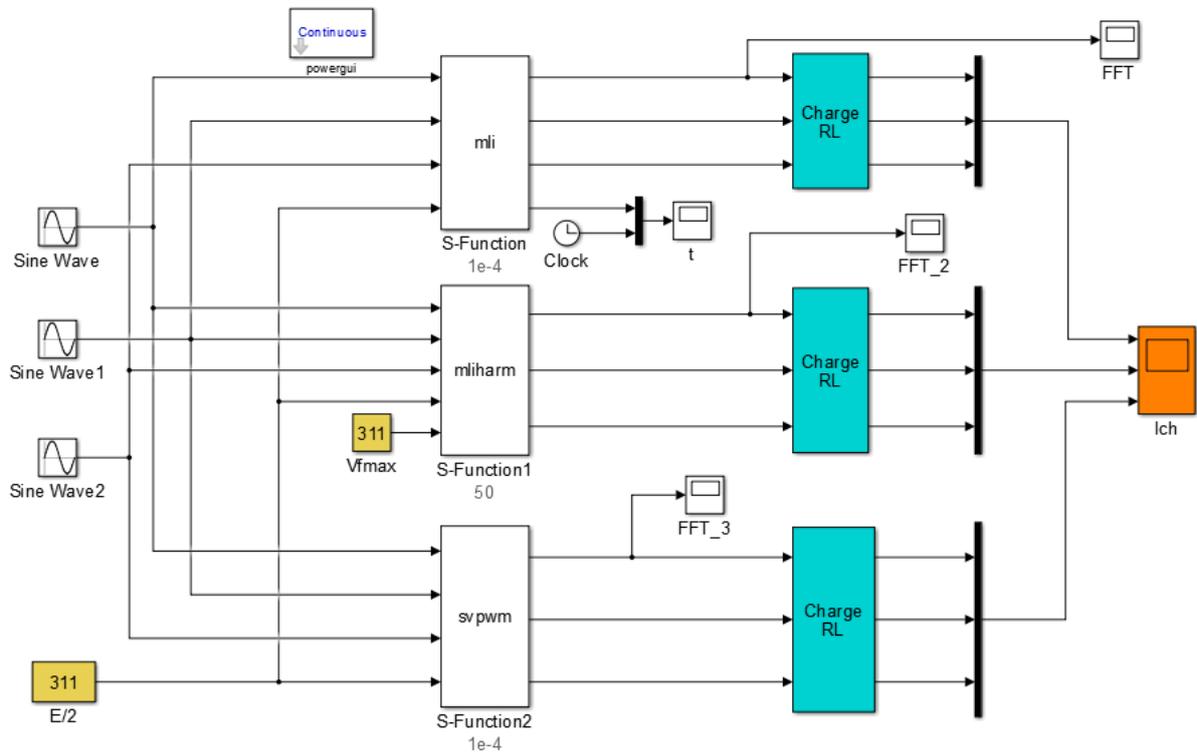


Figure A.4: 3 MLI avec charge RL

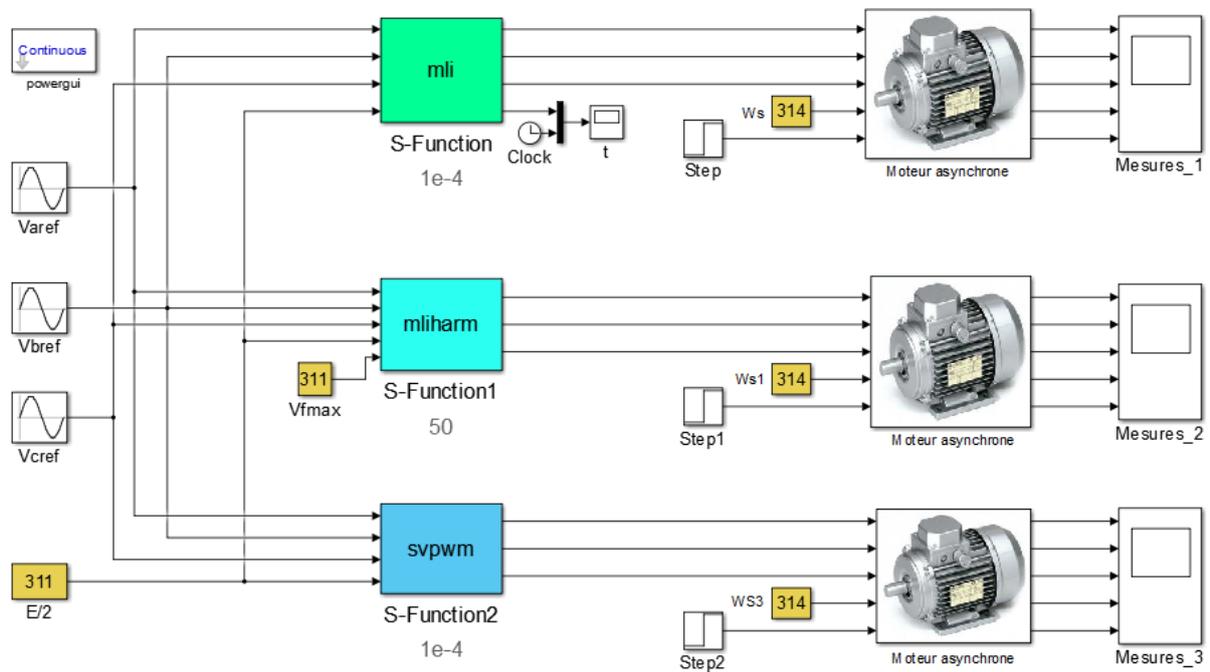
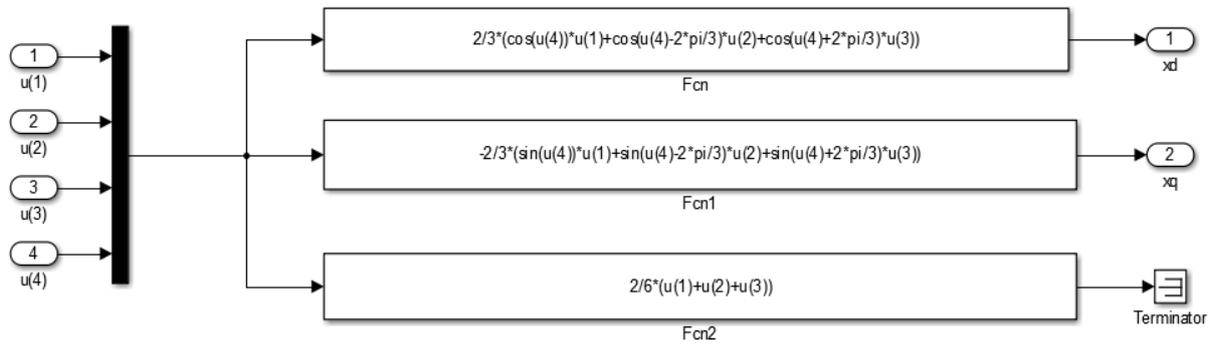
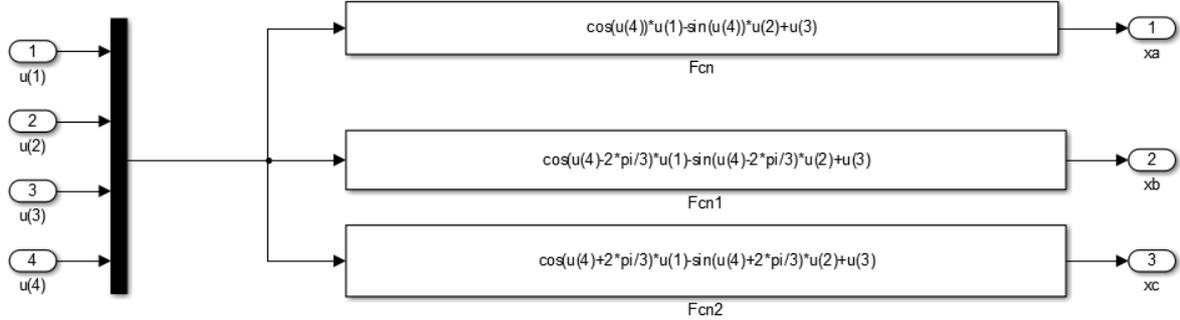


Figure A.5: 3 MLI avec MAS

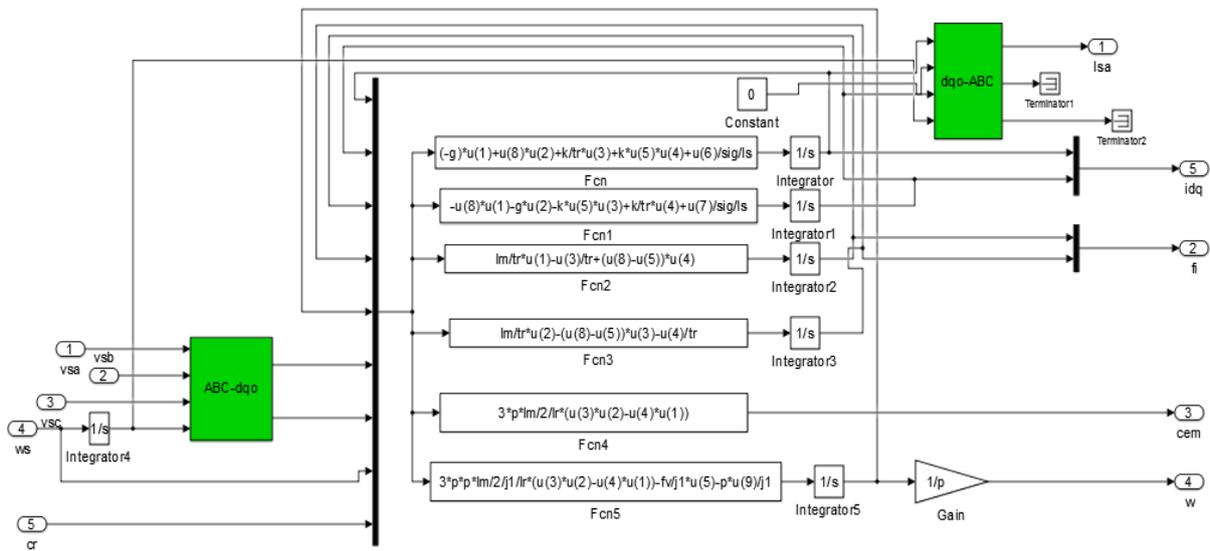
Modèle du moteur asynchrone



transformation directe (ABC vers dq)



transformation inverse (dq vers ABC)



Représentation des schémas blocs du MAS à cage

Paramètres du moteur

Grandeurs nominales	Tension nominale	220 / 380	Volts
	Puissance nominale	1500	W
	Fréquence nominale	50	Hertz
	Nombre de paires de pôle	2	/
	Vitesse nominale	1420	tr/mn
	Courant nominal	3,7 / 6.5	A
	Couple nominal	10	N.m
Paramètres nominaux	Résistance statorique	4.850	Ω
	Résistance rotorique	3.805	Ω
	Coefficient d'inductance statorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance rotorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance mutuelle	0.258	H
	Coefficient de frottement	0.031	kg.m ²
	Moment d'inertie total	0.00114	N.s/rad

$p=2;$
 $r_s=4.85; r_r=3.805;$
 $l_s=0.274;l_r=0.274;$
 $l_m=0.258 ;f_v=0.031;$
 $j=0.031 ;t_r=l_r/r_r;$
 $\sigma =1-l_m*l_m/l_s/l_r;$

A.5. S-FUNCTION

Les routines de S-Functions

Une S-Function possède un ensemble des routines qui exécutent les tâches requises à chaque étape de simulation. Lors de la simulation d'un modèle, à chaque étape, Simulink appelle les routines appropriées pour chaque bloc S-Function. ("Developing S-Functions," 2016)

Les routines qui sont utilisées dans la plupart des blocs sont décrites ci-dessous :

- *mdlInitializeSizes*

Cette fonction permet de définir le nombre d'entrées et de sorties, la taille des ports, la période d'échantillonnage, les options à inclure au projet, mais également tout autre objet, comme le nombre d'états requis par la S-Function.

- *mdlInitializeSampleTimes*

Simulink appelle cette fonction pour déterminer les périodes d'échantillonnage de la S-Function.

- *mdlOutputs*:

Simulink appelle cette fonction lorsque le calcul de la sortie est nécessaire. Cette fonction utilise une macro de Simstruct pour accéder au signal d'entrée par pointeur (*uPtrs*). La macro renvoie un vecteur de pointeur, accessible par la commande **uPtrs[i]*. Ensuite, le programme emploie la macro *real_T* pour accéder au signal de sortie. La fonction *int_T* permet d'obtenir la largeur du signal. La S-Function fait au final une boucle sur les entrées pour calculer les sorties.

- *mdlTerminate*

C'est une routine obligatoire de la S-Function, elle permet d'accomplir les tâches à la fin de la simulation.

MEX-File S-Functions

Une fonction MEX-file se compose d'un ensemble de routines que Simulink appelle pour accomplir de diverses tâches pendant la simulation. Les fonctions MEX-file sont implémentées dans des différents langages de programmation : C, C++, ou Fortran. En outre, Simulink appelle les routines de MEX-file S-Fonction directement au lieu de passer par les valeurs de *flag* comme avec les M-file S-Fonctions. Le nombre de routines implémentées dans les MEX-file S-Function est donc beaucoup plus grand que dans les M-file S-Function. La fonction MEX-file a l'accès direct à la structure de données interne (*SimStruct*), Simulink utilise cette structure pour maintenir les informations sur S-Fonction. Les fonctions de MEX-file peuvent également utiliser MATLAB MEX-file API pour accéder directement à la zone de travail de MATLAB.

Si l'on désire créer un bloc relativement simple il est possible d'utiliser une méthode de création automatique sous Simulink. On utilise pour cela un bloc S-Functions Builder. La syntaxe de MEX-file S-Fonction écrite en langage C++ est :

```
#define S_FUNCTION_NAME nom_S-Function // nom de la S-Fonction
#define S_FUNCTION_LEVEL 2 // fonctionne avec la version 2.2 et ultérieur
#include "simstruc.h" // fichier d'en-tête qui définit la structure Simulink et les macros
d'accès de Simstruct
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
}
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
}
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}
#ifdef MATLAB_MEX_FILE
#include "simulink.c"
#else
#include "cg_sfun.h"
#endif
```

La première ligne contient le nom de la S-Function, celui même qui sera utilisé quand on emploiera une S-Function dans un modèle Simulink. La seconde ligne indique le format de la S-Function(Format 2 pour Simulink 2.2 et supérieur). Pour être compilé correctement, le début de la S-Function doit contenir la structure *simstruct*.(“Developing S-Functions,” 2016)

Remarque

- Les S-Functions en langage C sont optimales pour la vitesse ou la génération de code
- Un compilateur C est nécessaire, nous avons utilisé *Visual studio*
- Configurer la commande mex en tapant :
- `>>mex-setup`
- Compiler la S-Function C en invoquant le compilateur C par la commande mex :
- `>>mexma_fonction_C.c`

Validation expérimentale de l'algorithme SVPWM

Dans le tableau ci-dessous, vous trouvez les tests effectués lors de l'implémentation de l'algorithme SVPWM sur le dsPIC.

Pour avoir les PDCx en simulation :

$$PDC1 = FullDUTY * 2 / TMLI * taon$$

$$PDC2 = FullDUTY * 2 / TMLI * tbon$$

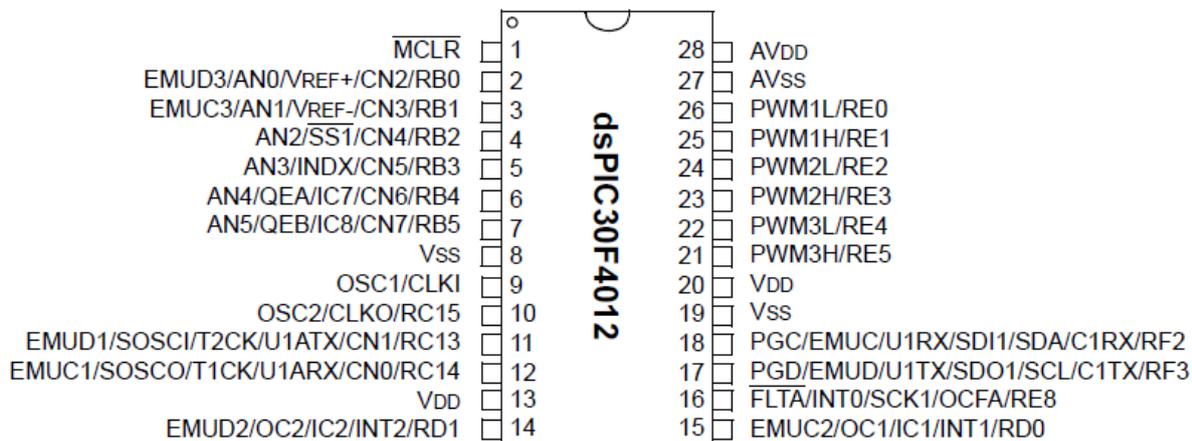
$$PDC3 = FullDUTY * 2 / TMLI * tcon$$

secteur 1		
Test	Simulation	dspic
th=0, Vds=0	PDC1=624	PDC1=624
	PDC2=624	PDC2=624
	PDC3=624	PDC3=624
th=0, Vds=155	PDC1=831	PDC1=831
	PDC2=416	PDC2=417
	PDC3=416	PDC3=417
th=pi/6, Vds=155	PDC1=864	PDC1=863
	PDC2=624	PDC2=619
	PDC3=383	PDC3=385
th=pi/9, Vds=311	PDC1=1097	PDC1=1097
	PDC2=479	PDC2=473
	PDC3=150,9	PDC3=151
secteur 2		
Test	Simulation	dspic
th=pi/2, Vds=155	PDC1=624	PDC1=624
	PDC2=864	PDC2=860
	PDC3=383,8	PDC3=388
th=108°, Vds=311	PDC1=366,8	PDC1=381
	PDC2=1080	PDC2=1077
	PDC3=167	PDC3=171
th=108°, Vds=220	PDC1=442	PDC1=452
	PDC2=947	PDC2=944
	PDC3=300,8	PDC3=304
secteur 3		
Test	Simulation	dspic
th=3pi/4, Vds=155	PDC1=392	PDC1=392
	PDC2=855,9	PDC2=856
	PDC3=516	PDC3=518
th=5pi/6, Vds=311	PDC1=143,6	PDC1=140
	PDC2=1104	PDC2=1108
	PDC3=624	PDC3=614

secteur 4		
Test	Simulation	dspic
th=7pi/6, Vds=155	PDC1=383,8	PDC1=383
	PDC2=624	PDC2=619
	PDC3=864	PDC3=865
th=5pi/4, Vds=311	PDC1=160	PDC1=156
	PDC2=408	PDC2=412
	PDC3=1088	PDC3=1092
secteur 5		
Test	Simulation	dspic
th=3pi/2, Vds=155	PDC1=624	PDC1=624
	PDC2=383,8	PDC2=388
	PDC3=864	PDC3=860
th=3pi/2, Vds=311	PDC1=624	PDC1=624
	PDC2=143,6	PDC2=150
	PDC3=1104	PDC3=1098
secteur 6		
Test	Simulation	dspic
th=7*pi/4, Vds=155,5	PDC1=855,9	PDC1=856
	PDC2=392	PDC2=392
	PDC3=731,6	PDC3=730
th=11*pi/6, Vds=155,5	PDC1=864	PDC1=865
	PDC2=383,8	PDC2=383
	PDC3=624	PDC3=629
th=346°,5, Vds=311	PDC1=1084,6	PDC1=1088
	PDC2=163	PDC2=160
	PDC3=387,6	PDC3=392

ANNEXE B: dsPIC30F4012

28-Pin SPDIP and SOIC



Caractéristiques

Nom du paramètre	Valeur
Architecture	16 bits
Vitesse CPU (MIPS)	30
Type de mémoire	Flash
Mémoire de programme (KB)	48
Bytes RAM	2 048
Gamme de température C°	-40 à 125
Gamme de tension de fonctionnement (V)	2,5 à 5,5
Broches E / S	20
Nombre de pin	28
Fonctionnalités de gestion du système	BOR
POR	Oui
WDT	Oui
Oscillateur interne	7,37 MHz, 512 kHz
Périphériques de communication numérique	1-UART 1-SPI 1-I2C
Périphériques analogiques	1-A / D 6x10-bit @ 1000 (ksps)
USB (#, Type)	0, aucun
CAN (#, type)	1 CAN
Périphériques de capture / comparaison / PWM	4/2
Bits de résolution PWM	16
Canaux PWM de contrôle moteur	6
Quadrature Encoder Interface (QEI)	1
Minuterics	5 x 16 bits 2 x 32 bits
Port parallèle	GPIO

Processeur RISC modifié haute performance: (“dsPIC30F4011/4012 Data Sheet 16-Bit Digital Signal Controllers,” 2017)

- ▶ Architecture modifiée de Harvard
- ▶ L'architecture d'ensemble d'instructions optimisé du compilateur C
- ▶ 84 instructions de base avec modes d'adressage flexibles
- ▶ Instructions large bande 24 bits, chemin de données large 16 bits
- ▶ Armoire de registre de travail 16 x 16 bits
- ▶ Jusqu'à 30 opérations MIPS:
 - Entrée d'horloge externe CC à 40 MHz
 - Entrée d'oscillateur 4 MHz-10 MHz avec PLL active (4x, 8x, 16x)
- ▶ Sources d'interruption périphériques et externes
- ▶ 8 niveaux de priorité sélectionnables par l'utilisateur pour chaque interruption
- ▶ 4 exceptions de processeur et pièges logiciels
- ▶ Tables de vecteurs d'interruption primaire et alternative

Caractéristiques du noyau DSP:

- ▶ Mode d'adressage Modulo et Bit-Reversed
- ▶ Deux accumulateurs de 40 bits avec une logique de saturation optionnelle
- ▶ Multiplicateur fractionnaire / entier entier à 17 bits x 17 bits à cycle unique
- ▶ Opération Multiply-Accumulate (MAC) à cycle unique
- ▶ Déplacement de canon à 40 étages
- ▶ Collecte de données double

Périphériques:

- ▶ Broches d'E / S d'évier / source de courant élevé: 25 mA / 25 mA
- ▶ En option, associez les temporisateurs 16 bits aux modules de minuterie 32 bits
- ▶ Modules SPI TM 3 fils (prend en charge 4 modes de trame)
- ▶ Le module I2C TM prend en charge le mode Multi-Master / Slave et l'adressage 7 bits / 10 bits
- ▶ Modules UART adressables avec tampons FIFO

Caractéristiques du module PWM de contrôle du moteur:

- ▶ Modes de sortie complémentaire ou indépendante
- ▶ Modes Edge et Center Aligned
- ▶ Génératrices à cycle variable
- ▶ Base de temps dédiée à 4 modes
- ▶ Polarité de sortie programmable
- ▶ Contrôle du temps mort pour le mode complémentaire
- ▶ Contrôle manuel de sortie
- ▶ Déclenchement pour les conversions A / D synchronisées

Quadrature Encoder Interface Module Caractéristiques:

- ▶ Phase A, Phase B et Index Entrée d'impulsion
- ▶ Compteur de position 16 / plus haut / bas
- ▶ État de la direction du comptage
- ▶ Mode de mesure de position (x2 et x4)
- ▶ Filtres de bruit numériques programmables sur les entrées
- ▶ Mode temporisateur / compteur 16 bits alternatif
- ▶ Interruption sur le roulement / contre-courant du compteur de position

Caractéristiques analogiques:

- ▶ Convertisseur Analog-to-Digital 10 bits 1 Msps (A / D)
- ▶ Conversion A / D disponible pendant le sommeil et le ralenti
- ▶ 4 Canaux échantillonneur/bloqueur.
- ▶ Options de séquençage de plusieurs conversions

Caractéristiques particulières du microcontrôleur:

- ▶ Mémoire de programme Flash améliorée:
 - 10 000 cycles d'effacement / écriture (min.) Pour la gamme de température industrielle, 100K (typique)
- ▶ Mémoire EEPROM:
 - 100 000 cycles d'effacement / écriture (min.) Pour la plage de température industrielle, 1M (typique)
- ▶ Auto-reprogrammable sous contrôle logiciel
- ▶ Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) et Oscillator Start-up Timer (OST)
- ▶ Temporisateur de Watchdog flexible (WDT) avec oscillateur RC à faible puissance sur puce pour un fonctionnement fiable
- ▶ Fonctionnement du moniteur d'horloge anti-défaillance
- ▶ Détecte l'échec de l'horloge et commute à l'oscillateur RC basse puissance sur puce
- ▶ Protection programmable du code
- ▶ Programmation en série in-circuit™ (ICSP™)
- ▶ Détection Brown-out programmable et réinitialisation de génération
- ▶ Modes de gestion de l'alimentation sélectionnables
 - Modes Sleep, Idle et AlternateClock

Technologie CMOS:

- ▶ Technologie Flash à faible puissance et haute vitesse
- ▶ Large plage de tension de fonctionnement (2,5 V à 5,5 V)
- ▶ Gammes de température industrielles et étendues
- ▶ Basse consommation énergétique

MODULE PWM DE CONTRÔLE MOTEUR

Ce module simplifie la tâche consistant à générer des sorties multiples et synchronisées à impulsions modulées par impulsion (PWM). En particulier, le module PWM prend en charge les applications de commande de puissance et de mouvement suivants:

- ✓ Moteur à induction triphasé à courant alternatif
- ✓ Moteur à Réductance Variable (MRV)
- ✓ Moteur CC sans balais (BLDC)
- ✓ Alimentation sans coupure (UPS)

Le module PWM présente les caractéristiques suivantes:

- 6 broches E / S PWM avec 3 générateurs de cycle de service
- Jusqu'à 16 bits de résolution
- Les changements de fréquence PWM "à la volée"
- Modes de sortie alignés et alignés au centre
- Mode de génération d'impulsions simples
- Interrompre le support des mises à jour asymétriques en mode Alignement centralisé
- Commande de dépassement de sortie pour le fonctionnement du moteur à commutation électrique (ECM)
- Comparateur «événement spécial» pour planifier d'autres événements périphériques
- Les broches de défaut pour éventuellement entraîner chacune des broches de sortie PWM à un état défini.

Ce module contient 3 générateurs de cycle de service, numérotés de 1 à 3. Le module comporte 6 broches de sortie PWM numérotées PWM1H / PWM1L via PWM3H / PWM3L. Les six broches d'E / S sont regroupées en paires numérotées haute / basse, notées respectivement par le suffixe H ou L. Pour les charges complémentaires, les broches PWM faibles sont toujours le complément de la broche d'E / S haute correspondante. Le module PWM permet plusieurs modes de fonctionnement bénéfiques pour des applications de contrôle de puissance spécifiques. ("dsPIC30F4011/4012 Data Sheet 16-Bit Digital Signal Controllers," 2017)

Période PWM

PTPER est un registre de 15 bits et sert à définir la période de comptage pour la base de temps PWM. PTPER est un registre à double buffer. Le contenu du tampon PTPER est chargé dans le registre PTPER aux instants suivants:

- Modes Free-Running et Single-Shot: Lorsque le registre PTMR est réinitialisé à zéro après une correspondance avec le registre PTPER.
- Modes continus Up / Down Count: Lorsque le registre PTMR est nul.

La valeur retenue dans le buffer PTPER est automatiquement chargée dans le registre PTPER lorsque la base temporelle PWM est désactivée (PTEN = 0). La période PWM peut être déterminée en utilisant l'équation: $TPWM = T_{CY} \cdot (PTPER + 1) \cdot PTMR \text{ Prescale Value}$.

Si la base de temps PWM est configurée pour l'un des modes Continuous Up / Down Count, la période PWM est fournie par l'équation du mode d'alignement centré :

$$TPWM = T_{CY} \cdot 2 \cdot (PTPER + 1) \cdot PTMR \text{ Prescale Value}$$

La résolution maximale (en bits) pour un oscillateur de dispositif donné et la fréquence PWM peut être déterminée à l'aide de l'équation: $resolution = \frac{\log(2 \cdot T_{pwm} / T_{cy})}{\log(2)}$

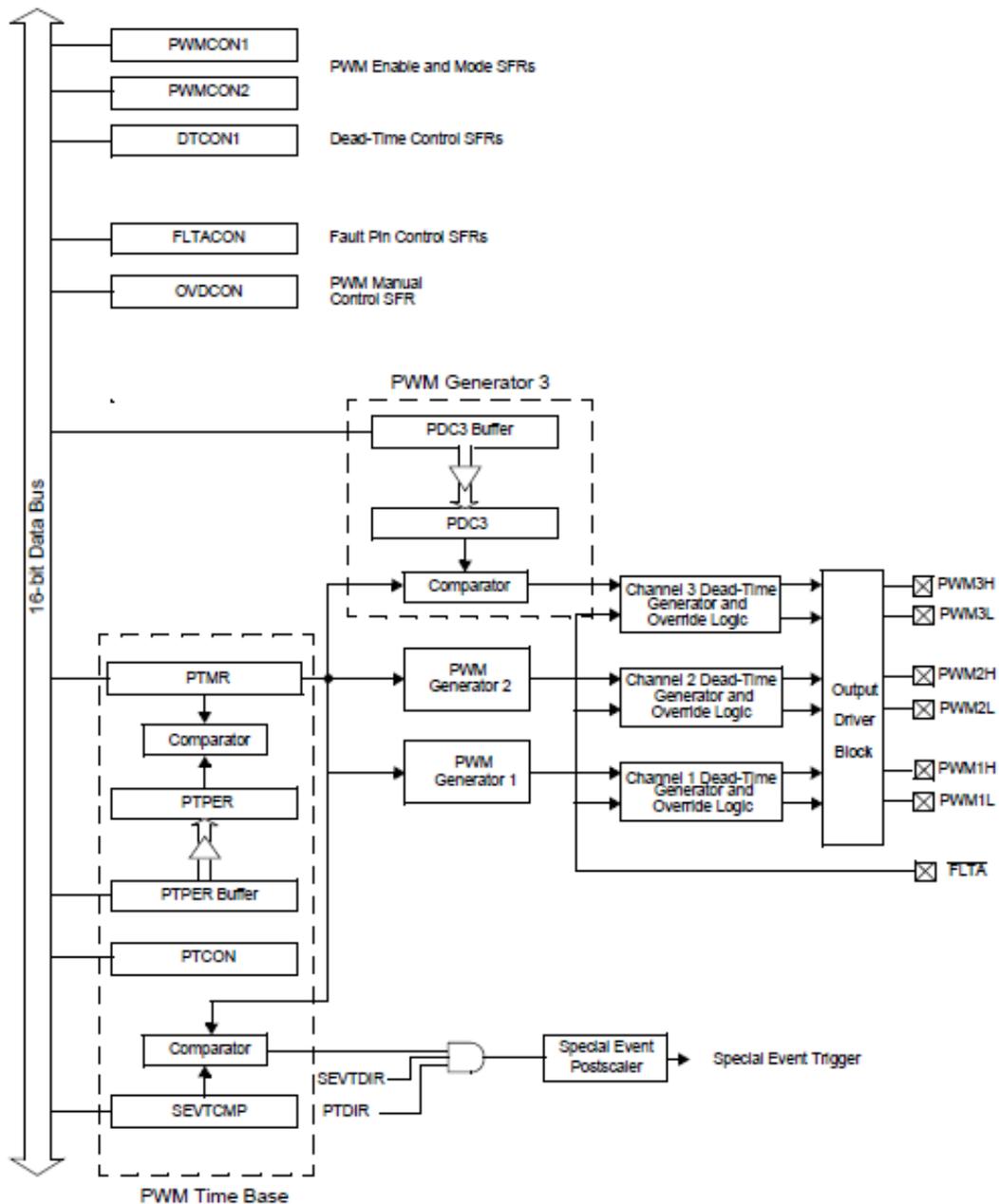


Figure A.6: Diagramme du module PWM

PWM Centrée

Les signaux PWM alignés au centre sont générés par le module lorsque la base de temps PWM est configurée en mode Continu / Up Count. La sortie de comparaison PWM est conduite à l'état actif lorsque la valeur du registre du cycle de service correspond à la valeur de PTMR et que la base de temps PWM comptent vers le bas (PTDIR = 1). La sortie de comparaison PWM est conduite à l'état inactif lorsque la base de temps PWM comptent vers le haut (PTDIR = 0) et que la valeur dans le registre PTMR correspond à la valeur du rapport de service. Si la valeur dans un registre de cycle de service particulier est nulle, la sortie sur la broche PWM correspondante sera inactive pour toute la période PWM. En outre, la sortie sur la broche PWM sera active pour toute la période PWM si la valeur dans le registre cyclique est égale à la valeur retenue dans le registre PTPER. ("dsPIC30F4011/4012 Data Sheet 16-Bit Digital Signal Controllers," 2017)

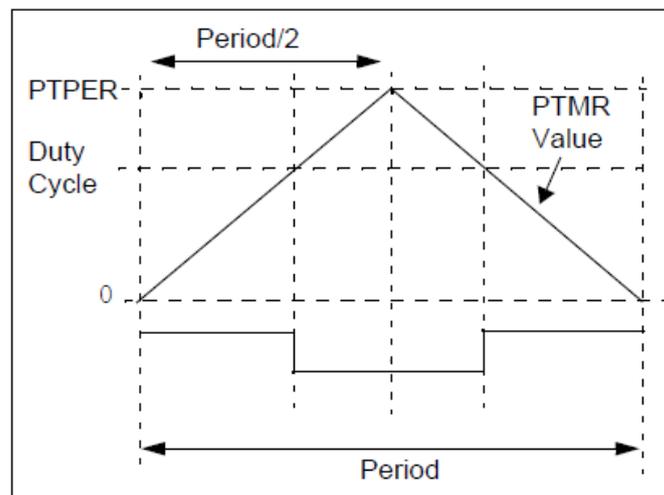


Figure A.7:PWM CENTRE

Opération complémentaire de PWM

Dans le mode de fonctionnement complémentaire, chaque paire de sorties PWM est obtenue par un signal PWM complémentaire. Un temps mort peut être éventuellement inséré pendant la commutation du périphérique lorsque les deux sorties sont inactives pendant une courte période.

En mode complémentaire, les unités de comparaison du cycle de service sont affectées aux sorties PWM comme suit:

- Contrôle du registre PDC1 Sorties PWM1H / PWM1L
- Contrôle du registre PDC2 Sorties PWM2H / PWM2L
- Contrôle du registre PDC3 Sorties PWM3H / PWM3L

Le mode complémentaire est sélectionné pour chaque paire PWM d'E / S en effaçant le bit PTMODx approprié dans le SFR PWMCON1. Les broches E / S PWM sont définies en mode

complémentaire par défaut lors d'une réinitialisation de l'appareil. ("dsPIC30F4011/4012 Data Sheet 16-Bit Digital Signal Controllers," 2017)

Notation Q12 :

Le principe de Q12 est de laisser 12 bits pour la partie fractionnaire et 4 bits pour l'entier

X X X X . XXXX XXXX XXXX
↑
2² 2¹ 2⁰ 2⁻¹ 2⁻² 2⁻¹²

Bit de signe

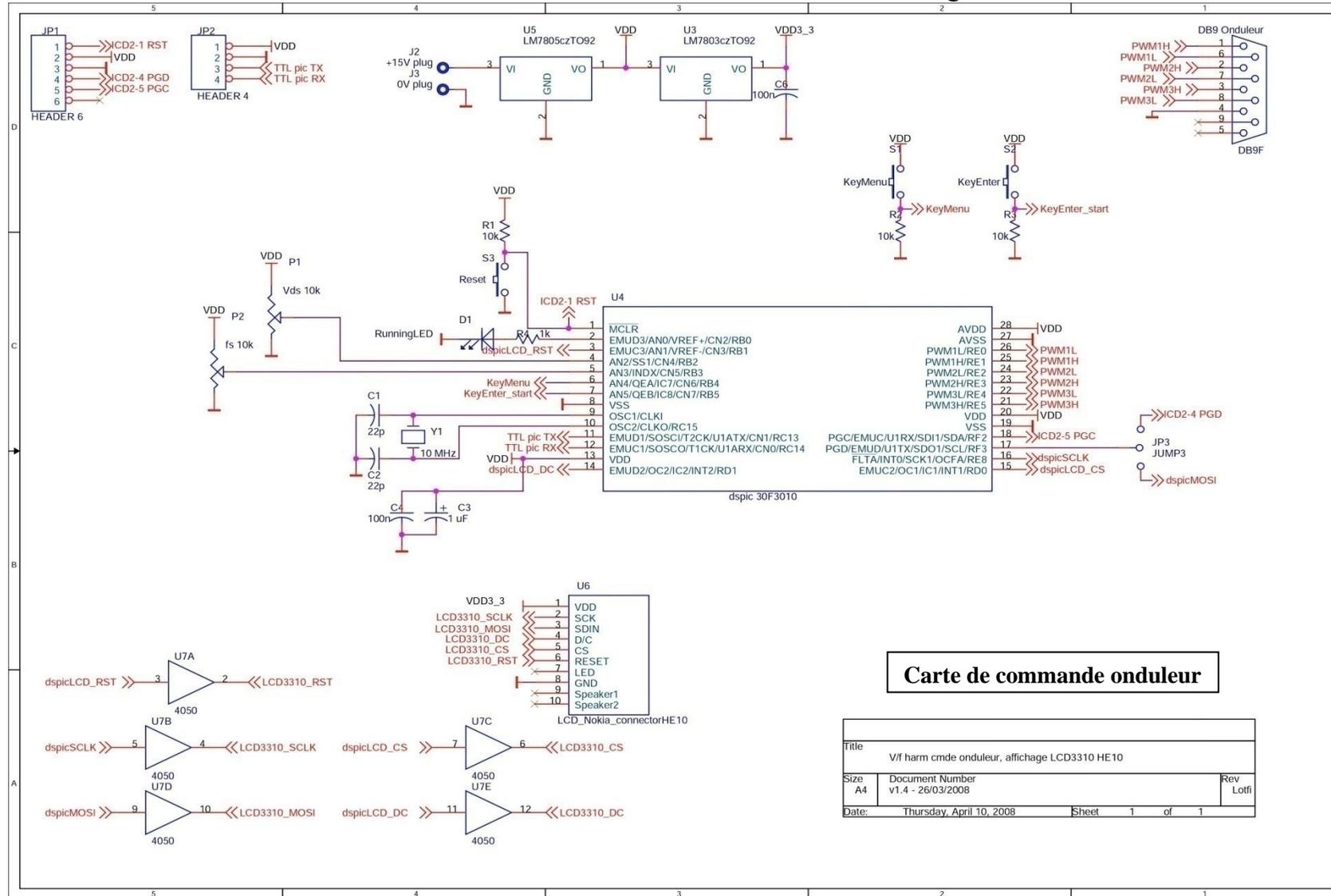
Le plus grand chiffre positif en Q12: $32767/4096 = 7.999$

Le plus petit chiffre négatif en Q12: $-32768/4096 = -8$

Donc $Ur \in [-8, 7.999]$

Sur MPLAB les multiplication Q12 s'écrivent sous la forme **`__builtin_mulss(opr1,opr2)>>12`**

ANNEXE C : DOCUMENTATION TECHNIQUE



Onduleur triphasé du laboratoire

SEMISTACK - IGBT



SEMITRANS Stack¹⁾

Three-phase rectifier + inverter with brake chopper

**SEMITEACH - IGBT
SKM 50 GB 123D
SKD 51
P3/250F**

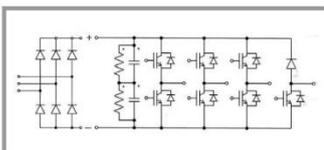
Features

- Multi-function IGBT converter
- Transparent enclosure to allow visualization of every part
- IP2x protection to minimize safety hazards
- External banana/BNC type connectors for all devices
- Integrated drive unit offering short-circuit detection/cut-off, power supply failure detection, interlock of IGBTs + galvanic isolation of the user
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

- Education: One stack can simulate almost all existing industrial applications:
 - 3-phase inverter+brake chopper
 - Buck or boost converter
 - Single phase inverter
 - Single or 3-phase rectifier

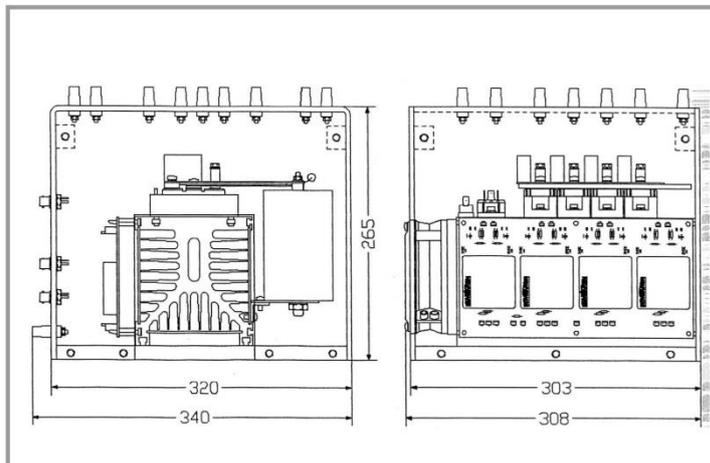
¹⁾ Photo non-contractual



B6U + B6CI + E1CIKF

Circuit	I_{rms} (A)	V_{ac} / V_{dcmax}	Types
B6CI	30	440 / 750	SEMITEACH - IGBT

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms}	no overload IGBT - 4x SKM 50 GB 123D	30	A
V_{CES}	$I_c = 50A, V_{GE} = 15V, \text{chip level}; T_j = 25(125)^\circ C$	1200	V
$V_{CE(SAT)}$		2,7 (3,5)	V
V_{GES}		± 20	V
I_c	$T_{case} = 25 (80)^\circ C$	50 (40)	A
I_{CM}	$T_{case} = 25 (80)^\circ C; t_p = 1ms$	100 (80)	A
$V_{in(max)}$	Rectifier - 1x SKD 51/14		
	without filter with filter	3 x 480 3 x 380	V V
C_{equiv} V_{DCmax}	DC Capacitor bank - Electrolytic 2x 2200 μF /400V	1100 / 800	$\mu F / V$
	total equivalent capacitance max. DC voltage applied to the capacitor bank	750	V
Power supply Current consumption	Driver - 4x SKHI 22	0 / 15	V
	max; per driver	16	mA
Thermal trip	Normally Open type (NO)	71	$^\circ C$



General dimensions

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Moteur Asynchrone du laboratoire

P	500 W
f	50Hz
p	2
U	400 V Y / 230 V triangle
I	1,8A Y / 3,1 A triangle
n	2830 tr/min



Résumé:

Les onduleurs triphasés sont très utilisés en industrie pour commander des moteurs électriques dans les variateurs de vitesse.

Plusieurs problèmes importants des systèmes de variation de vitesse sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, les ondulations de couple, le bruit acoustique, les surtensions de ligne, les courants de fuite....

Notre travail consiste à étudier une commande MLI à choix multiple et comparer les performances de chacune d'elle. Nous sommes amenée à développer des MLI vectorielle et à élimination d'harmoniques, de les implémenter sur dsPIC.

Ces MLI sont comparés, avec une MLI calculée, en simulation sous Matlab, en regardant le taux de distorsion harmonique THD et la qualité du signal de la tension et du courant absorbé par une charge RL et par un MAS triphasés.

Une validation expérimentale des trois techniques de MLI sur ces charges est également conduite sur dsPIC.

Mots clés: MLI, PWM, SPWM, SVPWM, Harmoniques, THD, MAS, dsPIC

Abstract:

Three-phase inverters are widely used in industry to control electric motors in variable speed drives.

Several important problems of variable speed drives are related to PWM: inverter switching losses, torque ripple, acoustic noise, line surges, leakage currents

Our work consists of studying multiple PWM and compare the performance of each one. We develop Space Vector PWM and harmonics cancellation PWM and implement them on dsPIC.

These PWM are compared with a Sinus PWM using Matlab simulation by looking at the harmonic distortion rate and the signal quality of the voltage and current absorbed by a RL load and a three-phase Induction Motor.

Experiments thanks to an implementation on dsPIC of the three PWM techniques are conducted on these loads.

Keywords: PWM, SPWM, SVPWM, Harmonics, THD, dsPIC