

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



**Mémoire de projet de fin d'études**

Pour l'obtention du diplôme

d'ingénieur d'état en Electrotechnique

**Convertisseur matriciel pentaphasé  
(Etude, réalisation, commande en tension  
avec la carte STM32)**

**Présenté par : - Houssam Eddine GUESSAR  
- Mohamed Lamine BADAoui**

Sous la direction de : E.M.BERKOUK Professeur

& A.BENACHOUR MCB

Présenté et soutenu publiquement le 30/06/2019

**Composition du Jury :**

Président : **T.ZEBBADJI** MCB à l'ENP d'Alger

Examineur **M.O. MAHMOUDI** Professeur à l'ENP d'Alger

Promoteurs : **E.M.BERKOUK** Professeur à l'ENP d'Alger

**& A. BENACHOUR** MCB à l'ESSA d'Alger

Invité : **S.SEKHRI**



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

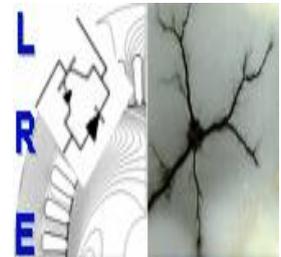
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



**Mémoire de projet de fin d'études**

Pour l'obtention du diplôme

d'ingénieur d'état en Electrotechnique

**Convertisseur matriciel pentaphasé  
(Etude, réalisation, commande en tension  
avec la carte STM32)**

**Présenté par : - Houssam Eddine GUESSAR**

**- Mohamed Lamine BADAoui**

Sous la direction de : E.M.BERKOUK Professeur

& A.BENACHOUR MCB

Présenté et soutenu publiquement le 30/06/2019

**Composition du Jury :**

Président : **T.ZEBBADJI**

MCB à l'ENP d'Alger

Examineur **M.O. MAHMOUDI**

Professeur à l'ENP d'Alger

Promoteurs : **E.M.BERKOUK**

Professeur à l'ENP d'Alger

**& A. BENACHOUR**

MCB à l'ESSA d'Alger

Invité : **S.SEKHRI**

## ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا الموضوع هو دراسة وتطبيق التحكم الشعاعي SVM على موج مصفوفي خماسي الطور (IMC). بدأنا دراستنا بتقديم نبذة عن الموجات المصفوفية و تعميمات عن مختلف أشكالها. بعد ذلك، قمنا بمحاكاة تقنيتي (PWM) و (PWM) مع حقن التوافقي الخامس المطبقتين على الموج خماسي الطور (onduleur) ثم تمت محاكاة طريقتين للتحكم الشعاعي (SVM) على الموج المصفوفي وتم الحصول على نتائج المحاكاة وتقديمها. في الخطوة التالية، تم تقديم دراسة لأجزاء STM32F4-Discovery المستخدمة في الدراسة التطبيقية. الجزء الأخير من هذا العمل يتمحور حول التنفيذ التطبيقي للموج المصفوفي خماسي الطور و التحقق التجريبي من النتائج و المقارنة بين تقنيات التحكم المدروسة.

## الكلمات المفتاحية:

التحكم الشعاعي (SVM), الموج المصفوفي (IMC), STM32F4-Discovery, تعديل عرض النبضات (PWM)

## Abstract:

The main objective of this project is to study and realize the SVM modulation applied to the five phase matrix converter (IMC). We began our study with generalizations about matrix converters, then PWM, PWM with 5th harmonic injection, SVM two vectors and SVM three vectors were applied to a five phase inverter, then, these two type of SVM modulation were applied to the indirect five phase matrix converter. Simulation results were obtained and presented. In what follows, an appropriate study on the STM32F4 board used in the implementation has been carried out. The last part of this work was reserved for the practical realization then the experimental validation of the results and the comparison between the different modulation techniques studied.

## Key words:

Vector modulation (SVM), indirect matrix converter (IMC), STM32F4-Discovery, pulse width modulation (PWM).

## Résumé :

L'objectif principal de ce projet est d'étudier et réaliser la modulation SVM appliquée au convertisseur matriciel pentaphasé (IMC). Notre étude a été entamée par des généralités sur les convertisseurs matriciels, ensuite, on a appliqué les techniques PWM, PWM avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique, SVM deux vecteurs et SVM 4 vecteurs à un onduleur pentaphasé, puis les deux types de la SVM ont été appliqués au convertisseur matriciel pentaphasé indirect. Des résultats de simulation ont été obtenus et présentés. Ensuite, une étude appropriée sur la carte STM32F4 utilisée dans l'implémentation a été effectuée. La dernière partie de ce travail a été réservée à la réalisation pratique, la validation expérimentale des résultats ainsi que la comparaison entre les différentes techniques de modulation étudiées.

## Mots clés :

Modulation vectorielle (SVM), convertisseur matriciel (IMC), STM32F4-Discovery, modulation avec largeur d'impulsion (PWM)

## Remerciements

Nous remercions Allah, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.

Nous souhaitons exprimer nos profonde gratitude et nos sincères remerciements à nos encadreurs Pr **E.M BERKOUK** et Dr **A. BENACHOUR** de nous avoir confié ce sujet, de leur patience et de leur aide précieuse qu'ils nous ont toujours fournies jusqu'à la fin de ce travail.

Nous remercions aussi Akhina **S.SEKHRI** pour son soutien et aide.

Nous tenons également à remercier :

Dr **T.ZEBBADJI** , MCB à l'Ecole Nationale Polytechnique, qui nous a fait l'honneur de présider le jury, et de ces conseils précieux qu'il nous a offert durant ses cours de classe. Nos remerciements vont également au membre du jury **M.O.MAHMOUDI** qui nous a fait l'honneur d'y participer et pour l'intérêt qu'il nous a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, sans avoir oublié nos cours précieux de l'Electronique de Puissance.

Nous remercions vivement tous les enseignants d'électrotechnique, nous citons surtout notre chef de département **Pr. Rachid IBTIOUEN**.

Finalement, nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidé, de près ou de loin, dans nos cursus.

# **Table des matières**

## TABLE DES MATIERES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

LISTE DES SYMBOLES

Introduction Generale .....	16
Chapitre 1. Generalites Et Etat De L'art Sur Les Convertisseurs Matriciels.....	19
1.1 INTRODUCTION .....	19
1.2 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL DIRECT.....	19
1.3 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL A DOUBLE ETAGE .....	20
1.3.1 <i>Le Convertisseur Matriciel Indirect</i> .....	22
1.3.2 <i>Le Convertisseur Matriciel Sparse</i> .....	22
1.3.3 <i>Le Convertisseur Matriciel Very-Sparse</i> .....	23
1.3.4 <i>Le Convertisseur Matriciel Ultra-Sparse</i> .....	23
1.3.5 <i>Le Convertisseur Matriciel A Etage Inverseur</i> .....	24
1.4 CONCLUSION .....	25
Chapitre 2. Commande D'un Convertisseur Matriciel Pentaphase.....	27
2.1 INTRODUCTION .....	27
2.2 COMMANDE DE L'ETAGE REDRESSEUR PAR LA MODULATION VECTORIELLE.....	27
2.3 COMMANDE DE L'ETAGE ONDULEUR.....	30
2.3.1 <i>Modulation De Largeur D'impulsion Mli (Pwm)</i> .....	30
2.3.1.1 <i>Modulation De Largeur D'impulsion Pwm Triangulo-Sinusoïdale</i> .....	30
2.3.1.2 <i>Modulation De Largeur D'impulsion Pwm Avec Injection Du Cinquieme Harmonique</i> .....	32
2.3.2 <i>Modulation Vectorielle (Svm)</i> .....	35
2.3.2.1 <i>La Modulation Vectorielle (Svm) A 2 Vecteurs Actifs</i> .....	40
A) <i>Synchronisation Entre Les Deux Etages</i> .....	44
B) <i>Etats De Commutations</i> .....	45
Etats De Commutations De L'onduleur Pour Deux Vecteurs :.....	45
C) <i>Simulation Numerique De L'imc</i> .....	48
2.3.2.2 <i>La Modulation Vectorielle (Svm) A 4 Vecteurs Actifs</i> .....	52
A) <i>Synchronisation Entre Les Deux Etages</i> .....	55
B) <i>Etats De Commutations</i> .....	56
Etats De Commutations De L'onduleur Pour 4 Vecteurs Actifs:.....	56
C) <i>Simulation Numerique De L'imc</i> .....	59
2.4 COMPARAISON ENTRE LES COURBES DE REGLAGE ET THD POUR L'ONDULEUR.....	63
2.5 COMPARAISON ENTRE LES COURBES DE REGLAGE ET THD POUR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL.....	63
2.6 CONCLUSION .....	64
Chapitre 3. STM32F4-Discovery .....	66
3.1 INTRODUCTION .....	66
3.2 LES INTERRUPTIONS.....	66
3.3 LES PORTS D'ENTREE/SORTIE GPIO .....	67
3.4 CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE ADC .....	67
3.5 LES TIMERS .....	69
3.5.1 <i>Les Principaux Registres Des Timers</i> .....	69
3.5.2 <i>Les Types De Comptage</i> .....	70

3.5.3	<i>Synchronisation</i> .....	71
3.5.4	<i>Module Pwm</i> .....	72
3.5.5	<i>Temps Mort</i> .....	73
3.6	AVANTAGES DE LA STM32-DISCOVERY PAR RAPPORT NOTRE TRAVAIL.....	74
3.7	LA STRUCTURE DU PROGRAMME .....	74
3.8	CONCLUSION .....	76
Chapitre 4.	Realisation Pratique Et Resultats Experimentaux .....	78
4.1	INTRODUCTION .....	78
4.2	PROTOTYPE DE L'ONDULEUR.....	78
4.2.1	<i>Implementation De La Svm Appliquee A L'onduleur</i> .....	79
4.2.2	<i>Presentation Des Resultats</i> :.....	80
4.2.2.1	La Technique Pwm Triangulo-Sinusoïdale: .....	80
4.2.2.2	La Technique Pwm Avec Injection Du 5 <sup>eme</sup> Harmonique .....	83
4.2.2.3	La Technique De Modulation Vectorielle Svm A 2 Vecteurs .....	86
4.2.2.4	La Technique De Modulation Vectorielle A 4 Vecteurs .....	88
4.2.2.5	Test Sur Une Machine .....	91
4.3	PROTOTYPE DE CONVERTISSEUR MATRICIEL :.....	92
4.3.1	<i>La Partie Puissance</i> .....	93
4.3.2	<i>La Partie Interface Commande-Puissance</i> .....	94
4.3.3	<i>Les Circuits De Mesure</i> :.....	98
4.3.4	<i>Protections</i> .....	98
4.3.5	<i>Implementation De La Commande Svm Appliquee A L'imc</i> .....	99
4.3.6	<i>Presentation Des Resultats</i> .....	99
4.3.6.1	La Technique De Modulation Vectorielle A 2 Vecteurs .....	99
4.3.6.2	La Technique De Modulation Vectorielle A 4 Vecteurs .....	103
4.3.6.3	Test Sur Une Machine .....	105
4.4	CONCLUSION .....	106
Conclusion Generale Et Perspectives .....		108
References Bibliographiques .....		111
Annexe 1	114	
Annexe 2	114	
□	<i>Designation Et Caracteristiques</i> .....	114
A)	<i>Presentation De La Carte</i> .....	115
B)	<i>Architecture Du Microprocesseur</i> .....	116

# Liste des tableaux

## **LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 1.1 : Comparaison Entre Les Differentes Topologies .....	25
Tableau 2.1 : Etats Possibles De L'etage Redresseur.....	28
Tableau 2.2: Les Tensions De Sorties Par Rapport Au Neutre (N) De La Charge .....	39
Tableau 2.3 : Vecteurs Des Tensions De Sortie Du Convertisseur Dans Les Deux Plans.....	40
Tableau 3.1: Timers Inclus Dans La Stm32 Et Leurs Types .....	69

# Liste des figures

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Convertisseur Statique .....	19
Figure 1.2: Convertisseur Matriciel Direct .....	20
Figure 1.3: Differentes Topologies Du Convertisseur Matriciel A Double Etage.....	20
Figure 1.4: Convertisseur Matriciel A Double Etage .....	21
Figure 1.5: Differents Montages Des Interrupteurs Bidirectionnels .....	21
Figure 1.6: Convertisseur Matriciel Indirect.....	22
Figure 1.7: Convertisseur Matriciel Sparse .....	23
Figure 1.8: Convertisseur Matriciel Very-Sparse.....	23
Figure 1.9: Convertisseur Matriciel Ultra-Sparse .....	24
Figure 1.10: Convertisseur Matriciel A Etage Inverseur .....	24
Figure 2.1: Etage Redresseur .....	28
Figure 2.2 : (A) Vecteurs De Courants D'entree (B) Vecteur Courant De Reference Synthetise .....	29
Figure 2.3 : La Tension Redressee Et Sa Moyenne .....	30
Figure 2.4 : Principe De La Technique Pwm Triangulo-Sinusoidale .....	31
Figure 2.5 : Generation Des Signaux De Commande Avec La Methode Pwm Triangulo-Sinusoidale .....	31
Figure 2.6: (A) Tension De Sortie Et (B) Son Spectre D'harmonique .....	32
Figure 2.7: (A) Courbe De Reglage, (B) Courbe De Thd En Fonction Du Taux De Modulation .....	32
Figure 2.8: Principe De La Technique Pwm Triangulo-Sinusoidale Avec Injection Du Cinquieme Harmonique .....	33
Figure 2.9: Pwm Avec Injection Du Cinquieme Harmonique .....	34
Figure 2.10: (A) Et (B) Tension Simple De Sortie $V_{sa}$ Et Son Spectre D'harmonique .....	34
Figure 2.11: (A) La Courbe De Reglage, (B) Variation De Thd En Fonction Du Taux De Modulation Et De La Frequence .....	35
Figure 2.12 : Structure De L'onduleur Pentapase A Deux Niveaux .....	36
Figure 2.13 : Etats Possibles D'un Bras De L'onduleur A Deux Niveaux.....	37
Figure 2.14: Vecteurs De Reference Dans Le Plan A-B      Figure 2.15: Vecteurs De Reference Dans Le Plan X-Y .....	40
Figure 2.16: Vecteur Tension De Reference Et Sa Projection.....	41
Figure 2.17: (A) Et (B) Tension Simple De Sortie Et Tension De Reference Et Son Spectre D'harmonique, (C) Et (D) Tension De Sortie Par Rapport Au Neutre Du Point Milieu, (E) Et (F) Courant De Sortie Et Son Spectre D'harmonique .....	42
Figure 2.18: (A) Courbe De Reglage, (B) Variation De Thd En Fonction Du Taux De Modulation Et De La Frequence .....	43
Figure 2.19: Calcul De $V_{max}$ .....	43
Figure 2.20: Synchronisation Entre Les Deux Etages Cas De Svm 2 Vecteurs .....	44
Figure 2.21: Etats Des Interrupteurs De L'onduleur Pour Les Differents Secteurs Cas De Svm A 2 Vecteurs.....	47
Figure 2.22: (A) Et (B) Tension De Reference Et Tension De Sortie $V_{sa}$ Et Son Spectre Harmonique Pour $R = 0.87$ Et $F = 50$ Hz, (C) Et (D) $R = 0.3$ Et $F = 50$ Hz, (E) Et (F) $R = 0.87$ Et $F = 25$ Hz, (G) Et (H) $R = 1.2$ $F = 25$ Hz.....	49
Figure 2.23: (A) Et (B) Courant De Sortie Et Son Spectre D'harmonique, (C) Et (D) Courant D'entree Et Son Spectre D'harmonique .....	49
Figure 2.24: Tension D'entree Et Courant D'entree .....	50
Figure 2.25: (A) Courbe De Reglage, (B) Variation De Thd En Fonction Du Taux De Modulation Et De La Frequence .....	51
Figure 2.26: Principe De La Svm Avec Quatre Vecteurs Actifs .....	53

Figure 2.27: : (A) Et (B) Tension Simple De Sortie Et Tension De Reference Et Son Spectre D'harmonique , (C) Et (D) Courants De Sortie Et Leurs Spectres Harmoniques .....	54
Figure 2.28: (A) Variation De Thd En Fonction Du Taux De Modulation Et De La Frequence, (B) Courbe De Reglage .....	54
Figure 2.29: Synchronisation Entre Les Deux Etages Cas De Svm A 4 Vecteurs .....	56
Figure 2.30: Etats Des Interrupteurs De L'onduleur Pour Les Differents Secteurs Cas De Svm A 4 Vecteurs .....	59
Figure 2.31: (A) Et (B) Tension De Reference Et Tension De Sortie $V_{sa}$ Et Son Spectre D'harmonique Pour $R = 0.87$ Et $F = 50$ Hz , (C) Et (D) $R = 0.87$ Et $F = 75$ Hz , (E) Et (F) $R = 0.3$ Et $F = 50$ Hz , (G) Et (H) $R = 1.2$ $F = 75$ Hz .....	60
Figure 2.32: (A) Et (B) Courants De Sorties Et Leurs Spectres D'harmoniques, (C) Et (D) Courant D'entree Et Son Spectre D'harmonique .....	61
Figure 2.33: Tension D'entree Et Courant D'entree .....	61
Figure 2.34: (A) Courbe De Reglage , (B) Variation De Thd En Fonction Du Taux De Modulation Et De La Frequence .....	62
Figure 2.35: (A) Courbe De Reglage Pour Les 4 Techniques D'onduleur, (B) Courbe Thd Pour Les 4 Techniques D'onduleur .....	63
Figure 2.36: (A) Courbe De Reglage Pour Les Deux Methodes Du Convertisseur Matriciel , (B) Courbe Thd Pour Les Deux Methodes Du Convertisseur Matriciel .....	64
Figure 3.1: Schema Du Principe D'interruption .....	66
Figure 3.2: Exemple De Demande D'interruption Par Le Timer 5 (Irq) Au Debut De La Periode .....	67
Figure 3.3: Prototype De L'adc .....	68
Figure 3.4: Schema D'un Adc .....	68
Figure 3.5: Les Differents Modes .....	70
Figure 3.6: Diagramme De Comptage Pour Les Differents Modes (Psc= 1, Arr = 3) .....	71
Figure 3.7: Synchronisation En Mode Cascade .....	71
Figure 3.8: Synchronisation En Mode Parallele .....	72
Figure 3.9: Synchronisation En Mode Declencheur Externe .....	72
Figure 3.10: Signal De Sortie Oc1 .....	73
Figure 3.11: Le Temps Mort .....	74
Figure 3.12: Structure Du Programme .....	75
Figure 4.1: Banc D'essai De L'onduleur .....	79
Figure 4.2: Schema D'implementation De La Svm Appliquee A L'onduleur .....	79
Figure 4.3: Tensions De Sortie (A) $F = 25$ Hz Et $R = 0.5$ , (B) $F = 25$ Hz Et $R = 1$ , (C) $F = 50$ Hz Et $R = 1.1$ Et (D) Son Spectre D'harmonique Cas De Pwm Triangulo-Sinusoidale ..	81
Figure 4.4: Comparaison De La Tension De Sortie Pour Deux Frequences D'echantillonnage Cas De Pwm Triangulo-Sinusoidale .....	81
Figure 4.5: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas De Pwm Triangulo-Sinusoidale .....	82
Figure 4.6: Comparaison Entre Les Resultats Pratiques Et Theoriques Cas De Pwm Triangulo-Sinusoidale .....	82
Figure 4.7: Tensions De Sortie Pour (A) $F=50$ Hz Et $R = 1.1$ , (B) $F=25$ Hz Et $R = 1.1$ , (C) $F=25$ hz Et $R=0.5$ Et (D) Son Spectre D'harmonique Cas Pwm Avec Injection Du 5eme Harmonique .....	84
Figure 4.8: Comparaison De La Tension De Sortie Pour Deux Frequences D'echantillonnage Cas De Pwm Injection 5eme Harmonique .....	84
Figure 4.9: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas Pwm Avec Injection Du 5eme Harmonique .....	85
Figure 4.10: Comparaison Entre Les Resultats Pratiques Et Theoriques Cas Pwm Avec Injection Du 5eme Harmonique .....	85
Figure 4.11: Tensions De Sortie Pour (A) $F = 25$ Hz Et $R = 1$ , (B) $F = 50$ Hz, $R = 0.8$ , (C) $F=50$ Hz Et $R = 1.2$ Et (D) Son Spectre D'harmonique Cas Svm 2 Vecteurs .....	86

Figure 4.12: Tensions Entre Phases Adjacent Et Non Adjacent Pour $R = 1$ Et $F = 75$ Hz Cas Svm 2 Vecteurs.....	87
Figure 4.13: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas Svm 2 Vecteurs.....	87
Figure 4.14: Comparaison Entre Les Resultats Pratiques Et Theoriques Cas Svm 2 Vecteurs	88
Figure 4.15: Tensions De Sortie Pour (A) $F = 25$ Hz Et $R = 0.8$ , (B) $F = 50$ Hz Et $R = 0.8$ , (C) $F = 50$ Hz Et $R = 1.2$ Avec (D) Son Spectre Cas De Svm 4 Vecteurs .....	89
Figure 4.16: Tension Entre Phases Adjacent Et Non Adjacent Pour $R = 1$ Et $F = 75$ Hz Cas De Svm 4 Vecteurs.....	89
Figure 4.17: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas De Svm 4 Vecteurs.....	90
Figure 4.18: Comparaison Entre Les Resultats Theoriques Et Experimentaux Cas De Svm 4 Vecteurs .....	90
Figure 4.19: Formes De La Tension Et Du Courant D'entree De La Machine .....	91
Figure 4.20: Banc D'essai Du Convertisseur Matriciel.....	92
Figure 4.21: Circuit Integre Hcpl 3120 [14].....	94
Figure 4.22: (A) Schema Et (B) Visualisation 3d Du Circuit D'interfaces Commande Puissance .....	95
Figure 4.23: Circuit Opto-Coupleur Driver Pour Redresseur [8] .....	95
Figure 4.24: Circuit Opto-Coupleur Driver Pour Onduleur [8] .....	96
Figure 4.25: Circuit D'alimentation Du Driver [8].....	96
Figure 4.26: Le Circuit D'adaptation .....	97
Figure 4.27: Schema De Circuit D'adaptation.....	97
Figure 4.28: Le Signal D'entree Et Le Signal De Sortie De Circuit .....	98
Figure 4.29: Capteur De Courant [15].....	98
Figure 4.30: Capteur De Tension [16].....	98
Figure 4.31: Schema D'implementation De La Svm Appliquee A L'imc .....	99
Figure 4.32: Tension Et Courant D'entree.....	100
Figure 4.33: Tensions De Bus (Up Et Un) Pour Une Frequence De Commutation De (A) $5=$ Khz, (B) $10=$ Khz Et (C) La Tension De Bus $U_{pn}$ .....	101
Figure 4.34: Tensions De Sortie Pour (A) $F = 25$ Hz Et $R = 0.8$ , (B) $F = 25$ Hz Et $R = 1.2$ , (C) $F=50$ Hz Et $R = 0.8$ Avec (D) Son Spectre D'harmonique Cas De Svm 2 Vecteurs .....	102
Figure 4.35: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas De Svm 2 Vecteurs.....	103
Figure 4.36: Comparaison Entre Les Resultats Theoriques Et Experimentaux Cas De Svm 2 Vecteurs .....	103
Figure 4.37: Tensions De Sortie Pour (A) $F = 25$ Hz Et $R = 0.8$ , (B) $F = 25$ Hz Et $R = 1.2$ , (C) $F=50$ Hz Et $R = 0.4$ Avec (D) Son Spectre D'harmonique Cas Svm 4 Vecteurs ...	104
Figure 4.38: (A) Courbe De Reglage (B) Thd Cas De Svm 4 Vecteurs.....	105
Figure 4.39: Comparaison Entre Les Resultats Theoriques Et Experimentaux Cas De Svm A 4 Vecteurs .....	105
Figure 4.40: Formes De La Tension Et Le Courant D'entree De La Machine Cas De Svm 4 Vecteurs .....	106
Figure A.1: Differents Composants De La Carte Stm32f4-Discovery.....	116

# Liste des symboles

## Liste des symboles

**IMC** : Convertisseur Matriciel indirect

**V<sub>DC</sub>** : Tension de bus continu

**$\theta$**  : angle de référence

**m<sub>v</sub>** : indice de modulation.

**r** : taux de modulation (ratio de tension).

**THD%** : Taux de distorsion.

**PWM** : Pulse Width Modulation.

**SVM** : space vector modulation.

**IGBT**: Insulated Gate Bipolar Transistor.

**RBIGBT** : Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor.

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et la fréquence de l'onde électrique.

L'utilisation de ces convertisseurs est de plus en plus importante en industrie dans divers applications comme le chauffage, la traction électrique ferroviaire, les énergies renouvelables, le soudage électrique [1].

Au cours des années précédentes, les convertisseurs indirects étaient les premiers convertisseurs d'énergie, utilisées pour l'alimentation des moteurs électriques. Toutefois, à cause de leurs encombrements et voluminosités et durée de vie réduite, des grandes recherches ont été faites dans le but de pallier ces problèmes, et trouver d'autres alternatives à ces convertisseurs [2].

Après ces recherches, des convertisseurs à structures matricielles étaient la solution, ils présentent les avantages suivants [1-3]:

- Un encombrement réduit et une grande durée de vie. Ceci est dû à l'absence de circuit intermédiaire DC.
- Une réversibilité fonctionnelle en quatre quadrants
- Un facteur de puissance d'entrée réglable indépendamment de la charge.
- Des signaux d'entrée et de sortie de qualité élevée.

Par contre, ces convertisseurs ont deux inconvénients majeurs qui sont la limitation de ratio de tension, aussi l'influence des perturbations à l'entrée sur leur comportement général [1-3].

Concernant le choix de la technique utilisée pour la commande de différentes structures de convertisseurs étudiées dans notre travail. Premièrement, on a commencé par la commande vectorielle basée sur la SVM permet de contrôler précisément à la fois le flux et le couple des moteurs électriques, en commandant indépendamment la tension et la fréquence [4].

De plus, on a basé sur la commande de largeur d'impulsion PWM qui consiste à générer un signal carré avec un rapport cyclique modulé en fonction d'un signal de commande. Le signal généré peut servir à commander un circuit de puissance, pour générer une onde sinusoïdal. Cette technique est utilisée dans les onduleurs.

Pour comparer entre ces méthodes de commandes, on a choisi d'implémentation ces méthodes (SVM et PWM) pour commander le convertisseur comme but de notre travail. On a choisi la carte de programmation STM32F4 abritant un microcontrôleur 32bits de processeur ARM-CORTEX 32 bits.

Notre travail est divisé en quatre chapitres, il se résume comme suit:

Dans le premier chapitre on va présenter des généralités sur les convertisseurs matriciels, leurs types et leurs structures.

Dans le chapitre suivant, une étude sur la commande du convertisseur matriciel y compris la modulation vectorielle SVM pour les deux étages du convertisseur et la modulation de largeur d'impulsion pour l'étage onduleur vont être présentés suivie d'une simulation

numérique sur l'environnement Simulink/Matlab. Aussi une comparaison entre les méthodes utilisées.

Le chapitre 3 est consacré à la présentation de la carte STM32F4-Discovery et sa structure de programmation. Il va être conclu par la présentation de ses avantages pour justifier notre choix de cette carte.

Dans le dernier chapitre, le prototype du montage réalisé sera présenté ainsi des résultats expérimentaux de l'implémentation de la modulation SVM appliquée au convertisseur matriciel et la modulation SVM et PWM appliquée à l'onduleur à deux niveaux vont être présentés, discutés et comparés avec les résultats obtenus dans les chapitres 2.

Finalement, nous allons conclure par une synthèse du travail effectué avec les principaux résultats obtenus, suivie par des perspectives.

# **Chapitre 1 :**

**Généralités et état de l'art sur les  
convertisseurs matriciels**

# Chapitre 1. GENERALITES ET ETAT DE L'ART SUR LES CONVERTISSEURS MATRICIELS

## 1.1 Introduction

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors ...) permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie comme le montre la figure suivante et parmi ces convertisseurs, les convertisseurs matriciels AC-AC (sorties AC sinusoïdales contrôlables en amplitude et fréquence).

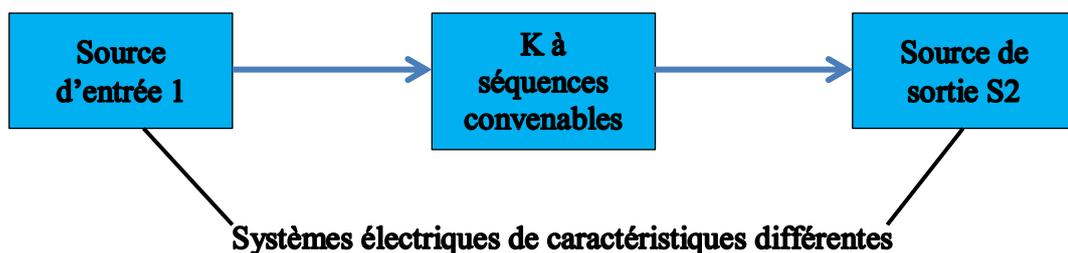


Figure 1.1: Convertisseur statique

En raison de la popularité croissante des moteurs à courant alternatif dans les secteurs industriels et commerciaux, les convertisseurs AC – AC où convertisseurs matriciels sont utilisés dans les applications de variateurs de vitesse pour contrôler la vitesse de rotation et le couple des moteurs à courant alternatif. Les convertisseurs matriciels peuvent être divisés en deux types: les convertisseurs matriciels directs et les convertisseurs matriciels à double étage.

## 1.2 Le convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel direct (AC-AC) est un convertisseur direct de fréquence, il permet d'obtenir un système de tension variable en amplitude et fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel [5-6].

Ce convertisseur donne la possibilité de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée par le biais des interrupteurs bidirectionnels, les états de commutation de ces interrupteurs doivent être déterminés par l'imposition de la tension d'entrée et les courants de sortie.

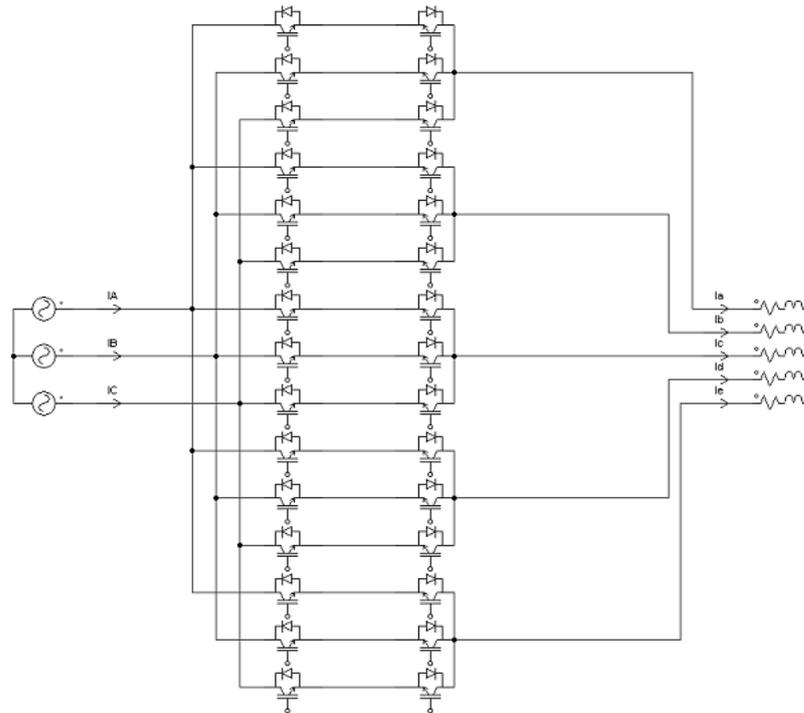


Figure 1.2: Convertisseur matriciel direct

### 1.3 Le convertisseur matriciel à double étage

Le convertisseur matriciel à double étage est une nouvelle topologie du convertisseur matriciel [7]. Il est composé d'une association de deux convertisseurs où deux étages, un étage redresseur qui est totalement commandé (à interrupteurs bidirectionnels) et directement connecté à un l'autre étage qui est l'étage onduleur de tension traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse.

Dans la figure suivante, on représente les cinq différentes topologies du convertisseur matriciel indirect :

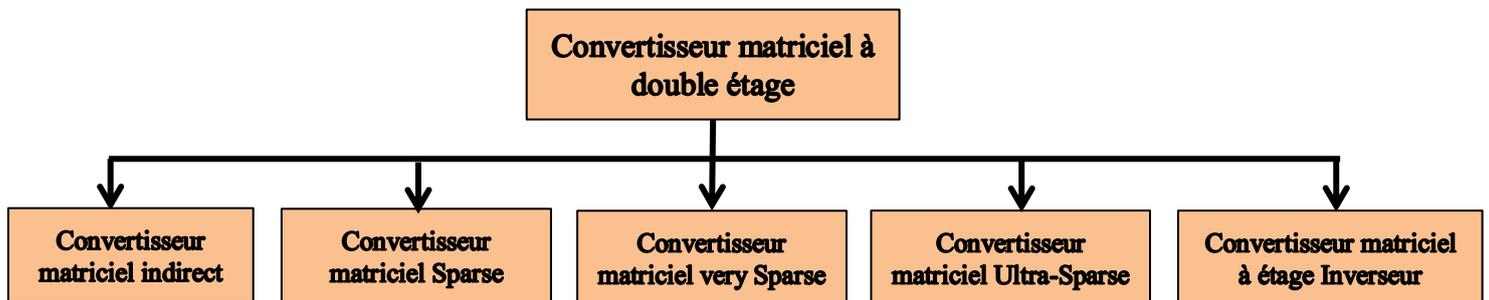
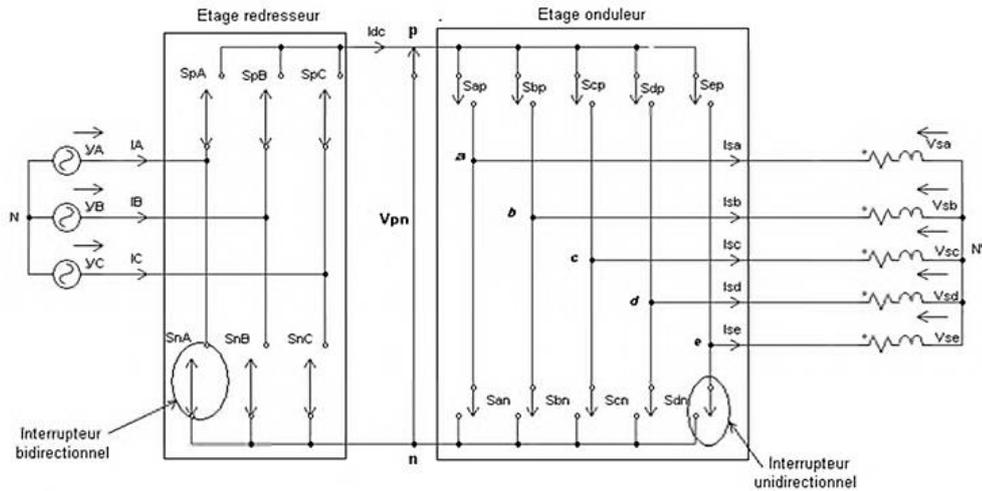
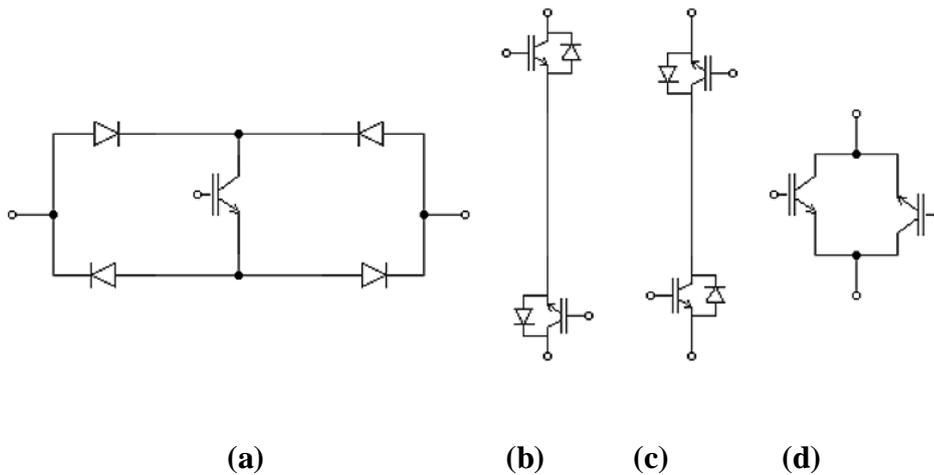


Figure 1.3: Différentes topologies du Convertisseur matriciel à double étage



**Figure 1.4: Convertisseur matriciel à double étage**

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels, c'est-à-dire qui peuvent conduire le courant dans les deux sens et de bloquer des tensions de deux polarités. A l'heure actuelle il n'existe pas d'élément semi-conducteur qui réalise la commutation forcée bidirectionnel, les interrupteurs sont alors réalisés par l'association d'élément semi-conducteur unidirectionnels, les différents montages des interrupteur sont présentés dans la figure (1.5).



**Figure 1.5: Différents montages des interrupteurs bidirectionnels**

- (A) transistor connecté à un pont de diodes.
- (B) montage à émetteurs commun.
- (C) montage à collecteurs commun.
- (D) montage à deux transistors (RBIGBT).

### 1.3.1 Le convertisseur matriciel indirect

Le redresseur est composé de six interrupteurs quatre segments à double commande (à émetteur ou à collecteur commun)[5-7]. Ces interrupteurs permettent d'opérer avec un courant positif ou négatif, acceptant ainsi une réversibilité de puissance.

Dans le redresseur, deux transistors et deux diodes conduisent en chaque instant. Cette première topologie présentée sur la figure 1.6 génère moins de pertes par conduction par rapport aux topologies suivantes, d'autre part elle nécessite un plus grand nombre de transistors. Les topologies suivantes ont été proposées afin de réduire le nombre de composants commandés nécessaire et de limiter la complexité du contrôle-commande.

Ce type de convertisseur matriciel possède plusieurs avantages qui sont :

- Les formes d'ondes d'entrée presque sinusoïdales.
- Le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée.
- Ne nécessite aucun élément de stockage.
- Il possède le même rapport de transfert de tensions que le convertisseur matriciel direct.
- Le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro.

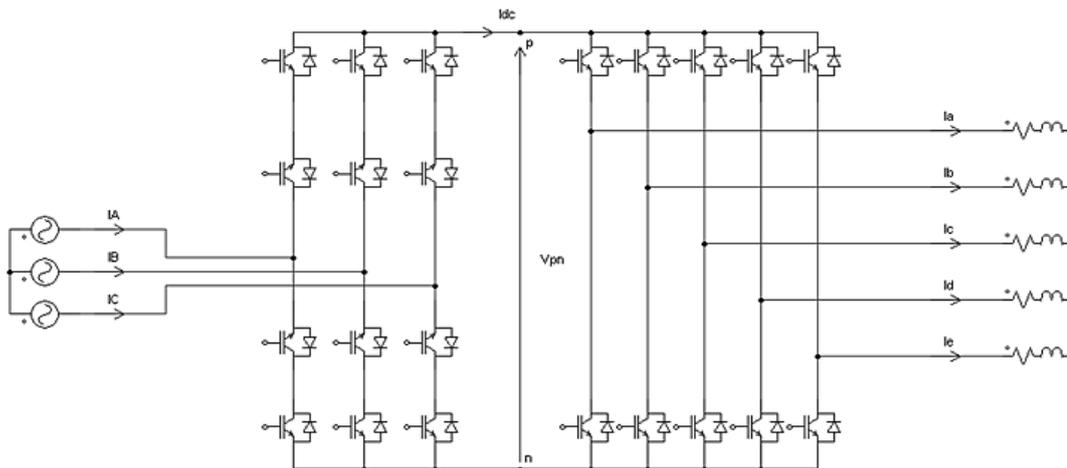


Figure 1.6: Convertisseur matriciel indirect

### 1.3.2 Le convertisseur matriciel Sparse

Cette structure permet de supprimer trois composants commandés du redresseur par rapport au convertisseur matriciel indirect. D'autre part, en fonction du sens de transit de la puissance, dans le cas de la puissance transmise à la charge, trois transistors et trois diodes sont conducteurs, où dans l'autre cas de la puissance réinjectée dans le réseau d'entrée, deux transistors et deux diodes sont conducteurs.

Les pertes par conduction de cette topologie seront par conséquent, plus importantes que celles générées par le redresseur de la solution matriciel indirect [7].

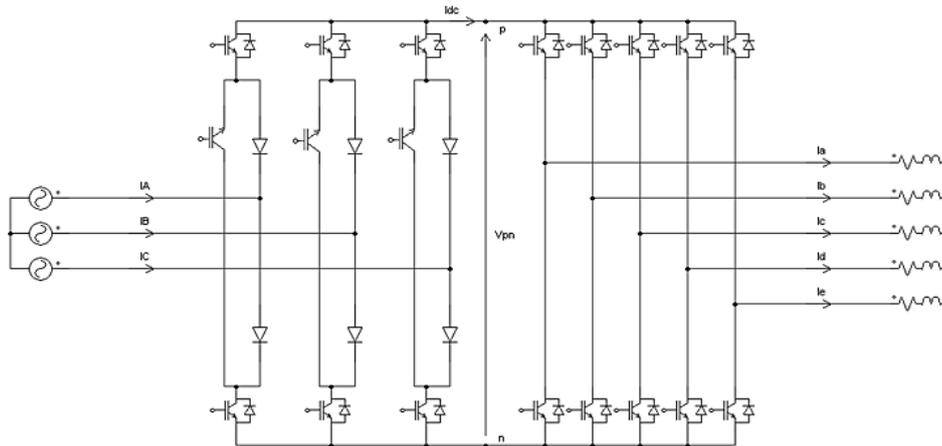


Figure 1.7: Convertisseur matriciel Sparse

### 1.3.3 Le convertisseur matriciel Very-Sparse

Cette topologie est composée de six interrupteurs quatre segments à transistor unique. Elle permet de limiter à six le nombre de composants commandés (**IGBT**) pour le redresseur, réduisant ainsi par deux leur nombre par rapport au redresseur du convertisseur matriciel indirect.

Les pertes par conduction de cette topologie sont plus grandes puisque chaque élément actif nécessite la mise en conduction d'un transistor ainsi que de deux diodes. Ainsi, le redresseur sollicite, à chaque instant, deux transistors et quatre diodes.

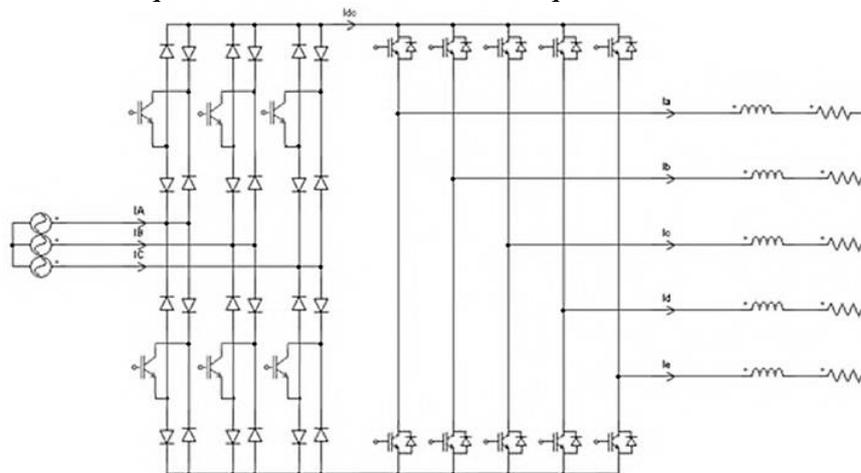


Figure 1.8: Convertisseur matriciel Very-Sparse

### 1.3.4 Le convertisseur matriciel Ultra-Sparse

Cette topologie limite le nombre d'interrupteur au minimum, c'est-à-dire, un seul transistor par phase d'entrée [7]. Elle exige la conduction de deux diodes et d'un transistor par bras commandé. Le redresseur de la structure produit donc des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie 'Very-Sparse'. Contrairement aux solutions proposées précédemment, cette structure n'est pas réversible en puissance (unidirectionnel) et ne permet donc pas le 'Mode freinage' du dispositif (diodes connectées aux bornes p et n).

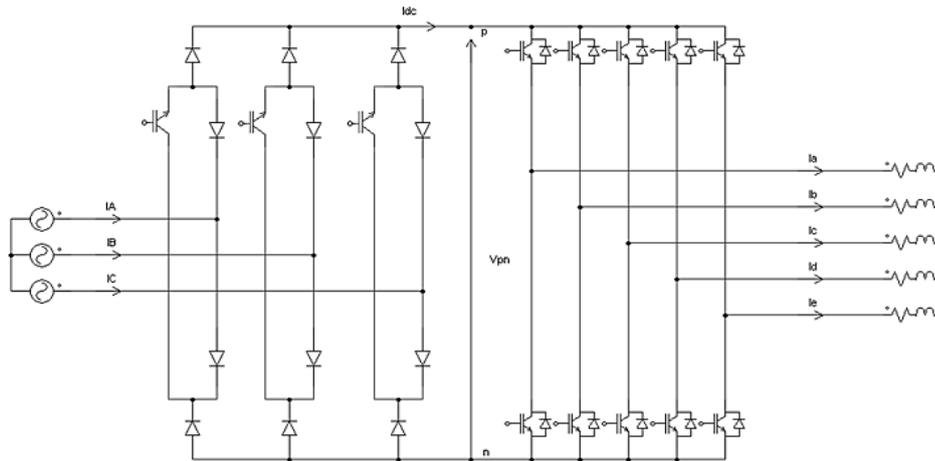


Figure 1.9: Convertisseur matriciel Ultra-Sparse

### 1.3.5 Le convertisseur matriciel à étage inverseur

Ce type de montage est composé d'un redresseur à interrupteurs bidirectionnels en courant, en cascade avec un second étage d'inversion [7].

Il possède autant de composants commandés que la version Sparse. Ce redresseur permet de récupérer l'énergie grâce à son étage inverseur. A cause de fonctionnement à la même fréquence de modulation que le reste de la structure (onduleur), cette topologie engendre des pertes par commutation supplémentaires ainsi qu'une plus grande complexité de la commande.

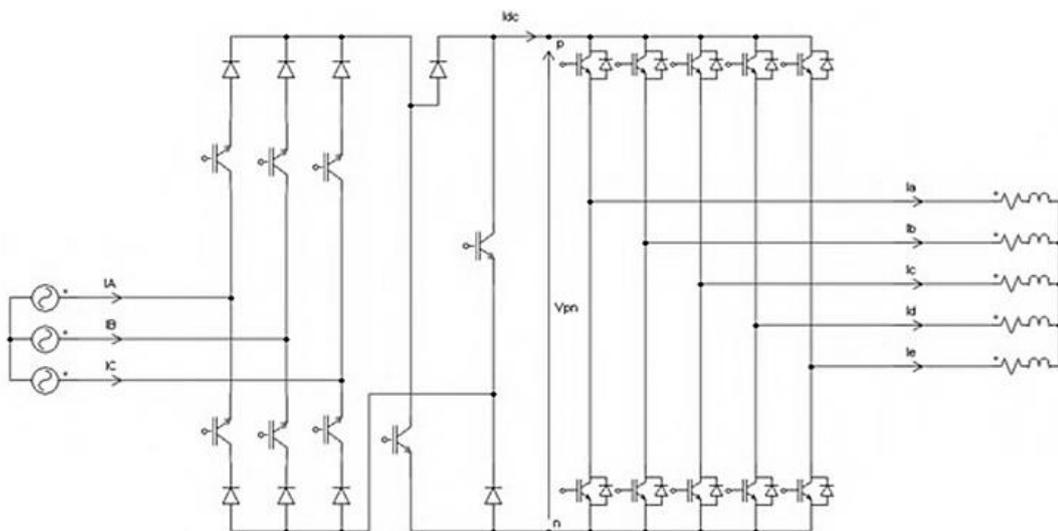


Figure 1.10: Convertisseur matriciel à étage inverseur

Le tableau suivant résume la différence entre les différentes topologies de convertisseur matriciel indirect en ce qui concerne le nombre d'IGBT et le nombre de diode qui le compose ainsi le nombre d'alimentation des interrupteurs :

Topologie	Bidirectionnalité en puissance	Nombre de transistors (IGBT)	Nombre de diodes	Nombre d'alimentations isolées pour les drivers
Matriciel direct	Oui	22	22	15
Matriciel indirect	Oui	22	22	12
Matriciel Sparse	Oui	19	22	9
Matriciel Very-Sparse	Oui	16	34	12
Matriciel Ultra - Sparse	Non	13	22	9
Matriciel à étage inverseur	Oui	18	18	13

**Tableau 1.1 : Comparaison entre les différentes topologies**

## 1.4 Conclusion

Ce chapitre a été introduit par une brève description sur l'objectif des convertisseurs statiques, ensuite une court présentation sur les deux catégories des convertisseurs AC-AC qui sont : les convertisseurs directs et les convertisseurs à double étage.

Les différents avantages des convertisseurs indirects tels que le rendement qui est meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro et aussi il ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire.

Finalement, on a vu les différentes topologies des convertisseurs matriciels à double étage en terminant par une petite comparaison entre elles.

# **Chapitre 2 :**

## **Commande d'un convertisseur matriciel pentaphasé**

## Chapitre 2. COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL PENTAPHASE

### 2.1 Introduction

La commande du convertisseur matriciel permet de contrôler la tension de sortie et le courant d'entrée ainsi que le facteur de puissance à l'entrée [8].

On s'intéresse dans notre étude à la modulation vectorielle (SVM) pour les deux étages (onduleur et redresseur) et à la modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour l'onduleur.

La modulation vectorielle consiste à faire une transformation de Concordia d'un système triphasé en un système biphasé dont ses vecteurs forment le vecteur de référence. Ensuite, ce vecteur se fera tourner dans l'espace avec l'amplitude et la fréquence désirées en sortie, afin de le synthétiser à chaque instant selon sa phase, par une succession de vecteurs avec des durées bien déterminées, ces vecteurs ne sont que les états du convertisseur.

La modulation de largeur d'impulsion consiste à générer un signal carré de commande avec un rapport cyclique modulé par une porteuse.

Dans ce chapitre, on va commencer par la présentation de l'étage redresseur avec la SVM ainsi l'étage onduleur par l'application de la technique de la modulation à largeur d'impulsion (PWM et PWM avec injection de 5<sup>ème</sup> harmonique) puis la modulation vectorielle SVM en utilisant deux et quatre vecteurs actifs ensuite la synchronisation. La dernière partie de ce chapitre est réservée pour la comparaison entre les différentes techniques.

### 2.2 Commande de l'étage redresseur par la modulation vectorielle

Pour respecter les règles de causalité, il faut qu'à chaque instant un seul interrupteur conduit pour chacun des trois bras, ceci peut être traduit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} S_{p1} + S_{p2} + S_{p3} = 1 \\ S_{n1} + S_{n2} + S_{n3} = 1 \end{cases} \quad (2.1)$$

La modulation vectorielle appliquée pour l'étage redresseur, en suivant le vecteur d'espace décrit ci-dessous :

$$I_{ref} = \frac{2}{3} (I_1 + I_2 e^{\frac{i2\pi}{3}} + I_3 e^{-\frac{i2\pi}{3}}) \quad (2.2)$$

Où  $I_{ref}$  le courant de référence pour l'étage redresseur.

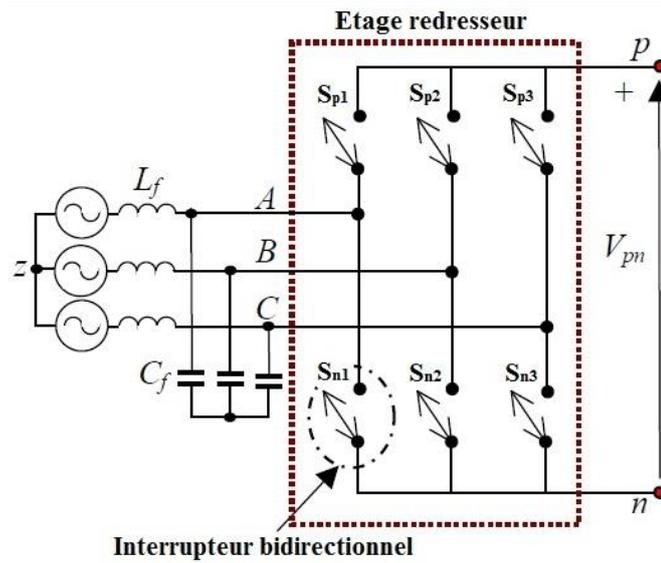


Figure 2.1: Etage redresseur

Les combinaisons possibles des interrupteurs sont représentées dans le tableau suivant :

Tableau 2.1 : Etats possibles de l'étage redresseur

Vecteurs	Etats	$I_A$	$I_B$	$I_C$	$ I_{ref} $	$\theta_{in}$	$U_{pn}$
$I_1$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$I_{red}$	$-I_{red}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$-\pi/6$	$U_{AB}$
$I_2$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$I_{red}$	0	$-I_{red}$	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$\pi/6$	$U_{AC}$
$I_3$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	$I_{red}$	$-I_{red}$	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$\pi/2$	$U_{BC}$
$I_4$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-I_{red}$	$I_{red}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$5\pi/6$	$U_{BA}$
$I_5$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-I_{red}$	0	$I_{red}$	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$-5\pi/6$	$U_{CA}$
$I_6$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	$-I_{red}$	$I_{red}$	$\frac{2}{\sqrt{3}I_{red}}$	$-\pi/2$	$U_{CB}$
$I_0$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0					

Le tableau (2.1) montre qu'il y a six vecteurs actifs du courant d'entrée ( $I_1$  à  $I_6$ ) de même amplitude et un vecteur nul situé à l'origine.

Pour maintenir l'ensemble des courants d'entrée avec un facteur de puissance contrôlable, il suffit de synchroniser le courant de référence avec la tension d'alimentation en contrôlant la phase d'entrée du courant de référence, cet ensemble des courants d'entrée peut être transformé en vecteur de courant d'entrée de référence  $\bar{I}_{ref}$ , qui peut être exprimé comme :

$$\bar{I}_{ref} = I_{ref} e^{j(\omega t - \varphi_{in})} \quad (2.3)$$

Avec :

$I_{ref}$ : Amplitude du vecteur courant de référence.

$\varphi_{in}$ : Est le déphasage entre les courants d'entrée et les tensions d'entrée.

Pendant une période de commutation,  $\bar{I}_{ref}$  est synthétisée à partir des vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$  et  $I_\delta$  et un vecteur nul  $I_0$ . Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période le vecteur courant de référence est exprimé comme suit :

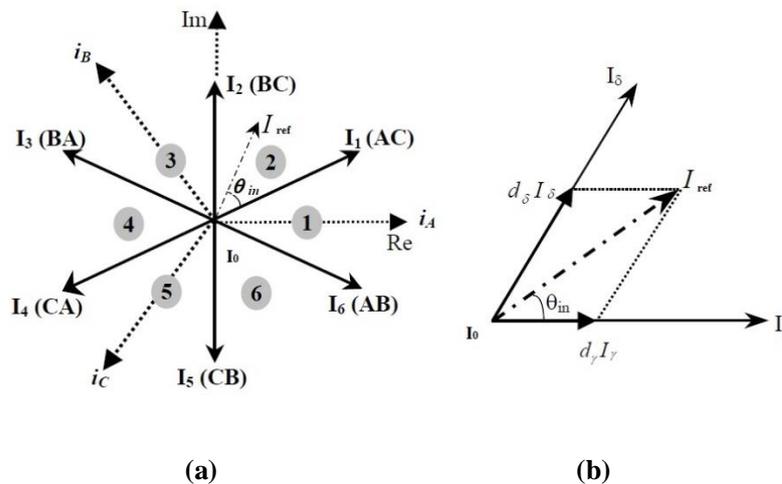
$$\bar{I}_{ref} = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta + d_0 I_0 \quad (2.4)$$

$d_\gamma$ ,  $d_\delta$  et  $d_0$  sont les rapports cycliques, ils sont définis comme suit :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \sin(\theta_{in}) \\ d_\delta = m_c \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}) \\ d_0 = 1 - d_\delta - d_\gamma \end{cases} \quad (2.5)$$

avec

$$\begin{cases} m_c = |\bar{I}_{ref}| / I_{red} \\ 0 < \theta_{in} \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.6)$$



**Figure 2.2 : (a) Vecteurs de courants d'entrée (b) Vecteur courant de référence synthétisé**

La valeur moyenne de  $U_{pn}$  est donnée par l'expression suivante:

$$\bar{U}_{pn} = \frac{3}{2} V_{max} m_c \cos(\varphi_{in}) \quad (2.7)$$

Avec :  $V_{max}$  est la valeur maximale de la tension d'entrée.

Afin de maximiser la tension du bus continu, le ratio de courant  $m_c$  est pris égal à 1 et  $\varphi_{in} = 0$ , en outre le vecteur nul est supprimé. En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation suivante :

$$\begin{cases} d'_\gamma = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin(\theta_{in})}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \\ d'_\delta = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \\ d_0 = 0 \text{ et } d_\delta + d_\gamma = 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

La figure suivante représente la tension du bus continu  $U_{pn}$  et sa valeur moyenne pour  $m_c = 1$  et  $\varphi_{in} = 0$ .

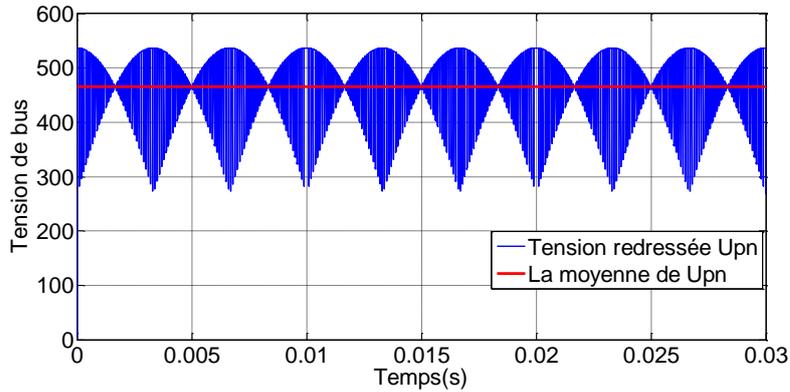


Figure 2.3 : La tension redressée et sa moyenne

## 2.3 Commande de l'étage onduleur

Pour l'étage onduleur, il existe plusieurs techniques à appliquer et parmi ces techniques la modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM) et la modulation vectorielle SVM.

### 2.3.1 Modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM)

#### 2.3.1.1 Modulation de largeur d'impulsion PWM triangulo-sinusoidale

Différentes techniques PWM sont disponibles dans la littérature, mais on s'intéresse en premier lieu à la technique PWM triangulo-sinusoidale. Son principe appliqué au système triphasé est aussi valable pour le système polyphasé (pour notre cas pentaphasé).

Le signal PWM est généré en comparant un signal de modulation sinusoïdale (référence) avec un signal de porteuse triangulaire ou en dents de scie, la fréquence de la porteuse est plus importante que la fréquence de la modulante.

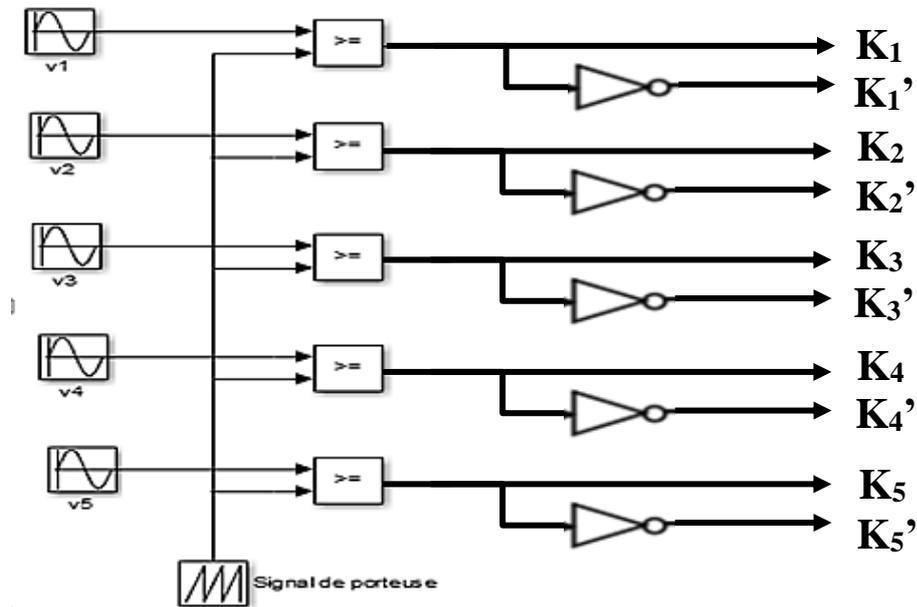


Figure 2.4 : Principe de la technique PWM triangulo-sinusoidale

Les cinq signaux de tension de référence ou de modulation sont des signaux sinusoïdaux fondamentaux décalés par un angle  $\alpha = 2\pi/5$ .

Ces signaux sont comparés avec la porteuse et la sortie des comparateurs représentent les signaux de commande comme montre la figure 2.5.

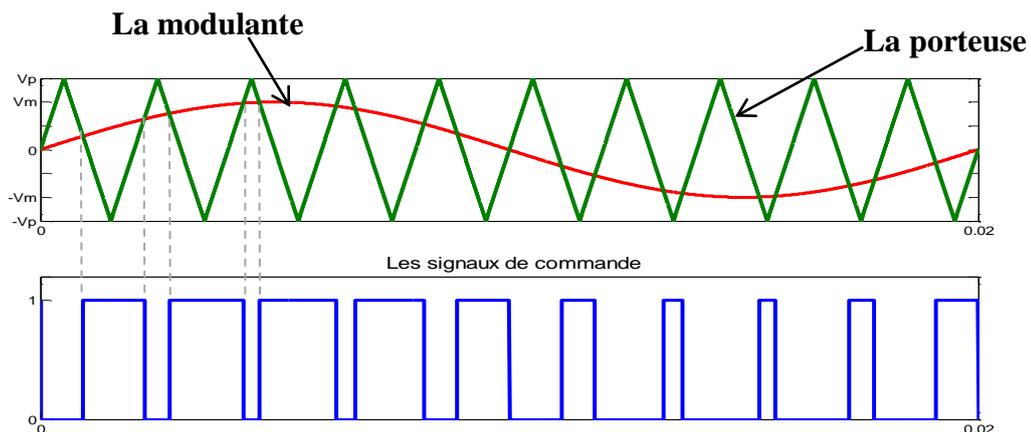
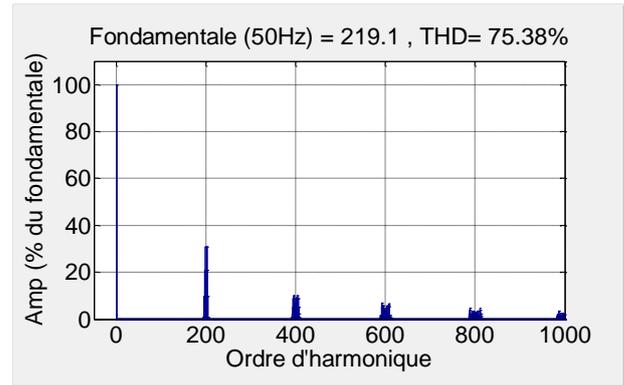
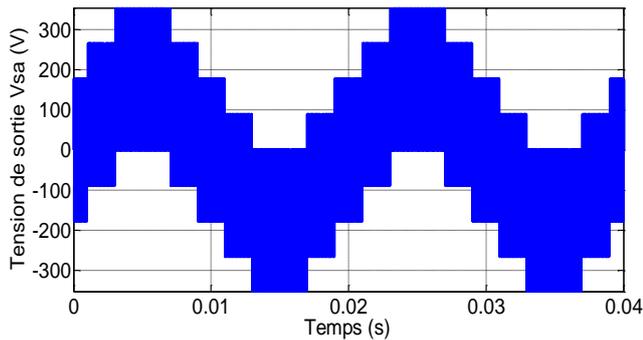
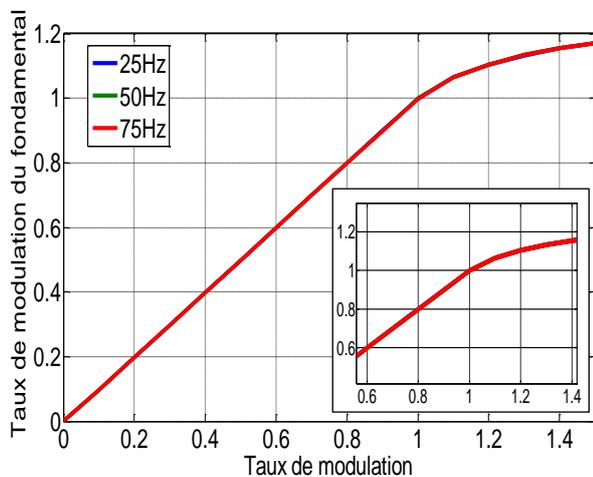


Figure 2.5 : Génération des signaux de commande avec la méthode PWM triangulo-sinusoidale

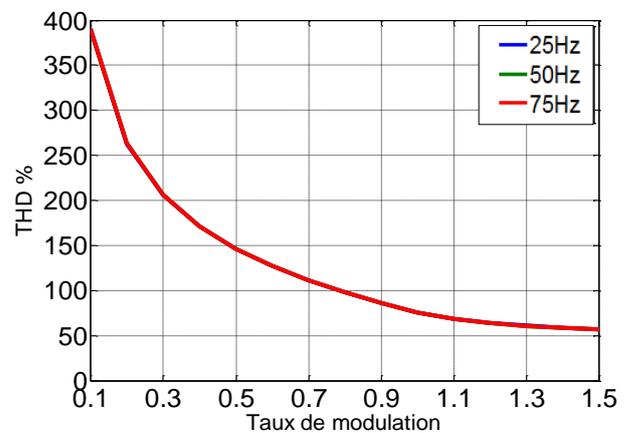
La figure (2.6) représente les résultats de simulation par la technique PWM triangulo-sinusoidale pour l'indice de modulation  $r=1$  et  $U_{pn}=440V$  et une fréquence de 50 Hz.



**Figure 2.6: (a) Tension de sortie et (b) son spectre d'harmonique**



(a)



(b)

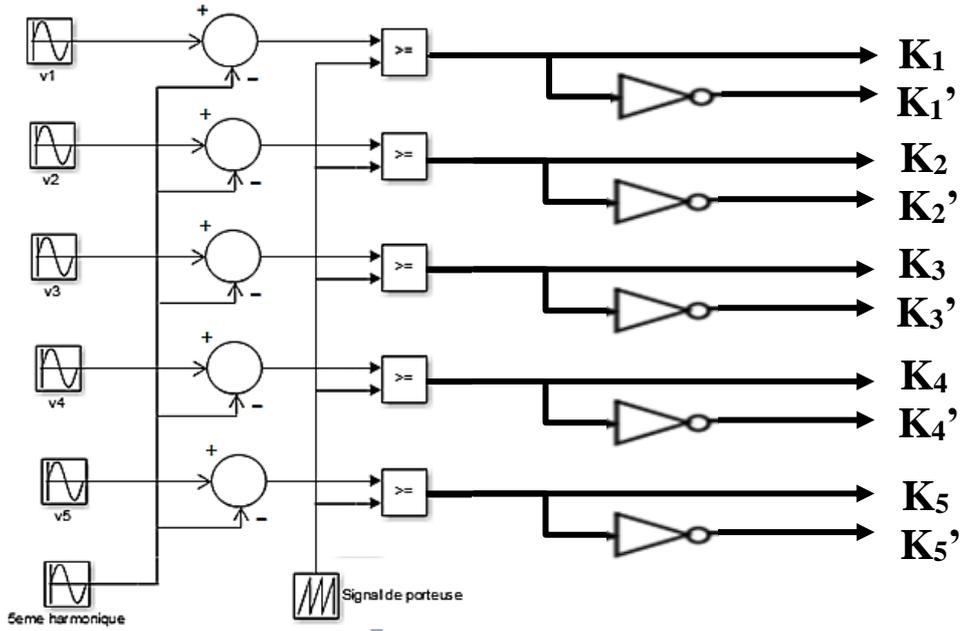
**Figure 2.7: (a) Courbe de réglage, (b) courbe de THD en fonction du taux de modulation**

La courbe de réglage de la figure (2.7.a) pour les fréquences 25 Hz, 50 Hz et 75 Hz, montre que le taux maximal de régulation linéaire est de 1, car au-delà de cette valeur, la tension de sortie ne suit pas sa référence linéairement.

La variation du taux de distorsion harmonique THD en fonction de taux de modulation  $r$  est représentée dans la figure (2.7.b). Le THD est important pour des petites valeurs de  $r$ .

### 2.3.1.2 Modulation de largeur d'impulsion PWM avec injection du cinquième harmonique

L'effet de l'addition d'un harmonique à polarité inverse à un signal, est de réduire le pic au but de ramener l'amplitude max du signal de référence le plus faible possible, de sorte que la référence puisse ensuite être poussée pour la rendre égale à la porteuse, pour objective de rendre la tension de sortie plus élevée et assurer la meilleure utilisation du bus continu, la figure (2.8) montre le principe de PWM avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique.



**Figure 2.8: Principe de la technique PWM triangulo-sinusoidale avec injection du cinquième harmonique**

Les tensions de référence sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 V_a^* &= M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t) + M_5 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t) \\
 V_b^* &= M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t - 2\pi/5) + M_5 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t) \\
 V_c^* &= M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t - 4\pi/5) + M_5 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t) \\
 V_d^* &= M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t + 4\pi/5) + M_5 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t) \\
 V_e^* &= M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t + 2\pi/5) + M_5 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Où  $M_1$  et  $M_5$  sont respectivement les pics du fondamental et du 5ème harmonique.

La 5ème harmonique n'a aucun effet sur la tension de référence lorsque  $\omega t = (2k+1)\pi/10$ , car  $\cos(5(2k+1)\pi/10) = 0$ . Ainsi,  $M_5$  est choisi pour que l'amplitude du pic de la référence de l'équation (2.9) se produise là où le cinquième harmonique est nul. Cela garantit la valeur maximale possible du composant fondamental.

La tension de référence atteint un maximum lorsque :

$$\frac{dV_a^*}{dt} = -M_1 \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) - 5M_5 \frac{V_{dc}}{2} \sin(5\omega t) = 0 \tag{2.10}$$

donc :

$$M_5 = -M_1 \frac{\sin(\pi/10)}{5} \quad \text{pour } \omega t = \pi/10 \tag{2.11}$$

Ainsi, l'indice de modulation maximal peut être déterminé à partir de :

$$|V_a^*| = \left| M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(\omega t) - \frac{\sin(\pi/10)}{5} M_1 \frac{V_{dc}}{2} \cos(5\omega t) \right| = \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.12}$$

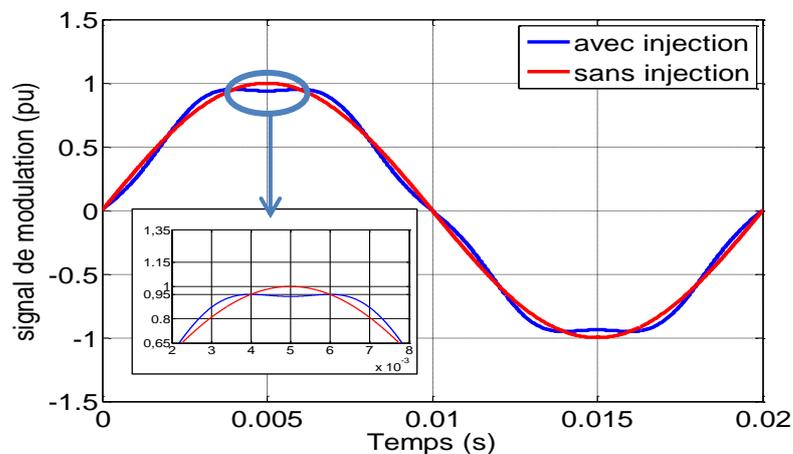
L'équation (2.12) donne :

$$M_1 = \frac{1}{\cos(\pi/10)} \text{ pour } \omega t = \pi/10 \quad (2.13)$$

En injectant 6,18% du cinquième harmonique dans la tension de référence, la valeur du fondamentale de sortie est augmentée de 5,15% par rapport à la valeur obtenue avec le cas de PWM sans injection du 5<sup>ème</sup> harmonique.

La tension de sortie maximale soit égale à  $0.5257 V_{dc}$  là où la cinquième harmonique est en opposition de phase avec celle du fondamentale.

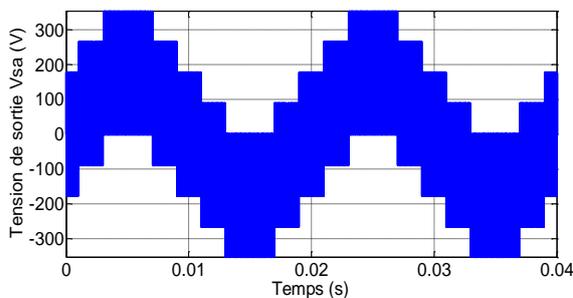
L'effet de l'ajout du cinquième harmonique dans la référence sinusoïdale est illustré à l'aide de la figure (2.9) :



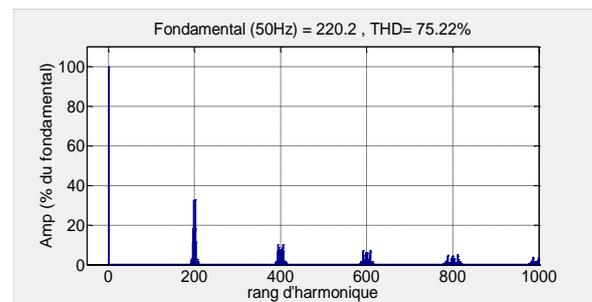
**Figure 2.9: PWM avec injection du cinquième harmonique**

Lorsque la 5<sup>ème</sup> harmonique égale à  $0,0618 * \text{tension fondamentale}$  injecté dans la référence sinusoïdale, le pic du signal modifié diminue et sa forme change (Figure 2.9), ce qui laisse plus de place pour améliorer la référence et augmenter ensuite la sortie de l'onduleur.

La figure (2.10.a) présente une simulation de tension de l'onduleur pour la technique PWM avec injection du cinquième harmonique et son spectre d'harmonique (la figure 2.10.b) pour une tension d'entrée  $U_{pn} = 440 V$ ,  $r = 1$  et pour une fréquence de sortie de 50 Hz.

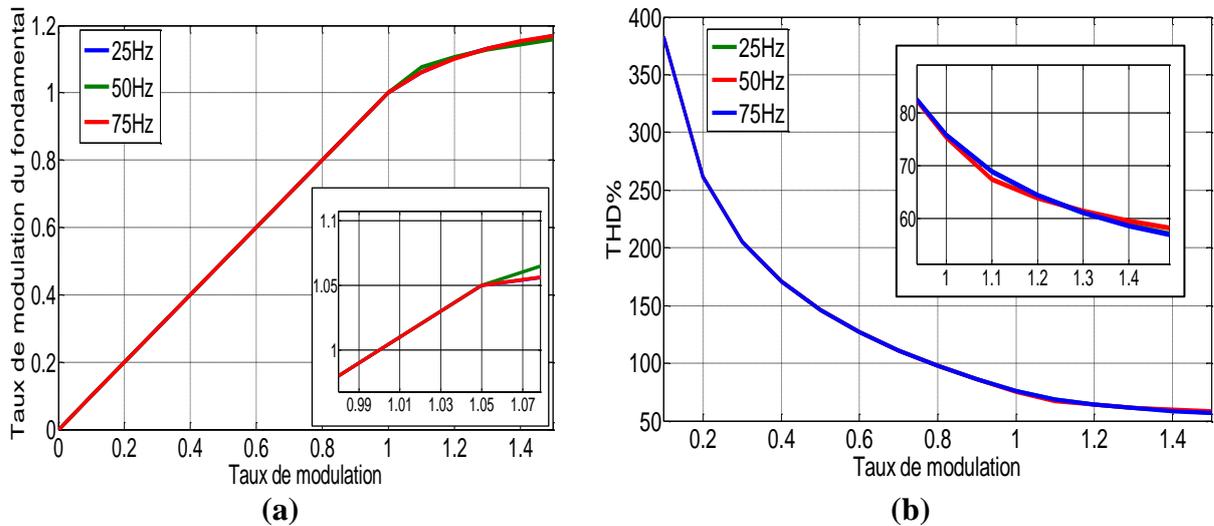


**(a)**



**(b)**

**Figure 2.10: (a) et (b) Tension simple de sortie Vsa et son spectre d'harmonique**



**Figure 2.11: (a) La courbe de réglage , (b) variation de THD en fonction du taux de modulation et de la fréquence**

La courbe de réglage (la figure (2.11.a) ) pour les fréquences 25 Hz, 50 Hz et 75 Hz, montre que le taux maximal de régulation linéaire est de 1.05, car au-delà de cette valeur, la tension de sortie ne suit pas sa référence linéairement.

La variation du taux de distorsion harmonique THD en fonction de taux de modulation  $r$  est représentée à la figure (2.11.b). Le THD est important pour des faibles valeurs de  $r$ .

### 2.3.2 Modulation vectorielle (SVM)

L'étage onduleur est considéré comme étant un onduleur pentaphasé de tension à deux niveaux où la tension d'entrée d'onduleur  $U_{pn}$  est supposée constante pendant la période  $T_s$  de commutation.

Il est constitué de cinq bras dont chacun se compose de deux interrupteurs bidirectionnels en courant fonctionnant de manière complémentaire pour éviter le court-circuit du bus continu et assurer la continuité du courant de la charge.

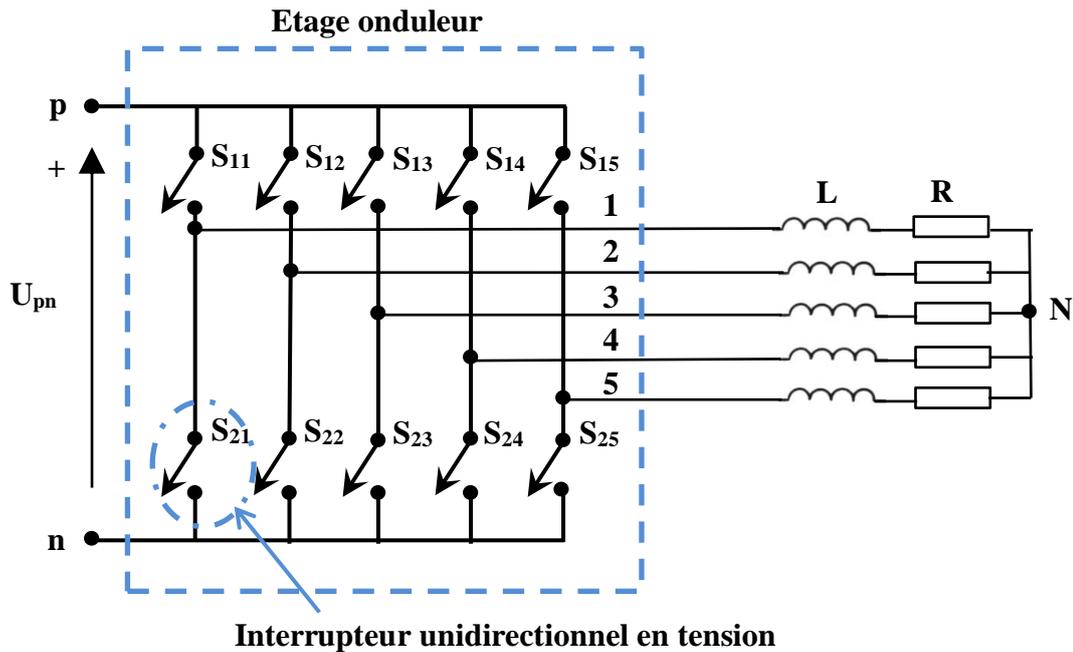


Figure 2.12 : Structure de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux

Cette condition est décrite par l'équation suivante et elle doit être satisfaite:

$$S_{1i} + S_{2i} = 1 \quad (2.14)$$

Où  $S_{1i}$  et  $S_{2i}$  sont les fonctions de connexion d'un seul bras et  $i$  allant de 1 à 5.

En respectant cette condition pour les cinq bras de l'onduleur on aura deux états possibles pour chaque bras :

- **L'état 1** : l'interrupteur du haut du bras est fermé et pendant que son complémentaire du bras est ouvert, dans ce cas la tension du bras par rapport au neutre (**n**) est  $U_{pn}$
- **L'état 0** : l'interrupteur du haut du bras est ouvert et pendant que son complémentaire du bras est fermé, dans ce cas la tension du bras par rapport au neutre (**n**) est **0**

Ces deux états sont représentés sur la figure suivante (figure 2.13) :

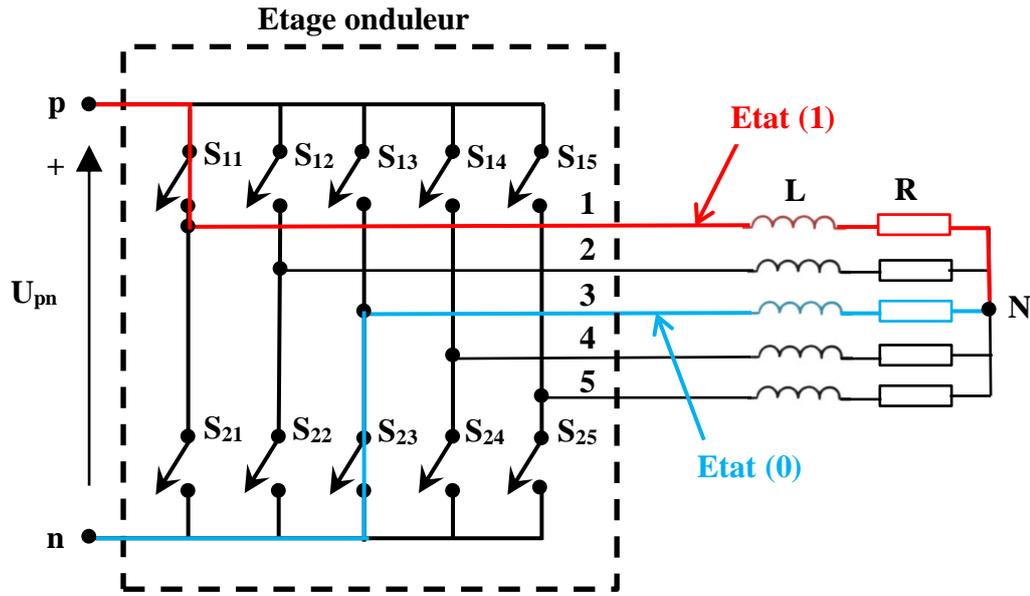


Figure 2.13 : Etats possibles d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

Puisque l'onduleur est constitué de cinq bras dont chacun possède deux états possibles donc l'onduleur à deux niveaux possède  $2^5 = 32$  états possibles qui sont présentés dans les tableaux (2.2 et 2.3).

Les tensions de sorties par rapport au neutre (**n**) sont liées à la tension d'entrée à travers l'équation suivante (2.15) :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \cdot U_{pn} \tag{2.15}$$

D'où  $S_i$  peut prendre la valeur **1** pour l'état **1** ou **0** pour l'état **0**.

Ensuite, pour les tensions de sorties par rapport au neutre (**N**) de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \\ V_{4N} \\ V_{5N} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Les tensions de références pour le plan  $\alpha$ - $\beta$  et le plan x-y sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ref(\alpha-\beta)} = \frac{2}{5}(V_1 + V_2 e^{i\frac{2\pi}{5}} + V_3 e^{i\frac{4\pi}{5}} + V_4 e^{i\frac{6\pi}{5}} + V_5 e^{i\frac{8\pi}{5}}) \\ V_{ref(x-y)} = \frac{2}{5}(V_1 + V_2 e^{i\frac{6\pi}{5}} + V_3 e^{i\frac{2\pi}{5}} + V_4 e^{i\frac{8\pi}{5}} + V_5 e^{i\frac{4\pi}{5}}) \end{cases} \quad (2.17)$$

Les tensions de sorties par rapport au neutre (**N**) de la charge sont présentées dans le tableau (2.2) et les valeurs possibles de l'amplitude et de la phase des vecteurs des tensions de sortie du convertisseur dans les deux plans sont présentées dans le tableau (2.3) :

Vecteurs		Etas	Tensions de sortie				
			V <sub>1N</sub>	V <sub>2N</sub>	V <sub>3N</sub>	V <sub>4N</sub>	V <sub>5N</sub>
Actif	V <sub>1</sub>	[0 0 0 0 1]	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	4/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>2</sub>	[0 0 0 1 0]	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	4/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>3</sub>	[0 0 0 1 1]	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>4</sub>	[0 0 1 0 0]	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	4/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>5</sub>	[0 0 1 0 1]	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>6</sub>	[0 0 1 1 0]	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>7</sub>	[0 0 1 1 1]	-3/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>8</sub>	[0 1 0 0 0]	-1/5.U <sub>pn</sub>	4/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>9</sub>	[0 1 0 0 1]	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>10</sub>	[0 1 0 1 0]	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>11</sub>	[0 1 0 1 1]	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>12</sub>	[0 1 1 0 0]	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>13</sub>	[0 1 1 0 1]	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>14</sub>	[0 1 1 1 0]	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>15</sub>	[0 1 1 1 1]	-4/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>16</sub>	[1 0 0 0 0]	4/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>	-1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>17</sub>	[1 0 0 0 1]	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>18</sub>	[1 0 0 1 0]	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>19</sub>	[1 0 0 1 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>20</sub>	[1 0 1 0 0]	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>21</sub>	[1 0 1 0 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>22</sub>	[1 0 1 1 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>23</sub>	[1 0 1 1 1]	1/5.U <sub>pn</sub>	-4/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>24</sub>	[1 1 0 0 0]	3/5.U <sub>pn</sub>	3/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>	-2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>25</sub>	[1 1 0 0 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>26</sub>	[1 1 0 1 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>27</sub>	[1 1 0 1 1]	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	-4/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>

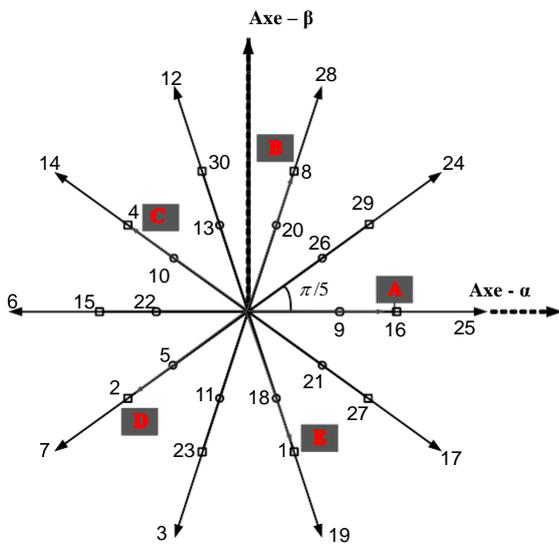
	V <sub>28</sub>	[1 1 1 0 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	2/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>	-3/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>29</sub>	[1 1 1 0 1]	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	-4/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>
	V <sub>30</sub>	[1 1 1 1 0]	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	1/5.U <sub>pn</sub>	-4/5.U <sub>pn</sub>
Zéros	V <sub>31</sub>	[1 1 1 1 1]	0	0	0	0	0
	V <sub>0</sub>	[0 0 0 0 0]	0	0	0	0	0

Tableau 3.2: Les tensions de sorties par rapport au neutre (N) de la charge

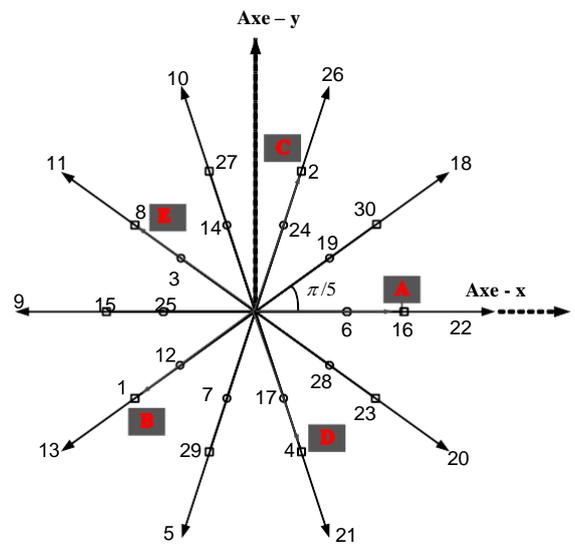
Vecteurs	Etats	Tensions de sortie				
		V <sub>ref</sub>	θ <sub>out</sub>	V <sub>ref</sub>	θ <sub>out</sub>	
		Plan α-β		Plan x-y		
Actif	V <sub>1</sub>	[0 0 0 0 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	8π/5	2/5.U <sub>pn</sub>	6π/5
	V <sub>2</sub>	[0 0 0 1 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	6π/5	2/5.U <sub>pn</sub>	2π/5
	V <sub>3</sub>	[0 0 0 1 1]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	7π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	4π/5
	V <sub>4</sub>	[0 0 1 0 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	4π/5	2/5.U <sub>pn</sub>	8π/5
	V <sub>5</sub>	[0 0 1 0 1]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	6π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	7π/5
	V <sub>6</sub>	[0 0 1 1 0]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	π	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	0
	V <sub>7</sub>	[0 0 1 1 1]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	6π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	7π/5
	V <sub>8</sub>	[0 1 0 0 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	2π/5	2/5.U <sub>pn</sub>	4π/5
	V <sub>9</sub>	[0 1 0 0 1]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	0	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	π
	V <sub>10</sub>	[0 1 0 1 0]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	4π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	3π/5
	V <sub>11</sub>	[0 1 0 1 1]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	7π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	4π/5
	V <sub>12</sub>	[0 1 1 0 0]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	3π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	6π/5
	V <sub>13</sub>	[0 1 1 0 1]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	3π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	6π/5
	V <sub>14</sub>	[0 1 1 1 0]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	4π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	3π/5
	V <sub>15</sub>	[0 1 1 1 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	π	2/5.U <sub>pn</sub>	π
	V <sub>16</sub>	[1 0 0 0 0]	2/5.U <sub>pn</sub>	0	2/5.U <sub>pn</sub>	0
	V <sub>17</sub>	[1 0 0 0 1]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	9π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	8π/5
	V <sub>18</sub>	[1 0 0 1 0]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	8π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	π/5
	V <sub>19</sub>	[1 0 0 1 1]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	8π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	π/5
	V <sub>20</sub>	[1 0 1 0 0]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	2π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	9π/5
	V <sub>21</sub>	[1 0 1 0 1]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	9π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	8π/5
	V <sub>22</sub>	[1 0 1 1 0]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	π	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	0
	V <sub>23</sub>	[1 0 1 1 1]	2/5.U <sub>pn</sub>	7π/5	2/5.U <sub>pn</sub>	9π/5
	V <sub>24</sub>	[1 1 0 0 0]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	π/5	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	2π/5
	V <sub>25</sub>	[1 1 0 0 1]	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	0	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	π
	V <sub>26</sub>	[1 1 0 1 0]	4/5.cos(2π/5).U <sub>pn</sub>	π/5	4/5.cos(π/5).U <sub>pn</sub>	2π/5

	V <sub>27</sub>	[1 1 0 1 1]	$2/5 \cdot U_{pn}$	$9\pi/5$	$2/5 \cdot U_{pn}$	$3\pi/5$
	V <sub>28</sub>	[1 1 1 0 0]	$4/5 \cdot \cos(\pi/5) \cdot U_{pn}$	$2\pi/5$	$4/5 \cdot \cos(2\pi/5) \cdot U_{pn}$	$9\pi/5$
	V <sub>29</sub>	[1 1 1 0 1]	$2/5 \cdot U_{pn}$	$\pi/5$	$2/5 \cdot U_{pn}$	$7\pi/5$
	V <sub>30</sub>	[1 1 1 1 0]	$2/5 \cdot U_{pn}$	$3\pi/5$	$2/5 \cdot U_{pn}$	$\pi/5$
Zéros	V <sub>31</sub>	[1 1 1 1 1]	0	-	0	-
	V <sub>0</sub>	[0 0 0 0 0]	0	-	0	-

**Tableau 4.3 : Vecteurs des tensions de sortie du convertisseur dans les deux plans**



**Figure 2.14: Vecteurs de référence dans le plan  $\alpha$ - $\beta$**



**Figure 2.15: Vecteurs de référence dans le plan x-y**

### 2.3.2.1 La modulation vectorielle (SVM) à 2 vecteurs actifs

La figure (2.16) représente le vecteur de référence  $V_{ref}$  ( $V_s$ ) dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  en fonction de son amplitude  $|V_{ref}|$  et de sa phase  $\theta_{out}$ , en plus sa projection sur les deux vecteurs adjacents ( $V_a$ - $V_b$ ) et le vecteurs de tension nul  $V_0$ .

Pour les 10 grands vecteurs, on remarque qu'ils forment les sommets d'un décagone à l'intérieur duquel le vecteur de référence  $V_s$  d'amplitude constante ( $(\frac{4}{5}) \cdot \cos(\frac{\pi}{5}) \cdot U_{pn}$ ) tourne à la vitesse  $\omega$  correspondante à la fréquence de sortie désirée.

A chaque instant  $V_{ref}$  se situe entre deux vecteurs adjacents  $V_a$  et  $V_b$  d'ouverture égale à  $\pi/5$ , à partir desquels et du vecteur nul situé à l'origine de décagone, le vecteur de référence peut être synthétisé, en se basant sur la SVM à deux vecteurs, suivant l'équation suivante :

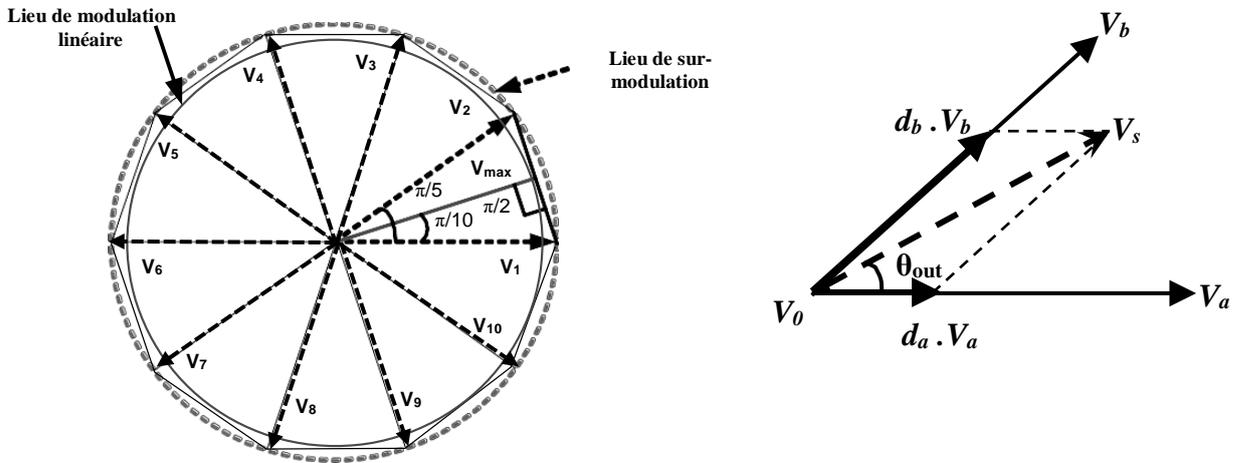
$$V_s = d_a V_a + d_b V_b + d_0 V_0 \quad (2.18)$$

où  $d_a$ ,  $d_b$  et  $d_0$  représentent les rapports cycliques. Ils sont définis comme suit :

$$\begin{cases} d_a = m_v \sin\left(\frac{\pi}{5} - \theta_{out}\right) \\ d_b = m_v \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_a - d_b \end{cases} \quad (2.19)$$

D'où :

$$\begin{cases} m_v = \frac{|V_s|}{|V_l| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ |V_l| = \left(\frac{4}{5}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \cdot U_{pn} \\ r = \frac{|V_s|}{\frac{U_{pn}}{2}} \quad \text{et} \quad 0 < \theta_{out} \leq \frac{\pi}{5} \end{cases} \quad (2.20)$$



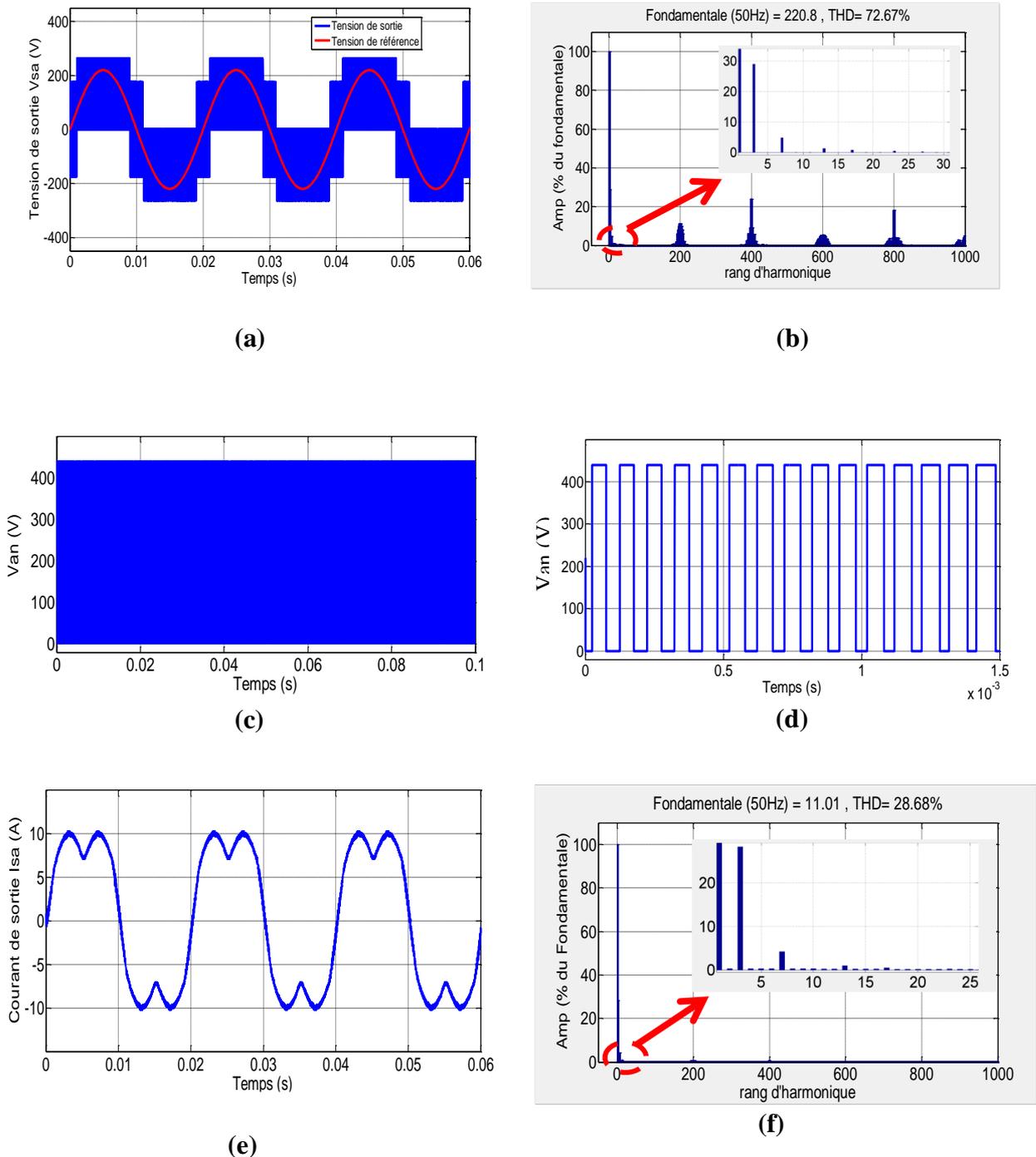
**Figure 2.16: Vecteur tension de référence et sa projection**

La figure (2.17) présente une simulation de l'onduleur à deux niveaux pour une tension d'entrée  $U_{pn} = 440 V$ ,  $r = 1$  et pour une fréquence de sortie de 50 Hz et charge  $R= 20\Omega$  et  $L=.5mH$ .

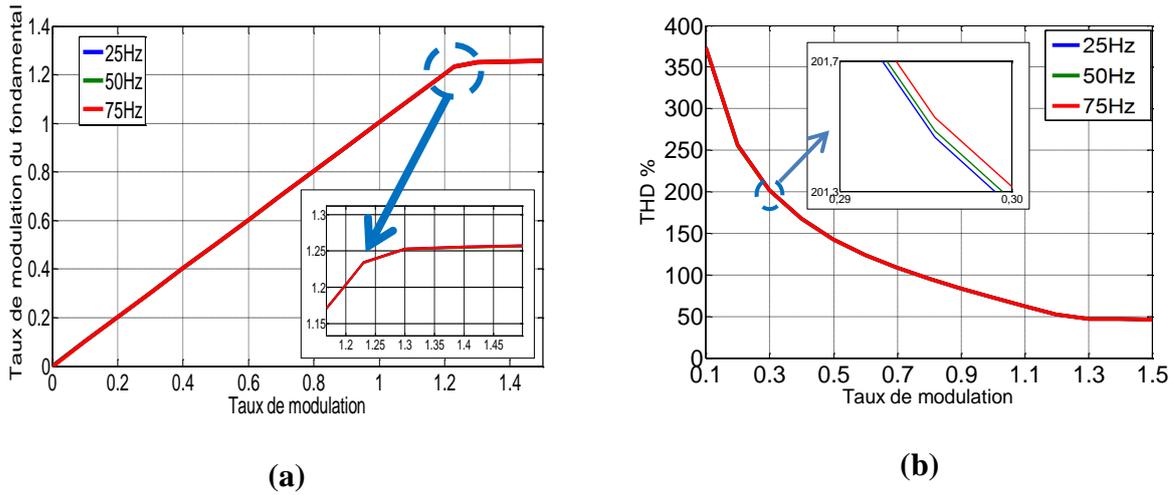
La figure (2.17.a) présente la tension simple de sortie de l'onduleur et elle suit sa tension de référence. La figure (2.7.b) représente son spectre d'harmoniques et on remarque que les harmoniques se rassemblent aux multiples de la fréquence de commutation avec l'apparition de l'harmonique 3 de l'ordre de 28%.

La figure (2.17.e) montre des courants de sortie des 5 phases et qui sont de formes sinusoïdales avec un faible THD.

Pour Les figures (2.17.c) et (2.17.d), elles montrent que la tension de sortie de l'onduleur par rapport au neutre de l'alimentation prene deux valeurs 0 ou  $V_{dc}$ .



**Figure 2.17: (a) et (b) Tension simple de sortie et tension de référence et son spectre d'harmonique, (c) et (d) tension de sortie par rapport au neutre du point milieu, (e) et (f) courant de sortie et son spectre d'harmonique**

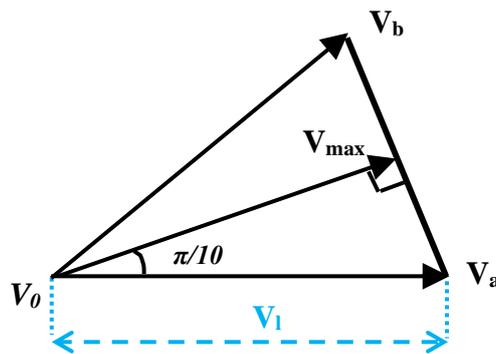


**Figure 2.18: (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation et de la fréquence**

La figure (2.18.b) confirme la capacité de la SVM à générer des tensions de sortie sinusoïdales présentant un faible THD.

La courbe de réglage (2.18.a) montre que le fondamental de la tension simple de sortie augmente linéairement avec l'augmentation du taux de modulation jusqu'au  $r = 1.23$  où le vecteur de référence sort de décagone délimité par les sommets des secteurs. On peut tirer la valeur maximale de  $r$  comme suit :

$$r_{[max]} = \frac{V_{max}}{\frac{U_{pn}}{2}} \tag{2.21}$$



**Figure 2.19: Calcul de  $V_{max}$**

$$V_{max} = |V_1| \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) = \left(\frac{4}{5}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \cdot U_{pn} = 0.6155 U_{pn} \tag{2.22}$$

D'où :  $r_{[max]} = 1.23$

Pour le convertisseur matriciel (onduleur et redresseur), on doit tenir compte de la variation de la tension du bus continu  $U_{pn}$  à cause de l'absence de la capacité de filtrage ainsi pour éviter le problème des harmoniques de faible fréquence donc le rapport  $m_v$  devient :

$$\begin{cases} m_v = \frac{5}{4} \frac{|V_s|}{V_{DC} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ r = \frac{|V_s|}{|V_{in}|} \\ V_{DC} = \frac{3}{2} \frac{V_{in} \cos(\varphi_{in})}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \end{cases} \quad (2.23)$$

$r$  : Le taux de modulation.

$\varphi_{in}$  : Le déphasage de l'entrée.

$\theta_{in}$  : L'angle du vecteur courant d'entrée par rapport au secteur.

### a) Synchronisation entre les deux étages

Pour obtenir un ordre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie, la modulation applique les états de commutation de l'étage redressement ( $\mathbf{I}_\lambda$ ,  $\mathbf{I}_\delta$ ) et de l'onduleur ( $\mathbf{V}_a$ ,  $\mathbf{V}_b$  et  $\mathbf{V}_o$ ) d'une façon régulière dans une période d'échantillonnage  $T_s$ .

La figure suivante montre la manière de choisir ces combinaisons qui représentent la synchronisation entre les deux étages qui se fait en général dans l'étage onduleur.

Dans cet exemple les vecteurs de références de courant et de tension sont situés dans le secteur 1 des deux étages.

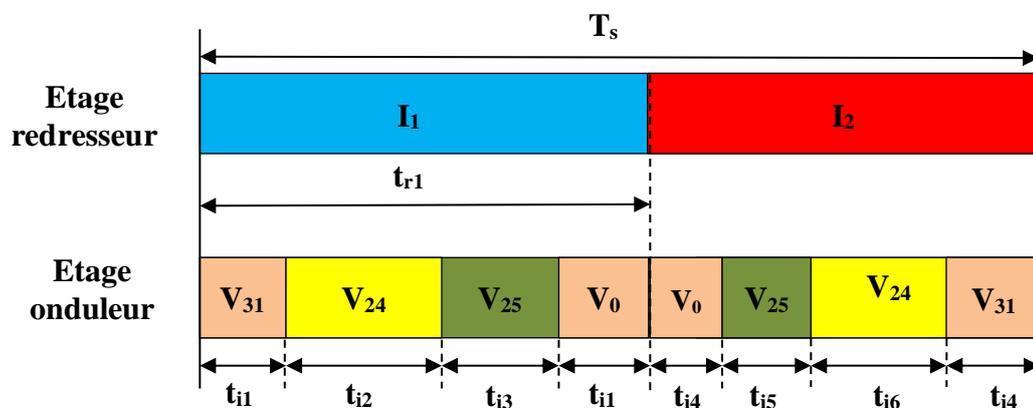


Figure 2.20: Synchronisation entre les deux étages cas de SVM 2 vecteurs

Les temps d'application des vecteurs sont donnés par les expressions suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{r1} = d_\gamma T_s \\ t_{i1} = 0.5 \cdot d_0 d_\gamma T_s \\ t_{i2} = d_\gamma d_a T_s \\ t_{i3} = d_\gamma d_b T_s \end{array} \right. \qquad \left\{ \begin{array}{l} t_{i4} = 0.5 \cdot d_0 d_\delta T_s \\ t_{i5} = d_b d_\delta T_s \\ t_{i6} = d_a d_\delta T_s \end{array} \right. \qquad (2.24)$$

**b) Etats de commutations**

La séquence de vecteurs appliquée dans les secteurs 1 à 10 et les modèles des états de commutation correspondants pour les demi bras supérieurs sont illustrés dans les figures ci-dessous (les états des demi bras inférieurs sont leurs complémentaires).

**Etats de commutations de l'onduleur pour deux vecteurs :**

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{24}$	$V_{25}$	$V_0$		$V_{25}$	$V_{24}$	$V_{31}$

**(a) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 1**

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{24}$	$V_{28}$	$V_0$		$V_{28}$	$V_{24}$	$V_{31}$

**(b) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 2**

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{12}$	$V_{28}$	$V_0$		$V_{28}$	$V_{12}$	$V_{31}$

(c) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 3

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{12}$	$V_{14}$	$V_0$		$V_{14}$	$V_{12}$	$V_{31}$

(d) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 4

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_6$	$V_{14}$	$V_0$		$V_{14}$	$V_6$	$V_{31}$

(e) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 5

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_6$	$V_7$	$V_0$		$V_7$	$V_6$	$V_{31}$

(f) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 6

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_3$	$V_7$	$V_0$		$V_7$	$V_3$	$V_{31}$

(g) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 7

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_3$	$V_{19}$	$V_0$		$V_{19}$	$V_3$	$V_{31}$

(h) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 8

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{17}$	$V_{19}$	$V_0$		$V_{19}$	$V_{17}$	$V_{31}$

(i) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 9

		$T_s$							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
		$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S11									
S12									
S13									
S14									
S15									
		$V_{31}$	$V_{17}$	$V_{25}$	$V_0$		$V_{25}$	$V_{17}$	$V_{31}$

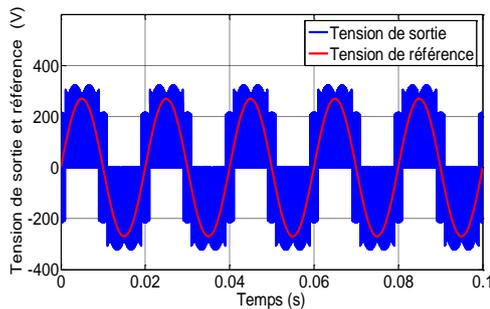
(j) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 10

Figure 2.21: Etats des interrupteurs de l'onduleur pour les différents secteurs cas de SVM à 2 vecteurs

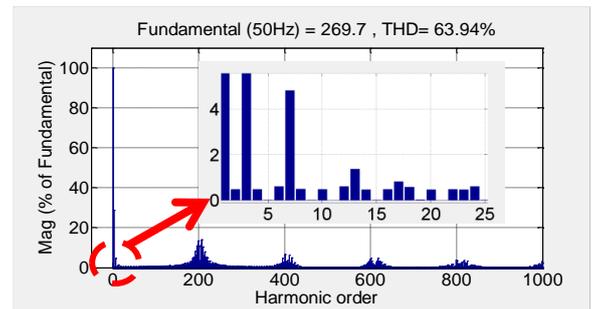
Dans les secteurs impairs, le vecteur de gauche (par rapport à la référence) est appliqué en premier, suivi du vecteur de droite; tandis que dans les secteurs pairs, le vecteur de droite est appliqué en premier, suivi par le vecteur de gauche. Ceci est important pour avoir une seule commutation par transition afin de minimiser les pertes par commutation.

**c) Simulation numérique de l'IMC**

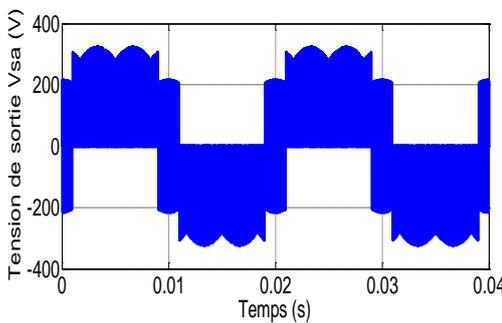
Pour le convertisseur matriciel indirect, la figure (2.22) présente une simulation de la tension de sortie et son spectre d'harmonique pour une tension d'entrée de 220V/50Hz et une charge R-L avec :  $R = 20\Omega$  et  $L = 5mH$ . Filtres d'entrée  $R=10\Omega$ ,  $C= 12\mu F$ ,  $L= 1mH$



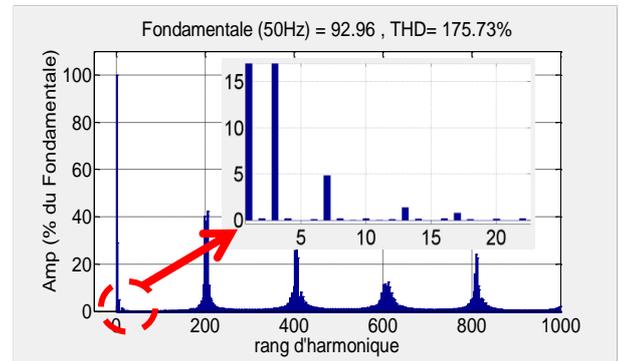
(a)



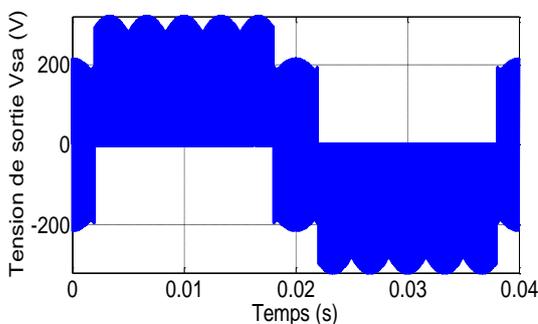
(b)



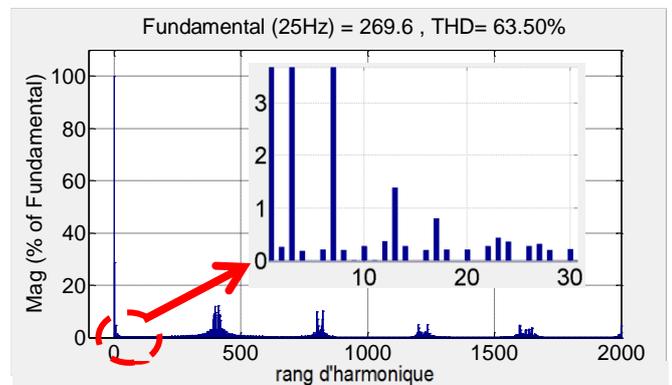
(c)



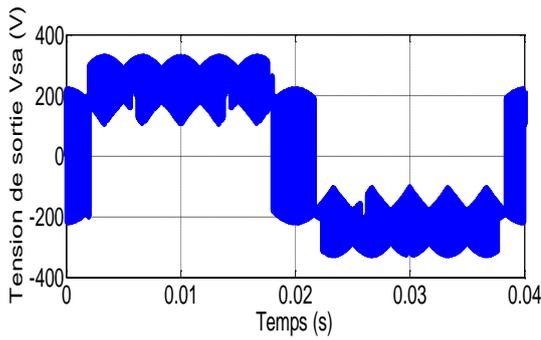
(d)



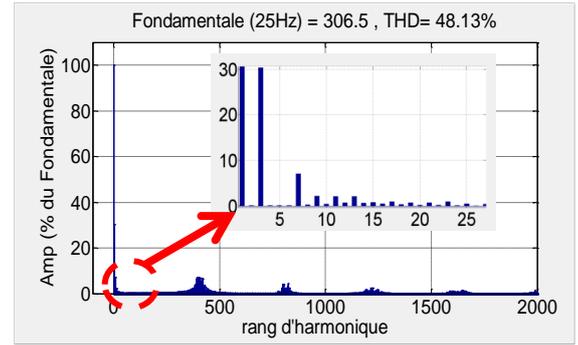
(e)



(f)

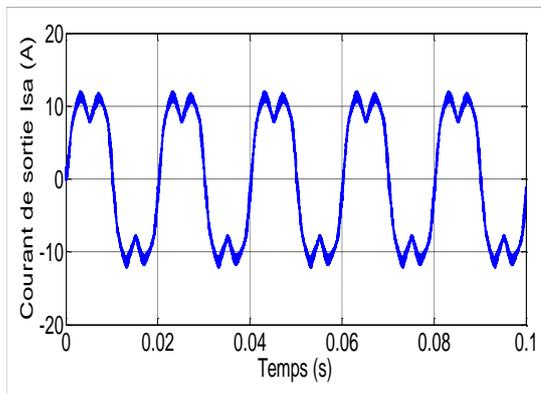


(g)

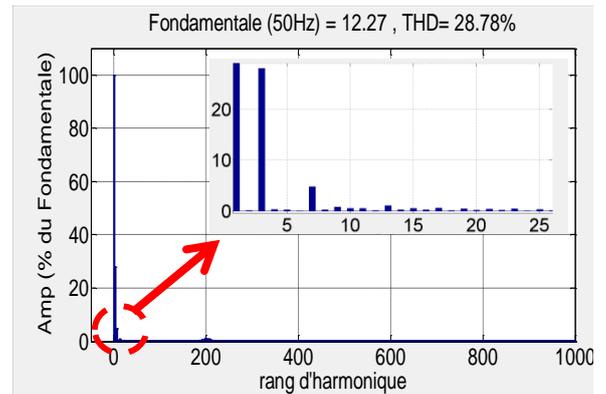


(h)

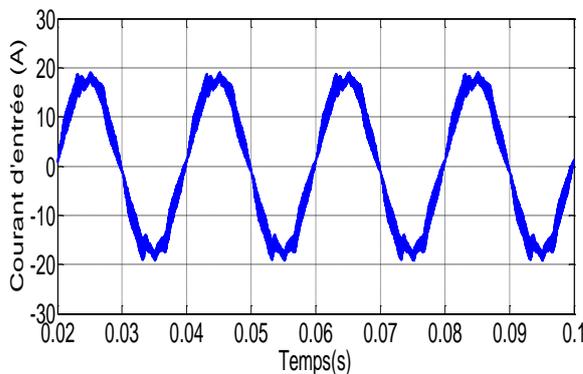
**Figure 2.22: (a) et (b) Tension de référence et tension de sortie  $V_{sa}$  et son spectre harmonique pour  $r = 0.87$  et  $f = 50$  Hz, (c) et (d)  $r = 0.3$  et  $f = 50$  Hz , (e) et (f)  $r = 0.87$  et  $f = 25$  Hz, (g) et (h)  $r = 1.2$   $f = 25$  Hz**



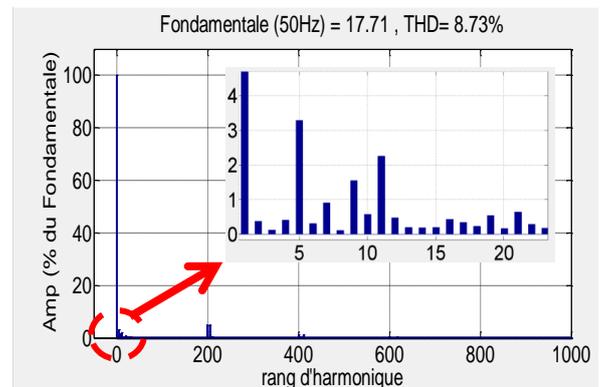
(a)



(b)

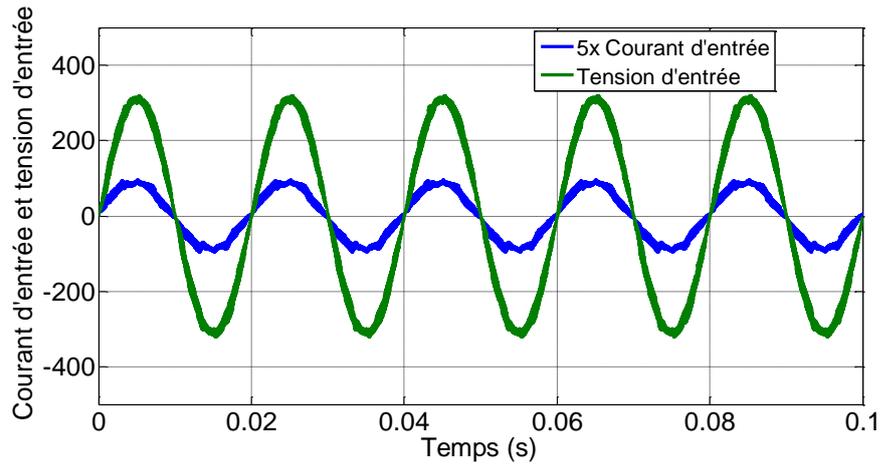


(c)



(d)

**Figure 2.23: (a) et (b) Courant de sortie et son spectre d'harmonique , (c) et (d) courant d'entrée et son spectre d'harmonique**



**Figure 2.24: Tension d'entrée et courant d'entrée**

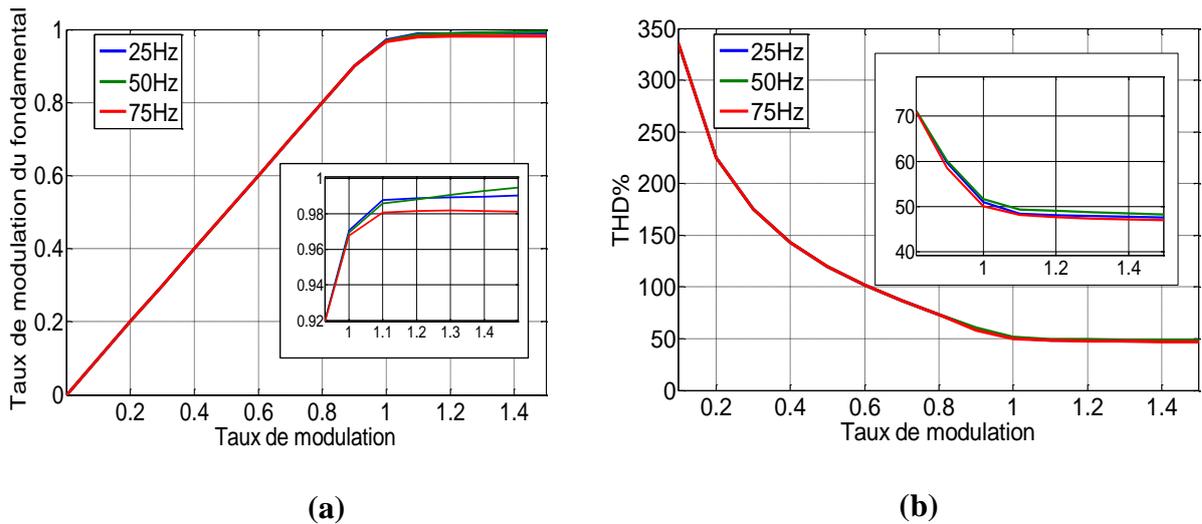
D'après les figures (2.22.a et 2.22.e) qui représentent les tensions de sorties pour  $r = 0.87$  et pour des fréquences de 50 Hz et 25 Hz respectivement, et d'après leurs spectres d'harmoniques (figures 2.22.b et 2.22.f) respectivement, on remarque que les harmoniques se ressemblent en groupes autour de la fréquence de commutation et de ses multiples (ceci est commun pour tous cas de figures) ainsi l'apparition de l'harmonique 3. En plus, les THD sont pratiquement identiques pour les deux fréquences.

Pour une diminution de  $r$  (figures 2.22.c et 2.22.d), on remarque une augmentation importante dans le THD. Ceci peut être interprété par le fait que l'en diminuant  $r$ , la durée d'application du vecteur nul devant les deux vecteurs actifs dans l'onduleur augmente par rapport à celle appliquée pour des indices de modulation relativement grands. En effet, l'augmentation de la durée d'application de vecteur nul remet les cinq tensions instantanées de l'onduleur à zéro en les éloignant à la tension de référence désirée.

Pour les figures (2.22.g et 2.22.h), la tension de sortie présente des harmoniques de faibles fréquences. Ceci est dû au fait qu'à partir de  $r = 0.93$ , la tension de référence se situe en dehors du cercle inscrit dans le décagone délimité par les sommets des vecteurs des états de commutation, ce qui fait aboutir à des durées de commutation supérieures au temps d'échantillonnage.

La figure (2.23.a) montre que les courants de sortie ont une forme sinusoïdale ce qui prouve la capacité de la SVM à générer les formes de courants désirées, tandis que les deux figures (2.23.c), (2.23.d) présentent le courant d'entrée et son spectre d'harmonique. Ce courant est sinusoïdal avec un THD de l'ordre de 8% avec un courant d'harmonique d'ordre 5 qui ne dépasse pas 3%.

La figure (2.24) montre que la tension d'entrée et le courant d'entrée sont bien en phase ce qui un facteur de déplacement ( $\cos(\varphi)$ ) unitaire pratiquement.



**Figure 2.25: (a) Courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation et de la fréquence**

La courbe de réglage de la figure (2.25.a) pour les fréquences 25 Hz, 50 Hz et 75 Hz, montre que le taux maximal de régulation linéaire est de 0.93, car au-delà de cette valeur, la tension de sortie ne suit pas la référence linéairement.

La valeur maximale de  $r$  est calculée comme suite :

$$(r_{[max]})_{\text{matrix}} = \frac{V_{max}}{V_{in}} \quad (2.25)$$

On sait que  $V_{max}$  est connue dans le cas de l'onduleur et on peut le trouver partir de l'équation (2.22):

$$V_{max} = (r_{[max]})_{\text{onduleur}} \cdot \frac{\overline{U_{pn}}}{2}$$

$$\text{D'où: } (r_{[max]})_{\text{matrix}} = (r_{[max]})_{\text{onduleur}} \cdot \frac{3}{4} = 0.93$$

La variation du taux de distorsion harmonique THD en fonction de taux de modulation  $r$  est illustrée dans la figure (2.25.b). Le THD est important pour des valeurs de  $r$  petit.

### 2.3.2.2 La modulation vectorielle (SVM) à 4 vecteurs actifs

La méthode ci-dessus (SVM à deux vecteurs actifs) conduit à des harmoniques d'ordre faible indésirables (surtout l'harmonique 3) dans les tensions de phase de sortie de l'onduleur  $\mathbf{V}_s$ .

L'application de deux vecteurs d'espace actifs moyens adjacents, ainsi que de deux vecteurs d'espace actif grands dans le plan  $(\alpha\text{-}\beta)$  dans chaque période de commutation, permet de maintenir des valeurs moyennes nulles dans le deuxième plan  $(\mathbf{x}\text{-}\mathbf{y})$  et par conséquent, de fournir une sortie sinusoïdale [9].

Lorsqu'on utilise deux vecteurs actifs grands et deux vecteurs moyens, leur représentation dans le plan  $(\mathbf{x}\text{-}\mathbf{y})$  est telle qu'ils s'annulent, comme l'illustre la figure (2.26)

Par exemple pour le secteur 1. Les vecteurs  $V_{16}$  et  $V_{25}$  étant opposés, de même que  $V_{24}$  et  $V_{29}$ , leurs modules sont différents (l'un large et l'autre moyen). Ainsi, si le temps d'application du vecteur le plus petit augmente dans la même proportion, ils auront une tension égale et s'annuleront mutuellement, éliminant les composantes  $(\mathbf{x}\text{-}\mathbf{y})$  et générant une sortie sinusoïdale.

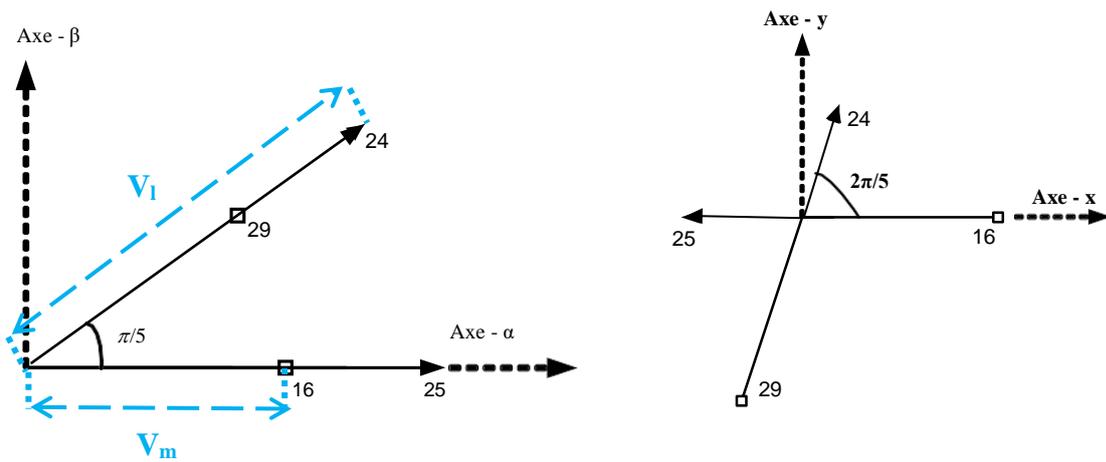
L'utilisation de quatre vecteurs spatiaux actifs par période de commutation nécessite le calcul de quatre temps d'application, désignés ici  $t_{al}$ ,  $t_{bl}$ ,  $t_{am}$ ,  $t_{bm}$ . Les expressions utilisées pour calculer les temps de passage de divers vecteurs spatiaux sont:

$$V_s = d_{al}V_{al} + d_{bl}V_{bl} + d_{am}V_{am} + d_{bm}V_{bm} + d_0V_0 \quad (2.26)$$

Où  $d_{al}$ ,  $d_{bl}$ ,  $d_{am}$ ,  $d_{bm}$  et  $d_0$  représentent les rapports cycliques. Ils sont définis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{al} = m_v \cdot \left( \frac{\tau}{1 + \tau^2} \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5} - \theta_{out}\right) \\ d_{bl} = m_v \cdot \left( \frac{\tau}{1 + \tau^2} \right) \cdot \sin(\theta_{out}) \\ d_{am} = m_v \cdot \left( \frac{1}{1 + \tau^2} \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5} - \theta_{out}\right) \\ d_{bm} = m_v \cdot \left( \frac{1}{1 + \tau^2} \right) \cdot \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_{al} - d_{bl} - d_{am} - d_{bm} \end{array} \right. \quad (2.27)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} m_v = \frac{|V_s|}{|V_m| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ |V_m| = \frac{2}{5} \cdot U_{pn} \\ r = \frac{|V_s|}{\frac{U_{pn}}{2}} \quad \text{et} \quad 0 < \theta_{out} \leq \frac{\pi}{5} \\ \tau = \frac{|V_l|}{|V_m|} = 1.618 \end{array} \right. \quad (2.28)$$



**Figure 2.26: Principe de la SVM avec quatre vecteurs actifs**

La figure (2.27) présente une simulation de la SVM quatre vecteurs de l'onduleur à deux niveaux pour d'une tension de bus continu  $U_{pn} = 440 \text{ V}$ ,  $r = 1$ , une fréquence de référence de 50 Hz et une charge RL avec  $R = 20 \Omega$  et  $L = 5 \text{ mH}$ .

La figure (2.27.a) est la tension simple de sortie  $V_{sa}$ . Elle suit sa tension de référence. La figure (2.27.b) représente son spectre d'harmoniques. Les harmoniques se rassemblent aux multiples de la fréquence de commutation et ainsi la disparition de l'harmonique 3 cela est due à l'utilisation du plan x-y.

La figure (2.27) montre des courants de sortie qui sont de formes sinusoïdales avec un faible THD.

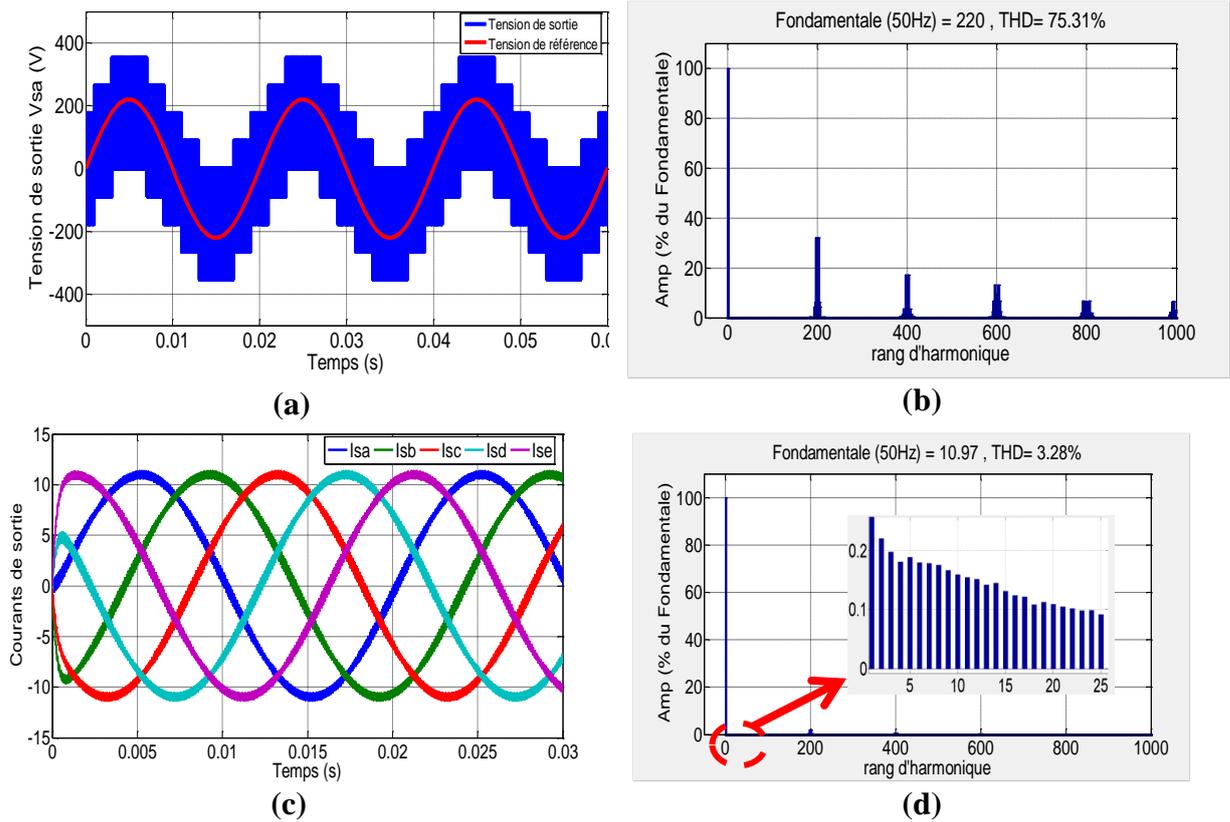


Figure 2.27: : (a) et (b) Tension simple de sortie et tension de référence et son spectre d'harmonique , (c) et (d) courants de sortie et leurs spectres harmoniques

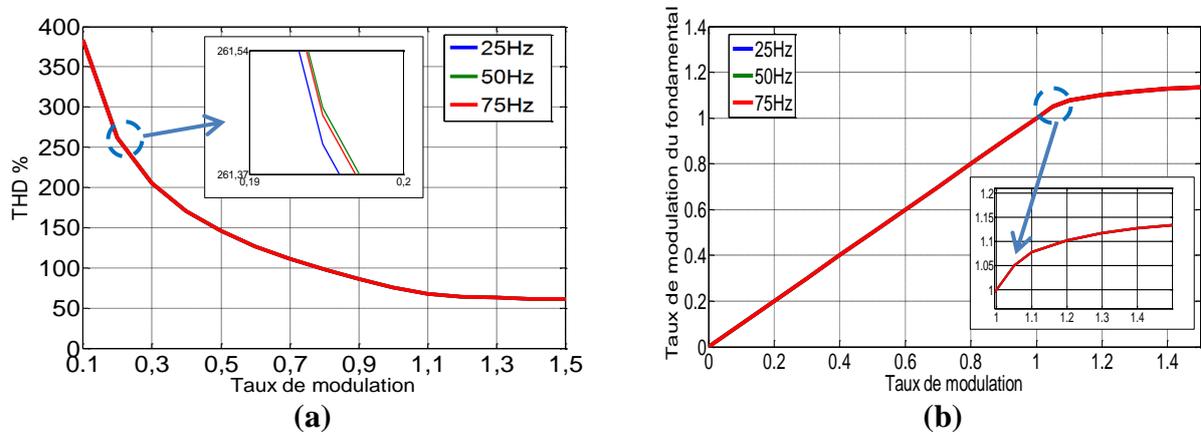


Figure 2.28: (a) Variation de THD en fonction du taux de modulation et de la fréquence, (b) courbe de réglage

La figure (2.28.a) confirme la capacité de la SVM à générer des courants de sortie sinusoïdaux présentant un faible THD.

La courbe de réglage (2.28.b) montre que le fondamental de la tension simple de sortie augmente linéairement avec l'augmentation du taux de modulation jusqu'au  $r = 1.05$ . On peut tirer la valeur maximale de  $r$  comme suit :

$$r_{[max]} = \frac{V_{max}}{\frac{U_{pn}}{2}} \quad (2.29)$$

La valeur de  $V_{max}$  est la moyenne entre le module de  $|V_1|$  et  $|V_m|$  qui est égale à  $0.5236.U_{pn}$

D'où :

$$r_{[max]} = \frac{V_{max}}{\frac{U_{pn}}{2}} = 1.05 \quad (2.30)$$

Pour le convertisseur matriciel complet (onduleur et redresseur), on doit tenir compte de la variation de la tension du bus continu  $U_{pn}$  à cause de l'absence de la capacité de filtrage et pour éviter le problème des harmoniques de faible fréquence donc le rapport  $m_v$  devient :

$$\begin{cases} m_v = \frac{5}{2} \frac{|V_s|}{V_{DC} \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ r = \frac{|V_s|}{|V_{in}|} \\ V_{DC} = \frac{3}{2} \frac{V_{in} \cos(\varphi_{in})}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \end{cases} \quad (2.31)$$

$r$  : Le taux de modulation.

$\varphi_{in}$  : Le déphasage de l'entrée.

$\theta_{in}$  : L'angle du vecteur courant d'entrée par rapport au secteur.

### a) Synchronisation entre les deux étages

Pour obtenir un ordre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie, la modulation applique les états de commutation de l'étage redressement ( $I_\lambda$ ,  $I_\delta$ ) et de l'onduleur ( $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$  et  $V_o$ ) d'une façon régulière dans une période d'échantillonnage  $T_s$ .

La figure suivante montre la manière de choisir ces combinaisons qui représentent la synchronisation entre les deux étages qui se fait en général dans l'étage onduleur.

Dans cet exemple les vecteurs de référence du courant et de la tension de sortie sont situés dans le secteur 1 des deux étages.

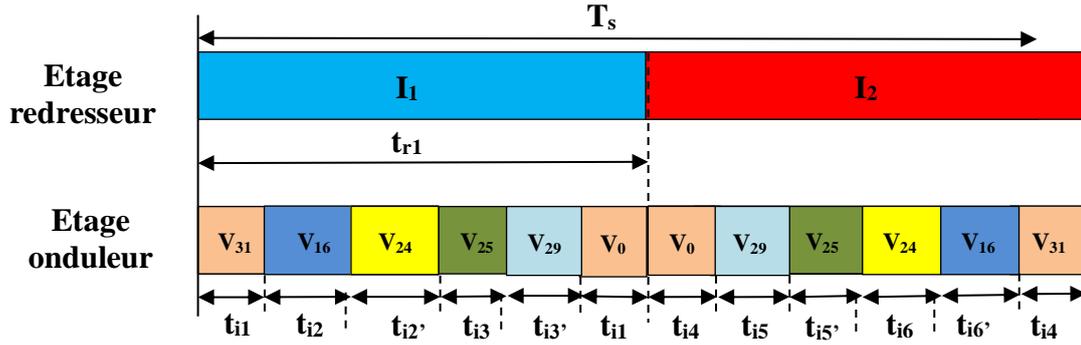


Figure 2.29: Synchronisation entre les deux étages cas de SVM à 4 vecteurs

Les temps d'application des vecteurs sont donnés par les expressions suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{r1} = d_{\gamma} T_s \\ t_{i1} = 0.5 \cdot d_0 d_{\gamma} T_s \\ t_{i2} = d_{\gamma} d_{am} T_s \\ t_{i2'} = d_{\gamma} d_{bl} T_s \\ t_{i3} = d_{\gamma} d_{al} T_s \\ t_{i3'} = d_{\gamma} d_{bm} T_s \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} t_{i4} = 0.5 \cdot d_0 d_{\delta} T_s \\ t_{i5} = d_{bm} d_{\delta} T_s \\ t_{i5'} = d_{al} d_{\delta} T_s \\ t_{i6} = d_{bl} d_{\delta} T_s \\ t_{i6'} = d_{am} d_{\delta} T_s \end{array} \right. \quad (2.32)$$

**b) Etats de commutations**

Pour le cas de SVM 4 vecteurs, la séquence des vecteurs appliquée dans les secteurs 1 à 10 et les modèles des états de commutation correspondants pour les demi bras supérieurs sont illustrés dans les figures ci-dessous (les états des demi bras inférieurs sont complémentaires à eux).

**Etats de commutations de l'onduleur pour 4 vecteurs actifs:**

	$T_s$											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$
S11												
S12												
S13												
S14												
S15												
	V <sub>31</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>24</sub>	V <sub>25</sub>	V <sub>29</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>29</sub>	V <sub>25</sub>	V <sub>24</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>31</sub>	

(a) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 1

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_8$	$V_{24}$	$V_{28}$	$V_{29}$	$V_0$	$V_{29}$	$V_{28}$	$V_{24}$	$V_8$	$V_{31}$	

(b) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 2

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_8$	$V_{12}$	$V_{28}$	$V_{30}$	$V_0$	$V_{30}$	$V_{28}$	$V_{12}$	$V_8$	$V_{31}$	

(c) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 3

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_4$	$V_{12}$	$V_{14}$	$V_{30}$	$V_0$	$V_{30}$	$V_{14}$	$V_{12}$	$V_4$	$V_{31}$	

(d) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 4

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_4$	$V_6$	$V_{14}$	$V_{15}$	$V_0$	$V_{15}$	$V_{14}$	$V_6$	$V_4$	$V_{31}$	

(e) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 5

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_2$	$V_6$	$V_7$	$V_{15}$	$V_0$	$V_{15}$	$V_7$	$V_6$	$V_2$	$V_{31}$	

(f) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 6

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_2$	$V_3$	$V_7$	$V_{23}$	$V_0$	$V_{23}$	$V_7$	$V_3$	$V_2$	$V_{31}$	

(g) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 7

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_1$	$V_3$	$V_{19}$	$V_{23}$	$V_0$	$V_{23}$	$V_{19}$	$V_3$	$V_1$	$V_{31}$	

(h) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 8

		$T_s$											
		$T_s/2$					$T_s/2$						
		$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$
S11													
S12													
S13													
S14													
S15													
		$V_{31}$	$V_1$	$V_{17}$	$V_{19}$	$V_{27}$	$V_0$	$V_{27}$	$V_{19}$	$V_{17}$	$V_1$	$V_{31}$	

(i) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 9

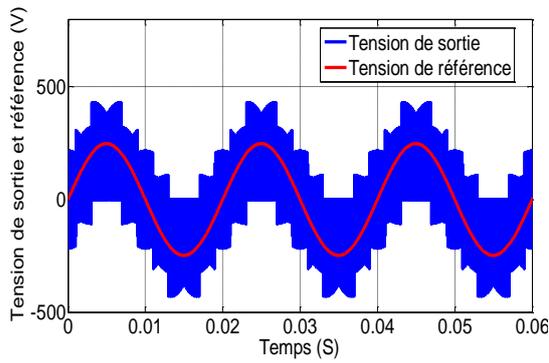
	$T_s$											
	$T_s/2$					$T_s/2$						
	$T_0/4$	$T_{bm}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{am}/2$	$T_0/4$	$T_{am}/2$	$T_{bl}/2$	$T_{al}/2$	$T_{bm}/2$	$T_0/4$	
S11												
S12												
S13												
S14												
S15												
	$V_{31}$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{25}$	$V_{27}$	$V_0$		$V_{27}$	$V_{25}$	$V_{17}$	$V_{16}$	$V_{31}$

(j) : Etats des interrupteurs de l'onduleur pour le secteur 10

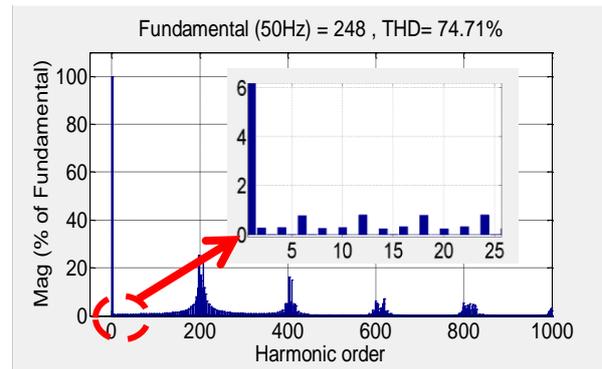
Figure 2.30: Etats des interrupteurs de l'onduleur pour les différents secteurs cas de SVM à 4 vecteurs

c) Simulation numérique de l'IMC

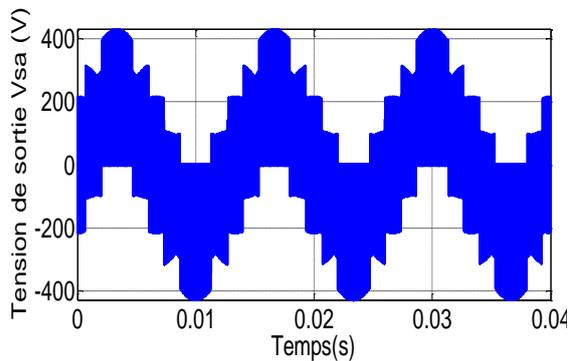
Pour le convertisseur matriciel indirect, la figure (2.31) présente une simulation de la tension de sortie et son spectre d'harmonique pour une tension d'entrée de 220V/50Hz et une charge R-L avec :  $R = 20\Omega$  et  $L = 5mH$ .



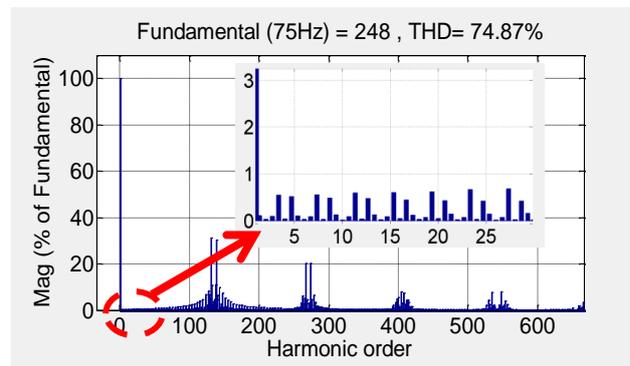
(a)



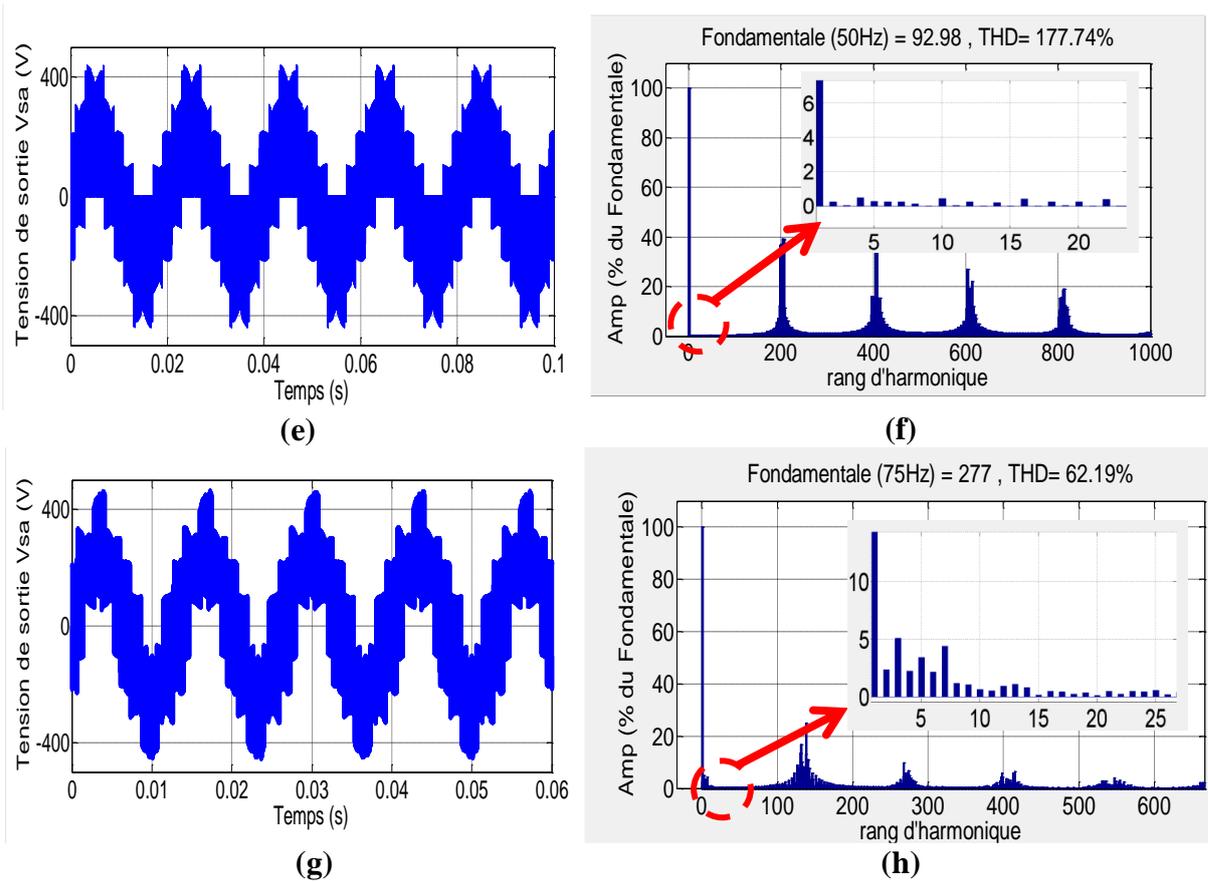
(b)



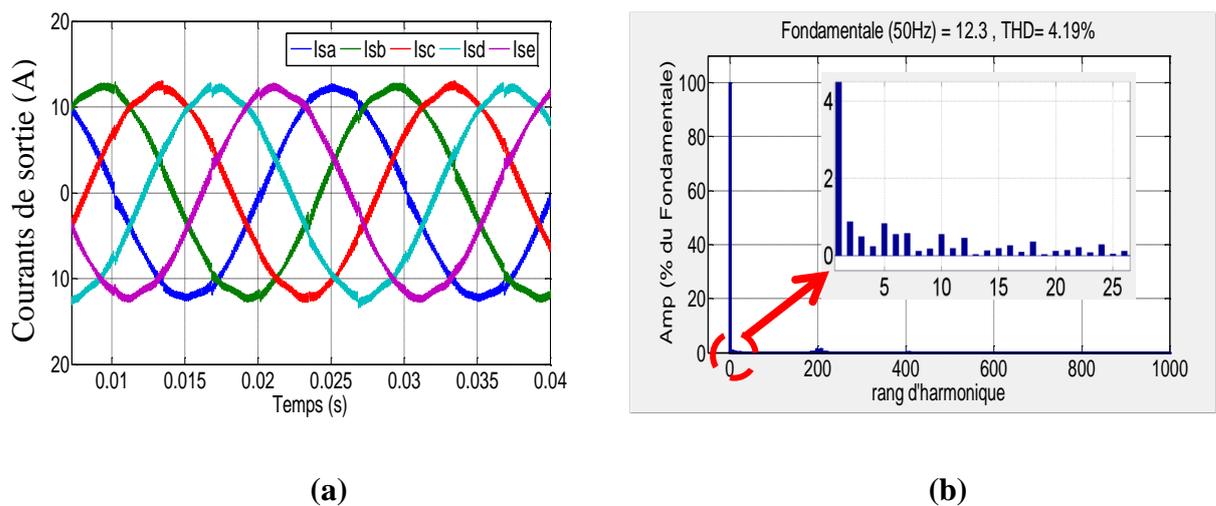
(c)

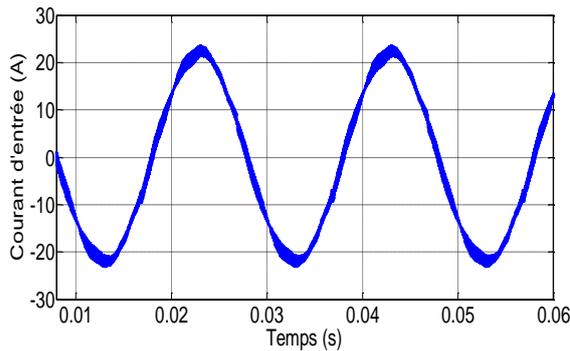


(d)

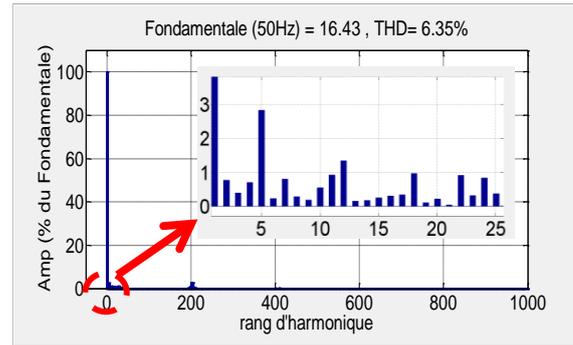


**Figure 2.31: (a) et (b) Tension de référence et tension de sortie  $V_{sa}$  et son spectre d'harmonique pour  $r = 0.87$  et  $f = 50$  Hz , (c) et (d)  $r = 0.87$  et  $f = 75$  Hz , (e) et (f)  $r = 0.3$  et  $f = 50$  Hz , (g) et (h)  $r = 1.2$   $f = 75$  Hz**



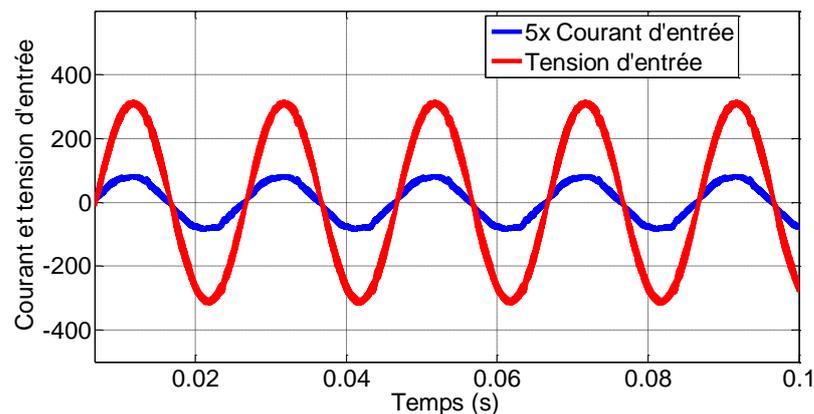


(c)



(d)

**Figure 2.32:** (a) et (b) Courants de sorties et leurs spectres d'harmoniques, (c) et (d) courant d'entrée et son spectre d'harmonique



**Figure 2.33:** Tension d'entrée et courant d'entrée

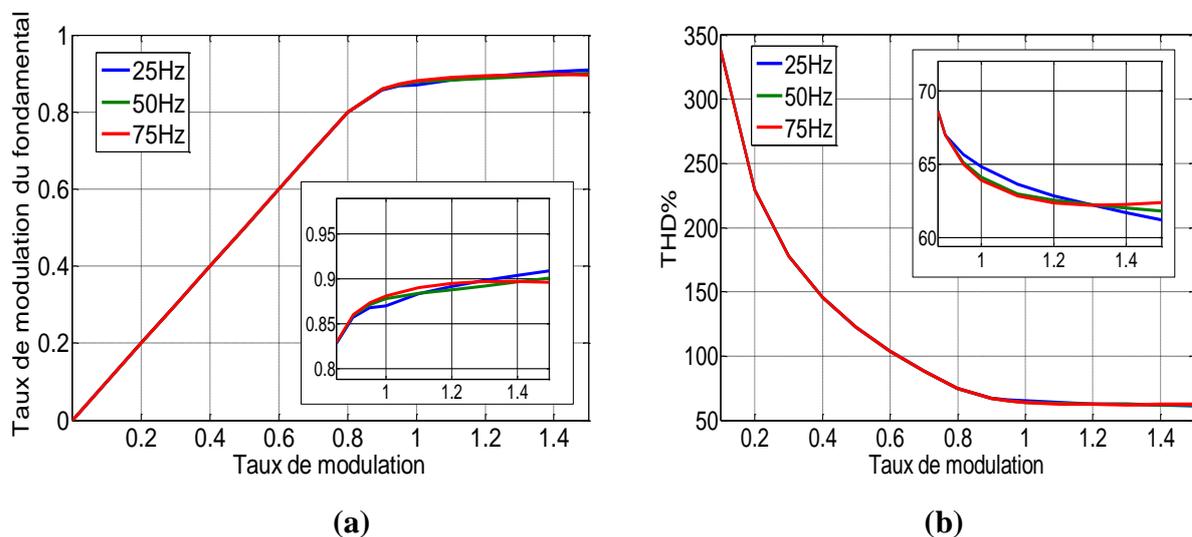
Les figures (2.31.a et 2.31.c) représentent les tensions de sorties pour  $r = 0.87$  et pour des fréquences de 50 Hz et 75 Hz respectivement, et d'après leurs spectres d'harmoniques (figures 2.31.b et 2.31.d) respectivement, on remarque que les harmoniques se ressemblent en groupes autour de la fréquence de commutation et de ses multiples (ceci est commun pour tous cas de figures) ainsi la disparition de l'harmonique 3. En plus, les THD sont pratiquement identiques pour les deux fréquences.

Pour une diminution de  $r$  (figures 2.31.e et 2.31.f), on remarque une augmentation importante dans le THD. Ceci peut être interprété par le fait que l'en diminuant  $r$ , la durée d'application du vecteur nul devant les deux vecteurs actifs dans l'onduleur augmente par rapport à celle appliquée pour des indices de modulation relativement grands. En effet, l'augmentation de la durée d'application de vecteur nul remet les cinq tensions instantanées de l'onduleur à zéro en les éloignant à la tension de référence désirée.

Pour les figures (2.31.g et 2.31.h), la tension de sortie présente des harmoniques de faibles fréquences. Ceci est dû au fait qu'à partir de  $r = 0.79$ , la tension de sortie ne suit pas la référence.

La figure (2.32.a) montre que les courants de sortie ont une forme sinusoïdale ce qui prouve la capacité de la SVM à générer les formes de courants désirées, tandis que les deux figures (2.32.c), (2.32.d) présentent le courant d'entrée et son spectre d'harmonique. Ce courant est sinusoïdal avec un THD de l'ordre de 6% avec un courant d'harmonique d'ordre 5 qui ne dépasse pas 3%.

La figure (2.33) montre que la tension d'entrée et le courant d'entrée sont bien en phase ce qui un facteur de déplacement ( $\cos(\varphi)$ ) unitaire pratiquement.



**Figure 2.34: (a) Courbe de réglage , (b) variation de THD en fonction du taux de modulation et de la fréquence**

La courbe de réglage de la figure (2.34.a) pour les fréquences 25 Hz, 50 Hz et 75 Hz, montre que le taux maximal de régulation linéaire est de 0.79, car au-delà de cette valeur, la tension de sortie ne suit pas la référence linéairement.

La valeur maximale de  $r$  est calculée comme suite :

$$(r_{[max]})_{\text{matrix}} = \frac{V_{\text{max}}}{V_{\text{in}}}$$

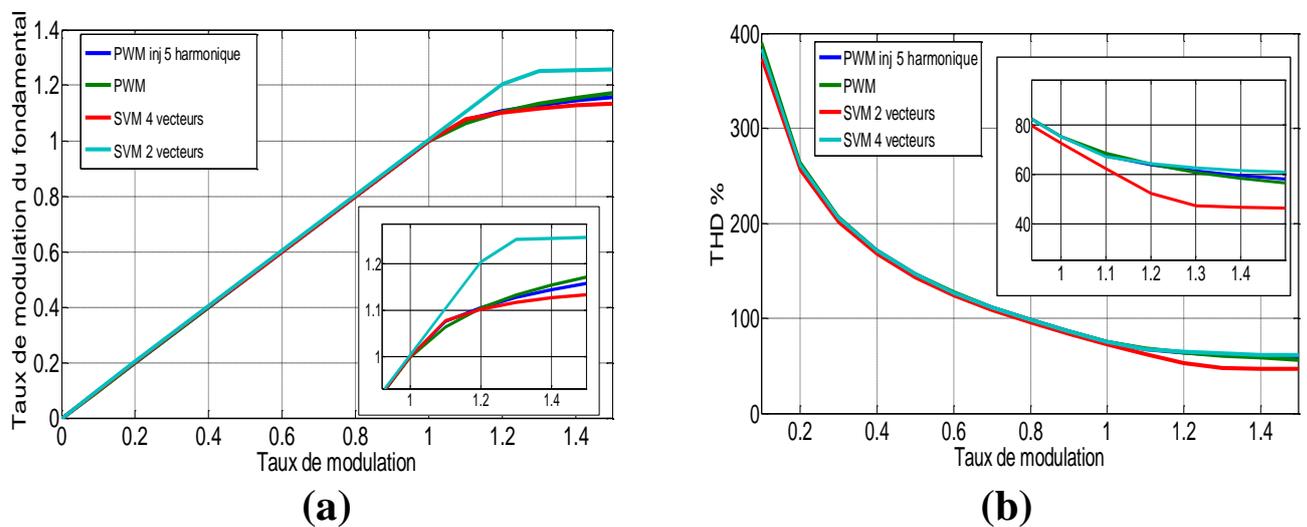
$$\text{D'où: } (r_{[max]})_{\text{matrix}} = (r_{[max]})_{\text{onduleur}} \cdot \frac{3}{4} = 0.79 \quad (2.3)$$

La variation du taux de distorsion harmonique THD en fonction de taux de modulation  $r$  est illustrée dans la figure (2.34.b). Le THD est important pour des valeurs de  $r$  petit.

## 2.4 Comparaison entre les courbes de réglage et THD pour l'onduleur

La figure ci-dessous montre une comparaison entre les courbes de réglage (figure 2.35.a) et THD (figure 2.35.b) pour les 4 méthodes utilisées à la fréquence de 50Hz. On remarque que dans le cas de taux de modulation inférieur à 1, la courbe de réglage pour les 4 méthodes est identique, au-delà de cette valeur on constate que la SVM à 2 vecteurs reste linéaire jusqu'à 1.23.

Concernant la courbe de THD, on remarque pour des valeurs de  $r$  petit, les 4 méthodes possèdent des spectres d'harmoniques identiques, à partir de  $r=1$  la méthode de SVM à 2 vecteurs possède le moins mais en contrepartie elle génère l'harmonique 3 qui peut créer des couples pulsatoires dans la machine.

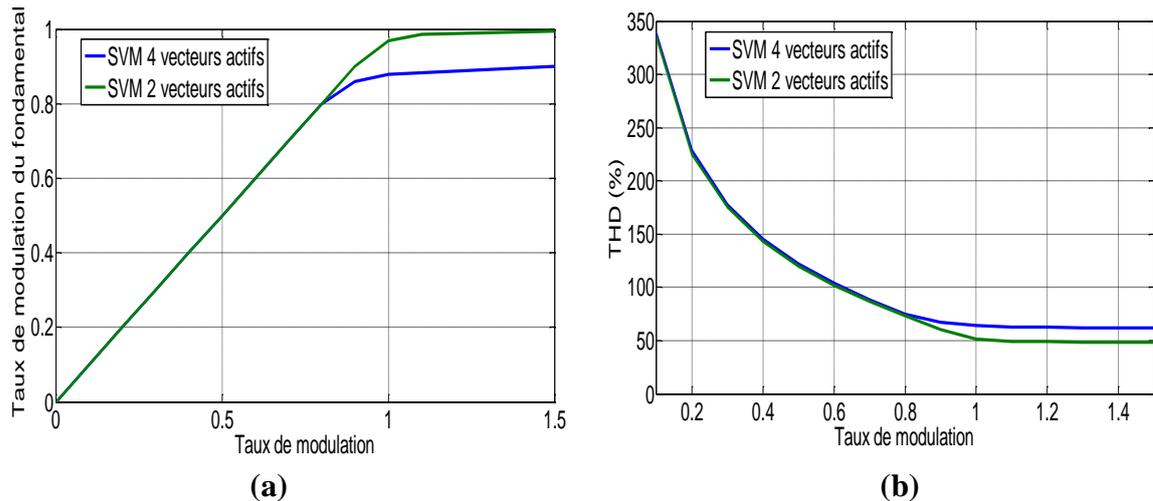


**Figure 2.35:** (a) Courbe de réglage pour les 4 techniques d'onduleur, (b) Courbe THD pour les 4 techniques d'onduleur

## 2.5 Comparaison entre les courbes de réglage et THD pour le convertisseur matriciel

La figure (2.36) montre une comparaison entre les courbes de réglage et THD pour les 2 méthodes utilisées en convertisseur matriciel à la fréquence de 50Hz. On remarque que dans le cas de taux de modulation  $r$  inférieur à 0.8, la courbe de réglage pour les 2 méthodes est identique, au-delà de cette valeur la SVM à 2 vecteurs reste linéaire jusqu'à 0.93.

Dans la figure (2.36.b), on remarque que pour des petites valeurs de  $r$ , les 2 méthodes possèdent des spectres d'harmoniques identiques, à partir de  $r=0.8$  la méthode de SVM à 2 vecteurs possède le moins THD.



**Figure 2.36: (a) Courbe de réglage pour les deux méthodes du convertisseur matriciel , (b) Courbe THD pour les deux méthodes du convertisseur matriciel**

## 2.6 Conclusion

Dans ce 2<sup>ème</sup> chapitre, on a commencé par une brève description de la modulation vectorielle (SVM) et la modulation de largeur d'impulsion (PWM), suivie par une description détaillée des deux étages du convertisseur matriciel indirect, en commençant par le redresseur et sa commande vectorielle y compris une simulation de la tension redressée. Puis en second lieu on a étudié la commande de l'onduleur avec la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et la modulation vectorielle (SVM) ainsi la simulation des tensions et courants et ses spectres d'harmoniques.

Pour fonctionner le convertisseur matriciel, une synchronisation entre les deux étages (onduleur et redresseur) est essentielle pour éviter les harmoniques de faibles fréquence. Pour le faire, les états de commutation des interrupteurs ont été illustrés en éclair en respectant cette condition.

Après on a fini par une présentation de la simulation pour les différents indices de modulation et fréquences du convertisseur matriciel, ainsi une comparaison entre les différentes techniques utilisées pour le cas de l'onduleur et pour le cas du convertisseur matriciel.

On a trouvé que la SVM à 2 vecteurs possède une zone linéaire de commande qui est large par rapport aux autres techniques, atteignant un taux de modulation de 1.23 pour l'onduleur et 0.93 pour l'IMC, à l'instar d'un THD plus faible. En contrepartie, cette technique fait apparaître l'harmonique 3 qui a un impact négatif sur le couple de la machine.

# **Chapitre 3 :**

**STM32F4-Discovery**

## Chapitre 3. STM32F4-DISCOVERY

### 3.1 Introduction

La famille **STM32** est une série de microcontrôleurs 32-bits en circuits intégrés réalisés par STMicroelectronics [10].

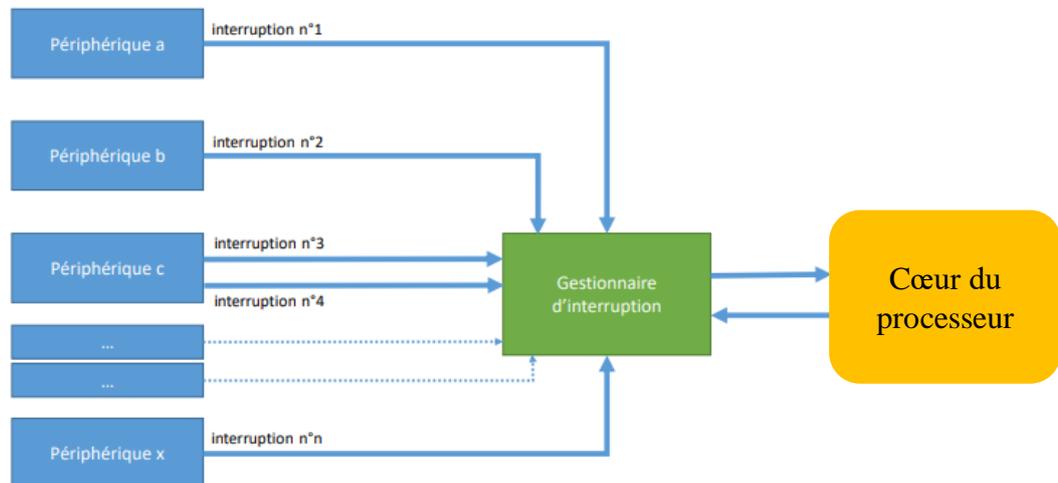
Dans notre étude, on s'intéresse à la carte STM32F4-Discovery, en achevant par une description détaillée des périphériques utilisés ainsi ces avantages par rapport à notre travail expérimental.

Une explication sur la carte STM32F4-Discovery et une description générale de ses caractéristiques sont présentées dans l'ANNEXE 2.

### 3.2 Les interruptions

Les interruptions consistent à mettre en pause l'exécution d'un programme, par un microcontrôleur, pour traiter une tâche qui est prioritaire devant cette exécution de programme.

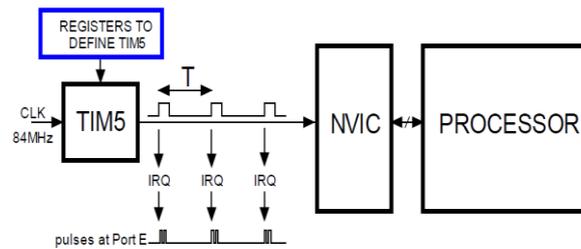
Cela est très utile, par exemple, pour éviter de mobiliser les ressources du composant pour produire un délai.



**Figure 3.1: Schéma du principe d'interruption**

Dans les microcontrôleurs de la série STM32F4xx, le contrôleur d'interruption est appelé contrôleur d'interruption vectoriel imbriqué (NVIC) [11] qui gère les priorités entre interruptions et gère aussi la sauvegarde/restauration des registres.

La figure 3.2 présente un exemple de demande d'interruption par le Timer5 de la STM32-Discovery.



**Figure 3.2: Exemple de demande d'interruption par le Timer 5 (IRQ) au début de la période**

Pour la priorité des interruptions, il existe deux parties [12] :

- (a) **groupe de priorité** : détermine si une interruption peut couper une interruption courante.
- (b) **sous-priorité** : détermine qui s'exécutera en premier si deux interruptions du même groupe arrivent en même temps.

### 3.3 Les Ports d'Entrée/Sortie GPIO

Une entrée / sortie est une broche (pin) sur laquelle on peut relier des éléments électroniques externes au microcontrôleur. Ces pins sont appelés GPIO (General Purpose Input Output). Elles sont réunies par groupes de 16 sur un même port. Il existe 5 ports (GPIO A,B,C,D et E)

Pour satisfaire un maximum d'utilisations différentes, Chacune des pins peut être configurée comme suit :

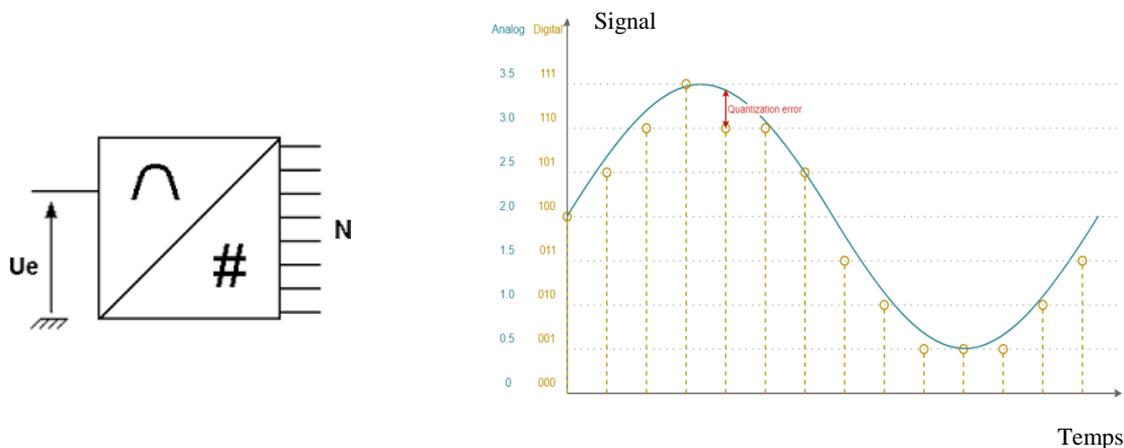
- **Entrée (limites 0 / 3,3V)** : comme des entrées analogique pour le cas d'utilisation d'un ADC (Analog to Digital Converter)
- **Sortie** : comme des sorties PushPull : les pins sont capable de fournir 0V ou 3,3V avec un courant maximum d'environ +/- 20mA.

### 3.4 Convertisseur Analogique Numérique ADC

Un convertisseur analogique-numérique ADC (*Analog to Digital Converter*) ou plus simplement A/D, est un montage électronique dont la fonction est de traduire une grandeur analogique en une valeur numérique (codée sur plusieurs bits), proportionnelle au rapport entre la grandeur analogique d'entrée et la valeur maximale du signal.

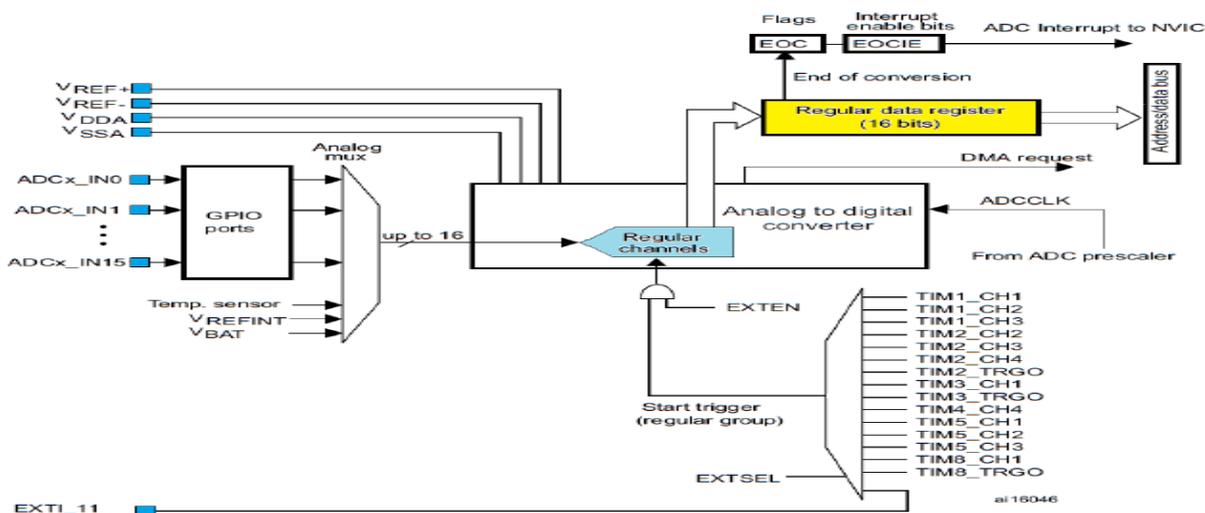
Dans notre travail, les ADCs sont nécessaire pour connaitre l'angle  $\theta$  des tensions d'entrée afin de calculer les rapports cycliques de redresseur ainsi pour assurer un déphasage d'entrée réglable.

La figure ci-dessous montre le prototype de l'ADC :



**Figure 3.3: Prototype de l'ADC**

Un schéma de principe simplifié pour un bloc ADC est représenté dans la figure ci-dessous (figure 3.4) :



**Figure 3.4: Schéma d'un ADC**

Un ADC contient 16 entrées analogiques qui sont les PINs d'E/S du microcontrôleur. Ces 16 PINs permettent d'effectuer 16 conversions consécutives pour chaque ADC.

Il contient aussi un multiplexeur (Analog Mux) qui abrite trois entrées supplémentaires pour permettre la mesure de la température, de la puissance et des lignes de référence de la puce.

L'ADC écrit le résultat de la conversion dans un registre de données régulier (ADCx\_DR) où x représente l'indice de l'ADC utilisé.

### 3.5 Les Timers

La STM32F4-Discovery inclue 14 Timers selon leurs types et ils sont présentés dans le tableau 3.1.

Les Timers ont un rôle très important comme la génération d'événement de période fixe et la génération des signaux PWM .

Type du Timer	Timer	Type de comptage	Générateur de	Canaux Capture/Compare	Sorties compléme-	horloge Max du
<b>Avancé (advanced)</b>	TIM1	Up/Down	Oui	4	Oui	168
	TIM8					
<b>Usage général (général pupose)</b>	TIM2	Up/Down	Oui	4	Non	84
	TIM5					
	TIM3	Up/Down	Oui	4	Non	84
	TIM4					
	TIM9	Up	Non	2	Non	168
	TIM10	Up	Non	1	Non	168
	TIM11					
TIM12	Up	Non	2	Non	84	
TIM13	Up	Non	1	Non	84	
TIM14						
<b>Basic</b>	TIM6	Up	Oui	0	Non	84
	TIM7					

**Tableau 5.1: Timers inclus dans la STM32 et leurs types**

Dans notre travail, on utilise les Timers 1 et 8 pour l'étage onduleur et les Times 3 et 4 pour l'étage redresseur ainsi un Timers 2 pour la synchronisation.

#### 3.5.1 Les principaux registres des timers

L'unité de comptage du temps se base essentiellement sur 4 registres :

- Counter register (TIMx\_CNT), registre qui est responsable du comptage.

- Prescaler register (TIMx\_PSC) est le registre permettant de diviser l'horloge de référence, c'est à dire le pré-diviseur du compteur.
- Auto-reload register (TIMx\_ARR) permet de définir une valeur seuil déclenchant la remise à 0 du compteur ou le décomptage. Dans notre cas, il représente la période de comptage.
- Repetition counter register (TIMx\_RCR) est utilisé pour la répétition, il existe seulement dans les Timers avancés.

### 3.5.2 Les types de comptage

Les registres de comptage peuvent s'incrémenter, se décrémenter, ou bien les deux. Ils se rechargent automatiquement à l'aide du registre TIMx\_ARR.

#### (a) Mode UP :

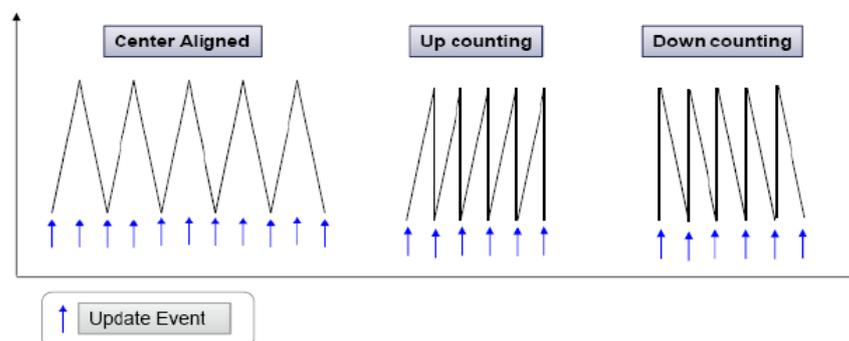
Dans ce mode, le compteur compte de 0 jusqu'à la valeur définie dans le registre TIMx\_ARR. Puis il recommence à 0 et génère un événement d'overflow (Update Event - UEV).

#### (b) Mode Down :

Le compteur décrémente de la valeur seuil (TIMx\_ARR) jusqu'à 0, puis recommence si la répétition est activée (TIMx\_RCR).

#### (c) Mode Up/Down :

Le comptage dans ce mode va de 0 à la valeur du registre TIMx\_ARR, génère un événement d'overflow, puis décompte jusqu'à 1 et génère un événement d'underflow. Puis le compteur recommence le comptage à partir de 0.



**Figure 3.5: Les différents modes**

D'où la valeur de la période de comptage ARR est calculée comme suite pour les différents modes ( $F_e$  : la période d'échantillonnage) :

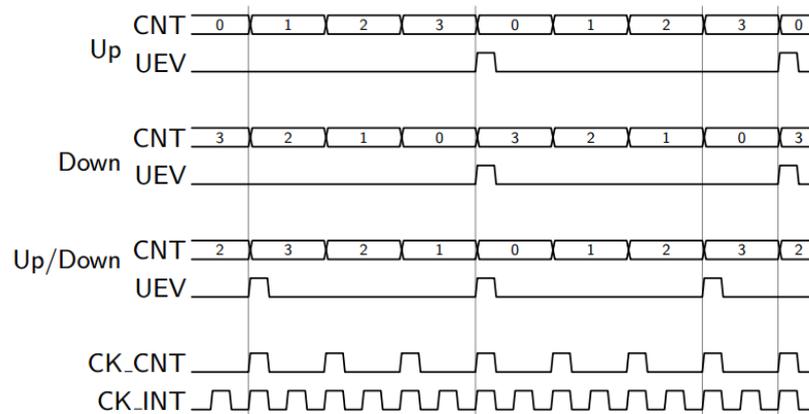
- Pour les deux modes Up et Down :

$$ARR = (System\ Core\ Clock / Fe * (PSC + 1)) - 1 \quad (3.1)$$

- Pour le mode Center-Aligned :

$$ARR = System\ Core\ Clock / (2 * Fe * (PSC + 1)) \quad (3.2)$$

La figure (3.6) présente le diagramme de comptage pour les différents modes de comptage avec TIMx\_PSC = 1 (horloge interne divisée par 2) et TIMx\_ARR = 3.

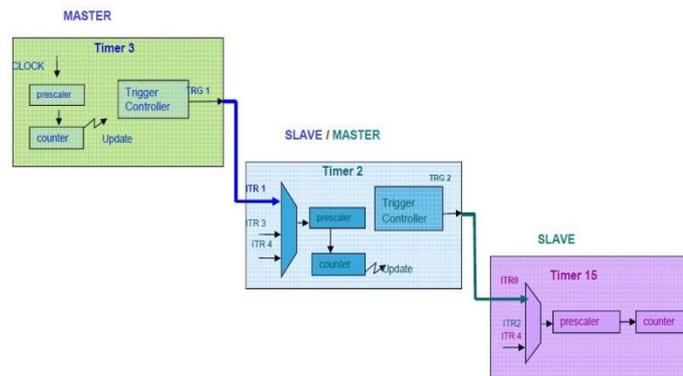


**Figure 3.6: Diagramme de comptage pour les différents modes (PSC= 1, ARR = 3)**

### 3.5.3 Synchronisation

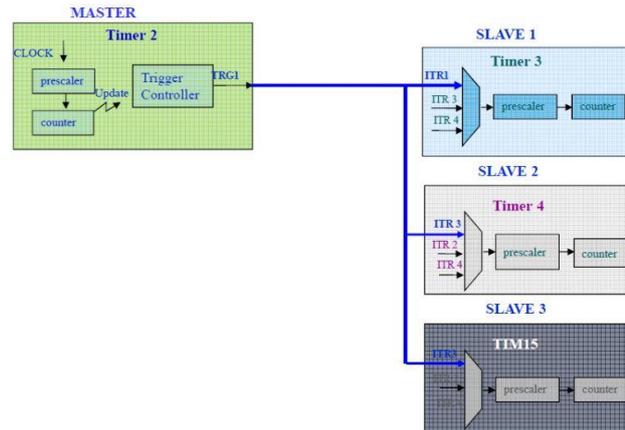
Il existe trois modes de synchronisation :

- (a) **Mode cascade** : Par exemple dans ce cas le Timer2 intermédiaire joue le rôle d’esclave pour Timer3, et de maître pour le Timer15 (figure 3.7)



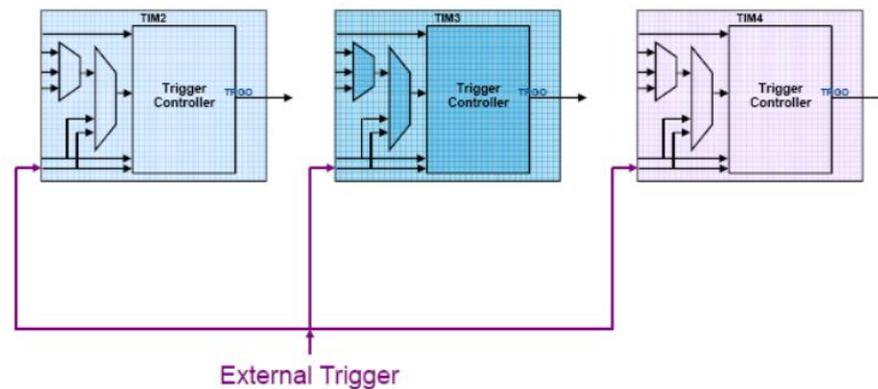
**Figure 3.7: Synchronisation en mode cascade**

- (b) **Mode parallèle** : Dans de mode tous les Timers esclaves sont synchronisés par un seul maître (mode utilisé dans notre travail) (3.8)



**Figure 3.8: Synchronisation en mode parallèle**

(c) **Mode déclencheur externe** : Dans ce cas, les Timers sont synchronisés par un signal provenant d'une broche externe (Figure 3.9)



**Figure 3.9: Synchronisation en mode déclencheur externe**

### 3.5.4 Module PWM

Le timer peut aussi permettre la génération d'un signal dont la fréquence et le rapport cyclique sont contrôlables par des registres.

Le registre TIMx\_ARR (compteur) permet de définir la fréquence tandis que le registre TIMx\_CCRx contrôle le rapport cyclique :

(a) **Modes** :

Il existe deux modes PWM (mode 1 et 2) pour les deux cas:

- **Cas de comptage** :

Dans le mode 1 de PWM (*active to inactive*), le canal (OCy) est actif tant que  $CNT < CCRy$ , sinon il est inactif

Pour le mode 2 de PWM (*inactive to active*), le canal est inactif tant que  $CNT < CCRy$ , sinon il est actif

- **Cas de décomptage :**

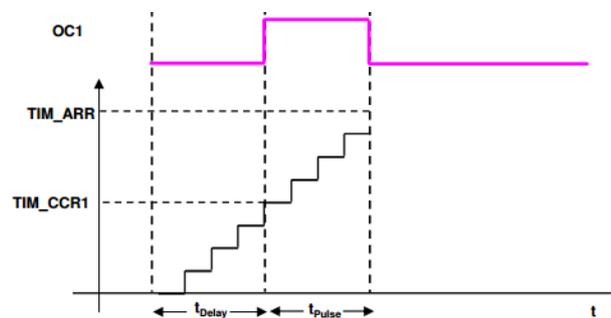
Dans le mode 1 de PWM, le canal est inactif tant que  $CNT > CCRy$ , sinon il est actif

Pour le mode 2 de PWM, le canal est actif tant que  $CNT > CCRy$ , sinon il est inactif

**(b) Polarité :**

La dernière étape pour configurer une sortie en mode PWM, consiste à spécifier la polarité de la broche de sortie : High (haut) ou Low (bas).

La figure ci-dessous (figure 3.10) représente le mode de sortie pour le signal OC1 pour le mode PWM1 et polarité low.



**Figure 3.10: Signal de sortie OC1**

### 3.5.5 Temps mort

Le temps mort est calculé comme suit :

$$\text{Temps mort} = \text{DeadTime} / \text{System Core Clock} \quad (3.3)$$

Avec : *System Core Clock* est l'horloge principale du Timer.

Si par exemple on veut générer un temps mort de 2 $\mu$ s pour une fréquence de *System Core Clock* = 168 MHz, on choisit le *DeadTime* = 336.

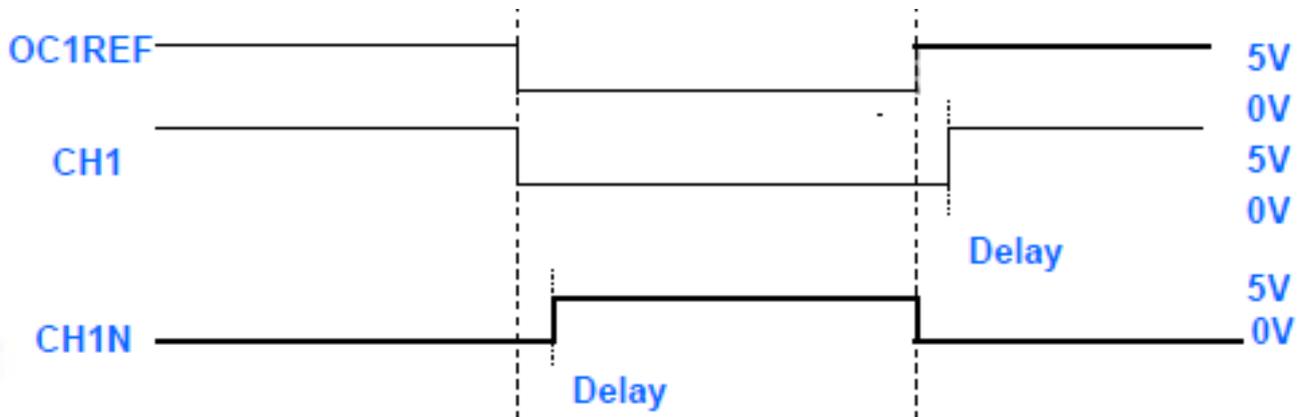


Figure 3.11: Le temps mort

### 3.6 Avantages de la STM32-Discovery par rapport notre travail

Parmi ces avantages [13]:

- Elle présente une fréquence élevée atteignant 168 MHz, permettant d'aller aux fréquences de commutations élevées
- Elle abrite 14 Timers capables de générer un nombre suffisant de signaux PWMs pour le pilotage de nos convertisseurs
- Elle contient 3 ADCs caractérisés par une bonne résolution (12bits), permettant d'avoir une conversion analogique numérique de bonne qualité, et présentant de différents modes de configurations
- Elle est performante et peut être obtenue à prix bas, donc de point de vue rapport qualité/prix elle est excellente.

### 3.7 La structure du programme

La programmation de la carte STM32 se fait à partir de cette structure :

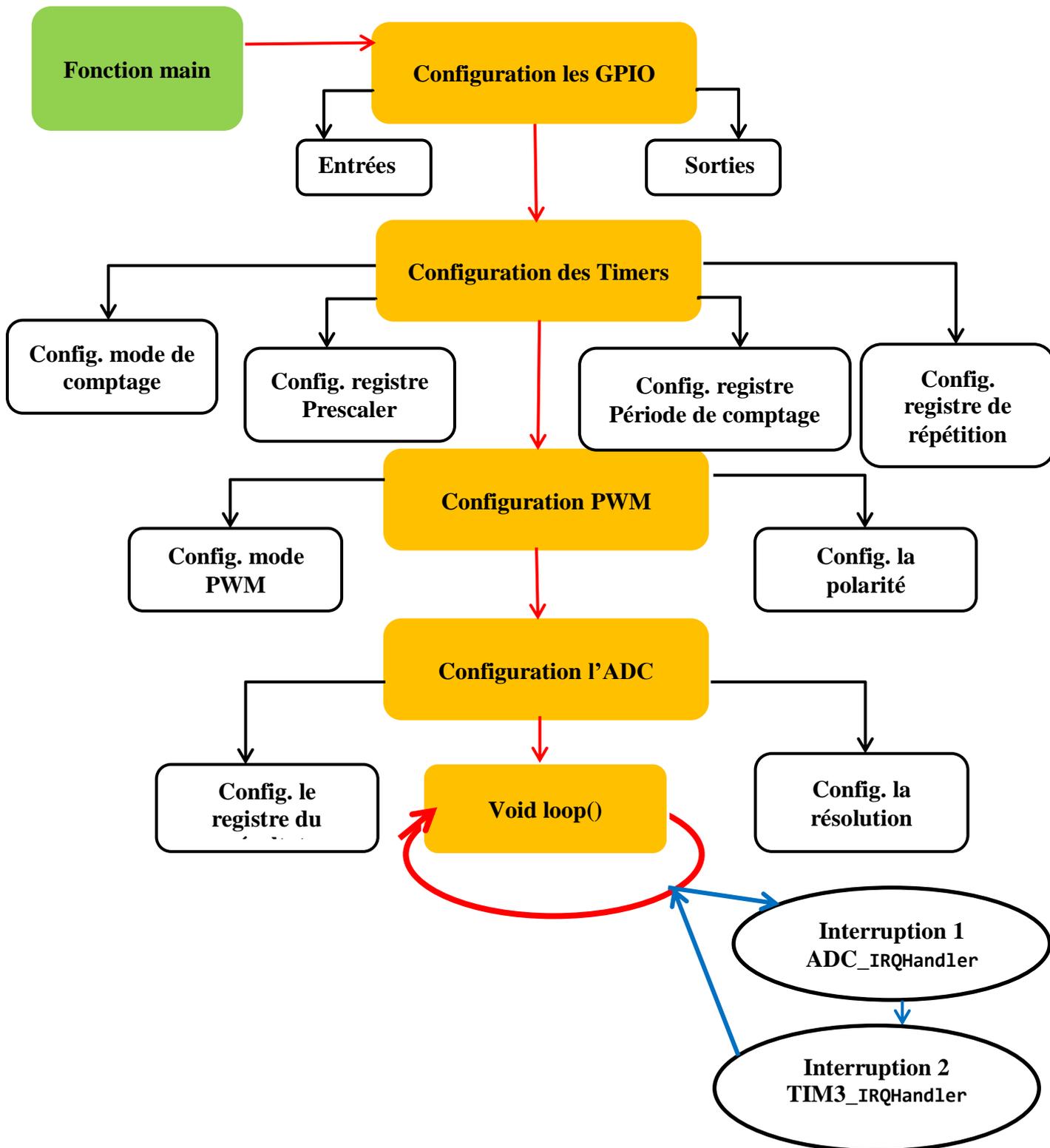


Figure 3.12: Structure du programme

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait une étude approfondie sur la carte STM32F4 et ses périphériques utilisées dans notre travail. Les GPIO et les Timers et l'ADC et tous ce qui concerne leurs éléments, modes de configurations et leurs constructions ont été présentés.

La vitesse importante du processeur de la STM32F4, le nombre important des modules PWM disponibles et la bonne résolution de ses ADCs, étaient des critères essentiels dans le choix de cette carte pour l'implémentation des différentes modulations qui sont la SVM appliquée à l'onduleur et l'IMC (pour 2 vecteurs et 4 vecteurs) et la PWM (trinagulo-sinusoidale et injection du 5<sup>ème</sup> harmonique) appliqué à l'onduleur.

# **Chapitre 4 :**

**Réalisation pratique et résultats  
expérimentaux**

## Chapitre 4. Réalisation pratique et résultats expérimentaux

### 4.1 Introduction

En général, afin de réaliser l'implémentation d'un convertisseur de puissance, une étude appropriée est indispensable. Après la réalisation du convertisseur et l'implémentation de la SVM, une analyse appropriée des résultats est importante.

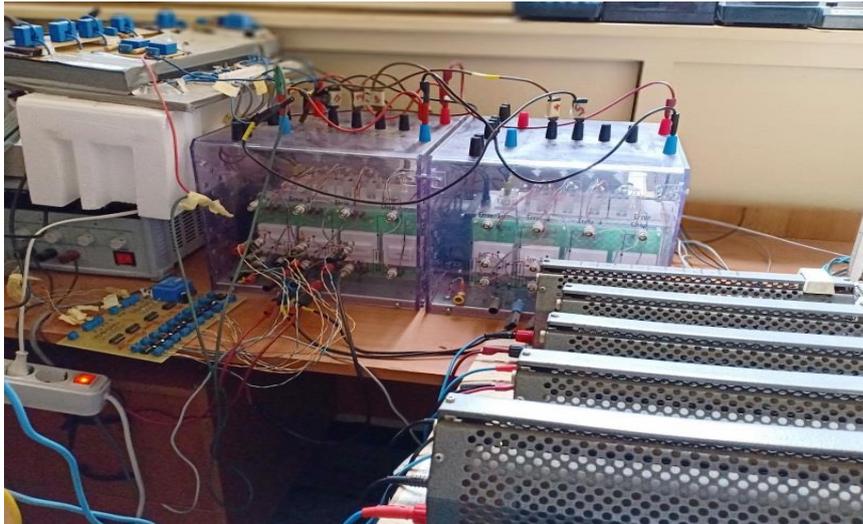
Dans ce chapitre, on va présenter les deux prototypes utilisés ainsi qu'une validation expérimentale de l'étude théorique présentée dans le chapitre (2). L'implémentation des différentes techniques de modulation sur un onduleur pentaphasé en premier lieu, puis sur un convertisseur matriciel indirect penta-phrasé utilisant une carte STM32F4 sera présenté.

Des résultats pratiques et des comparaisons avec les résultats théoriques vont être présentés pour valider le travail théorique.

### 4.2 Prototype de l'onduleur

Le banc d'essai (Figure 4.1) utilisé pour l'implémentation de la SVM appliquée à l'onduleur est constitué de :

- un onduleur pentaphasé qui contient quatre étages:
  1. un étage de puissance
  2. un étage pour l'interface commande/puissance
  3. Un étage de commande
  4. un étage de mesures et protections
- un microcontrôleur STM32F4
- une charge R
- un oscilloscope numérique pour l'illustration et la mesure des signaux



**Figure 4.1: Banc d'essai de l'onduleur**

Les caractéristiques principales de l'onduleur :

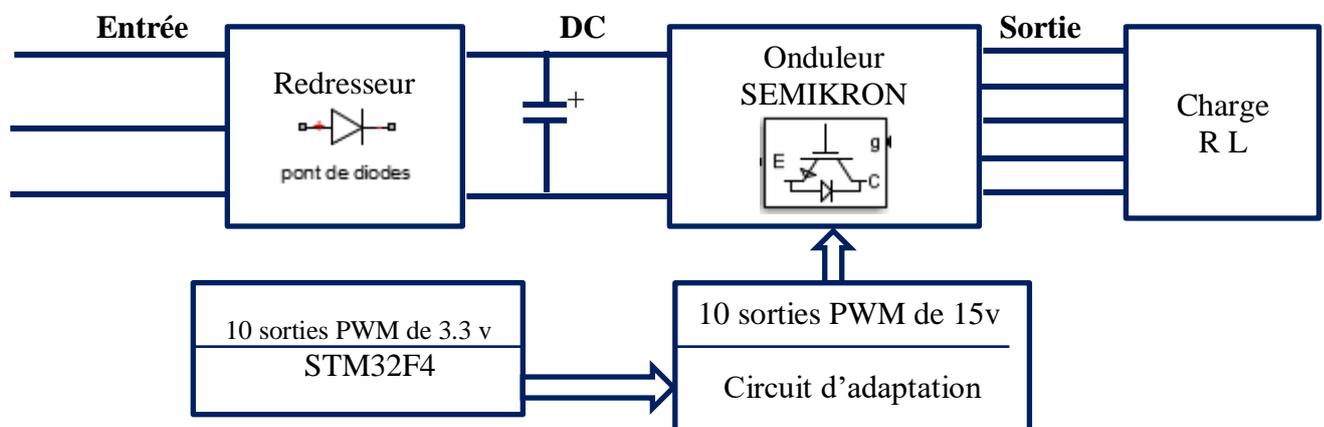
- Tension d'entrée  $V_{in}$  max 380 V AC
- Tension max des composants de puissance 1200V
- Puissance installé 15 kVA (penta-phase)
- Courant max 30A

L'onduleur est alimenté avec un pont redresseur triphasé à diode.

Notre contribution consiste à l'implémentation de la SVM appliquée à l'onduleur, tandis que le banc d'essai a été déjà réalisé au sein du Laboratoire de Commande des Processus.

### 4.2.1 Implémentation de la SVM appliquée à l'onduleur

Le schéma d'implémentation est présenté dans la Figure 4.2.



**Figure 4.2: Schéma d'implémentation de la SVM appliquée à l'onduleur**

## 4.2.2 Présentation des résultats :

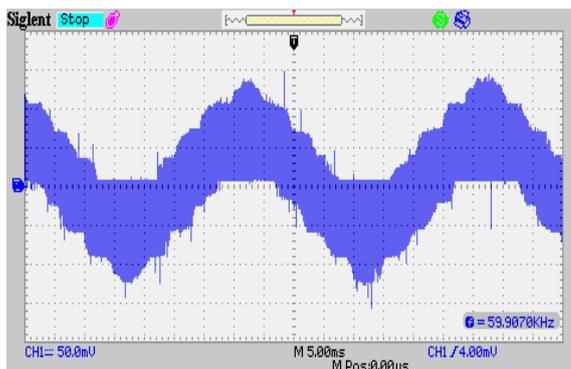
Les résultats qui vont être présentés sont les fruits de l'implémentation des techniques simulées auparavant. Les résultats présentés ont été obtenus pour une tension de bus continu 90 V et une charge R de 680  $\Omega$ .

### 4.2.2.1 La technique PWM triangulo-sinusoidale:

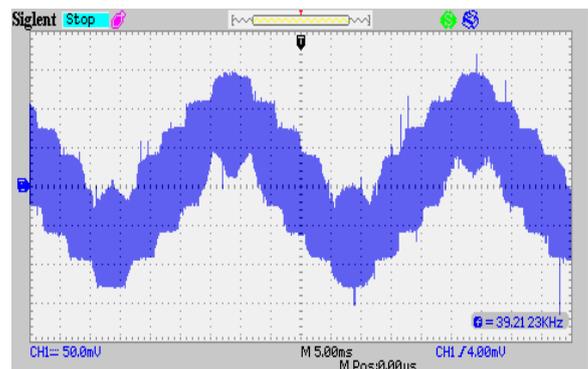
Les Figures de 4.3 à 4.6 représentent les résultats expérimentaux de l'implémentation de la PWM triangulo-sinusoidale appliquée à l'onduleur.

La Figure 4.3 présente la tension de sortie prise par l'oscilloscope pour une fréquence de 25 Hz ( $r = 0.5$  (Figure 4.3.a) et  $r = 1$  (Figure 4.3.b)), et une fréquence de 50 Hz ( $r = 1.1$  (Figure 4.3.c) et son spectre d'harmonique (Figure 4.3.d)). Les formes obtenues sont identiques à ce qu'on a obtenu dans chapitre 2.

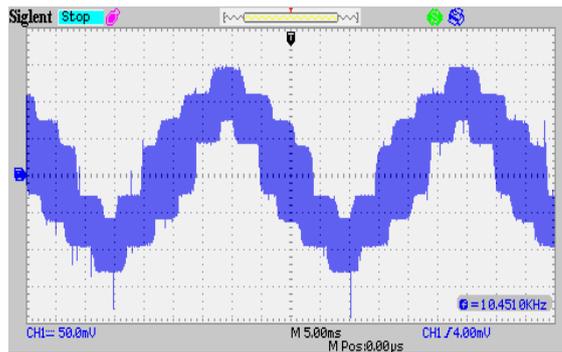
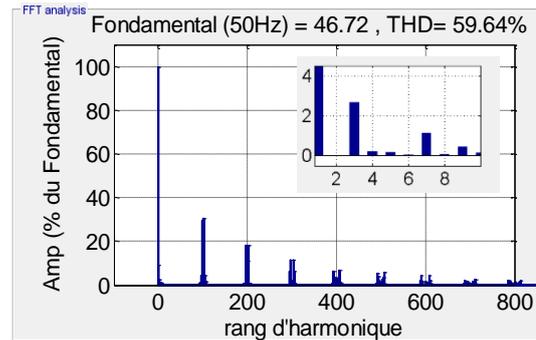
D'après les Figures (4.3.c et 4.3.d.) qui représentent la tension de sortie pour une fréquence de 50 Hz, pour  $r = 1.1$  et son spectre d'harmonique respectivement on remarque que les harmoniques de faible rang ont une très faible amplitude (inférieur à 3%). Ils sont dus au dépassement de r limite. De plus les harmoniques se ressemblent autour de la fréquence de commutation et de ses multiples.



(a)  $f = 25$  Hz et  $r = 0.5$



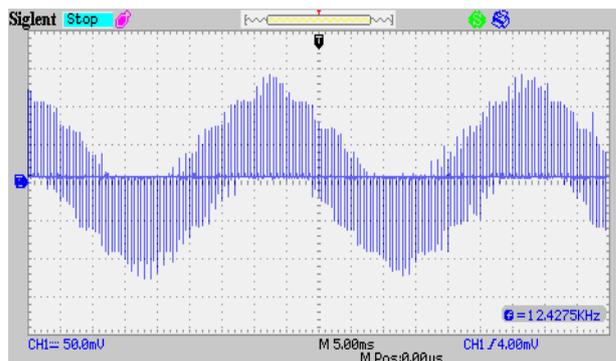
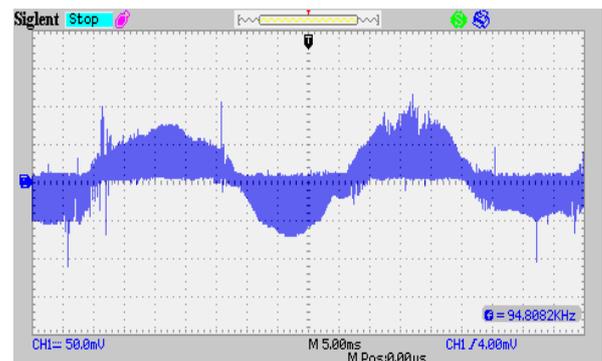
(b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1$

(c)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.1$ (d)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.1$ 

**Figure 4.3: Tensions de sortie (a)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 0.5$ , (b)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 1$ , (c)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.1$  et (d) son spectre d'harmonique cas de PWM triangulo-sinusoïdale**

La figure 4.4 présente la tension de sortie pour deux fréquences de commutation 1 kHz et 5 kHz pour  $r = 0.1$  et  $f = 25 \text{ Hz}$ .

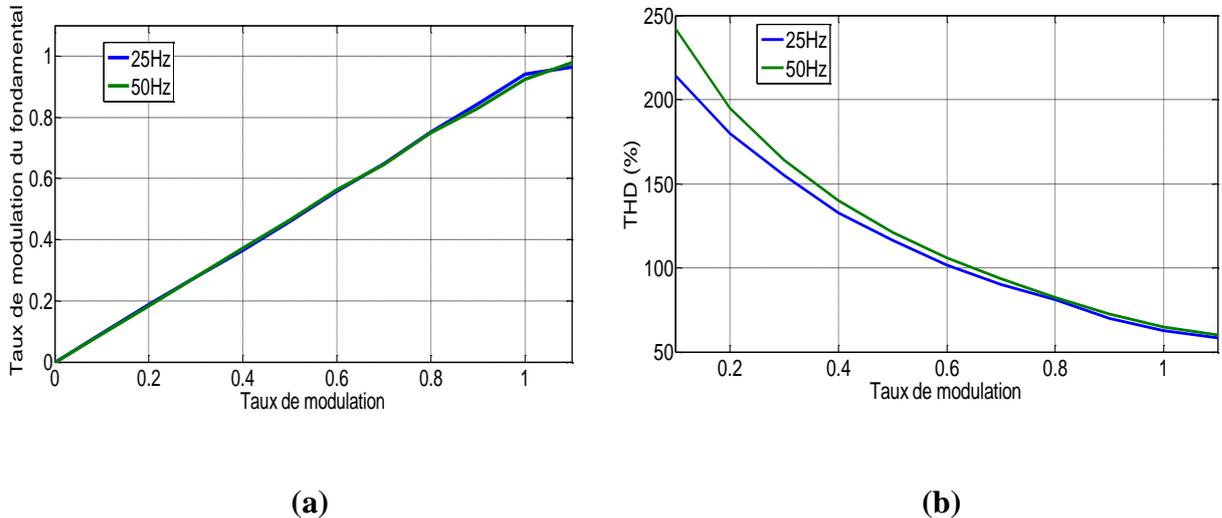
D'après la figure 4.4, on constate qu'avec la diminution de la fréquence d'échantillonnage ( $f_s=1\text{kHz}$ ) on obtient une forme d'onde meilleure que celle avec une fréquence d'échantillonnage élevé ( $f_s=5\text{kHz}$ ). Cela est dû au faible rapport cycle pour  $f_s=5\text{kHz}$  par rapport à  $f_s=1\text{kHz}$ .

 $f_s = 1 \text{ kHz}$  $f_s = 5 \text{ kHz}$ 

**Figure 4.4: Comparaison de la tension de sortie pour deux fréquences d'échantillonnage cas de PWM triangulo-sinusoïdale**

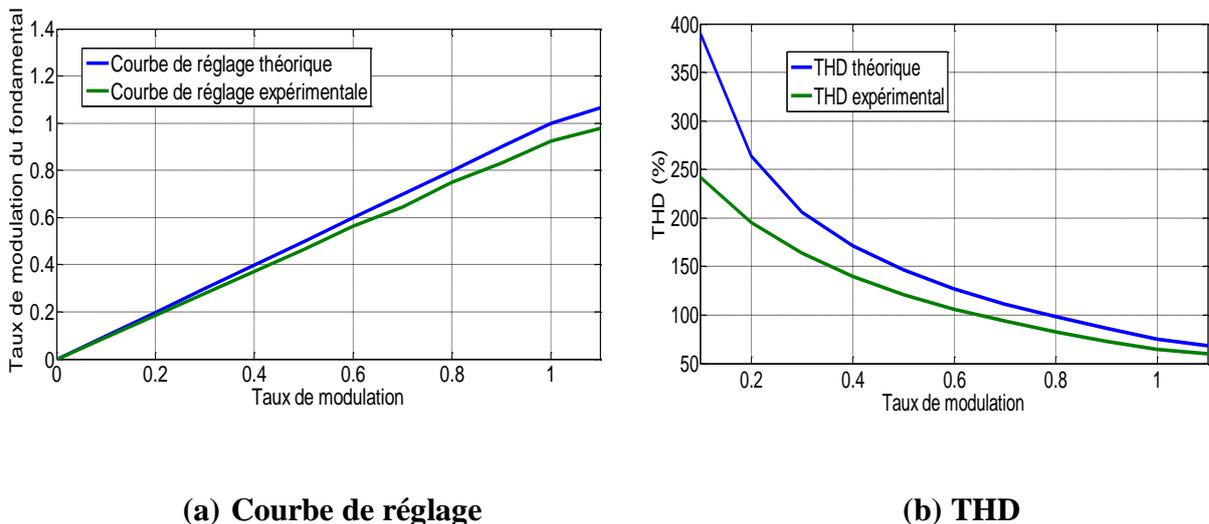
La Figure 4.5 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour deux fréquences 25 et 50 Hz. Le signal a été acquis de l'oscilloscope sous format .csv, ensuite, il a été traité en

Matlab/Simulink. D'après la Figure (4.5.a), on constate que la courbe de réglage est linéaire jusqu'à  $r = 1$ , au-delà de cette valeur la tension ne suit plus sa référence. Pour la figure (4.5.b), on remarque que le THD est important pour des faibles valeurs de  $r$ .



**Figure 4.5: (a) Courbe de réglage (b) THD cas de PWM triangulo-sinusoidale**

La figure 4.6 présente une comparaison entre les résultats théoriques et ceux obtenus de l'expérimentation.



**Figure 4.6: Comparaison entre les résultats pratiques et théoriques cas de PWM triangulo-sinusoidale**

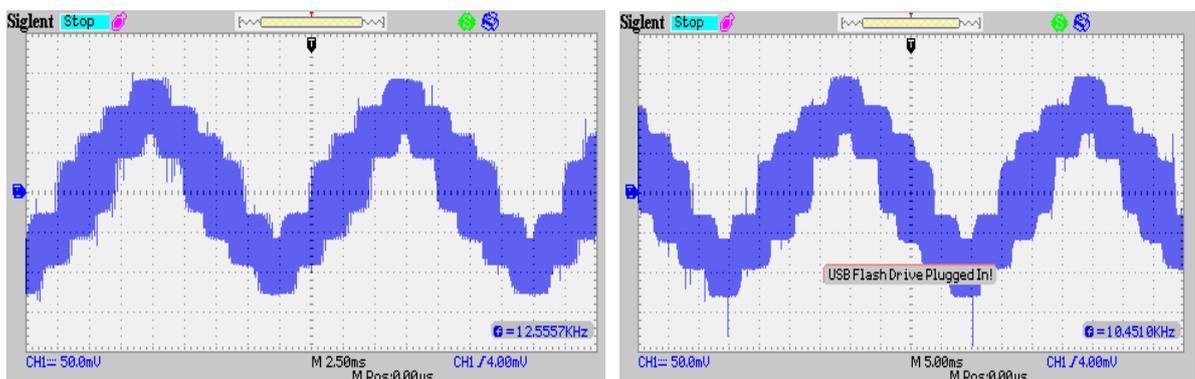
La figure (4.6.a) montre que la courbe de réglage pratique s'éloigne légèrement pour des taux de modulation élevés, ceci est dû à la présence des pertes et des erreurs de mesure. On remarque aussi pour la figure (4.6.b) que le THD expérimental est amélioré par rapport au THD théorique car le changement d'état dans l'environnement Matlab/Simulink s'effectue à travers des sorties digitales pendant les durées d'application des vecteurs qui sont relativement petites, ceci est plus apparent pour des taux de modulation petits où ces durées sont encore plus petites. Par contre, pour la carte STM32F4, la durée du changement d'état est fixe et déterminée par la fréquence de commutation (avantage de la PWM). En plus, la sonde de l'oscilloscope et les capteurs contiennent des filtres qui éliminent des harmoniques, ce qui implique la diminution du THD expérimental.

#### 4.2.2.2 La technique PWM avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique

Les figures de 4.7 à 4.10 représentent les résultats expérimentaux de l'implémentation de la PWM avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique pour l'onduleur.

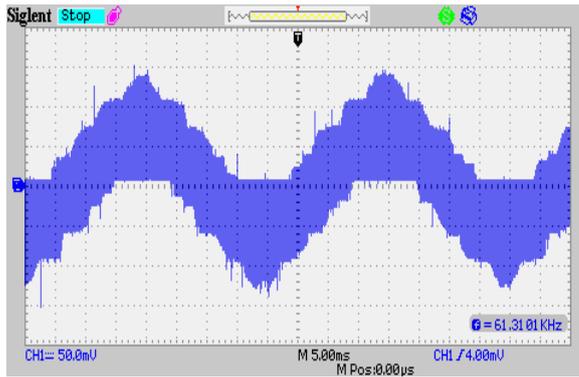
La Figure (4.7) présente la tension de sortie prise par l'oscilloscope pour une fréquence de 50 Hz ( $r = 1.1$  (Figure 4.7.a)), et une fréquence de 25 Hz ( $r = 1.1$  (Figure 4.7.b) et  $r = 0.5$  (Figure 4.7.c) avec son spectre d'harmonique (Figure 4.7.d)). Les formes obtenues sont identiques à ce qu'on a obtenu dans chapitre 2.

D'après la figure (4.7), on remarque une diminution des harmoniques de faible rang par rapport à la technique PWM triangulo-sinusoïdale, ceci est dû à l'injection de l'harmonique 5.

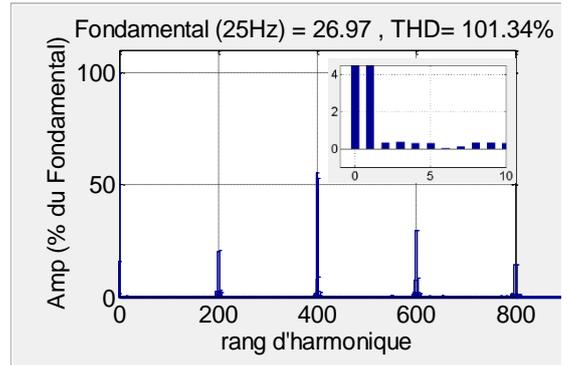


(a)  $f = 50$  Hz et  $r = 1.1$

(b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1.1$



(c)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 0.5$

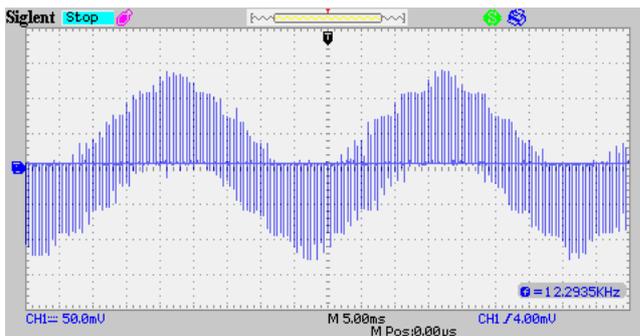


(d)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 0.5$

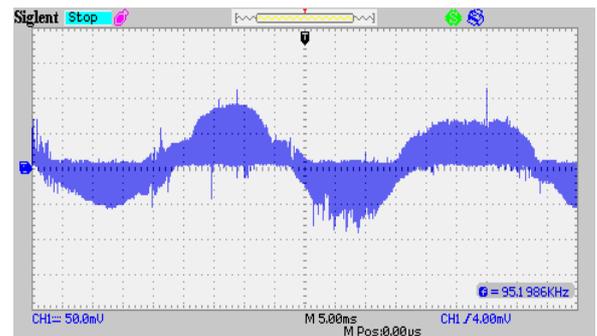
**Figure 4.7: Tensions de sortie pour (a)  $f=50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.1$  , (b)  $f=25 \text{ Hz}$  et  $r = 1.1$ , (c)  $f=25\text{Hz}$  et  $r=0.5$  et (d) son spectre d'harmonique cas PWM avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique**

La Figure 4.8 présente la tension de sortie pour deux fréquences de commutation 1 kHz et 5 kHz, ceci est pour  $r = 0.1$  et  $f = 25 \text{ Hz}$ .

D'après la figure 4.8, avec la diminution de la fréquence d'échantillonnage ( $f_s=1\text{kHz}$ ) on remarque qu'on obtient une forme d'onde meilleure que celle avec une fréquence d'échantillonnage élevé ( $f_s=5\text{kHz}$ ).



$f_s = 1 \text{ kHz}$

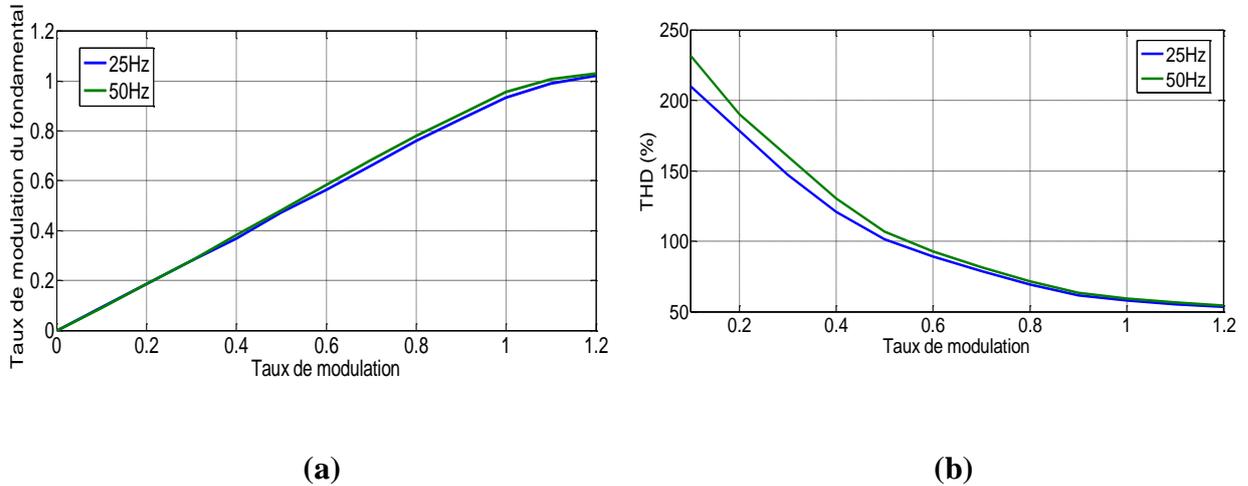


$f_s = 5 \text{ kHz}$

**Figure 4.8: Comparaison de la tension de sortie pour deux fréquences d'échantillonnage cas de PWM injection 5<sup>ème</sup> harmonique**

La figure (4.9) illustre la courbe de réglage et celle de THD pour deux fréquences 25 et 50 Hz.

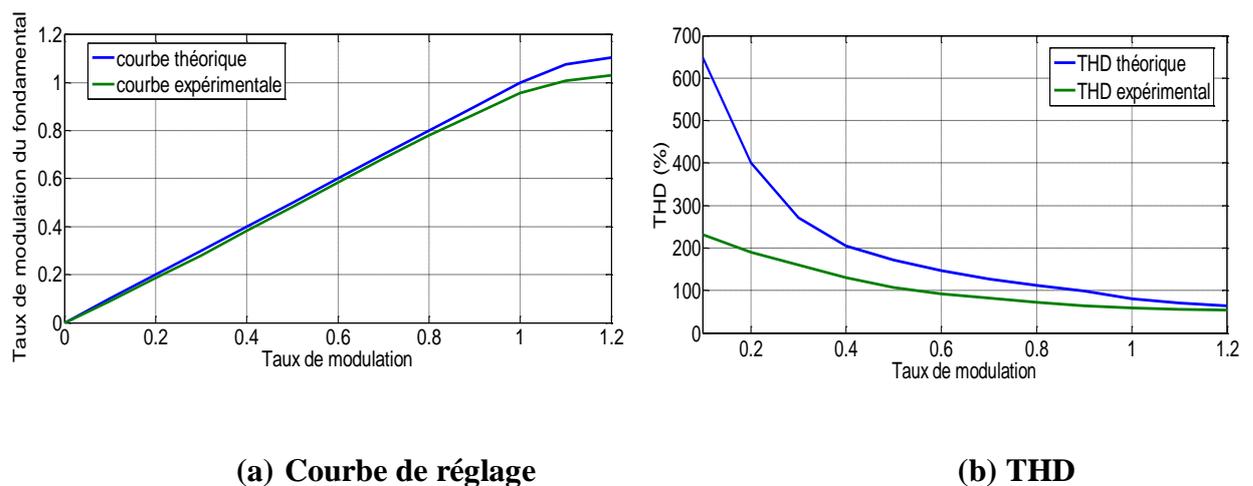
D'après la Figure (4.9.a), on remarque qu'avec cette méthode la zone de linéarité est jusqu'à  $r = 1.05$ . car au-delà de cette valeur, la tension de sortie ne suit pas sa référence linéairement. Pour le THD (figure 4.9.b), on constate qu'il est important pour des faibles valeurs de  $r$ .



**Figure 4.9: (a) Courbe de réglage (b) THD cas PWM avec injection du 5ème harmonique**

La figure (4.10) présente une comparaison entre les résultats théoriques et les résultats expérimentaux.

La figure (4.10.a) montre que les deux courbes de réglage théoriques et expérimentales sont très proches, alors que la figure (4.11.b) montre que le THD expérimental est plus faible que le THD théorique.



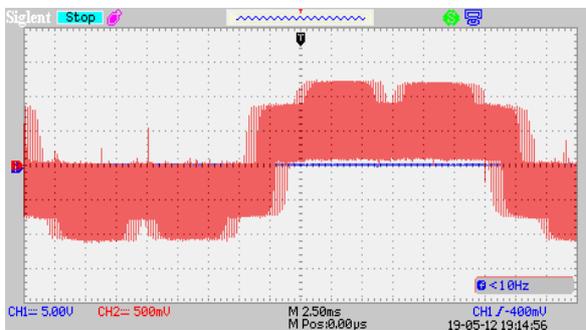
**Figure 4.10: Comparaison entre les résultats pratiques et théoriques cas PWM avec injection du 5ème harmonique**

### 4.2.2.3 La technique de modulation vectorielle SVM à 2 vecteurs

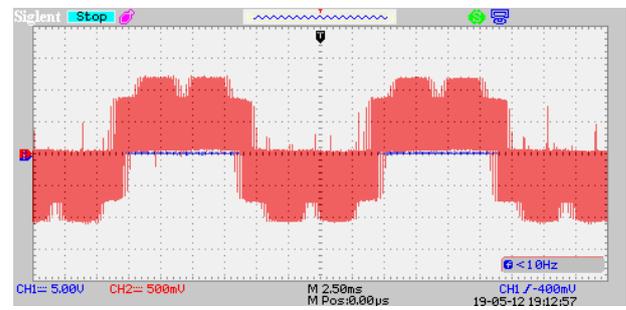
Les figures de 4.11 à 4.14 représentent les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM à deux vecteurs appliqués à l'onduleur.

La figure 4.11 présente la tension de sortie prise par l'oscilloscope pour une fréquence de 25 Hz ( $r = 1$ ) (Figure 4.11.a)), et une fréquence de 50 Hz ( $r = 0.8$ ) (Figure 4.11.b) et  $r = 1.2$  (Figure 4.11.c)) et son spectre d'harmonique (Figure 4.11.d). Les formes obtenues sont identiques à ce qu'on a obtenue dans chapitre 2.

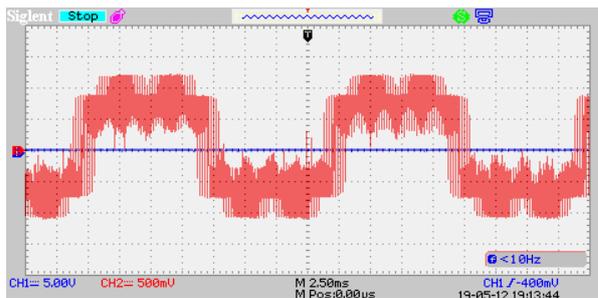
Les figures (4.11.c et 4.11.d) montre que la tension de sortie présente une valeur importante de la 3<sup>ème</sup> harmonique qui atteint 29 % du fondamentale.



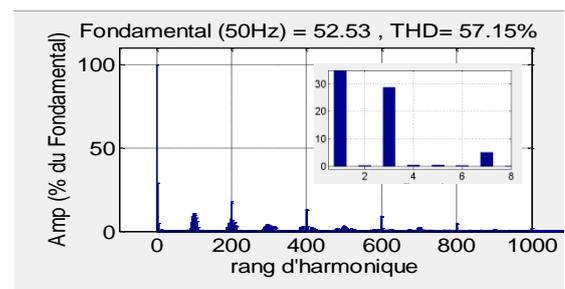
(a)  $f = 25$  Hz et  $r = 1$



(b)  $f = 50$  Hz et  $r = 0.8$



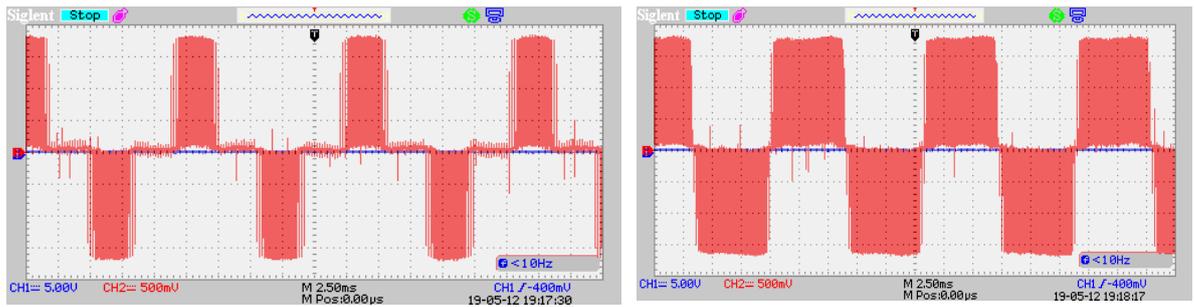
(c)  $f = 50$  Hz et  $r = 1.2$



(d)  $f = 50$  Hz et  $r = 1.2$

**Figure 4.11: Tensions de sortie pour (a)  $f = 25$  Hz et  $r = 1$  , (b)  $f = 50$  Hz,  $r = 0.8$  , (c)  $f=50$  Hz et  $r = 1.2$  et (d) son spectre d'harmonique cas SVM 2 vecteurs**

La figure (4.12) présente les tensions entre phases de la sortie dans le cas adjacent et non adjacent pour une fréquence de 75 Hz et  $r = 1$ .

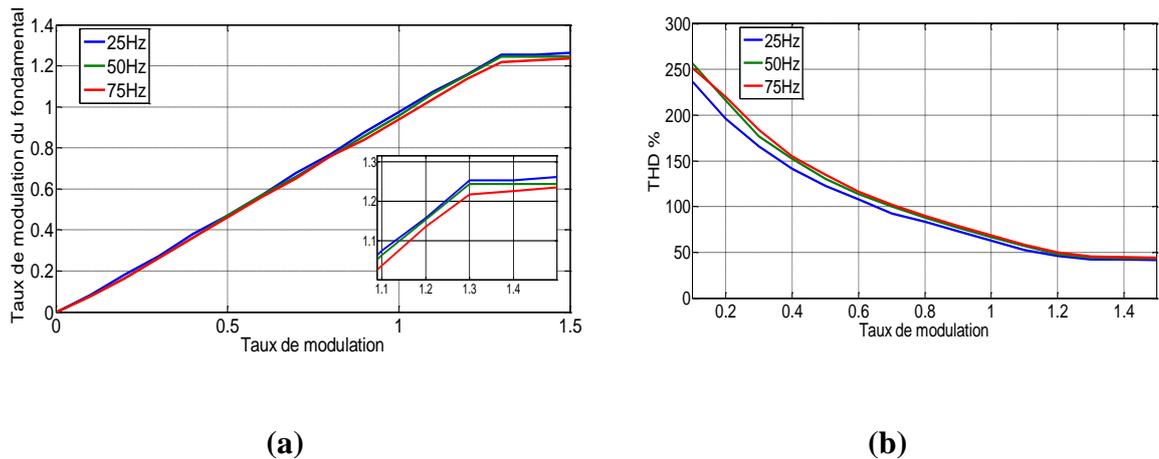


Tension entre phases adjacent

Tension entre phases non adjacent

**Figure 4.12: Tensions entre phases adjacent et non adjacent pour  $r = 1$  et  $f = 75$  Hz cas SVM 2 vecteurs**

La figure 4.13 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour trois fréquences 25, 50 et 75 Hz.



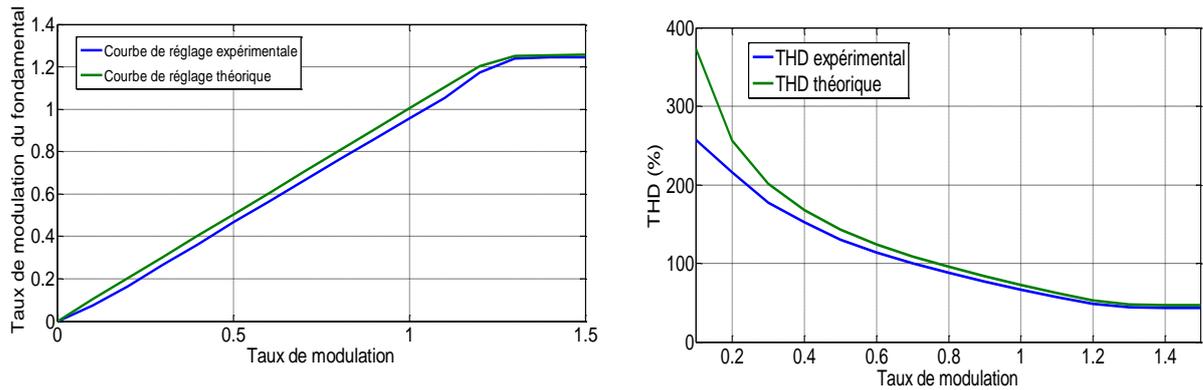
(a)

(b)

**Figure 4.13: (a) Courbe de réglage (b) THD cas SVM 2 vecteurs**

Et d'après la Figure (4.13a) on constate que la courbe de réglage est linéaire jusque  $r = 1.23$  qui présente le cas de la sur-modulation, au-delà de cette valeur la tension ne suit plus sa référence, on remarque aussi que la fréquence de référence n'a pas une influence apparente sur la courbe de réglage. Pour le THD, il est important pour des faibles valeurs de  $r$ .

La figure 4.14 présente une comparaison entre les résultats théoriques et ceux obtenus de l'expérimentation.



Courbe de réglage

THD

**Figure 4.14: Comparaison entre les résultats pratiques et théoriques cas SVM 2 vecteurs**

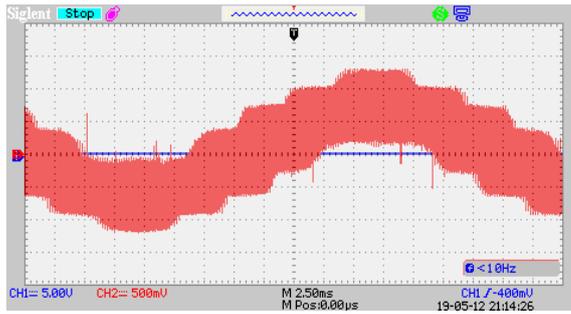
La figure 4.14 montre que les courbes de réglage en pratique et en théorique sont très proches, alors que le THD expérimental est faible par rapport à celui du théorique.

#### 4.2.2.4 La technique de modulation vectorielle à 4 vecteurs

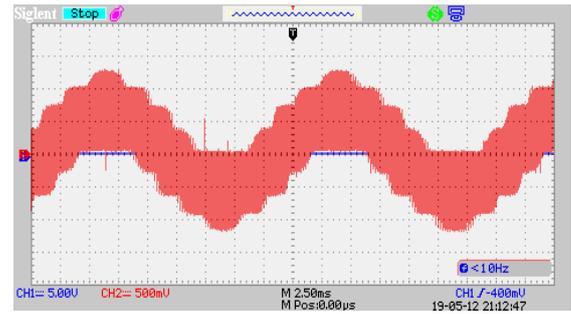
Les figures de 4.15 à 4.18 représentent les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM à quatre vecteurs appliqués à l'onduleur avec la même tension et la même charge.

La figure 4.15 présente la tension de sortie prise par l'oscilloscope pour une fréquence de 25 Hz ( $r = 0.8$  (Figure 4.15.a)), et une fréquence de 50 Hz ( $r = 0.8$  (Figure 4.15.b) et  $r = 1.2$  (Figure 4.15.c) avec son spectre d'harmonique (Figure 4.15.d)).

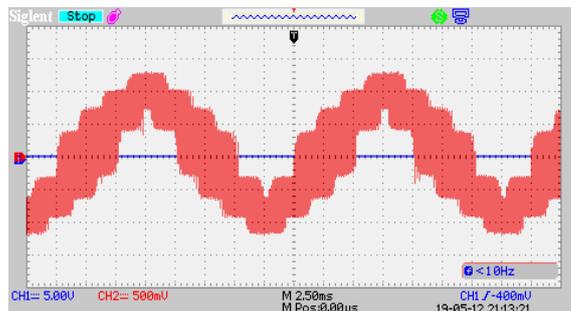
D'après la figure 4.15, on remarque la disparition de l'harmonique 3 et on constate aussi que cette technique ne présente pas des harmoniques de faible rang, donc plus favorable par rapport à les autres techniques mais en contrepartie elle génère un nombre de commutation plus élevé.



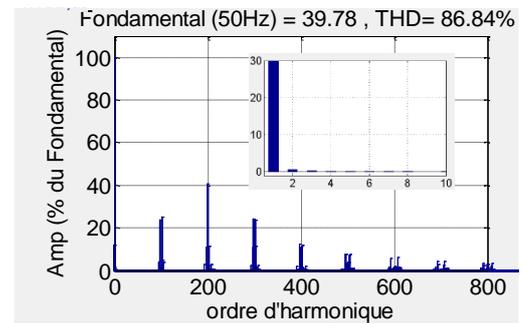
(a)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 0.8$



(b)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 0.8$



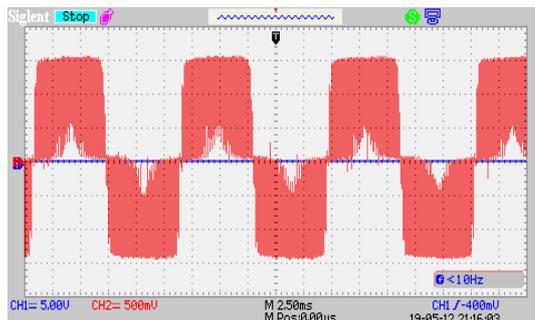
(c)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.2$



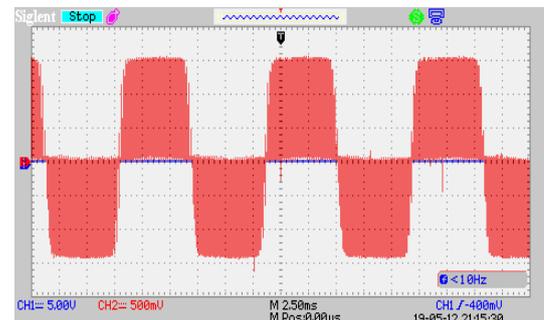
(d)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.2$

**Figure 4.15: Tensions de sortie pour (a)  $f = 25 \text{ Hz}$  et  $r = 0.8$  , (b)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 0.8$  , (c)  $f = 50 \text{ Hz}$  et  $r = 1.2$  avec (d) son spectre cas de SVM 4 vecteurs**

La figure 4.16 présente les tensions entre phases de sortie dans le cas adjacent et non adjacent pour une fréquence de 75 Hz et  $r = 1$  pour la SVM à 4 vecteurs.



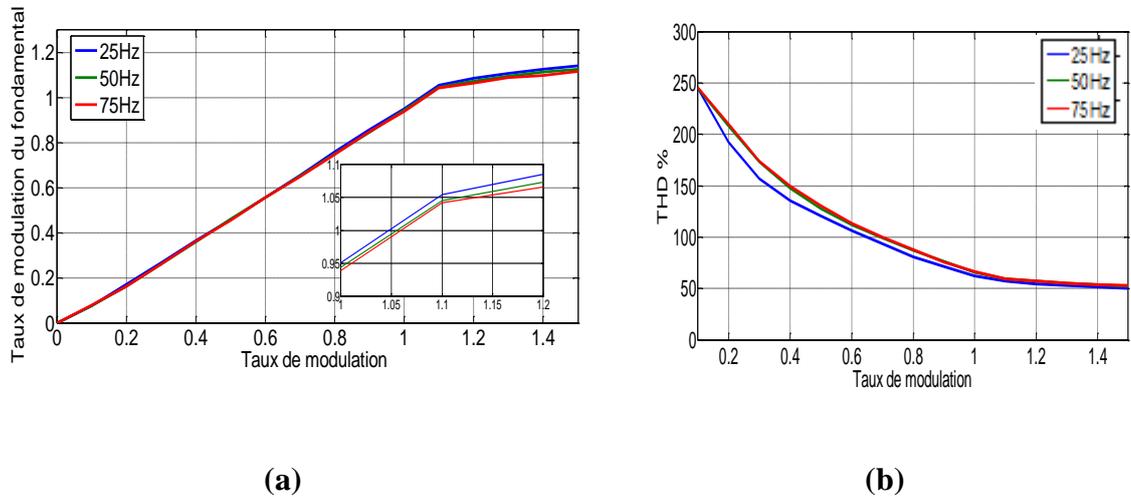
**Tension entre phases adjacent**



**Tension entre phases non adjacent**

**Figure 4.16: Tension entre phases adjacent et non adjacent pour  $r = 1$  et  $f = 75 \text{ Hz}$  cas de SVM 4 vecteurs**

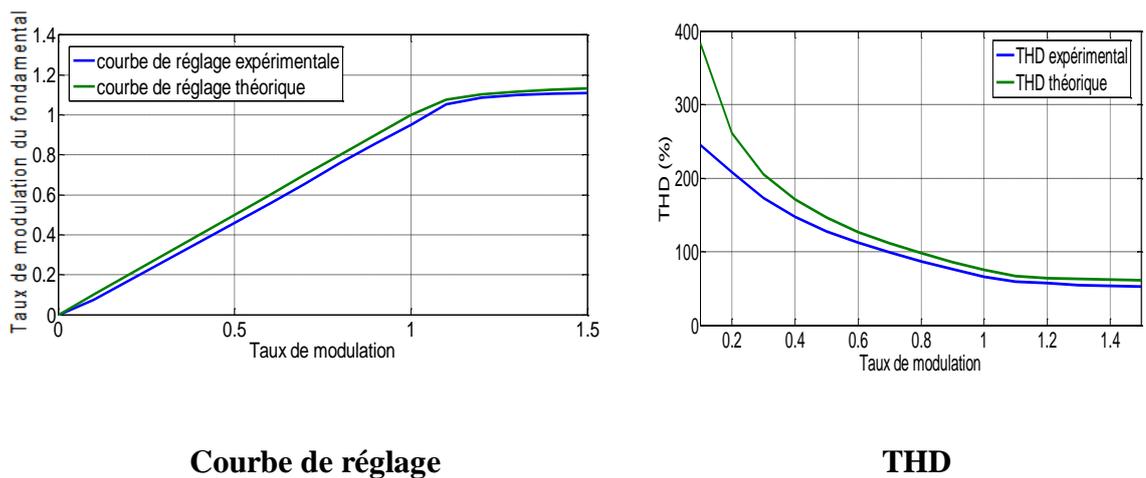
La figure 4.17 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour trois fréquences 25, 50 et 75 Hz.



**Figure 4.17: (a) Courbe de réglage (b) THD cas de SVM 4 vecteurs**

Les courbes de réglage (Figure 4.17.a) et de THD (Figure 4.17.b) sont semblables pour les trois fréquences 25 Hz, 50 Hz et 75 Hz. De plus, la variation du taux du fondamental est linéaire par rapport la variation du taux de modulation jusqu'à  $r = 1.1$ . Au-delà de cette valeur la tension ne suit plus sa référence. Le THD diminue avec augmentant le taux de modulation.

La figure 4.18 présente une comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux.

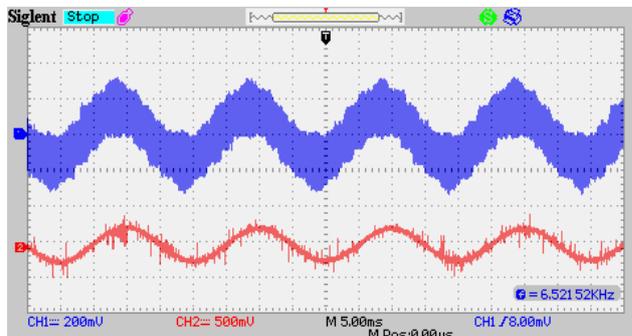


**Figure 4.18: Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux cas de SVM 4 vecteurs**

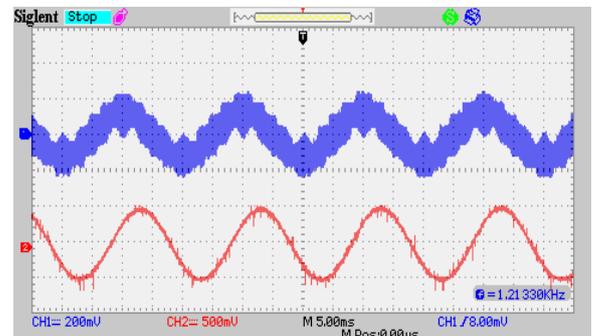
La figure 4.18 montre que les courbes de réglage en pratique et en théorique sont très proches, alors que le THD expérimental est faible par rapport à celui du théorique.

#### 4.2.2.5 Test sur une machine

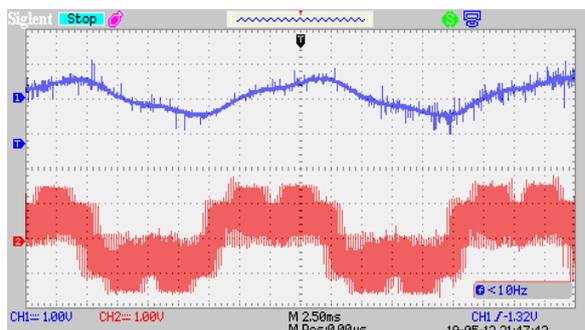
Un test sur une machine asynchrone pentaphasé de 4.5 kW alimenté par l'onduleur a été effectué. Le test de la machine a été effectué à vide sous une tension de 110V avec une fréquence de 50 Hz. La figure 4.19 montre les formes de la tension et du courant de sortie de la machine, pour les différentes techniques utilisées. Les formes d'ondes obtenues sont pratiquement sinusoïdales. Pour la SVM à 2 vecteurs on remarque que la forme du courant est déformée légèrement, ceci dû à la présence de l'harmonique 3 qui peut créer des couples pulsatoires dans la machine.



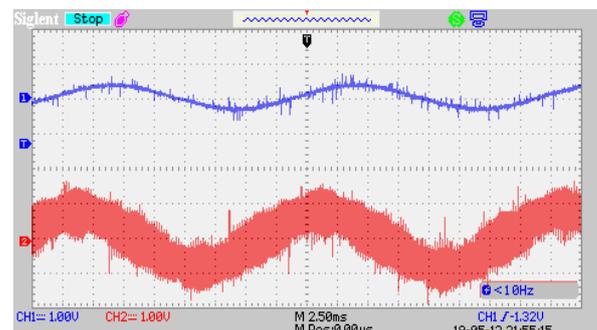
(a) PWM



(b) PWM avec injection de 5<sup>ème</sup> harmonique



(c) SVM à 2 vecteurs



(d) SVM à 4 vecteurs

**Figure 4.19: Formes de la tension et du courant d'entrée de la machine**

### 4.3 Prototype de convertisseur matriciel :

La Figure 4.20 présente le banc d'essai utilisé pour l'implémentation de la SVM appliquée au convertisseur matriciel pentaphasé. Ce banc d'essai est constitué de:

- un convertisseur matriciel qui contient quatre étages :
  1. un étage de puissance qui contient deux étages :
    - a. un étage redresseur.
    - b. un étage onduleur.
  2. un étage pour l'interface commande/puissance.
  3. un étage de mesures et protections..
  4. un étage d'adaptation mesures/commande.
- un microcontrôleur STM32F4.
- une charge (résistive, machine (R,L) ).
- un oscilloscope numérique pour l'illustration et la mesure des signaux.
- une carte Dspace.
- un micro-ordinateur pour la génération de code.

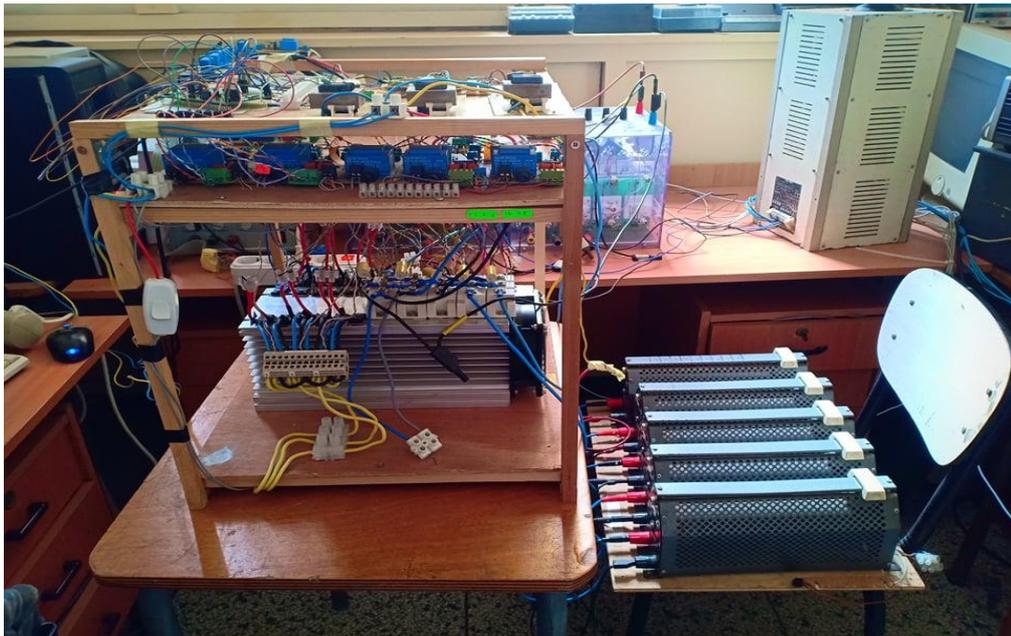


Figure 4.20: Banc d'essai du convertisseur matriciel

Les caractéristiques principales du convertisseur matriciel sont :

- Tension d'entrée 220/380 V AC
- Tension max des composants de puissance 1200V
- Puissance installé 15 kVA
- Courant max 30A
- Protection contre surcharge, court-circuit et surtension
- Filtres d'entrée (L=3mH ,C=18 $\mu$ F)

En pratique le convertisseur comporte les Cinq parties suivantes :

- la partie puissance
- la partie commande
- la partie interface commande-puissance (driver)
- la partie mesure et protection
- la partie d'adaptation mesure/commande

### 4.3.1 La partie puissance

C'est la partie où la conversion d'énergie se fait, cette partie contient des interrupteurs de puissance tels que les IGBT, les Mosfets, les Transistors, les Diodes ... etc. et des éléments passifs (capacitifs et inductifs).

- **l'étage redresseur :**

Les interrupteurs utilisés pour l'étage redresseur sont des IGBT avec une diode antiparallèle de type **Infenion IKW40T120**, qui supportent une tension de 1200V et un courant maximal de 40A.

- **l'étage onduleur :**

Pour l'étage onduleur les interrupteurs utilisés sont des bras de type **SEMIKRON SKM 100GB 123D**, qui supportent une tension de 1200 V et un courant de 100 A.

De plus, un système de refroidissement a été monté sur le prototype pour les deux étages, qui est constitué d'un radiateur pour dissiper la chaleur, et d'un ventilateur pour accélérer le refroidissement [8].

### 4.3.2 La partie interface commande-puissance

Cette partie a deux rôles très importants, le premier rôle est l'isolation entre la partie commande et la partie puissance, tandis que le second est l'amplification et l'adaptation des signaux de commande au convertisseur.

Cette partie est constituée principalement de :

- **Circuit opto-coupleur driver :**

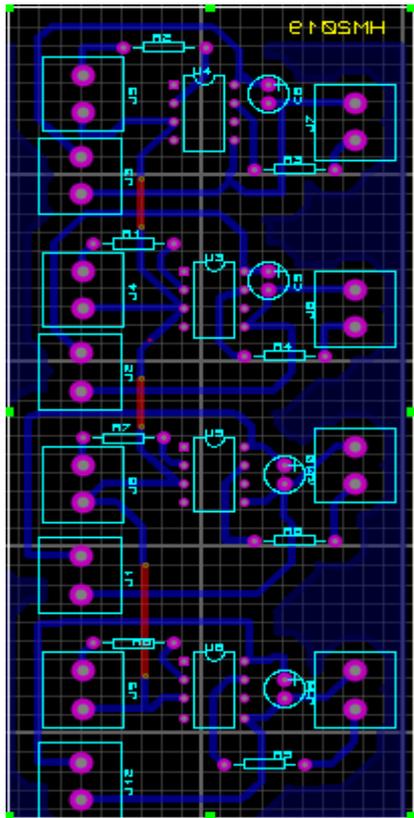
En général, Le circuit de commande génère des signaux logiques de 3.3 V ou 5V, alors que les IGBT nécessitent généralement des tensions de 15 à 20 V, donc l'ajout d'un circuit intermédiaire qui assure l'amplification des signaux est indispensable.

L'isolation des deux parties puissance et commande et l'amplification des signaux sont assurées par un opto-coupleur qui permet de transférer les signaux à travers un LED émetteur et un autre LED récepteur.

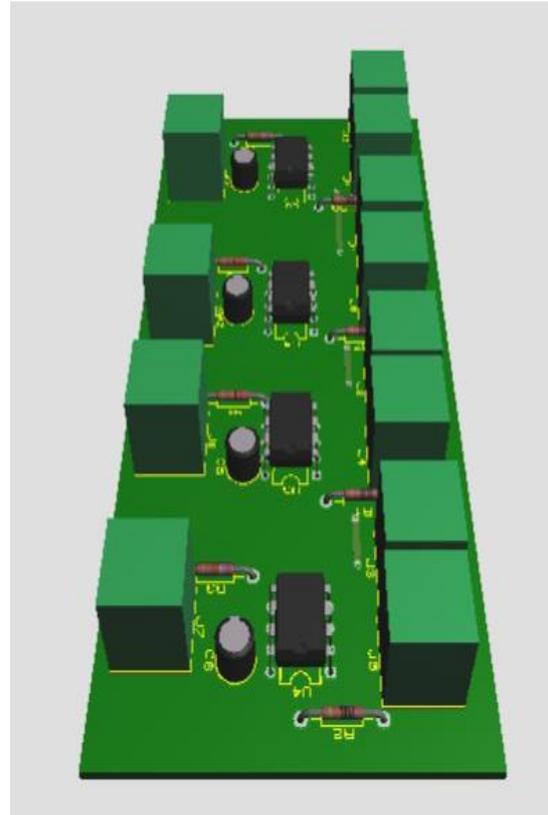
En pratique le circuit utilisé pour les deux étages est le circuit intégré **HCPL 3120** qui est présenté dans la Figure 4.21. La Figure 4.22 et la Figure 4.23 montre le branchement du circuit avec les interrupteurs dans le cas du redresseur et dans le cas de l'onduleur. La Figure 4.22 présente le circuit pratique d'interfaces commande/puissances pour deux bras car notre contribution consiste à la modification du l'IMC triphasé en IMC pentaphasé.



**Figure 4.21: Circuit intégré HCPL 3120 [14]**



(a)



(b)

Figure 4.22: (a) schéma et (b) visualisation 3D du circuit d'interfaces commande puissance

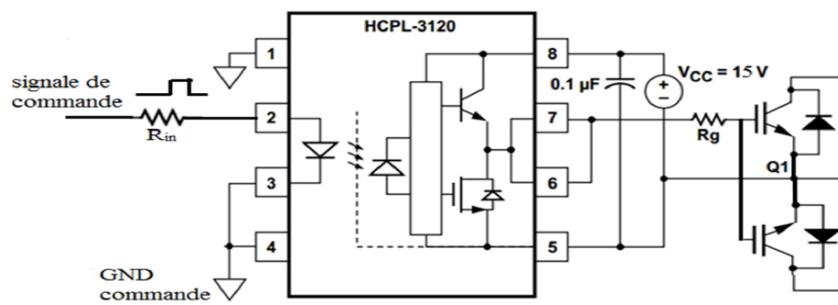


Figure 4.23: Circuit opto-coupleur driver pour redresseur [8]

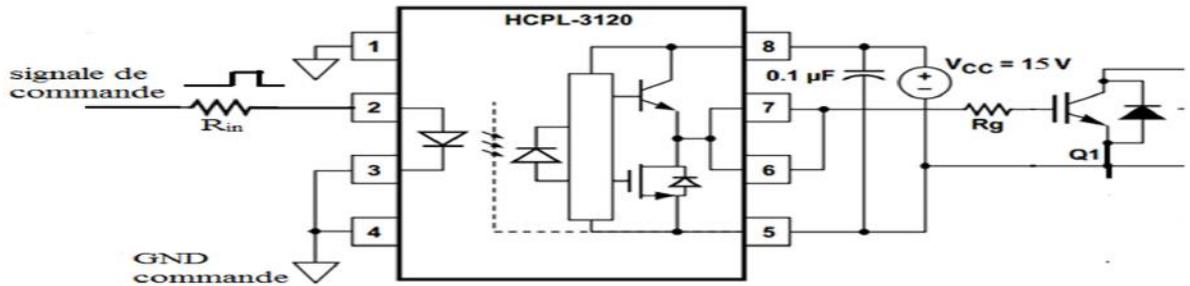


Figure 4.24: Circuit opto-coupleur driver pour onduleur [8]

Pour éviter les problèmes liés à la masse, dans l'étage redresseur, chaque circuit driver doit avoir sa propre alimentation (Figure 4.23), tandis que pour l'étage onduleur chacun des cinq interrupteurs supérieurs doit avoir une alimentation séparée, pour les interrupteur inférieurs, une alimentation commune suffit, parce qu'ils ont une masse commune (Figure 4.24).

- **Circuit d'alimentation du driver :**

Le circuit d'alimentation est composé d'un transformateur abaisseur, d'un simple redresseur assurant la tension continue, d'un filtre capacitif et d'un régulateur de tension comme le montre la Figure 4.25.

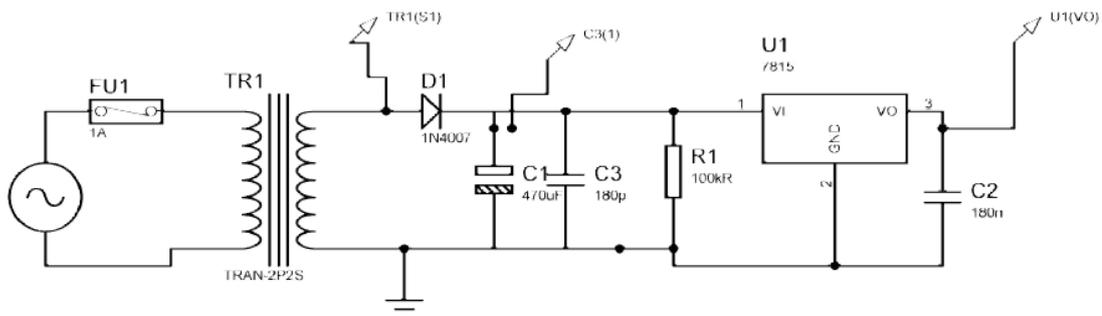
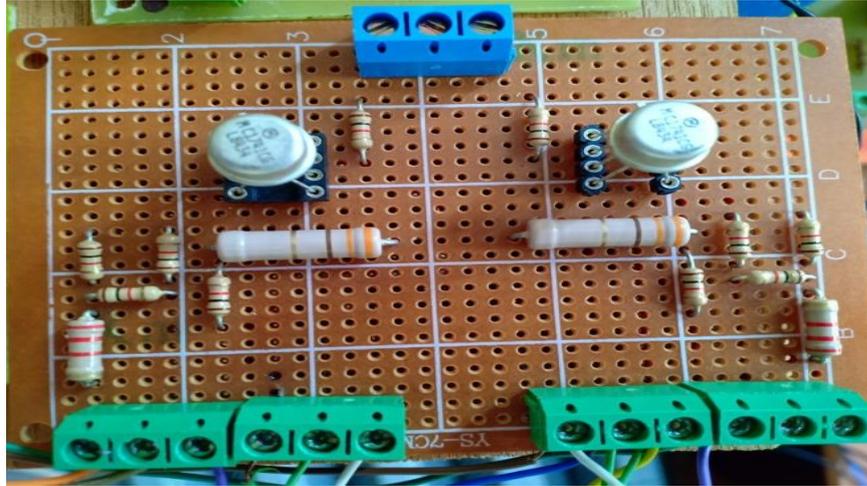


Figure 4.25: Circuit d'alimentation du driver [8]

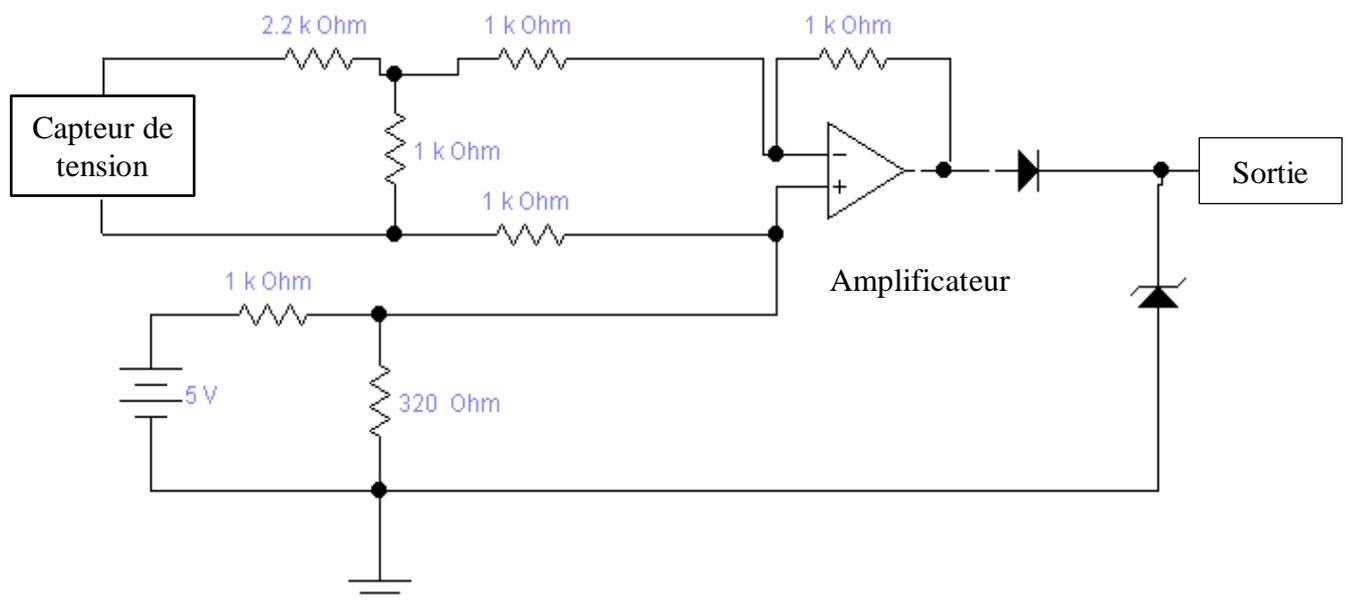
- **Circuit d'interface mesure commande :**

La tension de sortie du capteur de tension **LEM LV 25-p** (Figure 4.27) varie entre -10 et 10 v alors que la carte STM32F4 (ses entrées analogiques) n'accepte que des tensions entre 0 et 3.3V. Donc la présence d'un circuit intermédiaire est indispensable. Ce circuit est représenté dans les figures (4.26 et 4.27)

La figure (4.26) représente le circuit d'adaptation (mesure/commande) expérimental, et la figure (4.27) représente son schéma.



**Figure 4.26: Le circuit d'adaptation**



**Figure 4.27: Schéma de circuit d'adaptation**

Ce circuit d'adaptation est composé d'un simple diviseur de tension pour diminuer la tension de sortie du capteur, d'un amplificateur opérationnel en montage sommateur, d'une simple diode et d'une diode Zener pour la protection contre les surtensions.

La figure (4.28) suivante montre le signal d'entrée et le signal de sortie de circuit :

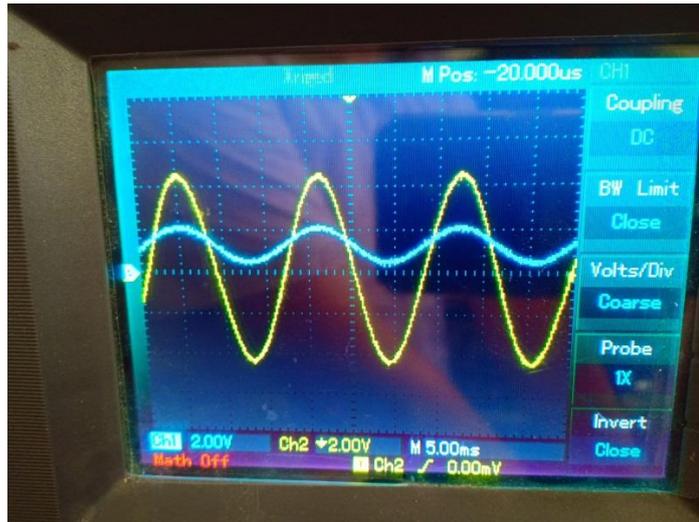


Figure 4.28: Le signal d'entrée et le signal de sortie de circuit

### 4.3.3 Les circuits de mesure :

La mesure du courant se fait avec des capteurs de courant de type **LEM LA 55** (Figure 4.29), qui permettent d'avoir l'image du courant mesuré, avec un rapport 1/1000, tandis que la mesure de la tension se fait avec un capteur de type **LEM LV 25-p** (Figure 4.30).



Figure 4.29: Capteur de courant [15]



Figure 4.30: Capteur de tension [16]

### 4.3.4 Protections

La protection contre les surcharges et les courts-circuits est assurée par un disjoncteur magnétothermique, et pour les surtensions, des varistances sont insérées dans l'entrée et la sortie du convertisseur.

### 4.3.5 Implémentation de la commande SVM appliquée à l'IMC

La commande de l'IMC se fait en commandant le redresseur et l'onduleur à 2 niveaux simultanément via la synchronisation des Timers, la figure 4.31 présente le schéma d'implémentation de la modulation SVM appliquée à l'IMC. Cependant, la synchronisation des deux étages redresseur et onduleur ne peut pas s'effectuer avec la carte STM32F4-Discovery car les signaux PWM nécessaires pour le pilotage de l'onduleur dans ce cas sont asymétrique, alors que cette carte ne présente pas cette fonctionnalité. Pourtant, une implémentation sans synchronisation a été effectuée et des résultats expérimentaux vont être montrés.

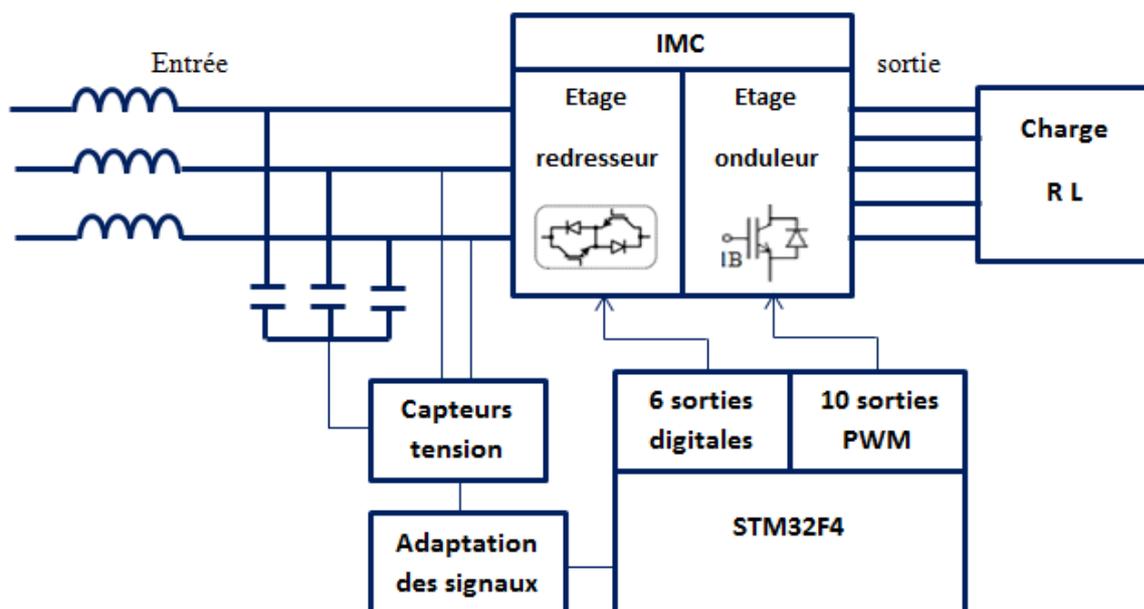


Figure 4.31: Schéma d'implémentation de la SVM appliquée à l'IMC

### 4.3.6 Présentation des résultats

Les résultats qui vont être présentés dans cette partie sont des résultats pratiques de l'implémentation des deux techniques de la SVM.

#### 4.3.6.1 La technique de modulation vectorielle à 2 vecteurs

La figure 4.32 représente la tension et le courant d'entrée prise par l'oscilloscope pour une charge R, de 100  $\Omega$ . On remarque que la tension d'entrée et le courant d'entrée sont bien en phase ce qui un facteur de déplacement ( $\cos(\varphi)$ ) unitaire.

La figure 4.33 présente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM appliquée au redresseur de l'IMC. Les figures (4.33 a, b et c) représentent les tensions extrêmes du bus continu ( $U_p$  et  $U_n$ ) pour une fréquence de commutation de 5 kHz (Figure 4.33.a) et 10 kHz (Figure 4.33.b) et la tension du bus continu  $U_{pn}$  (Figure 4.33.c).

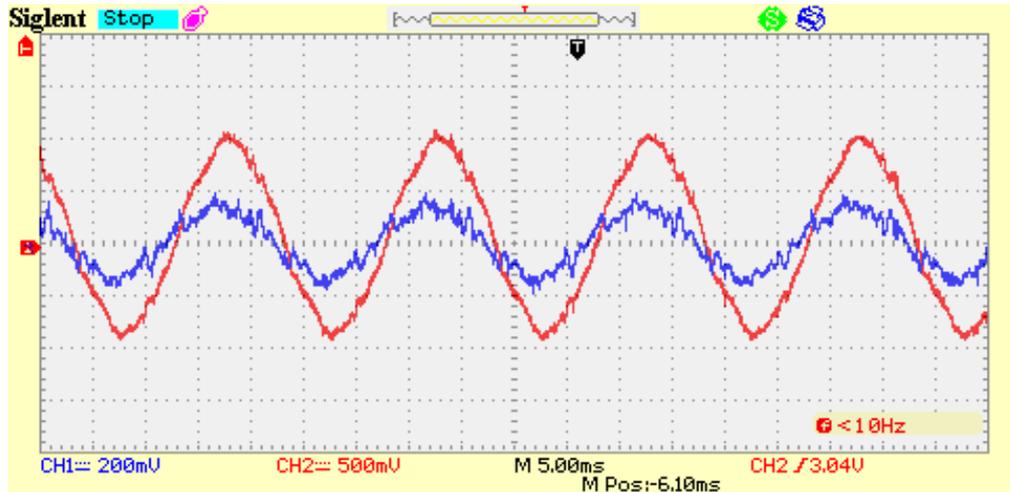
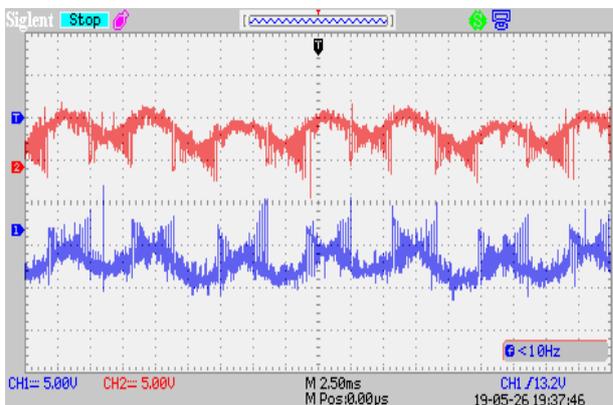
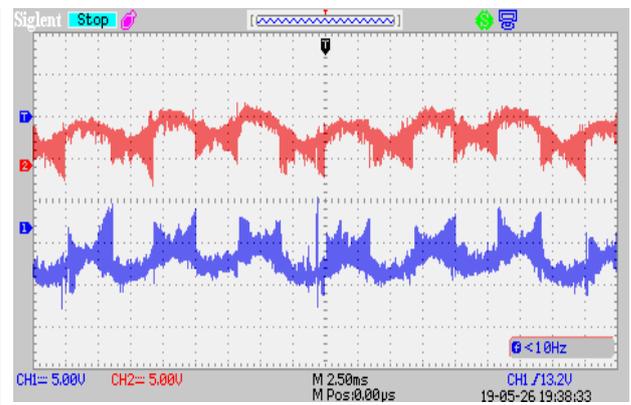


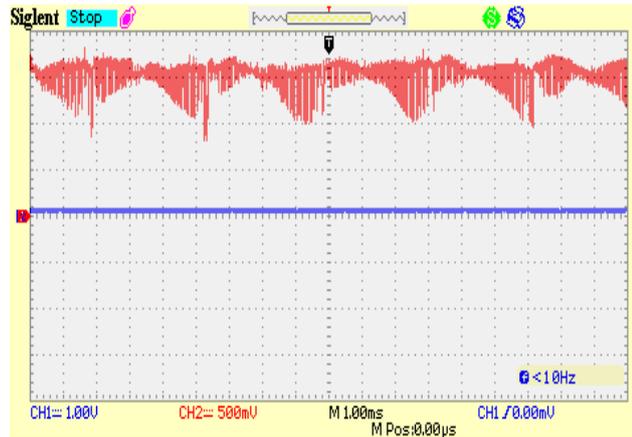
Figure 4.32: Tension et courant d'entrée



(a)



(b)



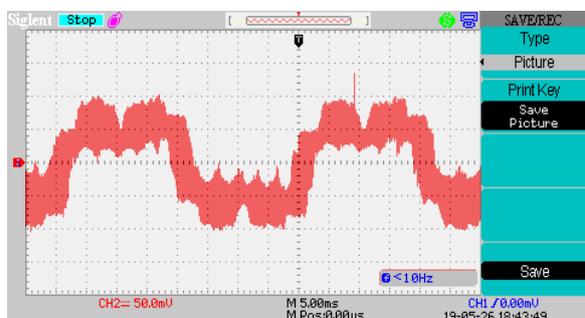
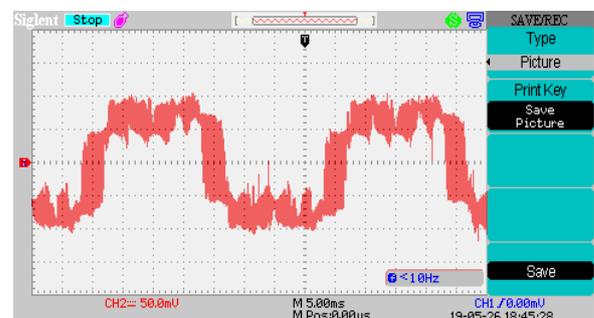
(c)

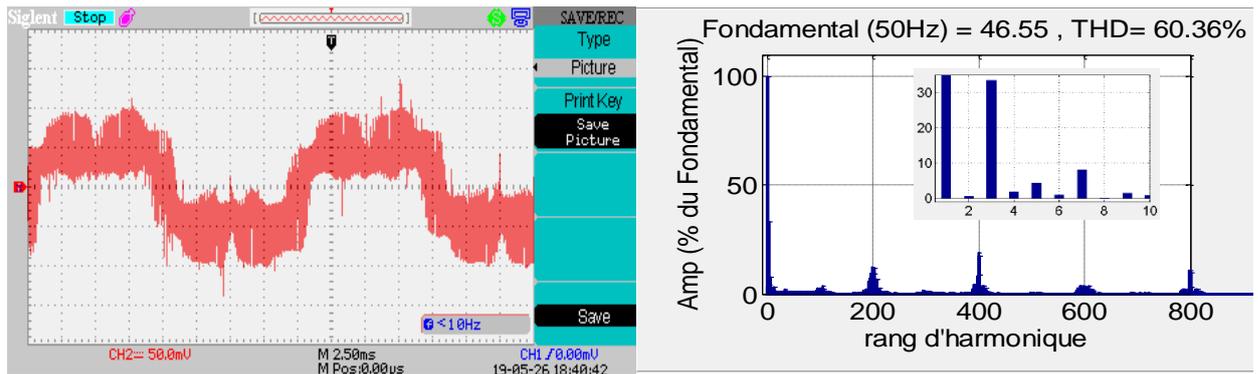
**Figure 4.33: Tensions de bus ( $U_p$  et  $U_n$ ) pour une fréquence de commutation de (a) 5=kHz, (b) 10=kHz et (c) la tension de bus  $U_{pn}$**

Les résultats obtenus sont semblables aux résultats théoriques. La tension redressée ne présente pas le vecteur nul. Ce dernier n'a pas été utilisé pour maximiser la tension du bus continu.

La figure 4.34 présente la tension de sortie pour une fréquence de sortie de 25 Hz ( $r=0.8$  (Figure 4.34.a) et  $r = 1.2$  (Figure 4.34.b) et une fréquence de sortie de 50 Hz ( $r = 0.8$  (Figure 4.34.c)) et son spectre d'harmonique (Figure 4.34.d)

D'après la figure 4.34, on remarque que les tensions de sortie pratique sont semblables à celle du théorique et on remarque aussi l'apparition de l'harmonique 3 comme le cas théorique .

(a)  $f=25$  Hz et  $r = 0.8$ (b)  $f=25$  Hz et  $r = 1.2$

(c)  $f=50$  Hz et  $r = 0.8$ (d)  $f=50$  Hz et  $r = 0.8$ 

**Figure 4.34: Tensions de sortie pour (a)  $f = 25$  Hz et  $r = 0.8$  , (b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1.2$  , (c)  $f=50$  Hz et  $r = 0.8$  avec (d) son spectre d'harmonique cas de SVM 2 vecteurs**

La figure 4.35 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour trois fréquences 25,50, et 75 Hz, et la figure 4.36 présente une comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux.

D'après la figure (4.35.a), on constate que la courbe de réglage est presque linéaire jusqu'à  $r = 0.9$ , au-delà de cette valeur la tension ne suit plus sa référence. Pour la figure (4.35.b), on remarque que le THD est important pour des faibles valeurs de  $r$ .

La figure (4.36.a) montre que la courbe de réglage pratique s'éloigne légèrement pour des taux de modulation élevés. Ceci est dû à l'absence de synchronisation des deux étages : redresseur et onduleur. En effet, cela a un impact direct sur l'amplitude du fondamental. Car dans ce cas, la commutation dans l'étage onduleur se fait durant le changement d'état du vecteur d'espace de l'étage redresseur, où la tension du bus continu n'est pas maximale à cause de l'influence des pertes de commutation. Donc, la tension du bus continu n'est pas efficacement exploitée dans ce cas.

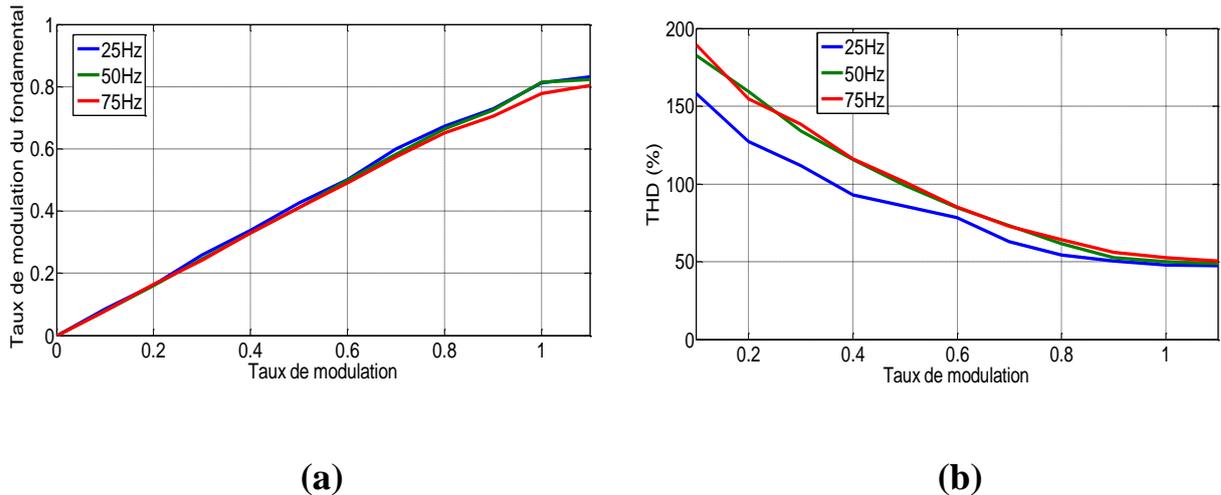


Figure 4.35: (a) Courbe de réglage (b) THD cas de SVM 2 vecteurs

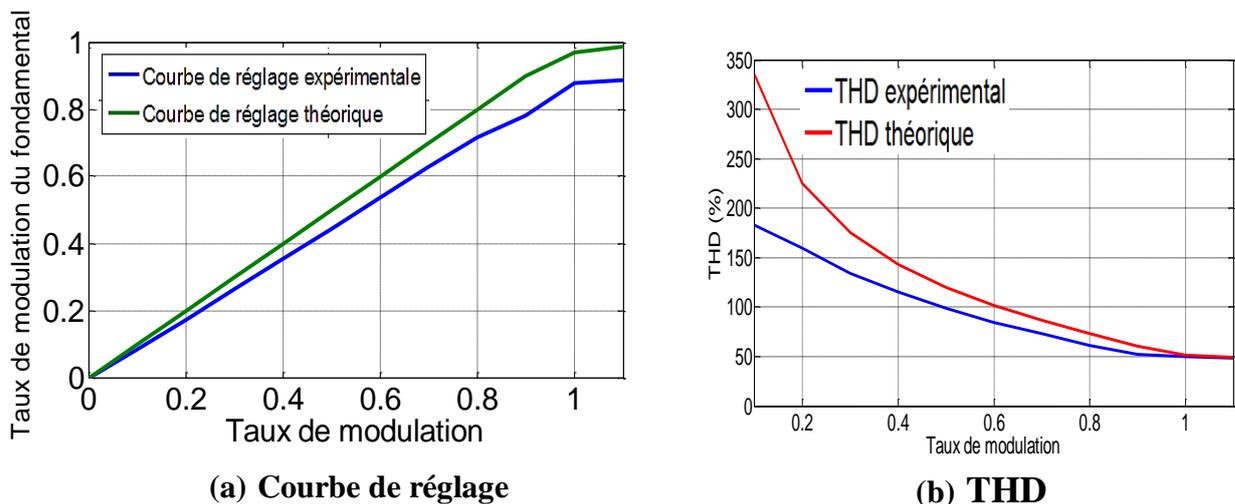


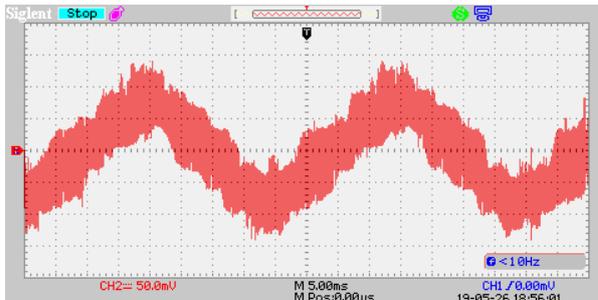
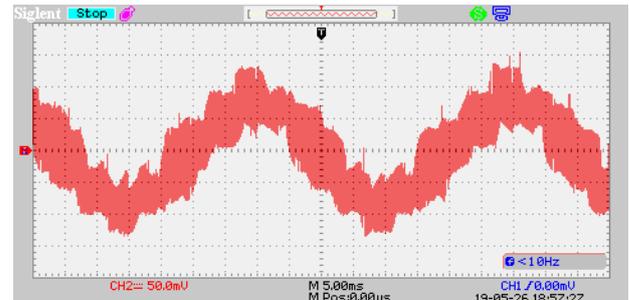
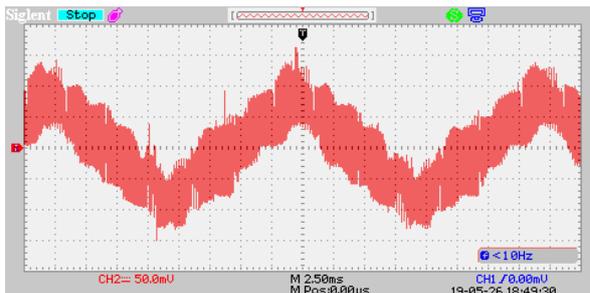
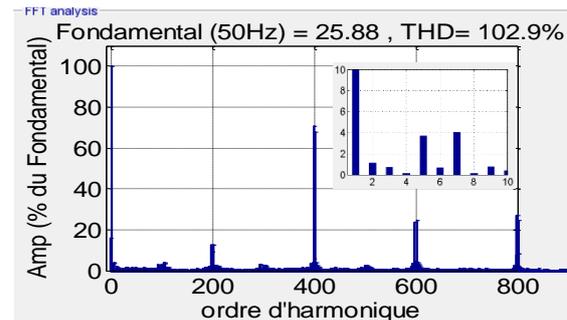
Figure 4.36: Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux cas de SVM 2 vecteurs

#### 4.3.6.2 La technique de modulation vectorielle à 4 vecteurs

Les figures de 4.37 à 4.39 représentent les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM appliquée à l'IMC avec la même charge et la même tension d'alimentation.

La figure 4.37 présente la tension de sortie prise par l'oscilloscope pour une fréquence de 25 Hz ( $r = 0.8$  (Figure 4.37.a) et  $r = 1.2$  (Figure 4.37.b)) et une fréquence de sortie de 50 Hz ( $r = 0.8$  (Figure 4.37.c) et son spectre d'harmonique (Figure 4.37.d)).

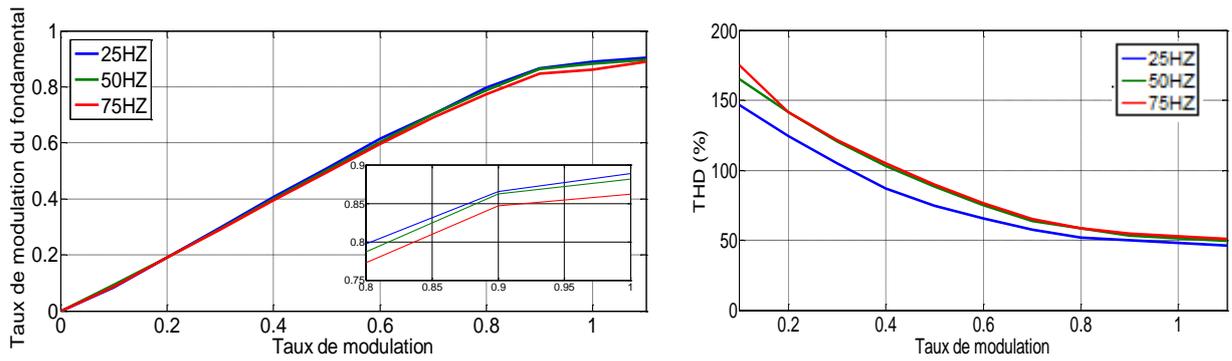
Cette figure (4.37) montre que les tensions de sortie sont semblables à ceux obtenus théoriquement, on remarque aussi que les harmoniques de faibles rang sont négligeables par rapport au fondamentale. En comparant avec la technique SVM à 2 vecteurs, cette technique est plus favorable pour l'application à l'IMC selon le critère de disparition des harmoniques de faible rang (surtout l'harmonique 3).

(a)  $f = 25$  Hz et  $r = 0.8$ (b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1.2$ (c)  $f = 50$  Hz et  $r = 0.8$ (d)  $f = 50$  Hz et  $r = 0.8$ 

**Figure 4.37: Tensions de sortie pour (a)  $f = 25$  Hz et  $r = 0.8$  , (b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1.2$  , (c)  $f = 50$  Hz et  $r = 0.4$  avec (d) son spectre d'harmonique cas SVM 4 vecteurs**

La figure 4.38 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour trois fréquences 25,50 et 75 Hz. La figure 4.39 (a et b) présente une comparaison entre les courbes de réglage théorique et expérimentale, les courbes de THD théorique et expérimental respectivement.

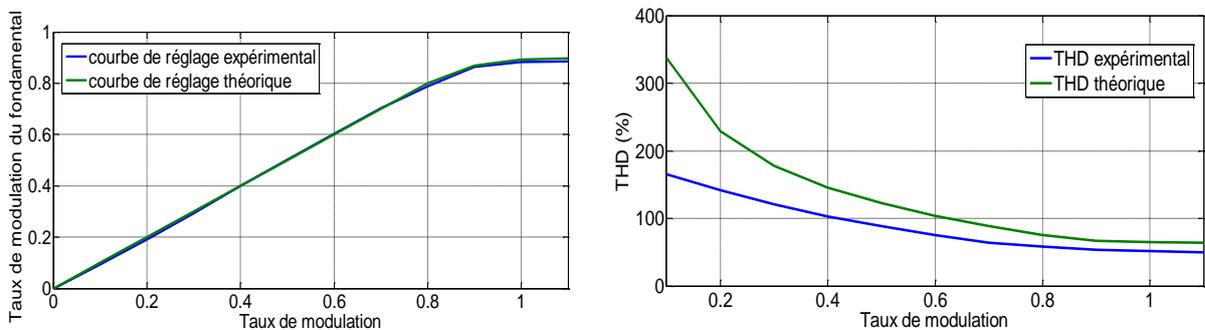
La figure 4.38 montre que cette méthode est linéaire jusqu'à  $r = 0.8$  qui présente une zone de linéarité plus étroite par rapport à la technique de modulation vectoriel à 2 vecteurs. Donc la SVM à 2 vecteurs est plus favorable selon ce critère.



(a)

(b)

Figure 4.38: (a) courbe de réglage (b) THD cas de SVM 4 vecteurs



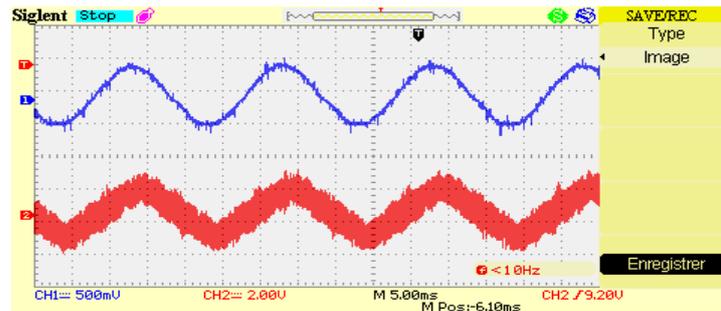
(a) Courbe de réglage

(b) THD

Figure 4.39: Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux cas de SVM à 4 vecteurs

### 4.3.6.3 Test sur une machine

On a effectué un test sur la même machine dans les mêmes conditions, mais cette fois elle a été alimentée par l'IMC. La figure 4.40 montre les formes de la tension et du courant d'entrée de la machine (pour la technique SVM à 4 vecteurs), Les formes d'ondes obtenues sont pratiquement sinusoïdales.



**Figure 4.40: Formes de la tension et le courant d'entrée de la machine cas de SVM 4 vecteurs**

#### 4.4 Conclusion

Les informations acquises durant les chapitres précédents ont été convenablement utilisées dans ce chapitre.

L'algorithme de la SVM appliquée à l'onduleur et à l'IMC, a été implémenté dans les prototypes appropriés via la carte STM32F4-Discovery qui a été étudié dans chapitre 3.

Les résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre sont semblables aux résultats théoriques, ces résultats ont montré que les tensions de sortie suivent la tension de référence en général, de plus, les courbes de réglage expérimentales sont pratiquement identiques aux celles étudiées en théorie.

Pour l'onduleur les résultats théorique et expérimentaux sont pratiquement les mêmes avec une léger différence.

Pour le cas de l'IMC, les deux courbes de réglages se différent légèrement pour des taux de modulation élevés. Cependant, la courbe de THD est bien meilleure que celle de la théorie.

Selon les deux critères de comparaison (THD et zone de linéarité), on constate que la SVM à 2 vecteurs actifs est la meilleure pour l'application à l'onduleur pentaphasé ainsi l'IMC.

# **Conclusion générale et perspectives**

## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Notre travail est concentré sur l'étude et commande et l'implémentation des modulations PWM et SVM appliquées à l'onduleur, puis au convertisseur matriciel pentaphasé à deux niveaux.

Un prototype de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux a été déjà élaboré au sein de l'ENP, et il a facilité l'atteinte du premier objectif souligné, tandis que pour le convertisseur matriciel pentaphasé à deux niveaux, on a fait la réalisation ainsi que la modulation vectorielle.

Notre travail a été entamé par une description générale sur les convertisseurs de puissance, suivie d'une description des convertisseurs matriciels pentaphasés, y compris une présentation de leur état de l'art et de leurs topologies les plus connues.

Dans le deuxième chapitre, une étude approfondie sur les modulations (SVM et PWM) appliquées à l'onduleur à deux niveaux puis la modulation SVM appliquée au convertisseur matriciel à deux niveaux a été établie. Une simulation numérique qui lui correspond a été effectuée, et les résultats de simulation nous ont montrés que la SVM à 2 vecteurs possède une zone linéaire de commande qui est large par rapport aux autres techniques, atteignant un taux de modulation de 1.23 pour l'onduleur et 0.93 pour l'IMC, à l'instar d'un THD plus faible. Cependant, cette technique fait apparaître l'harmonique 3 qui a un impact négatif sur le couple de la machine.

Pour le troisième chapitre, on a présenté de la carte STM32F4-Discovery. On a commencé par une description plus détaillée de la carte utilisée dans notre travail, ses caractéristiques, ses périphériques utilisés et leur relation avec notre travail. Enfin, on a cité les avantages de la STM32F4 par rapport à notre travail.

Le dernier chapitre a été consacré à la présentation du montage réalisé ainsi que les différents résultats expérimentaux obtenus, suivie d'une comparaison avec les résultats théoriques (deuxième chapitre).

En résumé, les objectifs atteints dans ce travail sont :

- Implémentation et test de la SVM (deux et quatre vecteurs) et PWM (naturelle et avec injection de l'harmonique 5) appliquées à un onduleur à deux niveaux avec différentes charges (résistive et machines).

- Implémentation et test de la modulation SVM appliquée à l'IMC sans synchronisation avec différentes charges (résistive et machines).

Les résultats obtenus pour ces objectifs étaient pratiquement identiques aux résultats obtenus par la simulation, sauf pour l'IMC dont les courbes de réglage théorique et pratique étaient légèrement différentes à cause de l'absence de synchronisation entre ses deux étages.

Pour l'onduleur à deux niveaux, les formes d'ondes montrés en oscilloscope ou traitées sous Matlab/Simulink présentaient des formes proches des sinusoïdes pour les tensions ou sinusoïdales pour les courants.

L'étude de leurs courbes de réglage et de leurs spectres harmoniques a montré la similitude des résultats expérimentaux aux résultats théoriques. Ceci confirme la réussite de l'implémentation de la SVM et PWM appliquées à ces convertisseurs.

La synchronisation pour le convertisseur matriciel entre les deux étages : redresseur et onduleur n'a pas été effectuée à cause de l'absence de la fonctionnalité PWM asymétrique dans la carte utilisée.

Pour éviter ce problème, les perspectives suivantes sont ouvertes :

- Utilisation de la carte STM32F7. Cette dernière abrite des Timers pouvant générer des signaux PWMs Asymétriques ainsi, elle présente une fréquence maximale élevée atteignant 216 MHz.
- Des protections contre les surtensions et les surintensités sont possibles dans les séries de STM32.
- Ajout de deux capteurs de courants et de tensions pour la commande de la machine.
- Ajout de deux varistances pour la protection.
- L'implémentation d'un algorithme de commutation douce (en tension ou en courant) utilisant la carte STM32 et une CPLD.

REFERENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] T. Friedli and J. W. Kolar, "Milestones in matrix converter research," *IEEJ Journal of industry applications*, vol. 1, no. 1, pp. 2–14, 2012.
- [2] A.Schuster "Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînement par moteur asynchrone", mémoire de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [3] J. Rodriguez, M. Rivera et al, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, Jan. 2012.
- [4] Ralph L. Jaeschke, *Controlling Power Transmission Systems*, Cleveland, OH, Penton/IPC, 1978, 210–211 p
- [5] F. Lubrique, G. seguier, R. Baurier «les convertisseurs de l'électroniques de puissance volume 4 : la conversion continu-alternatif, édition TEC&DOC Lavoisier 2éme édition 1995.
- [6] N. Taib « application des convertisseur matriciels a la commande des machines à courant alternatif ».mémoire magister, université de BEJAIA. 2008
- [7] K. Ghedamsi : « contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine synchrone ». Thèse doctorat ENP 2008.
- [8] A.Benachour "Commande sans Capteur basée sur DTC d'une Machine Asynchrone alimentée par Convertisseur Matriciel", PhD, Thèse de Doctorat LMD, ENP, Alger 2017
- [9] H. abu-Rub, A. Iqbal , J. Guzinski (2012) "High Performance Control of AC drives with Matlab/Simulink models"
- [10] Geoffrey Brown, *Discovering the STM32 Microcontroller*, 2012
- [11] Reference manual“, STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced“RM009 ARM®-based 32-bit MCUs, © STMicroelectronics, 2017
- [12] D. Ponikvar, "Interrupts & Ports“, STM32F407 Project, 2012
- [13] S.Sabri "Contribution à la réalisation du convertisseur matriciel multiniveaux », PFE,ENP, Alger 2018
- [14] <https://fr.rs-online.com/web/p/optocoupleurs/9224810/>, Avril 2019.
- [15] <https://fr.rs-online.com/web/p/transducteurs-de-courant/1807391/>, Avril 2019.
- [16] <https://fr.rs-online.com/web/p/transducteurs-de-courant/0286361/>, Avril 2019.

- [17] “AN3116 Application note: STM32™’s ADC modes and their applications”, © STMicroelectronics, 2018
- [18] “AN4776 Application note: STM32™ General-purpose timer cookbook”, © STMicroelectronics, 2018
- [19] <https://developer.arm.com/embedded/cmsis> ,Mars 2019.
- [20] “AN3988 Application note: Clock configuration tool for STM32F40xx/41xx/427x/437x microcontrollers”,© STMicroelectronics, 2018
- [21] “AN4013 Application note: STM32 cross-series timer overview”, © STMicroelectronics, 2018
- [22] Christian DUPATY, Philippe ANTOINE and Marc SILANUS, “Un aperçu des outils de développement logiciel pour les microcontrôleurs STM32-ARM-CORTEX de STMicroelectronics”, STM32 Outils de développement
- [23] <http://www.st.com/en/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html> ,Mars 2019.
- [24] Carmine Noviello, *Mastering STM32*, Leanpub, 2018, 783 p
- [25] “How to install the Workbench for STM32”, [www.emcu.it](http://www.emcu.it) ,Mars 2019.
- [26] Tremblay, Etienne “GIF-3002 Présentation du STM32F407, Logiciel“GIF-3002 Microprocesseur/Microcontrôleur Logiciel“, université LAVAL, 2017

# ANNEXES

## ANNEXE 1

Définition: 
$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$
 CIGRE

## ANNEXE 2

### 1- Aperçu sur la STM32

STM32 est une famille de circuits intégrés à microcontrôleur 32 bits de STMicroelectronics. Les puces STM32 sont regroupées en séries basées sur le même cœur de processeur ARM-CORTEX 32 bits.

La technologie ARM-CORTEX est utilisée par de nombreux fondeurs comme ST, NXP, ATMEL, MAXIM, Silicon, WIZnet. [22].

#### ▪ Désignation et caractéristiques

La famille STM32 se compose de dix séries de microcontrôleurs qui sont : H7, F7, F4, F3, F2, F1, F0, L4, L1 et L0 [23].

### 2- Environnement de développement intégré

Les microcontrôleurs STM32 supportent plusieurs **IDEs** (Integrated Development Environments) avec des supports C, C++, Pascal ou Java, parmi les plus répandus [.] IAR EWARM (IAR Embedded Workbench) et Keil MDK-ARM.

L'IDE utilisé dans notre étude est le System Workbench

#### ▪ System Workbench (free AC6 : SW4STM32)

SW4STM32 est un environnement de développement de logiciels multi-OS gratuit basé sur Eclipse, qui prend en charge la gamme complète des microcontrôleurs STM32 et des cartes associées.

#### ▪ Installation de SW4STM32

Il existe deux méthodes pour installer le SW4STM32 :

- Installation standard.
- Mettre à jour une installation Eclipse avec STM32 Workbench.

(Le document [25] présente la méthode d'installation de SW4STM32.)

### 3- Bibliothèques logicielles

Le rôle des bibliothèques est de faciliter la programmation du microcontrôleur. Elles permettent à l'utilisateur de travailler avec des fonctions prédéfinies au lieu de manipuler directement des registres. Parmi les bibliothèques valables pour la programmation de STM32F4 C/C++ :

- Standard Peripheral library
- FreeRTOS
- μKOS
- USB device library

Pendant notre étude on va utiliser Standard Peripheral library.

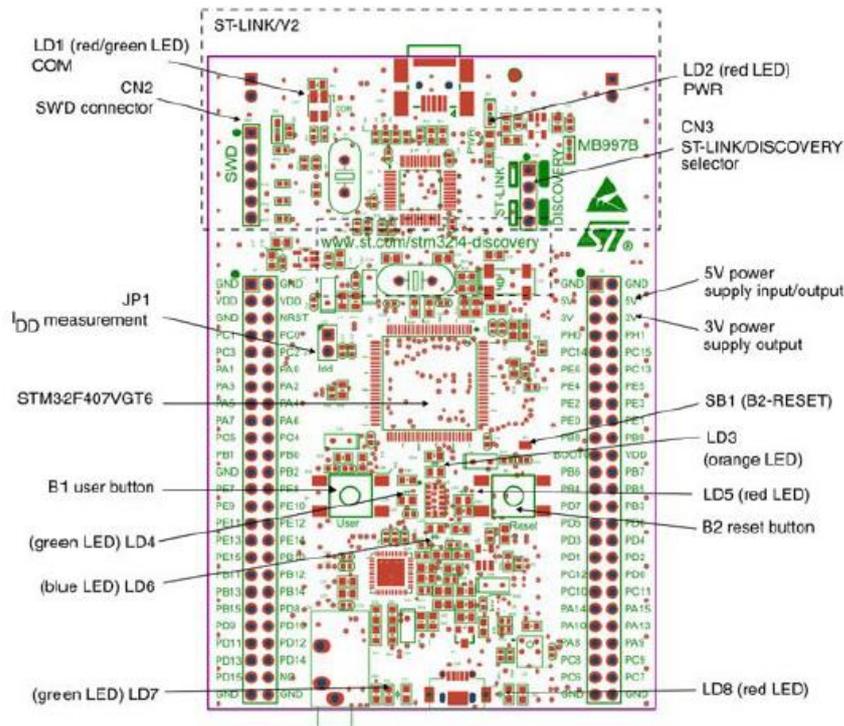
### 3- Caractéristiques de la STM32F4-Discovery

#### a) Présentation de la carte

STM32F4 fonctionne à une fréquence élevée de 168 MHz, prend en charge des instructions DSP (Digital Signal Processing) en un seul cycle et dispose d'une unité de calcul en virgule flottante FPU (Floating Point Unit). Elle est construite autour d'un microcontrôleur ARM Cortex M4FSTM32F407VGT6 32bit doté d'1 Mo de Flash, 192 Ko de RAM, des périphériques avancés pour les applications d'imagerie, de connectivité, d'encryptage, elle comporte également [26] (figure A.1):

- Un connecteur ST-LINK/V2 intégré qui offre la possibilité d'utiliser le connecteur USB d'alimentation pour la programmation et le debugging
- Un connecteur USB pour l'alimentation 5V
- Des sorties 3V et 5V pour les applications externes
- Un accéléromètre 3 axes ST MEMS LIS3DSH
- Un micro MP45DT02 pour enregistrer des sons
- Un capteur audio (microphone) digital omnidirectionnel ST MEMS MP45DT02
- Un DAC (Digital to Analog Converter) audio avec haut-parleur de classe D intégré
- Deux LEDs: LD1 (rouge/vert) pour la communication USB, LD2 (rouge) pour la mise sous tension 3.3 V
- Quatre LEDs Utilisateur : LD3 (orange), LD4 (vert), LD5 (rouge) et LD6 (bleu)
- 2 LEDs USB OTG (USB On-The-Go) : LD7 (vert) VBUS, LD8 (rouge) surintensité

- Deux boutons poussoirs (utilisateur et réinitialisation)
- Interface USB OTG avec connecteur micro-AB
- En-têtes d'extension pour les E/S pour une connexion rapide à la carte
- Logiciel gratuit, complet et comprenant une variété d'exemples, constituant le package logiciel *STM32CubeF4*.



**Figure A.41: Différents composants de la carte STM32F4-Discovery**

## b) Architecture du microprocesseur

Le cœur de la STM32F4-Discovery (ARM-Cortex M4) est un cœur 32-bits supportant 16 registres. Il a une architecture Harvard (un bus pour les données et un bus pour les instructions), et un modèle Load-Store pour accéder aux données de la mémoire. Ce microprocesseur supporte le jeu d'instruction Thumb-2 et les instructions peuvent être exécutées sur des variables 8bits (octet), 16bits (demi-mot) ou 32bits (mot). Cette carte opère sur deux modes : le mode Thread et le mode Handler. De plus, le cœur inclut quelques périphériques et interfaces spécifiques : un contrôleur d'interruption (NVIC = Nested Vectored Interrupt Controller), un bloc de contrôle du cœur (SCB = System Control Block), un timer (le systick timer), une unité de protection de la mémoire (MPU = Memory Protection Unit) et une unité de traitement des fractions (FPU = floating point unit).