

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

Etude, commande et réalisation d'un convertisseur multi-niveaux pentaphasé T-type

Présenté par : - **BENNACER Nassim Rayane**

- **BENTAFAT Mahdi**

Sous la direction de : **A.BENACHOUR**

MCB

& **E.M.BERKOUK**

Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 12/07/2021

Composition du Jury :

Président : **M.O. MAHMOUDI**

Professeur à l'ENP d'Alger

Examineur : **T.ZEBBADJI**

MCB à l'ENP d'Alger

Promoteurs : **A. BENACHOUR**

MCB à l'ESSA d'Alger

& **E.M.BERKOUK**

Professeur à l'ENP d'Alger

Invité : **S.SEKHRI**

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

Etude, commande et réalisation d'un convertisseur multi-niveaux pentaphasé T-type

Présenté par : - **BENNACER Nassim Rayane**

- **BENTAFAT Mahdi**

Sous la direction de : **A.BENACHOUR**

MCB

& **E.M.BERKOUK**

Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 12/07/2021

Composition du Jury :

Président : **M.O. MAHMOUDI**

Professeur à l'ENP d'Alger

Examineur : **T.ZEBBADJI**

MCB à l'ENP d'Alger

Promoteurs : **A. BENACHOUR**

MCB à l'ESSA d'Alger

& **E.M.BERKOUK**

Professeur à l'ENP d'Alger

Invité : **S.SEKHRI**

Remerciement

Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et d'exprimer notre gratitude envers Allah, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.

Nous voudrions manifester, en second lieu, notre sincère reconnaissance à nos encadreurs, Monsieur **BENACHOUR Ali** et Monsieur **BERKOUK El Madjid** pour les efforts et l'abnégation qu'ils ont affichés à notre égard, pour les conseils avisés et les orientations judicieuses qu'ils nous ont prodigués, pour leurs encouragements, leurs soutiens et surtout, pour leur permanente disponibilité tout au long de la préparation de notre projet de fin d'études.

Nous tenons à témoigner notre reconnaissance à Monsieur **SAKHRI Sabri** pour son aide précieuse, ses explications pertinentes ainsi que pour le temps qu'il nous a accordé.

Nous tenons également à remercier Monsieur **M.O.MAHMOUDI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, qui nous a fait l'honneur de présider le jury, et de ces conseils précieux qu'il nous a offerts durant ses cours de classe. Nos remerciements vont également au membre du jury Monsieur **T.ZEBBADJI** 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.

Notre gratitude va aussi à l'ensemble des enseignants d'électrotechnique à l'Ecole Nationale Polytechnique, de nous avoir suivis durant toute notre formation universitaire afin de nous assurer un apprentissage de qualité et de nous inculquer les valeurs d'un métier si noble.

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

Dédicaces

À la mémoire de mon grand-père, que dieux l'accueille dans ses vastes paradis.

À mes très chers parents DJAMILA et SALEH Autant de phrases et d'expression aussi éloquents soient-elles, ne sauraient exprimer ma gratitude, ma reconnaissance et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être notamment ma mère.

À mes deux frères AMINE et FARES, qui ont toujours prié pour mon bonheur et ma réussite.

À toutes ma famille maternelle BENKACIMI sans exception et à ma tante paternelle tata HAMIDA, pour leurs encouragements et leurs soutiens

À mon binôme , ou plutôt: à mon frère MAHDI, pour l'acharnement et le dévouement pour ce travail.

À mes chers camarades , pour leurs encouragements, surtout à SARAH, REDA, SALIM et MOHAMED pour leurs présences durant les moments difficiles.

À tous ceux qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer.

Nassim

Dédicaces

Pour mes parents qui étaient une source d'inspiration et de motivation pour moi,

un pur bonheur qui me comblait chaque jour davantage, je n'oublierai jamais leur soutien et l'amour qu'ils m'ont prodigué, je ne leur saurais jamais assez reconnaissant pour leurs sacrifices et leur bienveillance pour toutes difficultés qu'ils ont dû affronter pour m'assurer une bonne éducation. C'est grâce à eux que je suis arrivée là où je suis et je ne saurai jamais les remercier assez.

Pour les meilleurs moments de ma vie que mes chers frères et soeur m'ont offert. Leur soutien m'a été bénéfique pendant tout au long de mon parcours d'étude.

A ma chère tante NADJIYA, ma seconde mère et mon appui, aucune dédicace ne saurait exprimer le respect, l'amour et la reconnaissance que je vous dois.

Je dédie ce travail à mon cher cousin MONCEF ainsi que nos amis FARES, HAMZA, MEHDI, NOCIR, ABDOU et YOUCEF.

Je remercie aussi mes chers LAMIA, HOCINE et SAID pour leur encouragement durant mon parcours.

À mes amis d'enfance MOHAMED et DJALIL, merci d'être toujours là pour moi.

Sans oublier les meilleurs personnes que j'ai connu à l'ENP, FARES, YASSMINE, REDA , ZAKI, CHAKIB et MOHAMED.

Je dédie ce travail à la personne qui a passé avec moi le tunnel de travail, de fou rire, d'espoir, d'amour, de patience et des larmes, Je suis vraiment reconnaissant pour ton soutien, pour m'avoir accueilli chaleureusement toi et ta famille ou je me suis senti chez moi, je vous remercie tous. Un grand MERCI pour toi mon meilleur binôme.

Mahdi

ملخص :

يتمحور هذا المشروع بشكل أساسي على دراسة وصنع نموذج مومج خماسي الطور ذو ثلاثة مستويات (T-NPC). بدأنا دراستنا بتقديم نبذة عن المموجات المصفوفية و تعميمات عن مختلف أشكالها. بعد ذلك، قمنا بمحاكاة مجموعة من التقنيات على المومج خماسي الطور، تتمثل هذه التقنيات في (PWM)، (PWM) مع حقن التوافقي الخامس، إضافة الى استراتيجية التحكم الشعاعي (SVM) بالإضافة الى استراتيجية تحكم الموجه التامة تحت برنامج Simulink / Matlab ما مكن من الوصول إلى تفسير ومقارنة النتائج المتحصل عليها. في الخطوة التالية، تم تقديم دراسة أجزاء STM32F4- Discovery المستخدمة في الدراسة التطبيقية مع وصف دقيق للأجزاء المكونة للنموذج التطبيقي. الجزء الأخير من هذا العمل يتمحور حول التنفيذ التطبيقي للمومج خماسي الطور والتحقق التجريبي من النتائج والمقارنة بين تقنيات التحكم المدروسة

كلمات مفتاحية :

التحكم الشعاعي، تعديل عرض النبضات، المومج (T-NPC)

Abstract:

The main objective of this project is the study, the control and the realization of a five phase multilevel T-type converter. The study was started with a state of the art on multilevel structures and the interest for these structures as well as for the five phase. Then, the different modulation strategies applied to this structure were simulated with MATLAB/SIMULINK, followed by a comparison between them in order to define the advantages and disadvantages of each strategy. Then, a presentation of the different parts of the converter was made including a part dedicated to the control board used which is the STM32F4 board. Finally, an experimental validation of the different modulation strategies with different type of load has been done to confirm the results obtained by simulation.

Keywords:

T-NPC, PWM, SV-PWM, STM32F4-Discovery, five phase, multilevel.

Résumé:

L'objectif principal de ce projet est l'étude, la commande et la réalisation d'un convertisseurs multi-niveaux T-type pentaphasé. L'étude a été entamé par un état de l'art sur les structures multi-niveaux et l'intérêt porté pour ces structures ainsi que ceux du pentaphasé. Ensuite, les différentes stratégies de modulation appliquées à cette structure ont été simulées sous MATLAB/SIMULINK, suivi par une comparaison entre eux afin de bien définir les avantages et les inconvénients de chaque stratégie. Puis, une présentation des différentes parties du convertisseur a été faite incluant une partie dédiée à la carte de commande utilisée qui est la carte STM32F4. En final, une validation expérimentale des différentes stratégies de modulation avec différent type de charge a été effectuée pour confirmer les résultats obtenus par simulation.

Mots clés :

T-NPC, pleine onde, MLI-précalculé, MLI triangulo sinusoidale, SVM, STM32F4-Discovery, Pentaphasé, multi niveau

Table des matières

TABLE DES MATIERES

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

INTRODUCTION GENERALE	19
CHAPITRE 1. ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX	22
1.1 INTRODUCTION	22
1.2 HISTORIQUE	22
1.3 CONCEPT DES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX	23
1.4 TOPOLOGIES CLASSIQUES DES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX	24
1.4.1 Convertisseur à point neutre clampé (NPC)	25
1.4.1.1 Principe de fonctionnement	25
1.4.1.2 Avantages et inconvénients	26
1.4.2 Convertisseur à capacités flottantes (FC)	26
1.4.2.1 Principe de fonctionnement	26
1.4.2.2 Avantages et inconvénients	27
1.4.3 Convertisseur en pont H cascadié (CHB)	27
1.4.3.1 Principe de fonctionnement	28
1.4.3.2 Avantages et inconvénients	29
1.5 COMPARAISON ENTRE LES TOPOLOGIES DE BASE	29
1.6 STRUCTURES DERIVEES ET HYBRIDES DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	31
1.7 CONVERTISSEUR T-NPC	31
1.7.1 Séquences de conduction	31
1.7.2 Généralisation	32
1.7.3 Avantages et inconvénients	32
1.7.4 Domaines d'application du convertisseur T-NPC	32
1.8 COMPARAISON DES STRUCTURES NPC ET T-NPC	33
1.9 CHOIX DES INTERRUPTEURS DU CONVERTISSEUR MULTI-NIVEAUX	34
1.10 APPLICATIONS ET DOMAINES D'INTERET DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	35
1.10.1 Générateur à base d'une source d'énergie renouvelable	35
1.10.1.1 Système photovoltaïque	35
1.10.1.2 Les aérogénérateurs	36
1.10.2 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques	36
1.10.3 Les réseaux de bord des bâtiments maritimes	36
1.10.4 Transport	36
1.11 ETAT DE L'ART DES STRATEGIES DE MODULATION	36
1.11.1 Commande à pleine onde	37
1.11.2 Modulation à largeur d'impulsion sinusoïdale à base de porteuse (PMW)	37
1.11.3 Modulation à largeur d'impulsion avec l'injection d'harmonique	37
1.11.4 Modulation à largeur d'impulsion vectorielle (SV-PMW)	38
1.12 CONCLUSION	38
CHAPITRE 2. MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR T-NPC	40
2.1 INTRODUCTION	40
2.2 FONCTIONNEMENT ET COMMANDABILITE DU CONVERTISSEUR T-NPC	40
2.3 MODELISATION DU CONVERTISSEUR T-NPC A 3 NIVEAUX PENTAPHASE	41
2.4 DEFINITIONS UTILES	43
2.4.1 La tension de mode commun	43
2.4.2 Le taux de distorsion harmonique	43
2.5 LES STRATEGIES DE MODULATION	43
2.5.1 Commande pleine onde	44
2.5.2 Commande MLI pré-calculé	47
2.5.3 MLI triangulo-sinusoïdale	51

2.5.3.1	Classification des porteuses de la technique MLI triangulo-sinusoidale	51
2.5.3.2	Comparaison avec un cas pentaphasé à 2 niveaux	59
2.5.4	<i>MLI avec injection de la 5eme harmonique</i>	60
2.5.4.1	Résultats de simulations	61
2.5.5	<i>Modulation vectorielle (SVM)</i>	63
2.5.5.1	SVM à 2 vecteurs actifs	65
2.5.5.2	SVM à 4 vecteurs actifs	70
2.6	COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES DE MODULATION	79
2.7	CONCLUSION	81
CHAPITRE 3. DESCRIPTION ET DIMENSIONNEMENT DU PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR T-NPC.....		83
3.1	INTRODUCTION	83
3.2	PRESENTATION DU PROTOTYPE DE L'ONDULEUR TNPC	83
3.3	PARTIE COMMANDE	84
3.3.1	Les interruptions	84
3.3.2	Les ports GPIO	85
3.3.3	Les timers	86
3.3.4	Unité Master/Slave	88
3.4	PARTIE INTERFACE PUISSANCE-COMMANDE	90
3.4.1	Circuit optocoupleur-driver	90
3.4.2	Circuit d'alimentation	91
3.4.3	Circuit RCD	92
3.5	PARTIE PUISSANCE	93
3.5.1	Redresseur	93
3.5.2	Bus continu	93
3.5.3	Onduleur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé	94
3.5.3.1	Module IGBT	94
3.5.3.2	IGBTs du point milieu	94
3.5.4	Radiateur	95
3.6	PARTIE MESURE	95
3.6.1	Mesure du courant	95
3.6.2	Mesure de la tension	95
3.6.3	Circuit d'adaptation	96
3.7	PARTIE PROTECTION	96
3.7.1	Protection contre les surcharges et les courts-circuits	96
3.7.1.1	Le disjoncteur magnétothermique	96
3.7.1.2	Le fusible	97
3.7.2	Protection contre les surtensions	97
3.7.2.1	La varistance	97
3.7.2.2	Le circuit CALC (Snubber)	97
3.8	CONCLUSION :	98
CHAPITRE 4. VALIDATION EXPERIMENTALE		100
4.1	INTRODUCTION	100
4.2	PRESENTATION DU PROTOTYPE REALISE ET SES CARACTERISTIQUES	100
4.3	PRESENTATION DES RESULTATS :	103
4.3.1	Commande pleine onde :	104
4.3.2	Commande MLI pré-calculé :	105
4.3.3	MLI triangulo-sinusoidale :	106
4.3.3.1	Cas de deux porteuses unipolaires :	106
4.3.3.2	Cas de deux porteuses bipolaires :	108
4.3.4	MLI avec injection de la 5 ^{eme} harmonique :	110
4.3.5	Modulation vectorielle (SVM)	112
4.3.5.1	SVM à 4 vecteurs actifs :	112
4.3.6	Commentaire général	116
4.4	TEST SUR LA MACHINE	117
4.4.1	Pleine onde	117

4.4.2	<i>MLI unipolaire</i>	118
4.4.3	<i>SVM méthode 3</i>	118
4.5	<i>CONCLUSION</i>	119
	CONCLUSION GENERALE	121
	BIBLIOGRAPHIE	124
	ANNEXE A	129
	ANNEXE B	137
	ANNEXE C	140
	ANNEXE D	148
	ANNEXE E	151

Listes des symboles

Liste des symboles

NPC : neutral point clamped.

V_{DC} : tension de bus continu.

θ : angle de référence.

r : taux de modulation (ratio de tension).

m : indice de modulation.

α : rapport cyclique.

THD% : Taux de distorsion.

V_{No} : tension de mode commun.

MLI : Modulation à largeur d'impulsion.

SVM : space vector modulation.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

N : nombre de niveaux.

N_c : Nombre de commutateurs.

N_d : Nombre de diodes de clamp.

N_f : Nombre de capacités flottantes.

N_{dc} : Nombre de capacités du bus continu.

N_v : Nombre de sources continues.

t_a : Temps mort.

t_{a(on)} : temps d'amorçage des IGBTs.

t_{a(off)} : temps d'amorçage des IGBTs.

I_c : courant traversant le condensateur.

I_n : le courant efficace de l'onduleur.

cos(φ) : facteur de puissance.

ΔV : ondulation de la tension.

f_s : fréquence de commutation.

UHT : Tension maximale mesurable par le capteur de tension.

I_{pN} : Courant primaire efficace nominale du capteur de tension.

Listes des figures

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Classification des onduleurs multi-niveaux [10].....	23
Figure 1-2: Schéma d'une branche de phase d'un onduleur à (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux	24
Figure 1-3 : Schéma d'un convertisseur NPC à (a) 3 niveaux [14],	25
Figure 1-4: Séquences de conduction d'un NPC 3 niveaux pour un seul bras [16].	25
Figure 1-5: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (FC) à (a) 3 niveaux[19],	26
Figure 1-6: Séquences de conduction d'un FC 3 niveaux pour un seul bras [16]......	27
Figure 1-7: (a) le convertisseur CHB à 5 niveaux pour le cas d'une seule phase [21],.....	28
Figure 1-8: le convertisseur CHB à 3 niveaux pour le cas d'une seule phase [23].	28
Figure 1-9: Évolution du coût de revient des topologies de bases en monophasé [18]......	30
Figure 1-10 : Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC).....	31
Figure 1-11: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC) à 5 niveaux.....	32
Figure 1-12 : Variation du rendement en fonction de la charge des deux structures NPC et T-NPC, pour les fréquences de commutation $f=16$ kHz, 30 kHz [33].....	33
Figure 1-13 : Montage d'interrupteur 4 segments à base de composants discrets (MOS ou IGBT et diode) : (a) Montage tête-bêche à sources/émetteurs communs reliés ; (b) Montage tête-bêche à drains/collecteurs communs reliés ; (c) (d) Montages avec diode série et mise en antiparallèle ; (e) Montage mono-transistor avec pont de diodes [35].	34
Figure 1-14 : Onduleur 3L T-NPC basé sur un commutateur hybride [36].	35
Figure 2-1: Schéma représentant un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.	40
Figure 2-2 : L'allure de la tension au niveau de chaque phase pour le cas T-NPC à 3 niveaux.	44
Figure 2-3: Simulation du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé pour $\alpha=0.3$	45
Figure 2-4: Comparaison des tensions entre le cas triphasé et pentaphasé pour $\alpha=0.25$ et $f=50$ (a) : pentaphasé, (b) : triphasé.	46
Figure 2-5: Variation de (a) : l'amplitude du fondamental ,(b) : du THD en fonction de α	46
Figure 2-6 : L'allure d'une tension par MLI [57].	47
Figure 2-7: Elimination des harmoniques 3,5 et 7 par MLI-précalculé.	48
Figure 2-8: Contrôle du fondamental à $r=0.8$ et élimination de l'harmonique 3 et 7 par MLI précalculé.	49
Figure 2-9: Le signal de la MLI triangulo-sinusoïdale [59].	51
Figure 2-10: Modulation à deux porteuses avec un décalage de niveau (PD).	52
Figure 2-11: Modulation à deux porteuses avec un décalage de phase.	52
Figure 2-12 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m = 200$	54
Figure 2-13 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1.05$, $m = 200$	55
Figure 2-14 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m = 50$	56
Figure 2-15 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires.	57
Figure 2-16 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires pour $r = 1$, $m = 200$	58
Figure 2-17 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.	59
Figure 2-18 : Tension simple de sortie V_a [V] pour $r = 1$, $m = 200$	59
Figure 2-19 : Variation de THD en fonction de r dans le cas d'un onduleur T-NPC à 3 niveaux et un onduleur à 2 niveaux.	60
Figure 2-20 : MLI avec injection de la 5eme harmonique.	61
Figure 2-21 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale avec injection de la 5eme harmonique pour $r = 1.05$, $m = 200$	61
Figure 2-22 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoïdale avec injection de la 5eme harmonique.	62
Figure 2-23: Représentation vectorielle dans (a) : le plan d-q, (b) : le plan x-y [62].	63
Figure 2-24: Limite de linéarité et projection du vecteur de référence.	65
Figure 2-25: Simulation de la svm à 2 vecteurs pour $r=1.05$	68
Figure 2-26: Comparaison (a) :de l'amplitude du fondamental, (b) : du THD en fonction du taux de modulation.	69
Figure 2-27 : Présentation de l'ensemble des vecteurs du secteur I dans le plan d-q.	70
Figure 2-28 : Présentation de l'ensemble des vecteurs du secteur I dans le plan x-y.	70
Figure 2-29 : Présentation des régions d'un secteur de la méthode 1 [62].	72
Figure 2-30 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 1.	73
Figure 2-31 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 2.	75
Figure 2-32 : Présentation des régions dans un secteur par la méthode 3 [64].	76
Figure 2-33 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 3.	77
Figure 2-34 : Comparaison (a) :de l'amplitude du fondamental, (b) : du THD en fonction du taux de modulation.	78
Figure 2-35 : (a) courbe de réglage, (b) courbe de THD en fonction de r pour les 6 techniques de modulation.	79
Figure 3-1: schéma des interactions avec le gestionnaire d'interruption.	84
Figure 3-2 : l'organigramme de l'exécution de l'interruption.	85
Figure 3-3: les différents modes de comptage [57].	87

Figure 3-4: temps mort.....	87
Figure 3-5 : (a): signaux non synchronisés, (b): signaux synchronisés.	88
Figure 3-6: synchronisation en mode cascade [58].....	88
Figure 3-7: synchronisation en mode parallèle [58].....	88
Figure 3-8: synchronisation en mode déclencheur externe [58].....	89
Figure 3-9 : schéma du circuit SN74LS08N [59].....	89
Figure 3-10 : Circuit intégré Optocoupleur-driver HCNW-3120.....	90
Figure 3-11 : Schéma du Circuit optocoupleur–driver HCNW-3120 [1].....	90
Figure 3-12 : Circuit d'alimentation de driver.....	91
Figure 3-13 : Circuit RCD.....	92
Figure 3-14 : Module redresseur de type SKD 60/08 [4].....	93
Figure 3-15 : Bus continu de l'onduleur T-NPC 3N.....	93
Figure 3-16 : Module IGBT de type SKM100GB063D [6].....	94
Figure 3-17 : Module IGBT de type Infineon LKW30N60T [7].....	95
Figure 3-18 : Capteur de courant à effet Hall LEM LA55 – P.....	95
Figure 3-19 : Capteur de tension à effet Hall LV25 – P.....	96
Figure 4-1 : prototype réalisé de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.....	101
Figure 4-2 : Circuit d'interface puissance-commande.....	102
Figure 4-3 : Circuit des interrupteurs du point milieu.....	103
Figure 4-4 : Résultats expérimentaux obtenus par la commande pleine onde pour $\alpha=0.3$	104
Figure 4-5 : Résultats expérimentaux obtenus par la commande MLI pré-calculé pour $r = 0.8$, $m = 600$	105
Figure 4-6 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m=200$	106
Figure 4-7 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires.....	107
Figure 4-8 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires à $f=50$ [Hz].....	107
Figure 4-9 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires pour $r = 1$, $m = 66.66$	108
Figure 4-10 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires.....	109
Figure 4-11 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires à $f=50$ [Hz].....	109
Figure 4-12 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique pour $r = 1.05$, $m = 200$	110
Figure 4-13 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique.....	110
Figure 4-14 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique à $f=50$ [Hz].....	111
Figure 4-15 : Résultats expérimentaux obtenus par la 1ere méthode de la SVM à 4 vecteurs actifs pour $r = 1.05$, $m = 100$	112
Figure 4-16 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode 1 de la SVM à 4 vecteurs.....	113
Figure 4-17 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode 1 de la SVM à 4 vecteurs à $f=50$ [Hz].....	113
Figure 4-18 : Résultats expérimentaux obtenus par la 3eme méthode de la SVM à 4 vecteurs actifs pour $r = 1.05$, $m = 200$	114
Figure 4-19 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode 3 de la SVM à 4 vecteurs.....	115
Figure 4-20 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode 3 de la SVM à 4 vecteurs à $f=50$ [Hz].....	115
Figure 4-21 : les résultats du test sur la machine avec la commande pleine onde pour $\alpha = 0.3$	117
Figure 4-22 : la tension (rouge) et le courant (vert) d'entrée de la machine pour la technique MLI triangulo- sinusoidale à deux porteurs unipolaires $r = 1$, $m = 200$	118
Figure 4-23 : la tension (rouge) et le courant (vert) d'entrée de la machine pour la technique SVM à 4 vecteurs "méthode 3" pour $r=1$, $m=200$	118
Figure A-1 : Selection de la carte appropriée.....	129
Figure A-2 : Nomination du projet.....	129
Figure A-3 : interface montrant les pins de la carte.....	130
Figure A-4: système d'horloge.....	130
Figure A-5: configuration du HSE.....	131
Figure A-6: configuration du timer master.....	131
Figure A-7: configuration du timer master en mode 'one pulse mode'.....	132
Figure A-8: activation des chainrs du timer slave.....	132
Figure A-9: configuration globale du timer slave.....	133
Figure A-10: configuration des chaines du timer.....	133
Figure A-11: Sélection et activation du mode d'interruption.....	134
Figure A-12: liste des pins correspondants aux canaux du timer.....	134
Figure A-13: configuration d'un pin sélectionné.....	135

Figure A-14: génération du code	135
Figure A-15: démarrage des canaux utilisés	136
Figure A-16: Boucle de l'interruption	136
Figure B-1: différents composants de la carte STM32F4-Discovery	139
Figure C-1: présentation des régions d'un secteur de la méthode 1	140
Figure C-2: description d'un secteur par la méthode 3	145
Figure D-1: schéma du circuit RDC, du circuit optocoupleur-driver et son alimentation	148
Figure D-2: Les étapes de la réalisation d'un PCB	149
Figure D-3: circuit imprimé d'interface puissance-commande	150
Figure E-1: schéma d'un convertisseur (ANPC) à (a) 3 niveaux [13],	151
Figure E-2: séquences de conduction d'un ANPC 3 niveaux pour un seul bras [16].	152
Figure E-3: schéma d'un convertisseur multi-niveaux (H-NPC) à 5 niveaux [76].	153
Figure E-4: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (NPC) à 3 niveaux	154
Figure E-5: schéma d'une nouvelle structure de convertisseur multi-niveaux [81].	155
Figure E-6: structure généralisée à plusieurs niveaux de la topologie	155

Listes des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1: Les avantages et les inconvénients de la structure NPC.	26
Tableau 1-2: Les avantages et les inconvénients de la structure FC.	27
Tableau 1-3: Les avantages et les inconvénients de la structure CHB.	29
Tableau 1-4: Comparaison des convertisseurs NPC, FC, et CHB en terme.....	29
Tableau 1-5: résumé des séquences de conduction correspondante à la figure 1-10 [25].....	31
Tableau 1-6: Les avantages et les inconvénients de la structure T-NPC.	32
Tableau 1-7 : Comparaison entre les structures NPC et T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.	34
Tableau 2-1: les cas possibles des interrupteurs.	41
Tableau 2-2: Les vecteurs possibles du secteur I.	64
Tableau 2-3: Choix des vecteurs à utiliser selon r pour le cas du secteur I.....	65
Tableau 2-4: Etat des interrupteurs pour la région 1.	66
Tableau 2-5: Etat des interrupteurs pour la région 2.	66
Tableau 2-6: Etat des interrupteurs pour la région 3.	67
Tableau 2-7: Etat des interrupteurs pour la région 4.	67
Tableau 2-8 : L'ensemble des vecteurs utilisés pour chaque région du secteur I [62].	72
Tableau 2-9 : Sélection des régions et de l'ordre des vecteurs à utiliser [63].	74
Tableau 2-10 : Sélection des vecteurs à utiliser par la méthode 3 [64].	76
Tableau 2-11 : Comparaison entre les différentes techniques de modulation.....	79
Tableau 3-1 : présentation des timers de la carte STM32F4-DISCOVERY.....	86
Tableau 3-2 : interconnexion interne entre les différents timers [58].	89
Tableau 4-1 : les caractéristiques de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.....	100
Tableau 4-2 : les circuits et les composants constituant l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.	101
Tableau 4-3 : Les composants constituant le circuit d'interface puissance-commande.....	102
Tableau 4-4 : Les composants constituant le circuit des interrupteurs du point milieu.	103
Tableau C-1: l'ensemble des vecteurs utilisés pour chaque région du secteur I.	140
Tableau C-2: Etat des interrupteurs pour la région A.....	141
Tableau C-3: Etat des interrupteurs pour la région B.....	141
Tableau C-4: Etat des interrupteurs pour la région C.....	141
Tableau C-5: Etat des interrupteurs pour la région D.....	142
Tableau C-6: Etat des interrupteurs pour la région E.....	142
Tableau C-7: Etat des interrupteurs pour la région F.	142
Tableau C-8: Etat des interrupteurs pour la région G.....	143
Tableau C-9: Etat des interrupteurs pour la région H.....	143
Tableau C-10: Etat des interrupteurs pour la région J.....	143
Tableau C-11: Etat des interrupteurs pour la région K.....	144
Tableau C-12: Sélection des régions et de l'ordre des vecteurs à utiliser.	144
Tableau C-13: Etat des interrupteurs pour la région 1.	144
Tableau C-14: Etat des interrupteurs pour la région 2.	145
Tableau C-15: sélection des vecteurs à utiliser par la méthode 3.....	145
Tableau C-16: Etat des interrupteurs pour la région 1.	146
Tableau C-17: Etat des interrupteurs pour la région 2.	146
Tableau C-18: Etat des interrupteurs pour la région 3.	146
Tableau C-19: Etat des interrupteurs pour la région 4.	147
Tableau E-1: les avantages et les inconvénients de la structure ANPC.	152

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Avec l'avènement des différentes révolutions industrielles, les innovations techniques se succèdent et s'accroissent pour répondre à des besoins vitaux et variés de bien-être, de confort et de sécurité des citoyens qui exigent de plus en plus, des produits et des prestations de meilleure qualité et à moindre coût. Ceci est lié en grande partie à l'évolution des technologies servant à mieux utiliser l'énergie électrique. Ces technologies sont généralement des convertisseurs dit statique, qui servent à modifier la tension et la fréquence (cas d'un onduleur) avec un degré de fiabilité élevé (aucun dispositif mécanique).

Durant ces dernières années, il est devenu objet de concevoir des convertisseurs statiques avec un rendement élevé et un volume réduit pouvant fonctionner pour une large de durée de vie. Ceci à mener les chercheurs de conduire plusieurs recherches à ce sujet, c'est là où il y a eu la naissance des convertisseurs multi-niveaux.

Les convertisseurs multi-niveaux ont été conçus pour satisfaire les exigences des industries lourdes pour les entraînements à moyenne et forte tension en ce qui concerne coté contraintes électriques et qualité d'énergie. Ces convertisseurs ont été suivis par plusieurs avancements pour satisfaire plus d'exigences, ceci les a mené à être associé avec des systèmes polyphasés bénéficiant ainsi de plusieurs nouveaux avantages[1]:

- ✓ Une plus grande tolérance aux défauts (court-circuit ou circuit ouvert).
- ✓ La réduction de la distorsion du courant.
- ✓ La réduction des ondulations du couple dans les machines tournantes, ce qui permet de réduire les bruits et vibrations, et bien sûr d'augmenter le rendement.
- ✓ L'augmentation de la densité du couple. Par exemple dans le cas de deux moteurs (pentaphasé et triphasé) délivrant une même puissance et ayant une même amplitude de tension, le courant au niveau du moteur pentaphasé est bien plus faible que celui du triphasé, ceci permet de réduire les sections des enroulements de la machine pentaphasé et donc de réduire le volume total de celle-ci.
- ✓ Avec la consommation réduite du courant, on peut envisager que ce genre de convertisseur sont une solution idéale pour pouvoir maintenir plus longtemps le fonctionnement des dispositifs utilisant des batteries de condensateurs comme les véhicules électriques et les propulsions maritimes.

L'association de la structure multiniveaux avec le système pentaphasé est le but de ce travail. En effet, cette mémoire est dédiée à l'étude des performances du convertisseur trois niveaux pentaphasé structure T-NPC. Elle inclue l'étude de la modulation, l'implémentation des différentes modulations ainsi qu'une validation expérimentale avec un prototype réalisé dans le cadre de ce projet. Elle sera divisée en 4 chapitres :

- 1) Une synthèse sur l'état de l'art des convertisseurs multi-niveaux en présentant toute les structures qui existent afin de pouvoir mener une comparaison plus détaillée permettant de conclure sur la structure qui nous convient le plus, accompagné par un aperçu sur les différentes applications qui existent au niveau des convertisseurs multi-niveaux.
- 2) Une simulation par MATLAB/SIMULINK pour différentes stratégies de modulations dédiée a notre convertisseur qui sont : la modulation pleine onde, La mli-précalculé, la MLI triangulo-sinusoïdale (porteuses unipolaire et bipolaire) avec et sans injection de

l'harmonique 5, la modulation SVM à 2 vecteurs actifs et enfin la modulation SVM à 4 vecteurs actifs pour 3 méthodes différentes. Nous poursuivrons cette étude par une comparaison entre ses stratégies pour pouvoir identifier les points forts et faibles et pour définir les performances de chaque'une d'eux.

- 3) Une présentation complète des différentes parties du convertisseur, à savoir : la partie commande (carte STM32F4-Discovery) avec ces périphériques de base, la partie interface-puissance, la partie puissance, la partie mesure et la partie protection.
- 4) Un aperçu du prototype final, puis la présentation des résultats expérimentaux obtenus tout en validant les résultats de la simulation, ce qui nous permettra au final d'établir des perspectives pour notre travail.

Chapitre 1 :

**Etat de l'art des
convertisseurs multi-niveaux**

Chapitre 1. ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX

1.1 Introduction

L'utilisation des convertisseurs multi-niveaux permet d'obtenir des tensions composées de plusieurs niveaux différents (3 ou plus) servant d'une part à améliorer les formes d'ondes des tensions et des courants obtenus, et d'autres parts à contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance, ce qui la rend apte à être utilisé comme moyen d'alimentation à fréquence variable des dispositifs de moyens et fortes puissances [2].

Des associations avec des systèmes pentaphasés sont souvent exigés pour l'amélioration du rendement et la capacité à délivrer plus de puissance.

Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande, le problème de masses et la nécessité d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus continu [3]. Pour se remédier de tout cela, plusieurs topologies de convertisseurs multi-niveaux ont été proposés, dont essentiellement trois qui ont contribué à la naissance des topologies hybrides et dérivées.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord aborder les différentes structures multi-niveaux existantes où chaque une va être définie et analysée individuellement, puis nous essaierons d'établir une comparaison pour pouvoir justifier notre intérêt envers l'étude de la structure T-type qu'on analysera en détails dans les prochains chapitres. Et enfin, nous terminerons par la présentation des différentes techniques de modulation compatible avec les structures multi-niveaux.

1.2 Historique

L'histoire des convertisseurs multi-niveaux a réellement commencé dans les années 1960 lorsque C.W. Flairy a associé 4 onduleurs triphasés en pont H identiques, mis en série deux à deux, mais déphasés entre les deux de $\pm 30^\circ$ afin de reconstituer des tensions triphasées avec un taux d'harmonique réduit, et ceci à l'aide d'un transformateur [4].

Suite à cette découverte, W. McMurray a enchaîné avec l'étude de la mise en série d'un onduleur monophasé en pont H à 3 niveaux en 1971 [5].

En 1981, une nouvelle topologie à point neutre clampé (NPC) a été mise en œuvre par A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagi [6] et qui est depuis ce jour la topologie multi-niveaux la plus répandue due à la facilité d'utilisation comme variateur de vitesse à moyenne tension.

En 1992, T. Meyrand et H. Foch ont établi une nouvelle topologie à capacité flottante (FC), aussi appelée convertisseur multicellulaires séries [7], permettant à la mise en série de plusieurs cellules de commutation, afin d'obtenir des états redondants qui assurent l'équilibrage naturel des tensions flottantes.

En 2003, R. Marquardt et A. Leschinger ont découvert une nouvelle topologie appelée convertisseur modulaire multi-niveaux (MMC), composée de plusieurs cellules de commutation en série où chaque interrupteur de la cellule est une capacité reliée avec le bras par un demi pont ou un pont complet, offrant un avantage supplémentaire de ne pas avoir recours à une alimentation externe pour chaque module [8]. Cette découverte avec celle du réseau Z-source ont permis à des perspectives pour des nouvelles topologies multi-niveaux Z-source.

En 2010, une nouvelle topologie T-NPC a été proposée par Schweizer pour pouvoir de mieux en mieux améliorer la structure NPC de base [9].

En général, les convertisseurs multi-niveaux sont classés comme suit :

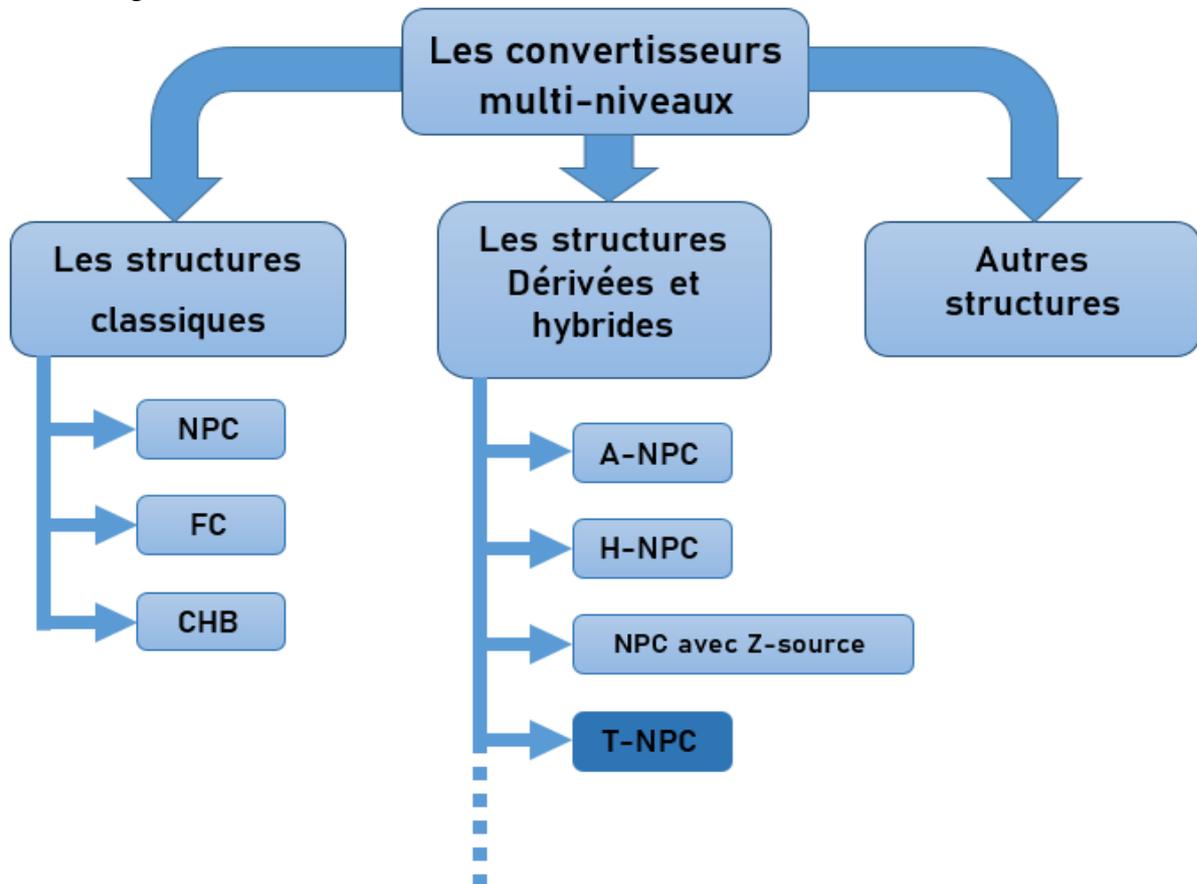


Figure 1-1 : Classification des onduleurs multi-niveaux [10].

1.3 Concept des convertisseurs multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux sont des systèmes de conversion de puissance composés d'un réseau de semi-conducteurs de puissance et de sources de tension capacitatives qui, lorsqu'ils sont correctement connectés et contrôlés, peuvent générer une forme d'onde de tension à plusieurs niveaux avec une fréquence, une phase et une amplitude variables et contrôlables. La forme d'onde échelonnée est synthétisée en sélectionnant différents niveaux de tension générés par la bonne connexion de la charge aux différentes sources de tension capacitatives. Cette connexion est réalisée par la bonne commutation des semi-conducteurs de puissance [11].

Le nombre de niveaux d'un convertisseur peut être défini comme le nombre de valeurs de tension constantes qui peuvent être générées par le convertisseur entre la borne de sortie et tout nœud de référence interne arbitraire dans le convertisseur. En règle générale, il s'agit d'un nœud de liaison DC, et il est généralement désigné par N et appelé neutre. Pour être appelée convertisseurs multi-niveaux, chaque phase du convertisseur doit générer au moins trois niveaux de tension différents. Cela différencie le convertisseur de source de tension classique à deux niveaux de la famille à plusieurs niveaux. Certains exemples monophasés de ce concept et de leurs formes d'onde respectives sont donnés sur la **figure 1-2** pour différents nombres de niveaux. Il est à noter que, généralement, les différents niveaux de tension sont équidistants les uns des autres en multiples de V_{dc} [11].

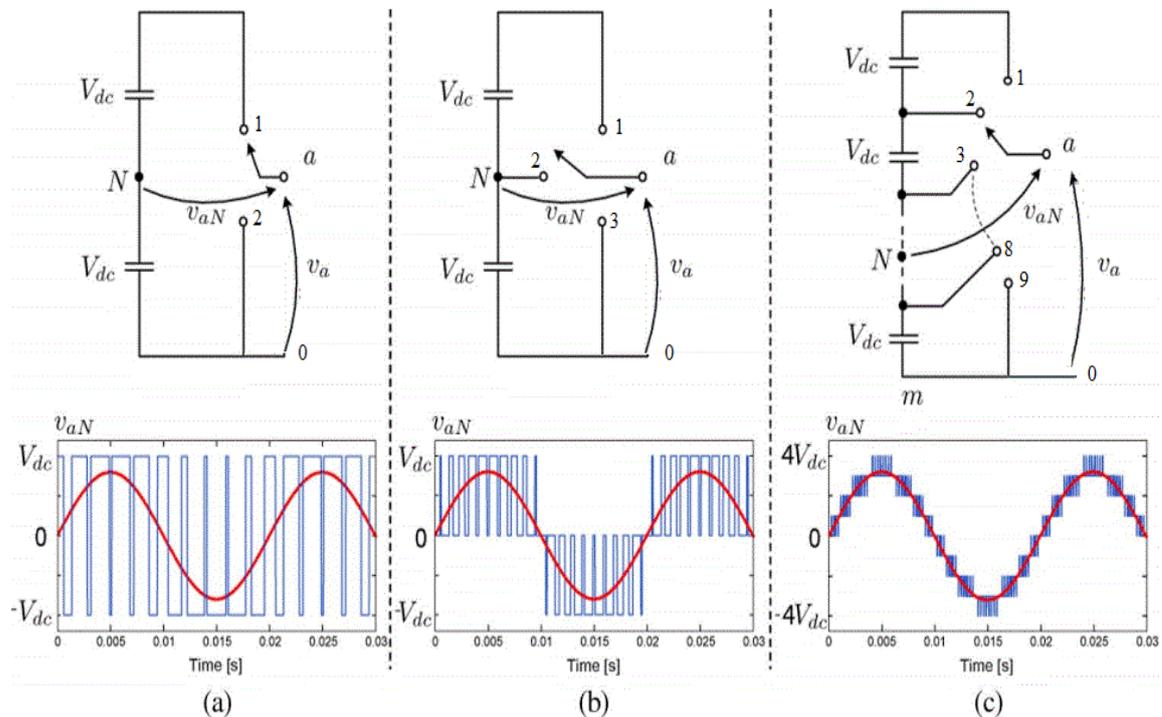


Figure 1-2: Schéma d'une branche de phase d'un onduleur à (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux (c) 9 niveaux et leurs formes d'onde correspondantes [11].

Avec l'augmentation du nombre de niveaux des tensions utilisés, on peut constater deux points importants :

- Une distorsion de tension de sortie plus faible (des formes d'onde proche d'une sinusoïde), conduisant ainsi à la consommation d'un courant moins pollué, ce qui nous permet de réduire les ondulations du couple et les pertes supplémentaires due aux harmoniques de courant [12].
- Une réduction du gradient de tension (dV/dt) [12].

Il existe de nombreuses façons de combiner des semi-conducteurs de puissance et des sources DC capacitatives pour générer des tensions de sortie à plusieurs niveaux. Cependant, seuls certains d'entre eux sont devenus importants d'un point de vue pratique, et ils sont analysés dans la section suivante.

1.4 Topologies classiques des convertisseurs multi-niveaux

C'est les anciennes topologies multi-niveaux de base auquel demeurent toujours leurs utilisations sur un large domaine, servant aussi comme repère aux nouvelles topologies des convertisseurs multi-niveaux. Les topologies en question sont les suivantes :

- Convertisseur à point neutre clampé (NPC)
- Convertisseur à capacités flottantes (FC)
- Convertisseur en pont H cascadié (CHB)

1.4.1 Convertisseur à point neutre clampé (NPC)

Comme on a dit précédemment, cette topologie est très qualifiée pour être utilisée dans des applications de variation de vitesse à moyenne tension. Le convertisseur NPC 3 niveaux utilise la mise en série d'interrupteurs commandables, pour avoir la réversibilité en courant et en tension. Deux condensateurs de capacité identique sont mis en œuvre afin de diviser la tension d'entrée selon deux niveaux de tension. De plus, deux diodes de clampé sont mises à disposition afin de pouvoir bénéficier d'un niveau de tension supplémentaire, le niveau zéro Volt ; en effet, ce niveau est supplémentaire par comparaison avec les convertisseurs deux niveaux conventionnels [13]. La topologie est illustrée comme suit :

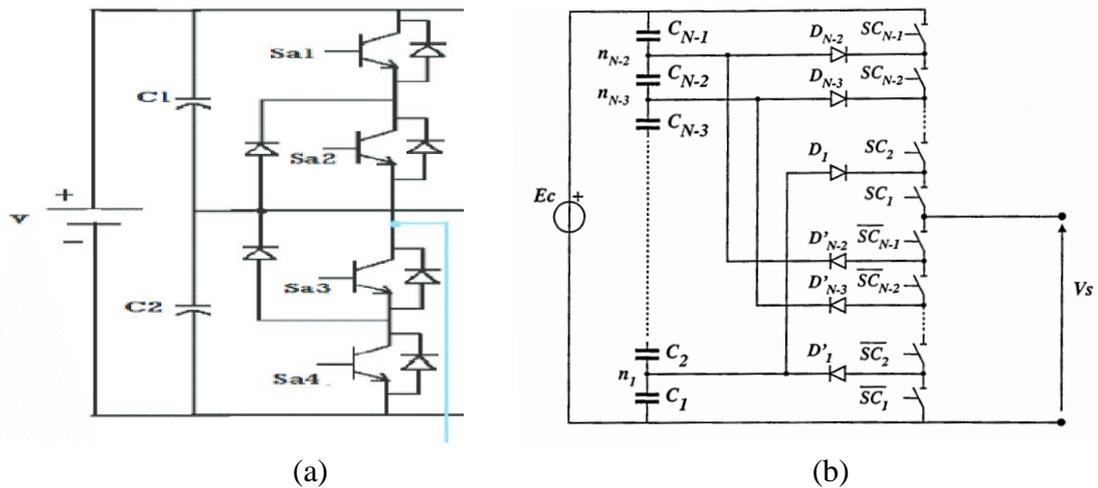


Figure 1-3 : Schéma d'un convertisseur NPC à (a) 3 niveaux [14], à (b) N niveaux pour un seul bras [15].

1.4.1.1 Principe de fonctionnement

Afin de ne pas court-circuiter le bus continu, deux interrupteurs dans chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire. Ainsi, les états de commutations possibles pour chaque bras sont définis comme suit :

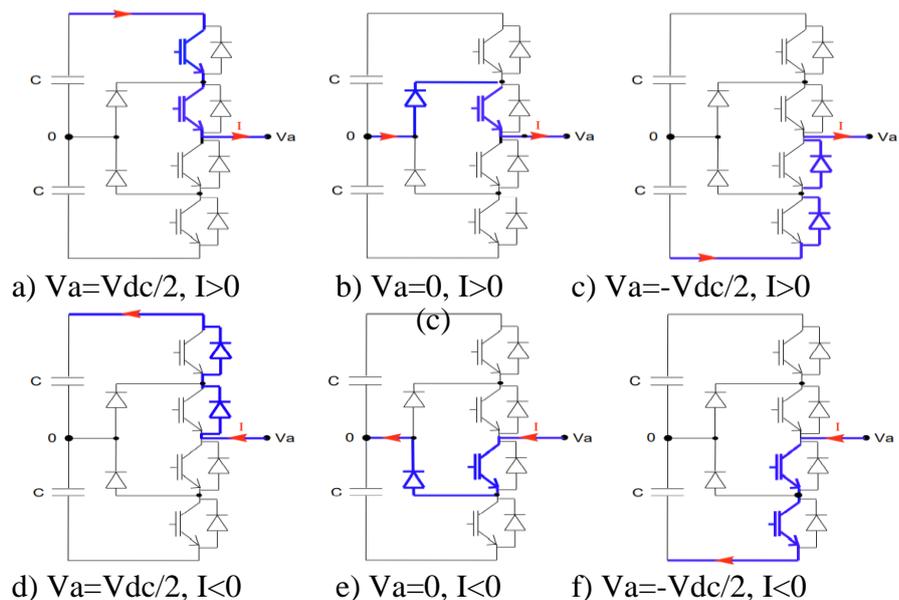


Figure 1-4: Séquences de conduction d'un NPC 3 niveaux pour un seul bras [16].

1.4.1.2 Avantages et inconvénients

Le **tableau 1-1** présente les avantages et les inconvénients du convertisseur NPC :

Tableau 1-1: Les avantages et les inconvénients de la structure NPC.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Les pertes globales dans les différents interrupteurs sont réduites [17]. ✓ Elle est généralisable à N-niveaux [18]. ✓ Un faible nombre de condensateurs est utilisé dans cette structure [12]. ✓ Toute les phases partagent le même bus DC [12]. ✓ Le contrôle est simple [12]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Nécessité de diodes robustes en terme de courant et vitesse de commutation [17]. ✓ Problème de fiabilité (N niveaux) / l'exigence de la réalisation en terme de cout (N niveaux) [3]. ✓ Difficulté d'équilibrage des tensions DC [18].

1.4.2 Convertisseur à capacités flottantes (FC)

Le convertisseur à capacités flottantes ou bien le convertisseur multicellulaire est une topologie de convertisseur qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandables et de capacités flottantes afin d'obtenir trois niveaux de tension en sortie du convertisseur, servant essentiellement à obtenir des états redondants qui assurent l'équilibrage naturel des tensions flottantes [13]. La topologie correspondante est illustrée dans **figure 1-5** :

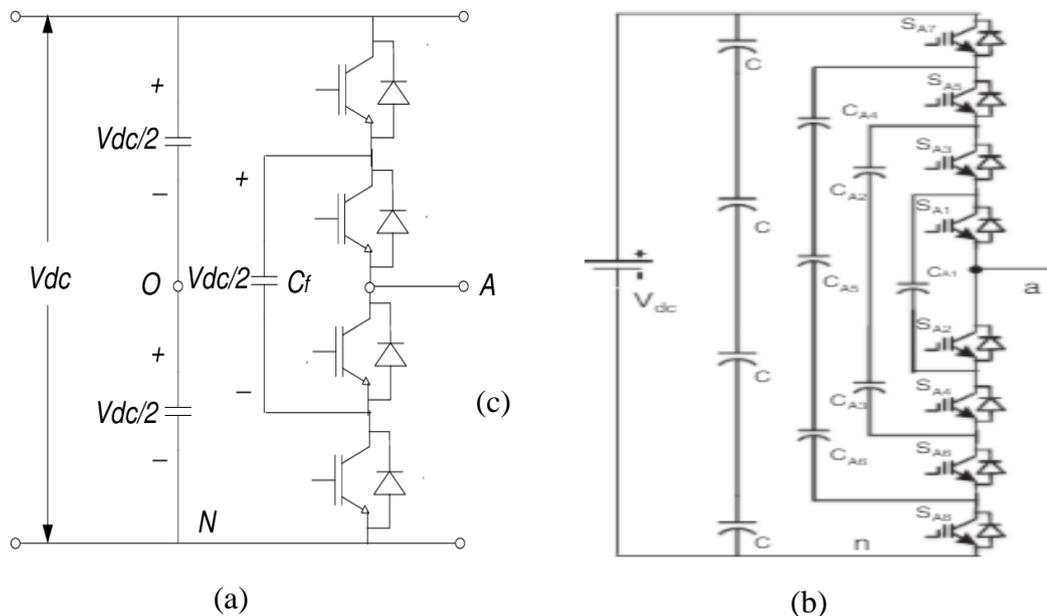


Figure 1-5: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (FC) à (a) 3 niveaux [19], à (b) 5 niveaux [20].

1.4.2.1 Principe de fonctionnement

Il existe 8 configurations possibles pour le convertisseur multicellulaire 3 niveaux (**figure 1-6**). On peut noter que le niveau (0V) de tension peut être appliqué de 4 manières différentes, ce qui implique deux sens de circulation du courant dans le condensateur flottant (charge ou

décharge). Ceci permet, en choisissant le bon ordre de combinaisons, de contrôler la tension aux bornes de ce condensateur flottant [18].

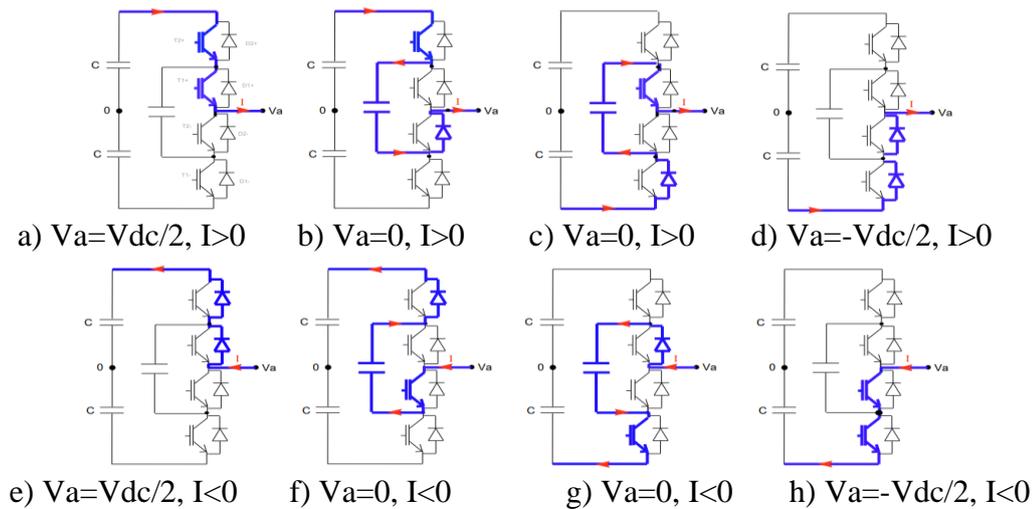


Figure 1-6: Séquences de conduction d'un FC 3 niveaux pour un seul bras [16].

1.4.2.2 Avantages et inconvénients

Le **tableau 1-2** présente les avantages et les inconvénients du convertisseur FC :

Tableau 1-2: Les avantages et les inconvénients de la structure FC.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Absence des diodes de clampe [3]. ✓ Capacité à maintenir l'équilibre des tensions DC [3]. ✓ Une seule source DC est nécessaire [3]. ✓ Possibilité d'obtenir un nombre pair, comme impair de niveaux [12]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Complexité supplémentaire au niveau du contrôle [17]. ✓ Circulation de forts courants dans les condensateurs [3]. ✓ Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [3]. ✓ Cette topologie est couteuse [12]. ✓ En cas de défaut, il faut décharger le bus pour le recharger ensuite [12]. ✓ Taux de pannes élevé, due au recours excessive de condensateurs [13].

1.4.3 Convertisseur en pont H cascadié (CHB)

Cette topologie est définie comme étant une mise en série de plusieurs ponts en H, comportant chaqu'un, une source de tension. Ces sources de tension doivent être galvaniquement isolées les unes des autres pour éviter les court-circuits lors de leur mise en série. Elle a été présentée pour la première fois par W.Mcmurray en 1971 [5]. La topologie concernée est la suivante :

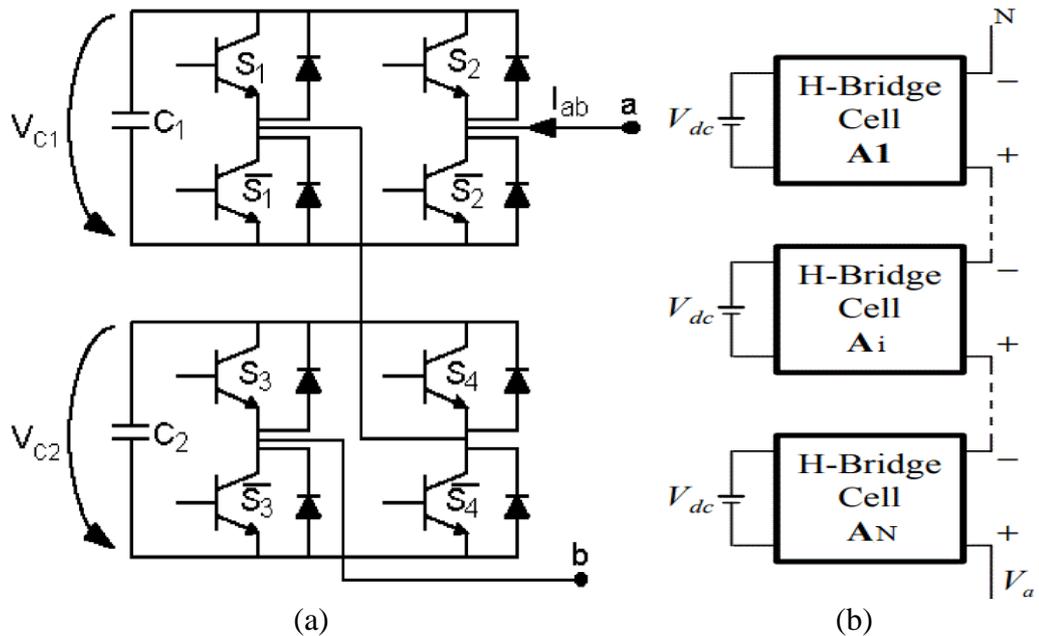


Figure 1-7: (a) le convertisseur CHB à 5 niveaux pour le cas d'une seule phase [21],
 (b) Topologie Pont-H en cascade à plusieurs niveaux [22].

1.4.3.1 Principe de fonctionnement

Selon la **figure 1-7**, on peut constater que la tension monophasée est égale à la somme des tensions résultantes de chaque pont en H. Le fonctionnement d'un pont en H est défini comme suit :

- La première cellule génère un palier (V_{DC}) et la deuxième génère 0V. Ce dernier état peut être obtenu en fermant les deux interrupteurs S'_{13} et S'_{14} ce qui donne $V_a = V_{DC}$ (**figure 1-8.a**).
- Dans la **figure 1-8.b**, Les deux cellules génèrent un palier (V_{DC}), ce qui donne $V_a = 2V_{DC}$.

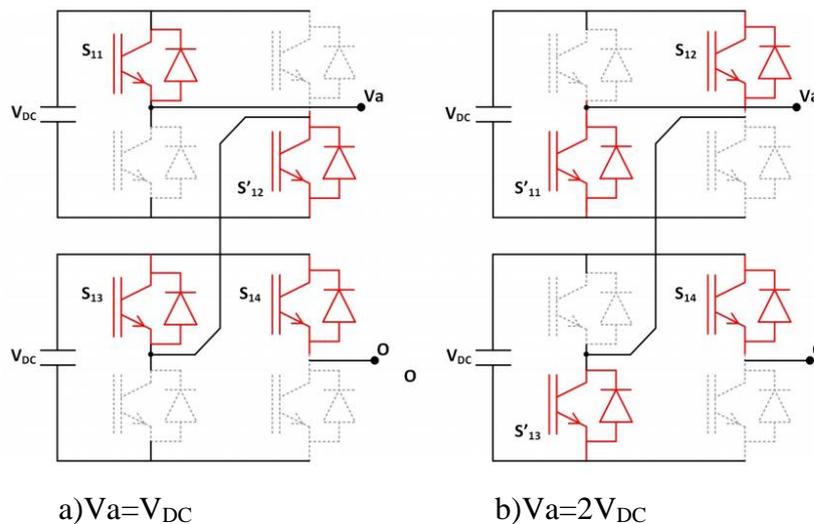


Figure 1-8: le convertisseur CHB à 3 niveaux pour le cas d'une seule phase [23].

1.4.3.2 Avantages et inconvénients

Le **tableau 1-3** présente les avantages et les inconvénients du convertisseur CHB :

Tableau 1-3: Les avantages et les inconvénients de la structure CHB.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Facilité de la généralisation à N niveaux [18]. ✓ L'utilisation de sources DC isolées conduit à une commande aisée des interrupteurs [12]. ✓ Les interrupteurs supportent la même tension de blocage [18]. ✓ Possibilité d'alimenter des charges HT ou MT à partir de sources BT [18]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Exigence coté volume et prix pour les applications à puissance élevée [18].

1.5 Comparaison entre les topologies de base

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées FC divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Par contre, dans les structures en ponts cascades CHB la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation. Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du « côté alimentation » et l'addition des tensions « côté charge » conduit à une élévation de la tension.

Bien que le choix de la topologie multiniveaux soit directement lié à l'application et à la liste de caractéristiques, afin de réduire au maximum les pertes, le volume et les coûts, habituellement le nombre de composants joue le rôle le plus important.

Par conséquent, afin de fournir quelques recommandations pour sélectionner la topologie appropriée, le **tableau 1-4** récapitule le nombre de semi-conducteurs et de composants passifs exigés par les topologies classiques [24].

Tableau 1-4: Comparaison des convertisseurs NPC, FC, et CHB en terme de nombre de composants nécessaires pour un bras de chaque convertisseur [24].

Topologie	Niveau	Nc	Nd	Nf	Ndc	Nv
NPC	N	$2*(N-1)$	$2*(N-2)$	0	N-1	1
FC	N	$2*(N-1)$	0	$(N-1)*(N-2)/2$	N-1	1
CHB	N	$2*(N-1)$	0	0	$(N-1)/2$	$(N-1)/2$

Avec :

Nc : Nombre de commutateurs

Nd : Nombre de diodes de clamp

Nf : Nombre de capacités flottantes

Ndc : Nombre de capacités du bus continu

Nv : Nombre de sources continues

Pour une approche à trois niveaux, l'analyse montre que les onduleurs clampés par le neutre (NPC), à capacité flottante (FC) et ponts H montés en cascade exigent le même nombre de commutateurs par phase (4), toutefois ils diffèrent sur les éléments et le nombre de sources de tension continue requises. Pour des applications où seulement une source continue est disponible, les topologies de types NPC et FC sont avantageuses par rapport à celle des ponts H montés en cascade, qui exige la présence d'un transformateur spécial pour fournir les diverses sources continues indépendantes. Donc, quand les différentes sources sont disponibles la topologie de pont H montée en cascade pourrait être considérée une solution convenable puisqu'elle exige le moindre nombre de composantes.

Cette première comparaison basée sur le nombre de composants permet de tirer quelques conclusions et de séparer les champs d'applications de ces différents convertisseurs. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications pentaphasées nécessitant peu de niveaux. Les structures permettant une conversion directe, telles que NPC et cellules imbriquées (FC), sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active, lorsqu'une isolation galvanique n'est pas nécessaire entre les sources échangeant de la puissance. Les onduleurs à cellules en cascade conviennent pour les très grandes tensions. Ce sont également des structures à privilégier pour les applications où il faut mettre en place une isolation galvanique à l'aide de transformateur moyenne ou haute fréquence [24]. On présente ci-dessous, l'évolution du coût de revient pour un bras des topologies de bases :

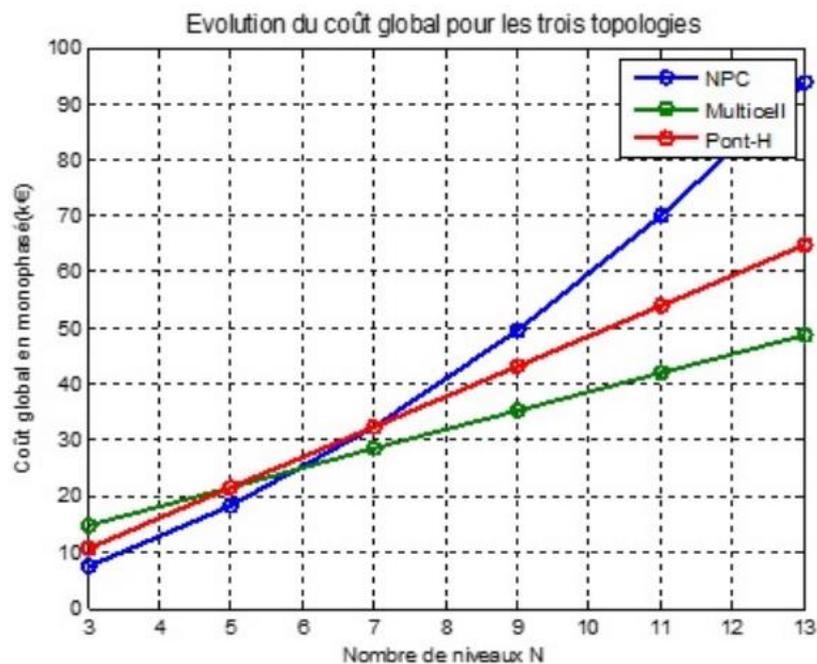


Figure 1-9: Évolution du coût de revient des topologies de bases en monophasé [18].

La **figure 1-9** montre que la topologie NPC présente un avantage financier pour des nombres de niveaux inférieurs à cinq, mais dès que l'on dépasse cinq niveaux, cette structure devient la plus chère au profit de la FC qui devient la plus économique. Cependant, l'aspect financier n'est pas le seul critère décisif pour choisir une topologie, mais c'est bien aussi ses performances spectrales, son rendement, sa fiabilité, sa robustesse ainsi que le degré de complexité de son contrôle [18].

1.6 Structures dérivées et hybrides des convertisseurs multiniveaux

C'est des structures multi-niveaux provenant soit de la modification directe d'une des topologies classiques des convertisseurs multi-niveaux, soit une combinaison entre les topologies classiques. Les plus connues parmi ces structures sont les topologies suivantes :

- Convertisseur clampé activement par le neutre (ANPC)
- Convertisseur H-NPC
- Convertisseur NPC raccordé au réseau Z-source
- Convertisseur T-NPC

La structure qui nous intéresse c'est celle du T-NPC, les autres topologies sont décrites au niveau de l'annexe 5

1.7 Convertisseur T-NPC

La topologie T-NPC est une amélioration de la topologie NPC de base, en remplaçant les 2 diodes de clamp par deux interrupteurs à 3 segments, et en réduisant le nombre d'interrupteurs dans chaque bras de 4 à 2 interrupteurs seulement. Cette topologie a été proposée pour la première fois par Schweizer en 2010 [9] dans le but de satisfaire aux exigences d'un rendement élevé, d'une fréquence de commutation moyenne et d'une meilleure répartition des pertes dans les composants dans le cas d'un faible taux de modulation. Le schéma de la structure est le suivant :

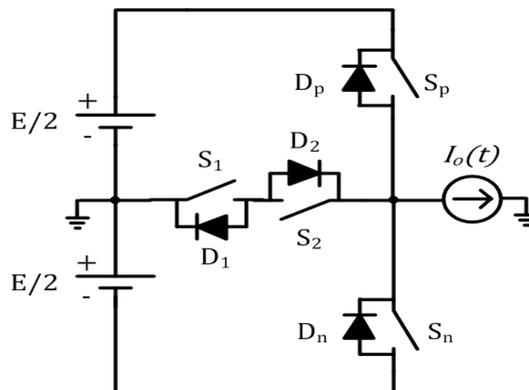


Figure 1-10 : Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC) à 3 niveaux pour une seule phase [25].

1.7.1 Séquences de conduction

Tableau 1-5: résumé des séquences de conduction correspondante à la figure 1-10 [25].

Etat des interrupteurs				Tension de sortie
S _p	S ₂	S _n	S ₁	
1	0	0	1	E/2
0	1	0	1	0
0	1	1	0	-E/2

1.7.2 Généralisation

Cette topologie a pu être généralisée sous forme de cellule de commutation multi-états MSSC en 2014, grâce aux efforts de Ronny G. A. Cacao, René P. T. Bascopé et João A. F. Neto [26]. Le schéma de la topologie est le suivant :

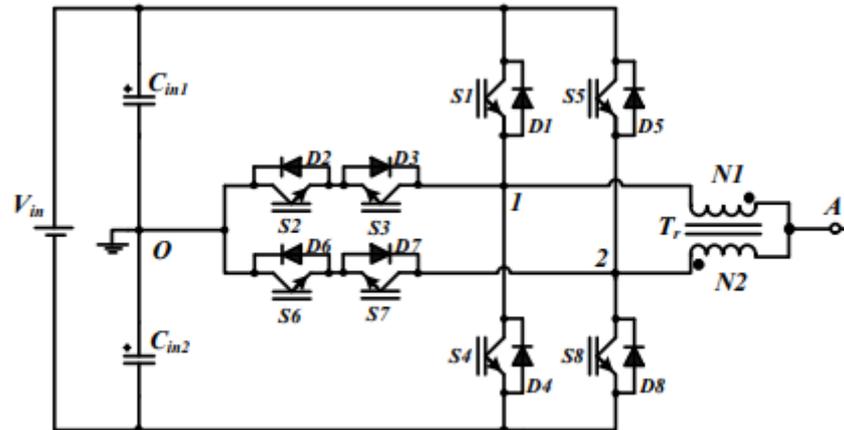


Figure 1-11: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (T-NPC) à 5 niveaux pour une seule phase [26].

1.7.3 Avantages et inconvénients

Le **tableau 1-6** présente les avantages et les inconvénients du convertisseur T-NPC :

Tableau 1-6: Les avantages et les inconvénients de la structure T-NPC.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Possibilité de fonctionner à des fréquences larges [13]. ✓ Les techniques MLI utilisées pour le convertisseur NPC conventionnel peuvent être conservées pour la topologie T-NPC [12]. ✓ La tolérance au défaut, en effet le convertisseur peut fonctionner à 2 niveaux en cas où il y a un défaut au niveau des interrupteurs du point milieu [12]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ La nécessité de surdimensionner les interrupteurs verticaux, qui vont subir une contrainte de tension égale à la tension DC totale [27]. ✓ Risque de court-circuiter la source DC lors des états haut ou bas en cas d'un temps mort perturbé au niveau des interrupteurs [28].

1.7.4 Domaines d'application du convertisseur T-NPC

L'avion électrique (MEA) a récemment attiré une grande attention grâce à ses avantages de réduction des coûts de maintenance, de plus grande efficacité énergétique et moins d'émissions de carbone par rapport à l'architecture conventionnelle. Cependant, cela pose de grands défis aux convertisseurs (puissance nominale et fréquence de découpage élevées avec un poids le plus léger). L'onduleur TNPC à 3 niveaux présente une efficacité supérieure par rapport aux autres topologies. Ainsi, il est sélectionné comme topologie pour l'entraînement du moteur de cette avion [29].

Le moteur à induction avec une tension nominale plus élevée convient aux applications de véhicules électriques (VE). Dans [30], un onduleur TNPC modifié à gain élevé (MHGB) est proposé pour les VE. L'onduleur MHGB-TNPC a un facteur de suralimentation plus élevé sans aucune disposition supplémentaire [30].

Le T-NPC est utilisé dans les systèmes photovoltaïques raccordés au réseaux, le modèle et son contrôle sont étudiés dans [31].

1.8 Comparaison des structures NPC et T-NPC

La topologie T-NPC a le même nombre d'interrupteurs à 3 segments que la topologie NPC de base, mais ne contient pas des diodes de clamp.

La topologie T-NPC ne présente pas un déséquilibre dans la répartition des pertes, ce qui n'est pas le cas dans un convertisseur NPC [32].

Le problème de masses isolées qui se pose très souvent pour les circuits d'interface puissance-commande des interrupteurs du convertisseur multi-niveaux est réduit. En effet, pour un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé, on a besoin de 11 alimentations isolées, à l'opposé d'un convertisseur NPC, qui a besoin en revanche de 16 alimentations isolées.

La tension maximale des interrupteurs des bras est de moitié dans un convertisseur NPC par rapport à ceux du convertisseur T-NPC.

On peut constater par la **figure I-12** que le rendement de la structure T-NPC est préalablement supérieur à celui de la structure NPC. Cependant au fur que la fréquence augmente, le rendement de la structure NPC va dépasser celui de la structure T-NPC, ceci est due à cause des pertes par commutation qui affecte la topologie T-NPC beaucoup plus que la topologie NPC [33].

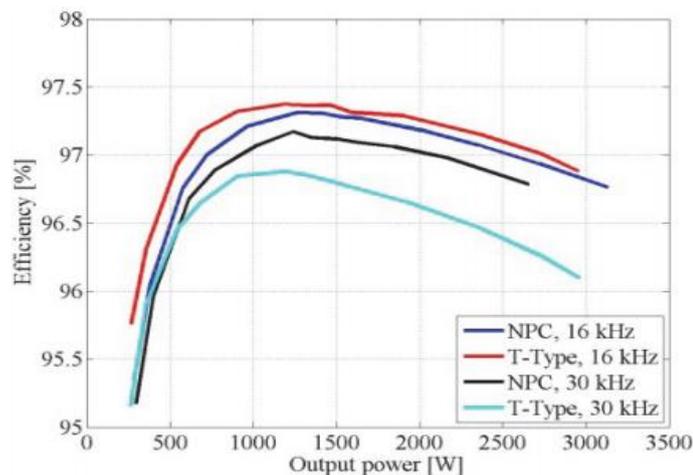


Figure 1-12 : Variation du rendement en fonction de la charge des deux structures NPC et T-NPC, pour les fréquences de commutation $f=16$ kHz, 30 kHz [33].

Malgré cela, On peut réduire les pertes par commutation par l'utilisation d'une stratégie de modulation avancée, ou bien par l'introduction des technologies de semi-conducteurs à faible perte par commutation telle que les composants à SiC ou GaN [33], ce qui donne un avantage précieux à la structure T-NPC pour des grandes fréquences de commutation. Certes, il reste le

problème de la tension maximale pour les interrupteurs de la structure T-NPC qui est deux fois plus élevée que celui de la structure NPC, mais l'avantage précieux qu'elle offre surtout au niveau du volume, la rend très qualifiée pour pouvoir remplacer la structure NPC de base dans de nombreuses applications.

Tableau 1-7 : Comparaison entre les structures NPC et T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.

Structure	NPC 3N	T-NPC 3N
Nombre d'interrupteurs commandables	20	20
Nombre de diodes	10	0
Nombre d'alimentations DC isolées du driver	16	11
Tension maximale des interrupteurs situés au niveau du bras	$V_{dc}/2$	V_{dc}
Tension maximale des interrupteurs situés à la liaison du point milieu	$V_{dc}/2$ (diode uniquement)	$V_{dc}/4$
Perte par conduction	élevées	Moins élevées
Fréquence de commutation	élevée	Moins élevée

1.9 Choix des interrupteurs du convertisseur multi-niveaux

Les applications des convertisseurs multiniveaux nécessitent l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension (dans le cas d'un convertisseur matriciel). Cette bidirectionnalité peut être assurée en synthétisant la fonction par l'association de plusieurs composants.

Dans certaines applications, les dispositifs de puissance commandés par la technologie MOS, comme l'IGBT et le MOSFET, sont souvent associés à des diodes pour réaliser ces interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension [34]. Des exemples d'associations de ce type d'éléments pour réaliser des interrupteurs bidirectionnels sont donnés sur la **figure 1-13**.

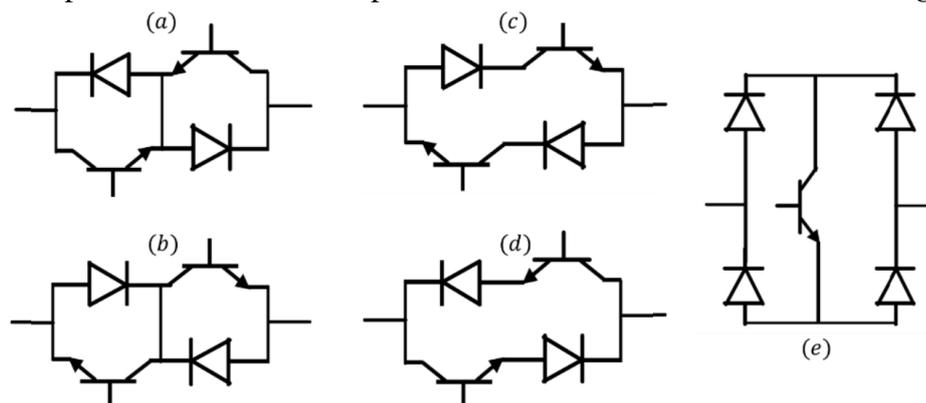


Figure 1-13 : Montage d'interrupteur 4 segments à base de composants discrets (MOS ou IGBT et diode) : (a) Montage tête-bêche à sources/émetteurs communs reliés ; (b) Montage tête-bêche à drains/collecteurs communs reliés ; (c) (d) Montages avec diode série et mise en antiparallèle ; (e) Montage mono-transistor avec pont de diodes [35].

Il s'agit systématiquement d'interrupteurs à deux commandes de grille, à part pour l'interrupteur montré par la **figure 1-13.e** qui induit un mauvais état passant étant donné la conduction inévitable de deux diodes série quel que soit le signe du courant. Dans la littérature,

ce sont les associations (a) et (b) qui sont retenues car elles assurent l'égalité des tensions aux bornes des composants à l'état bloqué. de plus, le montage (a) ne nécessite qu'une seule alimentations DC isolées du driver, c'est pour cela que ce montage est le plus favorable [35].

En raison de la moindre perte de commutation, les MOSFET SiC permettent une plus grande efficacité que les IGBT Si dans les convertisseurs de puissance. Cependant, la résistance élevée à l'état passant du MOSFET SiC et son coût plus élevé limitent son utilisation commerciale. Donc, Mr H.Peng et al a proposé un concept de commutateur hybride, comme le montre la **figure 1-14**, ce dernier utilise des MOSFET SiC en tant que commutateurs de bras, et des Diodes SiC et IGBT Si pour les positions de commutateur en demi-pont. Cette structure peut avoir une faible perte de commutation, comme MOSFET SiC et une faible perte de conduction, comme IGBT. Cependant, ce concept augmente la complexité du système en termes de commande [36].

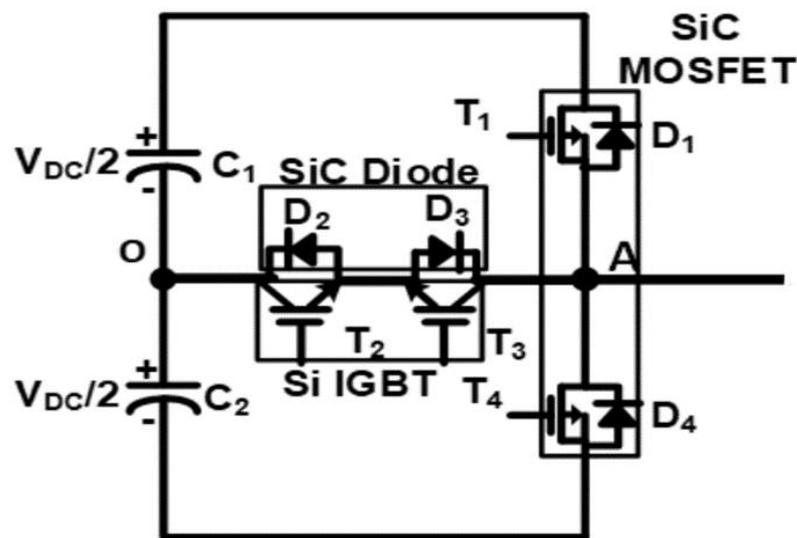


Figure 1-14 : Onduleur 3L T-NPC basé sur un commutateur hybride [36].

1.10 Applications et domaines d'intérêt des convertisseurs multiniveaux

A cause des problèmes posés par l'utilisation des convertisseurs à deux niveaux de tension, il y a eu apparition des convertisseurs multiniveaux pour pouvoir régler la fréquence et de l'amplitude de la tension. Cette utilisation ouvre plusieurs opportunités d'applications, dont quelques-unes sont cités dans cette partie [24].

1.10.1 Générateur à base d'une source d'énergie renouvelable

1.10.1.1 Système photovoltaïque

Actuellement, les générateurs photovoltaïques sont utilisés dans des applications nécessitant la conversion d'énergie DC-AC (GPV raccordé au réseau, pompage d'eau avec moteur à courant alternatif...). Il existe différentes topologies de gestion de ces installations qui reposent sur le même principe : les chaînes PV sont utilisées comme sources DC pour les topologies à plusieurs niveaux, les onduleurs ne se limitent plus seulement à la conversion d'énergie DC-AC, mais ils exploitent de plus la puissance maximale délivrée par le GPV [11].

1.10.1.2 Les aérogénérateurs

Vu la place que prennent la production des énergies renouvelables, particulièrement les aérogénérateurs. L'association des convertisseurs multiniveaux permet d'améliorer la forme d'onde en utilisant les différents niveaux de tension et ils contribuent à traiter les harmoniques, on associe ces derniers à des filtres (filtrage actif ou passif) [24].

1.10.2 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques

Les machines électriques de moyenne et fortes puissances nécessitent une alimentation à moyenne tension. Sachant que les semi-conducteurs ne supportent qu'une faible tension par rapport à celle exigée par la machine. Dans ce cas l'utilisation des convertisseurs multiniveaux est mieux adaptée, en plus de la qualité de la tension offerte en termes de distorsion harmonique [24].

1.10.3 Les réseaux de bord des bâtiments maritimes

Dans les bâtiments maritimes, il est possible d'exploiter les techniques de conversion multiniveaux pour assurer l'alimentation des navires (par exemple alimenter un réseau de bord) [24].

1.10.4 Transport

Les convertisseurs multiniveaux ont une présence importante dans systèmes de transport à haute puissance de pointe tels que la propulsion des navires et la traction des trains à grande vitesse.

La traction ferroviaire à grande vitesse est l'une des applications où la technologie à plusieurs niveaux est considérée comme le système de conversion de puissance de pointe. La raison principale est que les trains à grande vitesse sont entraînés par des fréquences fondamentales plus élevées (jusqu'à 400 Hz) et exigent des performances et une efficacité dynamiques élevées, ce qui n'est pas faisable avec les convertisseurs traditionnels à deux niveaux [11].

1.11 Etat de l'art des stratégies de modulation

Une modulation définit le processus pour lequel un signal est transformé d'une forme à une autre. Le but d'une modulation dans un convertisseur multi-niveaux est d'obtenir un signal sinusoïdal pouvant être contrôlé en amplitude, en phase et en fréquence avec un minimum de distorsion possible. Plusieurs techniques de modulation traditionnelle ont pu être développée et adapté à leurs utilisations avec des convertisseurs multi-niveaux. Les stratégies de modulation les plus couramment utilisées sont les suivantes :

- Commande à pleine onde
- Modulation à largeur d'impulsion sinusoïdale à base de porteuse (PMW)
- Modulation à largeur d'impulsion avec injection d'harmonique
- Modulation à largeur d'impulsion vectorielle (SV-PMW)

1.11.1 Commande à pleine onde

Cette technique consiste à faire fonctionner chaque interrupteur pendant une certaine période. L'amorçage de ces interrupteurs est effectué de manière alterné ou déphasé entre eux, de façon à obtenir une tension pouvant être visualiser comme un escalier où le nombre de d'étages de cette forme augmente avec l'augmentation du nombre de niveaux ou le nombre de phases. Elle est très avantageuse en termes de simplicité et nécessite moins de transitions par rapport aux autres techniques de modulation, ce qui réduit les pertes par commutation. Par contre, le taux de distorsion est élevé par rapports aux autres techniques de modulation, ce qui la met en écart dans les applications nécessitant une bonne qualité d'harmonique [37] [38].

1.11.2 Modulation à largeur d'impulsion sinusoïdale à base de porteuse (PMW)

Cette modulation est réalisée par une comparaison entre l'ensemble des signaux référentiels des tensions de sortie (les modulantes) avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (selon le nombre de cellules de commutation dans chaque bras), identiques en fréquence et en amplitude. La comparaison entre les porteuses et les modulantes va permettre de déterminer les signaux de commande des interrupteurs nécessaires pour pouvoir visualiser des tensions qui tendent à celle des références. Cette technique a connu deux extensions principales :

La première est une PWM à décalage de niveaux (LS-PWM), proposée par Giuseppe Carrara et al., en 1992 [39]. Elle offre un taux d'harmonique meilleur, mais risque d'engendrer un déséquilibre des pertes lorsque les niveaux de tension ne sont pas équilibrés. La deuxième est une PWM à décalage de phase (PS-PWM) qui est la plus adapté lorsqu'il y a un problème de déséquilibre des niveaux de tension [40] [41]. Des méthodes de la mli ont été proposées par O.Dordevic et al [42] dans le cas pentaphasé à 3 niveaux, basés sur le repositionnement des tensions de référence.

L'utilisation des porteuses à fréquences élevées est d'une importance capitale, étant donné que les harmoniques les plus signifiants sont répartis dans le voisinage de cette fréquence, ce qui nous permet de réduire la taille du filtre, voir éliminer le besoin d'un filtre, en ayant uniquement le comportement inductif de la charge. Cependant, pour des applications de puissance électrique élevée, les composants électroniques sont limités en fréquence de commutation ce qui limite à son tour la fréquence de la porteuse. On peut remédier à ce problème en appliquant la stratégie MLI pré-calculée (MLIPC). Cette technique permet d'annuler les harmoniques les plus gênants et de réguler la composante fondamentale du signal avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutation des composants électroniques [43].

1.11.3 Modulation à largeur d'impulsion avec l'injection d'harmonique

Lorsque on utilise la modulation PWM, un fonctionnement non linéaire de la commande surgit lorsque l'amplitude de la modulante dépasse celui de la porteuse. Pour pouvoir se remédier de ce problème, il y a lieu d'ajouter aux tensions de références, un harmonique de rang 5 (cas pentaphasé) pour pouvoir prolonger la plage du fonctionnement linéaire. Cette harmonique est naturellement éliminé dans un système pentaphasé [38]. En réalité, cette injection de l'harmonique n'est autre qu'un repositionnement entre la moyenne de la valeur maximale et la valeur minimale des tensions de référence [44].

1.11.4 Modulation à largeur d'impulsion vectorielle (SV-PMW)

La MLI vectorielle est une technique qui consiste à transformer les tensions de référence dans un ou plusieurs plans vectoriels biphasé, et de le reconstituer grâce à une combinaison de vecteurs bien choisie désignant les différents états de commutation du convertisseur, chaque vecteur possède un rapport cyclique bien déterminé. Elle a été présentée pour la première fois par Van der Broeck-HW et al., en 1988 [45].

Cette technique est nettement plus efficace que la modulation PWM en terme de taux d'harmonique. Par contre, elle présente une complexité très élevée lorsqu'elle est généralisée à N niveaux. Plusieurs recherches ont été attribuées pour l'utilisation de la mli vectorielle dans le cas à 3 niveaux pentaphasé, parmi ces recherches nous citons :

- La technique simplifiée de la mli vectorielle proposée par B. Sakthisudhursun et al, qui permet d'obtenir les rapports cycliques sans la nécessité de localiser le vecteur de référence [46].
- Les techniques considérant la tension de mode commun proposées par Payami et al [47] [48] et C.Tan et al [49].
- La technique mli vectorielle valorisant le nombre de commutation par état proposée par L.Gao et J.E.Fletcher [50].

1.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art sur les convertisseurs multiniveaux et leurs stratégies de modulation.

Nous avons commencé par présenter les topologies dites de 'base', comme la structure NPC, Multicell (FC), et le pont en H (CHB) ainsi que leurs principes de de fonctionnement. Nous avons montré que ces topologies ont plusieurs avantages comparés à la topologie deux niveaux classique, à savoir des contenus harmoniques de leurs tensions de sortie plus pauvre, la réduction des tensions maximales soumises aux interrupteurs, une fréquence apparente totale plus élevée (Multicell) ou encore la modularité qui permet d'obtenir de la haute tension à partir de la basse tension (Pont-H).

Cependant, ces topologies de base ont aussi des inconvénients comme le besoin de l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs (NPC, FC) qui rend la commande plus complexe ou encore le nombre important de condensateurs nécessaires (CHB) impliquant une hausse du coût total. A la suite de la présentation des différentes topologies, une étude comparative poussée est menée en termes de nombre de composants et en termes de coût, cette dernière a permis de montrer que la topologie NPC présente un avantage économique pour un nombre de niveaux de tension de sortie inférieur à cinq. Quand le nombre de niveaux est supérieur à cinq, la topologie Multicell se montre plus avantageuse sur cet aspect.

Après cela, nous avons abordé la topologie T-NPC qui est l'axe de la recherche menée dans ce mémoire. Suite à ça, nous avons présenté les interrupteurs bidirectionnels que nous pouvons les utiliser dans les convertisseurs multiniveaux. En plus, nous avons défini les différents domaines d'applications de ces convertisseurs.

Et enfin, nous avons clôturé ce chapitre par la présentation de l'état de l'art des différentes stratégies de modulation qui seront détaillées dans le chapitre qui suit.

Chapitre 2 :

**Modélisation et stratégies de
commande du convertisseur
T-NPC**

Chapitre 2. MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR T-NPC

2.1 Introduction

Une stratégie de modulation définit le processus pour lequel il est possible de contrôler la tension ou le courant en amplitude et en fréquence.

Dans la réalisation d'un convertisseur multi-niveaux, le choix de la stratégie de modulation à utiliser s'avère tout aussi important que la topologie elle-même. Une stratégie de modulation doit satisfaire un contrôle optimal de l'amplitude et de la fréquence, avec un minimum de distorsion possible.

Dans ce chapitre, nous commencerons d'abord par modéliser le fonctionnement du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé, en prenant en compte les règles de commutation du convertisseur. Après cela, il y a lieu d'établir une simulation des différentes stratégies de modulation mentionnées auparavant. Ceci nous permettra de conclure sur la stratégie de commande à choisir dans la réalisation.

2.2 Fonctionnement et commandabilité du convertisseur T-NPC

La **figure 2-1** présente le schéma du convertisseur T-NPC pentaphasé :

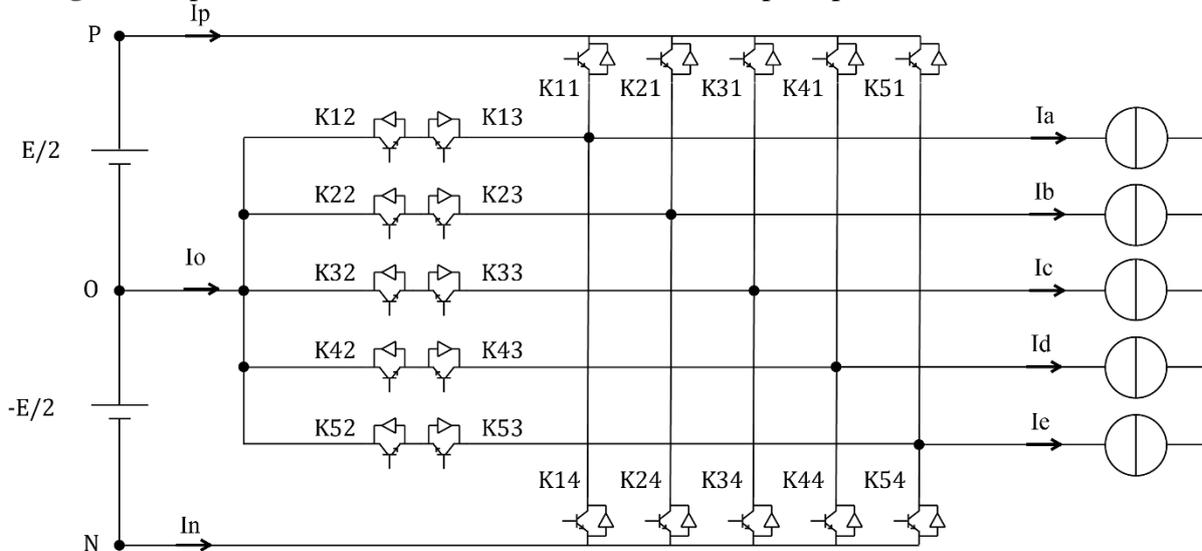


Figure 2-1: Schéma représentant un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.

Les 3 états de fonctionnement du convertisseur T-NPC sont les suivantes :

- **Etat positif (P) :** L'interrupteur K_{i1} est en état de conduction, l'interrupteur K_{i3} est en état bloqué, ainsi que les interrupteurs du point milieu. Dans le sens direct du courant, c'est l'interrupteur K_{i1} qui conduit. Par contre dans le sens inverse, c'est la diode D_{i1} qui prend le relais.
- **Etat négatif (N) :** L'interrupteur K_{i4} et la diode D_{i4} conduisent. L'interrupteur K_{i2} restera bloqué

- **Etat neutre (O) :** L'interrupteur K_{i2} et K_{i3} conduisent uniquement. Un courant en sens direct passe par l'interrupteur K_{i2} et la diode D_{i3} , tandis que le courant inverse passe par l'interrupteur K_{i3} et la diode D_{i2} .

Tableau 2-1: les cas possibles des interrupteurs.

Etat des interrupteurs				Tension de sortie
K_{12}	K_{13}	K_{14}	K_{11}	
1	0	0	1	E/2
1	1	0	0	0
0	1	1	0	-E/2

Le convertisseur T-NPC comprend un interrupteur commandable dans chaque demi-bras, et deux dans chaque liaison entre une phase et le point milieu. Pour faciliter la commande des interrupteurs et pour éviter tout risque de court-circuit, les interrupteurs respectives K_{i1} , K_{i3} et K_{i4} , K_{i2} doivent fonctionner de manière complémentaire. Ce fonctionnement permet aussi d'éviter le risque de circuit ouvert dans une phase de la charge lorsqu'un interrupteur commandable situé dans le bras est hors d'état de conduire, et ceci à l'aide d'une diode disponible dans la branche du point milieu.

2.3 Modélisation du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé

On définit la fonction de connexion d'un interrupteur situé à la phase i comme suit :

$$f_{ij} = \begin{cases} 1, & K_{ij} \text{ fermé} \\ 0, & K_{ij} \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2-1)$$

Puisque le fonctionnement K_{i1} , K_{i3} et K_{i4} , K_{i2} doivent être complémentaires, on peut déduire que :

$$\begin{cases} f_{i1} = 1 - f_{i3} \\ f_{i2} = 1 - f_{i4} \end{cases} \quad (2-2)$$

Les fonctions des différents états sont définies comme suit :

$$\begin{cases} f_{ic1} = f_{i1} \cdot f_{i2} \text{ Pour l'état P} \\ f_{ic2} = f_{i2} \cdot f_{i3} \text{ Pour l'état O} \\ f_{ic3} = f_{i4} \cdot f_{i3} \text{ Pour l'état N} \end{cases} \quad (2-3)$$

La matrice de conversion du convertisseur est la suivante :

$$[C_v] = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{1c2} & f_{1c3} \\ f_{2c1} & f_{2c2} & f_{2c3} \\ f_{3c1} & f_{3c2} & f_{3c3} \\ f_{4c1} & f_{4c2} & f_{4c3} \\ f_{5c1} & f_{5c2} & f_{5c3} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

Les tensions des phases par rapport au point milieu sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \\ V_{eo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{1c2} & f_{1c3} \\ f_{2c1} & f_{2c2} & f_{2c3} \\ f_{3c1} & f_{3c2} & f_{3c3} \\ f_{4c1} & f_{4c2} & f_{4c3} \\ f_{5c1} & f_{5c2} & f_{5c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

Les tensions composées sont données par les relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{cd} = V_{co} - V_{do} \\ U_{de} = V_{do} - V_{eo} \\ U_{ea} = V_{eo} - V_{ao} \end{cases} \quad (2-6)$$

On peut déduire la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cd} \\ U_{de} \\ U_{ea} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} - f_{2c1} & f_{1c2} - f_{2c2} & f_{1c3} - f_{2c3} \\ f_{2c1} - f_{3c1} & f_{2c2} - f_{3c2} & f_{2c3} - f_{3c3} \\ f_{3c1} - f_{4c1} & f_{3c2} - f_{4c2} & f_{3c3} - f_{4c3} \\ f_{4c1} - f_{5c1} & f_{4c2} - f_{5c2} & f_{4c3} - f_{5c3} \\ f_{5c1} - f_{1c1} & f_{5c2} - f_{1c2} & f_{5c3} - f_{1c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

Les tensions simples par rapport au neutre peuvent être déterminées par :

$$\begin{cases} V_{AN} = (4 * V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{do} - V_{eo})/5 \\ V_{BN} = (4 * V_{bo} - V_{ao} - V_{co} - V_{do} - V_{eo})/5 \\ V_{CN} = (4 * V_{co} - V_{ao} - V_{bo} - V_{do} - V_{eo})/5 \\ V_{DN} = (4 * V_{do} - V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{eo})/5 \\ V_{EN} = (4 * V_{eo} - V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{do})/5 \end{cases} \quad (2-8)$$

On remplace (2-5) dans (2-8), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \\ V_{DN} \\ V_{EN} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 * f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4 * f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4 * f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4 * f_{2c1} - f_{1c1} - f_{3c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4 * f_{2c2} - f_{1c2} - f_{3c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4 * f_{2c3} - f_{1c3} - f_{3c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4 * f_{3c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{4c1} - f_{5c1} & 4 * f_{3c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{4c2} - f_{5c2} & 4 * f_{3c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{4c3} - f_{5c3} \\ 4 * f_{4c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{5c1} & 4 * f_{4c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{5c2} & 4 * f_{4c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{5c3} \\ 4 * f_{5c1} - f_{1c1} - f_{2c1} - f_{3c1} - f_{4c1} & 4 * f_{5c2} - f_{1c2} - f_{2c2} - f_{3c2} - f_{4c2} & 4 * f_{5c3} - f_{1c3} - f_{2c3} - f_{3c3} - f_{4c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

Les courants d'entrées :

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_o \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1c1} & f_{2c1} & f_{3c1} & f_{4c1} & f_{5c1} \\ f_{1c2} & f_{2c2} & f_{3c2} & f_{4c2} & f_{5c2} \\ f_{1c3} & f_{2c3} & f_{3c3} & f_{4c3} & f_{5c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

2.4 Définitions utiles

2.4.1 La tension de mode commun

La tension de mode commun est la différence de potentiel entre le neutre de la charge et le point milieu de la source DC de l'onduleur. Les commutations de l'onduleur génèrent une tension de mode commun présentant de forts gradients de tension (dv/dt). Par ailleurs, des capacités parasites sont naturellement présentes au niveau des câbles entre les phases et la terre. Il en résulte, à chaque variation de la tension de mode commun, un courant de mode commun (i_{MC}) circulant au travers de ces éléments parasites, et se rebouclant par le réseau via le fil de terre. Ce courant de mode commun est susceptible de créer des interférences électromagnétiques nuisibles au bon fonctionnement des appareils électroniques, dans les applications de variation de vitesse de machines, une partie de ce courant peut circuler au travers des enroulements des machines, conduisant à leur détérioration prématurée [51]. La tension de mode commun est donnée par la relation suivante [47] :

$$V_{No} = -\frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + V_{DO} + V_{EO}}{5} \quad (2-11)$$

Tel que :

o : le point milieu du bus continu.

N : le point neutre de la charge.

2.4.2 Le taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique (THD) est un indicateur de la qualité du traitement du signal, il est donné par :

$$\text{THD} [\%] = 100 \frac{\sqrt{V_{\text{seff}}^2 - V_{\text{seff1}}^2}}{V_{\text{seff1}}} \quad (2-12)$$

Avec :

V_{seff} : Valeur efficace de la tension de sortie.

V_{seff1} : Valeur efficace du fondamental de la tension de sortie

2.5 Les stratégies de modulation

L'objectif principal de toutes les techniques de modulation est de créer un train d'impulsions qui va générer une tension ou un courant désiré. Une fois ce besoin rempli, un deuxième besoin est de déterminer la façon la plus optimale pour créer ce train d'impulsions tout en minimisant ces harmoniques indésirables, ou en minimisant les pertes dans les composants semi-conducteurs, ou tout autre critère prédéfini [23].

Les techniques considérées sont les suivantes :

- Commande pleine onde.
- Modulation à largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale.
- Modulation à largeur d'impulsion avec injection de la 5ème harmonique.
- Modulation à largeur d'impulsion pré-calculée.
- Modulation à largeur d'impulsion vectorielle.

2.5.1 Commande pleine onde

Dans le cas général à 2 niveaux, la commande pleine onde agit de sorte à avoir un fonctionnement complémentaire entre les interrupteurs d'un même bras, et décalés entre les phases par le quotient de la période complète sur le nombre de phases. La durée de fonctionnement de chaque interrupteur est égale à $T/2$.

Dans notre cas, un niveau intermédiaire est ajouté entre le fonctionnement de la partie supérieure et inférieure du bras pour permettre d'une part à contrôler l'amplitude du fondamental, et d'autre part pour réduire le taux de distorsion harmonique (THD). La durée de fonctionnement des interrupteurs supérieurs et inférieurs sera redéfinie par αT ($0 < \alpha < 1/2$) comme l'indique la figure suivante :

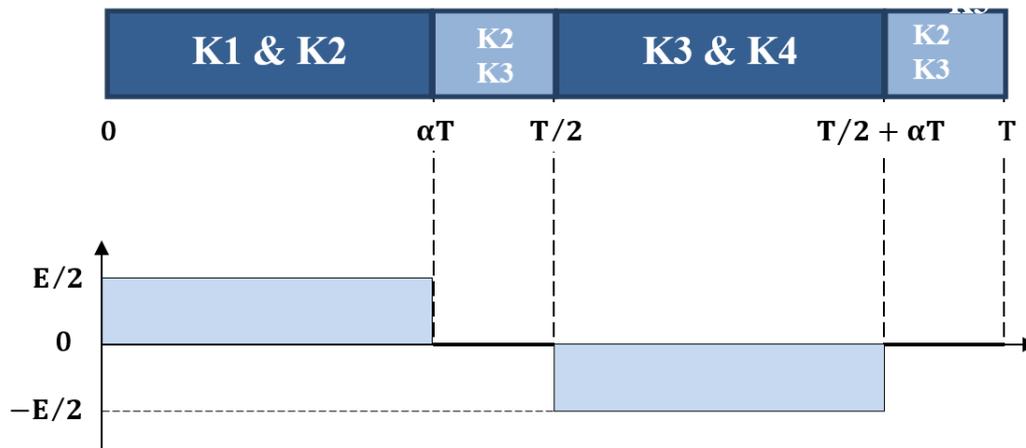
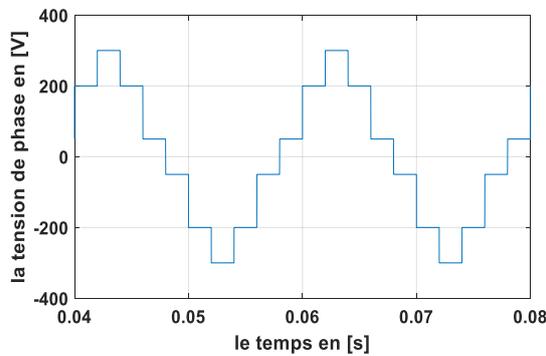


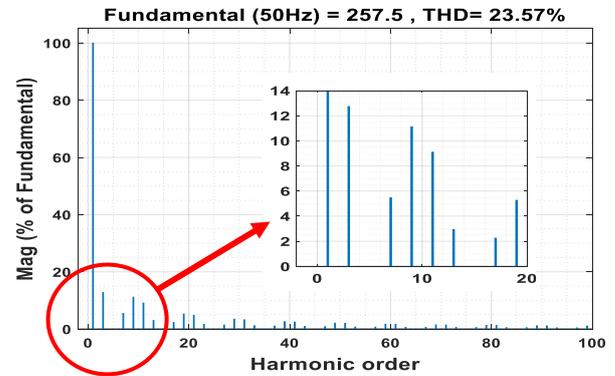
Figure 2-2 : L'allure de la tension au niveau de chaque phase pour le cas T-NPC à 3 niveaux.

a) Simulation

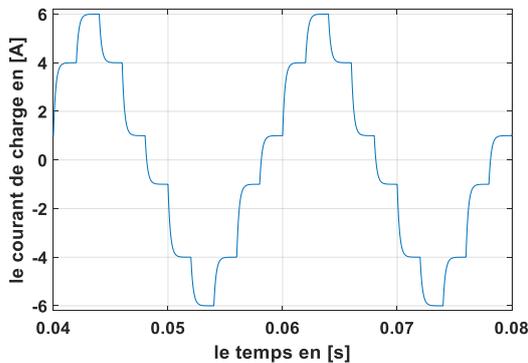
La simulation du convertisseur T-NPC pentaphasé est effectuée par MATLAB/SIMULINK pour une fréquence de référence de 50 Hz, une tension d'entrée $V_{dc} = 500$ V et avec une charge RL ($R = 50\Omega$, $L = 10$ mH). Ces paramètres vont être utilisés pour le reste des stratégies de modulation.



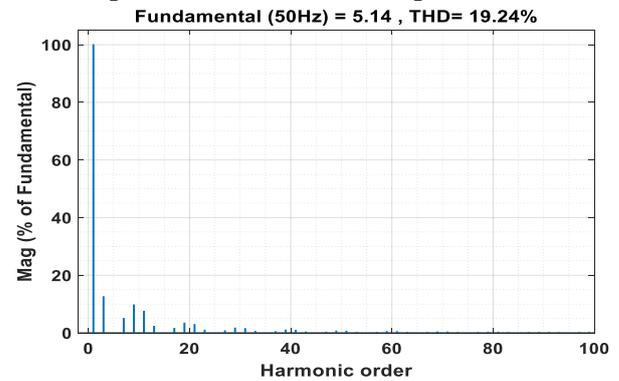
(a) Tension simple de sortie



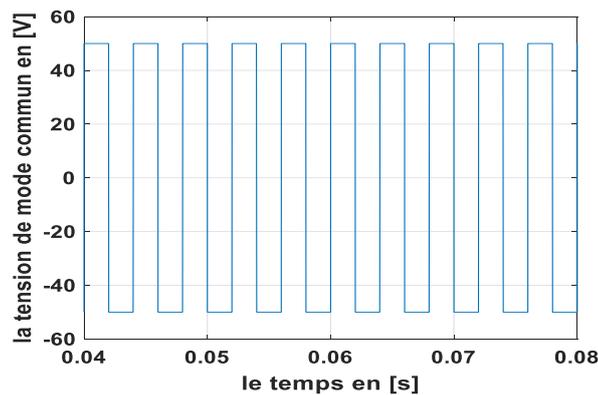
(b) Spectre de la tension simple de sortie



(c) Courant de sortie



(d) Spectre du courant de sortie



(e) Tension de mode commun

Figure 2-3: Simulation du convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé pour $\alpha=0.3$.

La **figure 2-3 .a** montre la présence d'harmoniques de faible fréquence dépourvus seulement de l'harmonique 5 (éliminé par la liaison pentaphasé). Ces harmoniques comme montré dans la **figure 2-3 .b** sont de valeurs importante pouvant atteindre jusqu'à 12 % de l'amplitude du fondamental, ceci affecte l'allure du courant comme montré par la **figure 2-3 .c**.

Pour la tension de mode commun, la **figure 2-3 .e** montre que sa valeur est limitée à 50 V, i.e $\frac{V_{dc}}{10}$, ce qui est moins perturbant pour les conducteurs à proximité du convertisseur, contenu de l'importante valeur de la tension DC introduite.

b) Comparaison avec le cas T-NPC triphasé

La comparaison se fait par rapport à la tension de mode commun, la variation de l'amplitude du fondamental et du THD. La **figure 2-4** présente la tension de mode commun pour les cas pentaphasé et le cas triphasé.

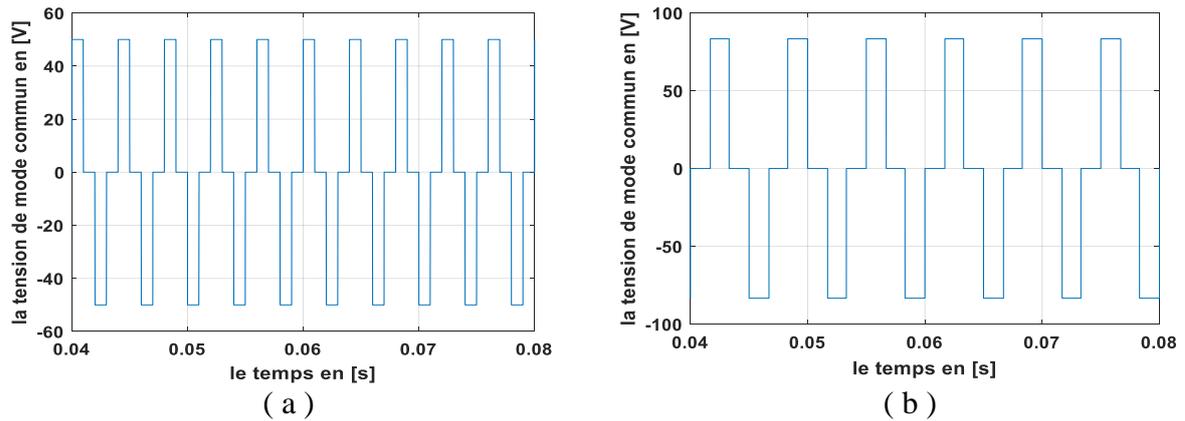


Figure 2-4: Comparaison des tensions entre le cas triphasé et pentaphasé pour $\alpha=0.25$ et $f=50$
(a) : pentaphasé, (b) : triphasé.

D'après la **figure 2-4**, nous pouvons s'apercevoir que la tension de mode commun maximale dans le cas pentaphasé est égale à 50 V, et qui est inférieure à celle du cas T-NPC triphasé ($V_{Nnmax} = 83.3$ V), ceci est due à la répartition des tensions de phase qui permet toujours d'avoir une résultante nulle entre chaque deux. Donc on trouve pour un cas q-phase paire, une tension de mode commun nulle, et $V_{Nnmax} = \frac{V_{dc}}{2q}$ dans le cas impaire.

La comparaison suivante est selon la variation du fondamental, et du THD illustrée par la **figure 2-5** :

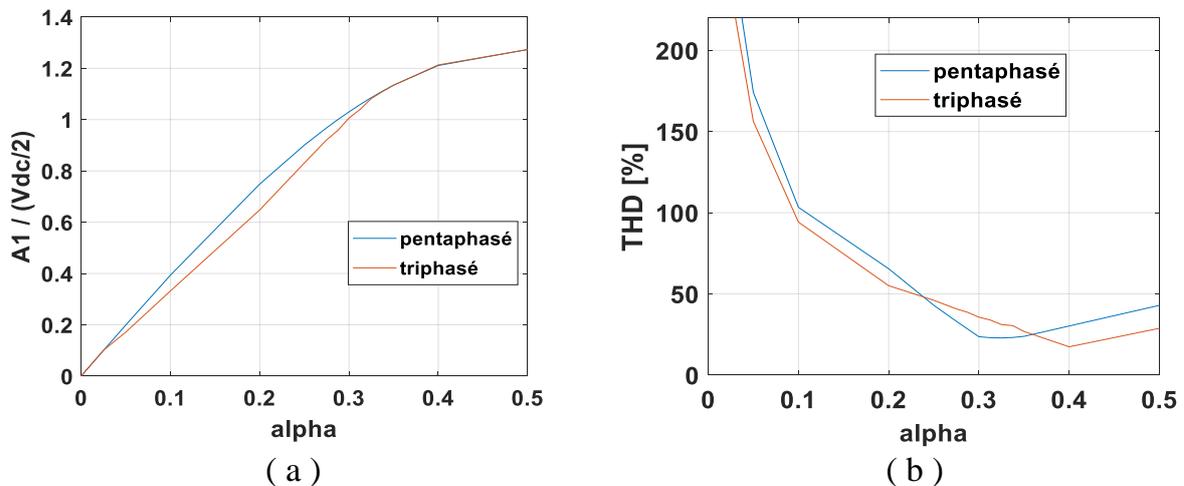


Figure 2-5: Variation de (a) : l'amplitude du fondamental ,(b) : du THD en fonction de α .

La **figure 2-5 .a** montre que le cas pentaphasé offre dans la plupart du temps une valeur du fondamental bien supérieur que le cas triphasé. Cependant, les deux atteignent une même valeur limite égale à 1.27.

Pour le THD, la **figure 2-5 .b** montre une proche similarité dans la variation du THD, ayant un minimum pour une valeur de α bien précis pour chaque cas.

2.5.2 Commande MLI pré-calculé

Afin de pouvoir se libérer de la dépendance vis-à-vis de la fréquence de commutation pour l'amélioration du taux de distorsion du courant, la commande pré-calculé a pour objectif de déterminer les instants d'envoi et d'arrêt des impulsions qui permettent d'éliminer certains rangs d'harmoniques. Ces instants sont déterminés par la résolution d'un système d'équations non linéaires, qui définissent les amplitudes des harmoniques. Cette méthode a été présentée pour la première fois par S. Patel [52] et qui consiste à considérer la forme suivante :

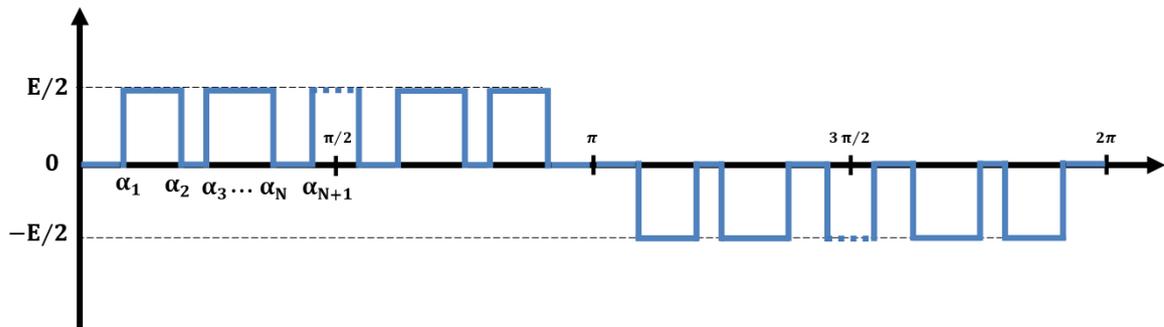


Figure 2-6 : L'allure d'une tension par MLI [57].

Cette allure présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et une antisymétrie par rapport à π . En utilisant la décomposition en série de Fourier, on obtient :

$$A_n = -4/(n * \pi) \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n * \alpha_i) \quad (2-13)$$

n étant le rang de l'harmonique, et k le nombre d'angles

L'élimination d'un harmonique de rang n correspond à résoudre $A_n=0$. L'élimination de plusieurs harmoniques correspond à résoudre un système d'équations non linéaires. Pour pouvoir résoudre un tel système, on doit linéariser nos équations grâce à la méthode de Newton-Raphson. L'algorithme de la résolution d'un système d'équations non linéaires $F(X) = 0$ par cette méthode est le suivant :

- 1) Choisir un vecteur des angles initiales X_0 .
- 2) Calculer la valeur de $F(X_0)$.
- 3) Déterminer la valeur de $\Delta X = -H^{-1}(X_0) * F(X_0)$, $H^{-1}(X)$ étant l'inverse de la matrice hessienne.
- 4) Calculer le nouveau vecteur d'angles $X_1 = X_0 + \Delta X$.
- 5) Vérifiez si $\|X_1 - X_0\| < \text{tolérance}$, sinon on retourne à l'étape 2

a) Simulation

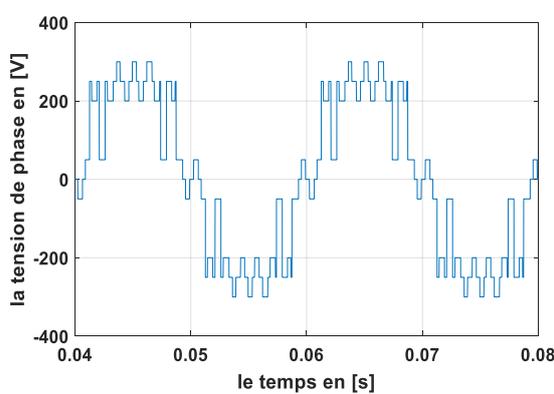
On désire éliminer l'harmonique 3, 5 et 7, ceci revient à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} -\cos(3 * \alpha_1) + \cos(3 * \alpha_2) - \cos(3 * \alpha_3) = 0 = A_3 \\ -\cos(7 * \alpha_1) + \cos(7 * \alpha_2) - \cos(7 * \alpha_3) = 0 = A_7 \\ -\cos(5 * \alpha_1) + \cos(5 * \alpha_2) - \cos(5 * \alpha_3) = 0 = A_5 \end{cases} \quad (2-14)$$

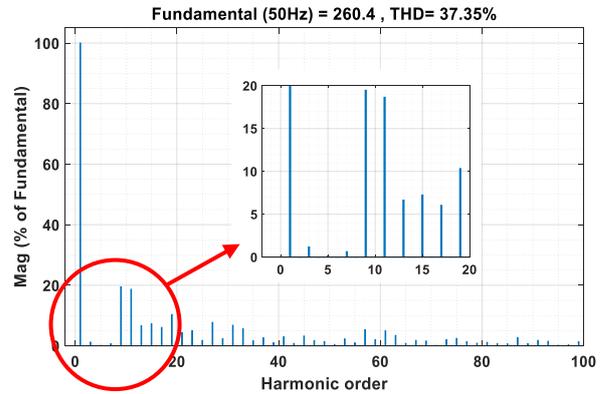
On trouve :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 22.7247^\circ \\ \alpha_2 = 37.8474^\circ \\ \alpha_3 = 46.8209^\circ \end{cases} \quad (2-15)$$

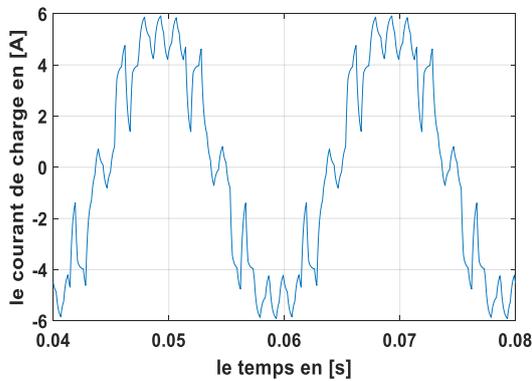
La figure suivante présente les résultats obtenus :



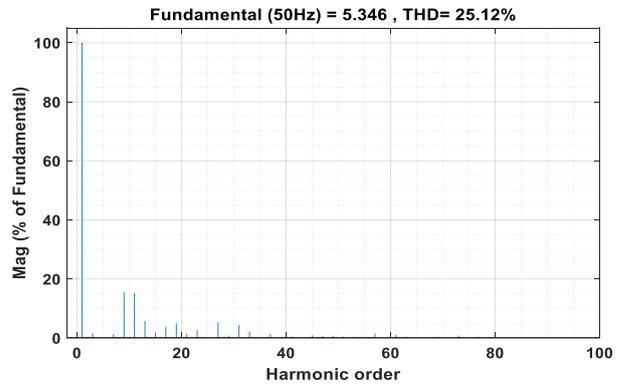
(a) Tension simple



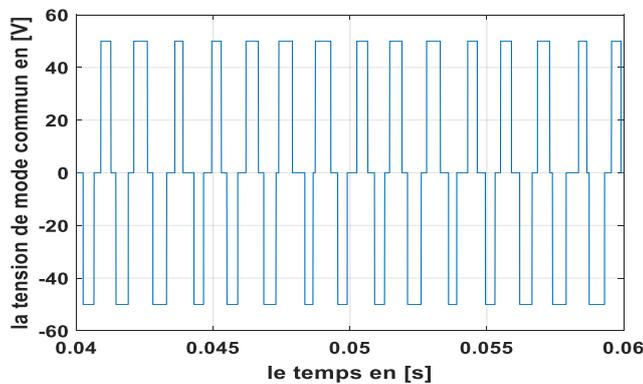
(b) Spectre de la tension simple



(c) Courant de sortie



(d) Spectre du courant de sortie



(e) Tension de mode commun

Figure 2-7: Elimination des harmoniques 3,5 et 7 par MLI-précalculé.

On constate que les harmoniques 3,5 et 7 sont bel et bien éliminés. Cependant, on voit qu'il est nécessaire de surveiller l'amplitude du fondamental. Cette fois-ci, au lieu de se contenter d'éliminer les harmoniques les plus gênants, on préfère aussi contrôler l'amplitude du fondamental. Le système d'équations sera redéfini comme suit :

$$\begin{cases} -\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) = -r * \pi/4 = A_1 \\ -\cos(3 * \alpha_1) + \cos(3 * \alpha_2) - \cos(3 * \alpha_3) = 0 = A_3 \\ -\cos(7 * \alpha_1) + \cos(7 * \alpha_2) - \cos(7 * \alpha_3) = 0 = A_7 \end{cases} \quad (2-16)$$

r étant le rapport de transformation entre l'amplitude du fondamentale sur la tension d'entrée E/2

On obtient :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 37.7841^\circ \\ \alpha_2 = 73.1075^\circ \\ \alpha_3 = 82.6131^\circ \end{cases} \quad (2-17)$$

La figure suivante présente les résultats obtenus :

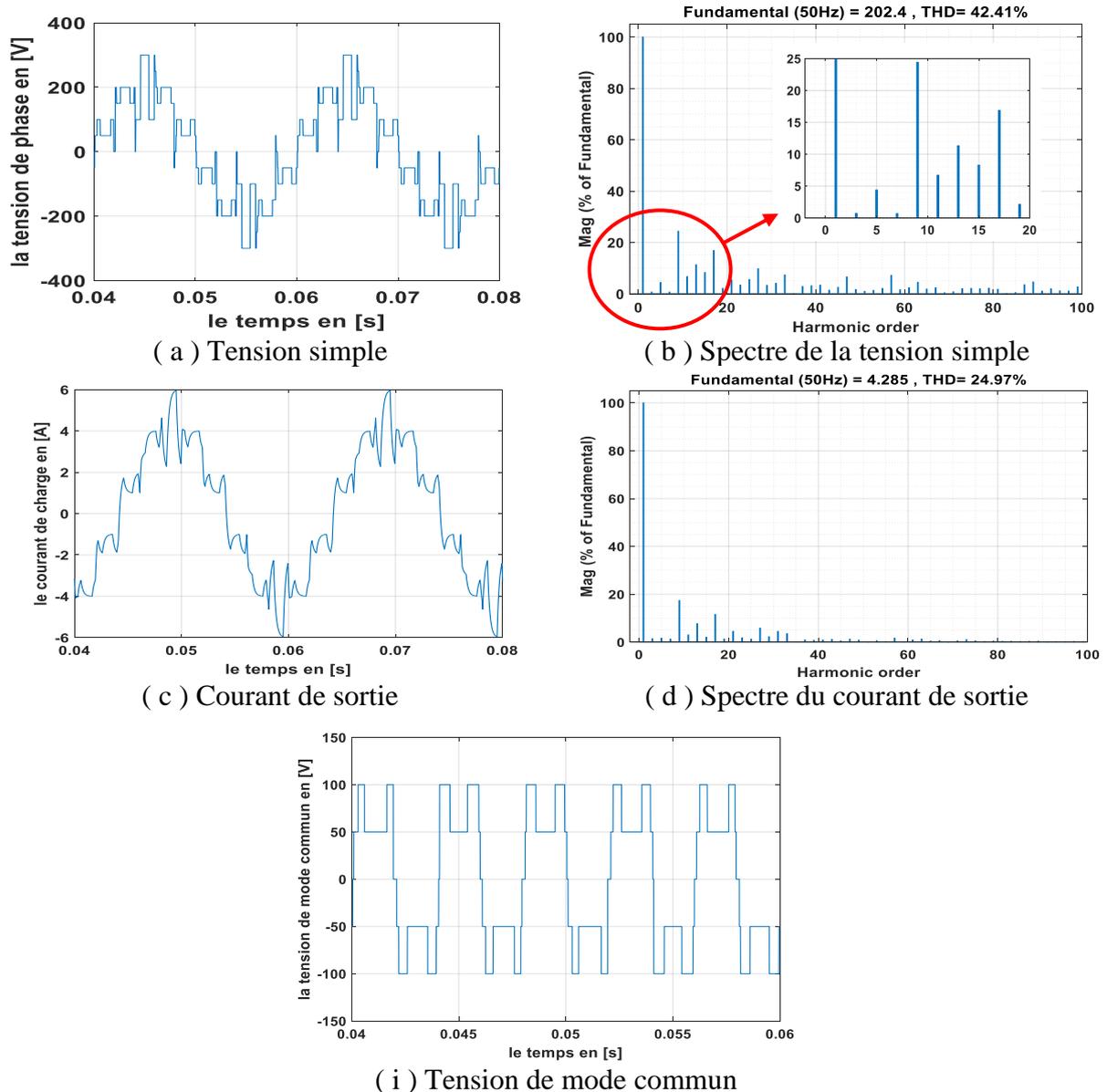


Figure 2-8: Contrôle du fondamental à r=0.8 et élimination de l'harmonique 3 et 7 par MLI précalculé.

Si on compare la **figure 2-7** et la **figure 2-8**, nous pouvons observer que certaines harmoniques de faible fréquence non considérée dans la résolution du système d'équations sont de valeur élevée, de ce fait il est indispensable de rajouter des contraintes à ne dépasser pour l'amplitude des autres rangs harmoniques lors de la résolution du système d'équations non linéaires. Dans ce cas, la résolution par la méthode de Newton-Raphson devient difficile avec l'ajout des contraintes et ne peut pas être envisagée.

b) Comparaison entre la commande pleine onde et la MLI-précalculé

Une commande pleine onde présente une simplicité dans l'implémentation, le contrôle de l'amplitude du fondamental, mais présente des harmoniques de faibles fréquences élevés.

Par contre, par la MLI-précalculé, on arrive à agir de manière bien précise sur certains rangs d'harmoniques en plus du contrôle du fondamental, et elle peut être appliquée à n'importe quelle structure de convertisseur. On peut aussi éliminer d'avantage d'harmoniques, mais cela va compliquer la résolution du système d'équations non linéaires qui ne présente pas des règles bien précises pour la convergence du système. Il y a aussi le problème de tomber sur une solution non réalisable, ce qui nous oblige à utiliser d'autres méthodes beaucoup plus complexes à appliquer. En dehors du problème de résolution, il y a aussi la nécessité d'implémenter de manière précise des angles d'envoie et d'arrêt d'impulsion.

2.5.3 MLI triangulo-sinusoidale

Cette méthode est réalisée par la comparaison d'une onde modulante sinusoidale à une onde porteuse de fréquence plus importante de forme triangulaire (**figure 2-9**). L'onde modulante est en fait représentative du fondamental de la tension de sortie désirée et elle est utilisée comme référence. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En pentaphasé, les cinq références sinusoidales sont déphasées de $2\pi/5$ à la même fréquence f [53].

L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la référence (modulante) :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{avec } m > 1 \quad (2-18)$$

Le coefficient de réglage en tension r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse :

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad \text{avec } r > 0 \quad (2-19)$$

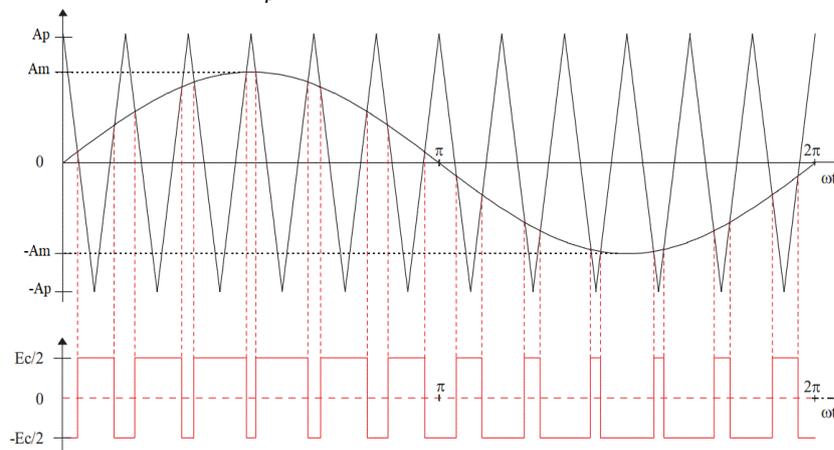


Figure 2-9: Le signal de la MLI triangulo-sinusoidale [59].

2.5.3.1 Classification des porteuses de la technique MLI triangulo-sinusoidale

Pour un convertisseur à N niveaux, $N-1$ porteuses ayant la même fréquence f_p et la même amplitude de crête à crête sont disposées telle que la bande qu'elles occupent soit contiguë [16]. Il existe deux types de modulation multi-porteuses [54]:

a) Modulation multi-porteuses avec un décalage de niveau :

- Phase Disposition (PD) : Toutes les porteuses sont identiques en amplitude, en fréquence et en phase.
- Phase Opposition Disposition (POD) : Les porteuses de la partie négative sont en opposition de phase avec ceux de la partie positive.
- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) : Chaque porteuse est déphasée de 180° par rapport à ses adjacentes.
- Phase Shifted (PS) : Chaque porteuse est déphasée de 90° par rapport à ses adjacentes. Comme pour les précédents types.

b) Modulation multi-porteuses avec un décalage de phase

C'est 2 porteuses bipolaires ou plus mises en série avec un décalage de α entre elles, telle que :

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N - 1} \tag{2-20}$$

N : le nombre de niveaux du convertisseur

Dans le cas d'un onduleur T-NPC à 3 niveaux, deux porteuses (U_{p1}, U_{p2}) unipolaires ou bipolaires (décalées entre eux de π) sont comparées avec cinq signaux sinusoïdaux ($V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}, V_{ref4}, V_{ref5}$) déphasés de $2\pi/5$. Dans le cas de deux porteuses unipolaires (PD) :

$$S_{1i}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{refi} \geq U_{p1} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{2-21}$$

$$S_{2i}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{refi} \leq U_{p2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{2-22}$$

$S_{1i}(t), S_{2i}(t)$: les signaux de commande respectifs des interrupteurs supérieur et inférieur du bras i ($i=1,2,3,4,5$)

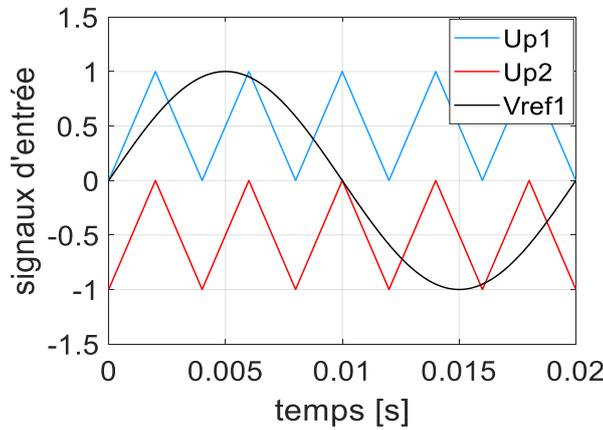


Figure 2-10: Modulation à deux porteuses avec un décalage de niveau (PD).

Dans le cas de deux porteuses bipolaires :

$$S_{1i}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{refi} \geq U_{p1} \text{ et } V_{refi} \geq U_{p2} \\ 0 & \text{si } U_{p2} > V_{refi} > U_{p1} \text{ ou } U_{p1} > V_{refi} > U_{p2} \end{cases} \tag{2-23}$$

$$S_{2i}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{refi} \leq U_{p1} \text{ et } V_{refi} \leq U_{p2} \\ 0 & \text{si } U_{p2} > V_{refi} > U_{p1} \text{ ou } U_{p1} > V_{refi} > U_{p2} \end{cases} \tag{2-24}$$

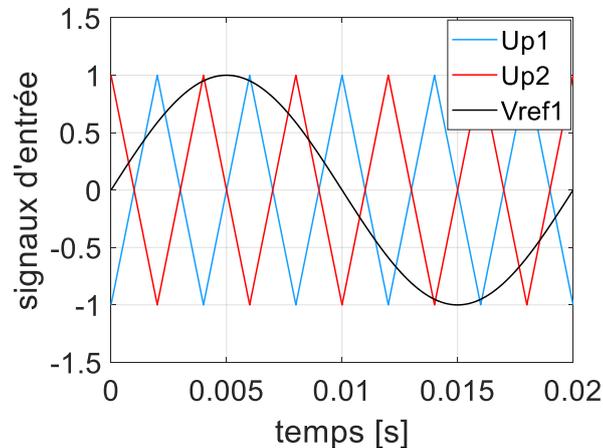
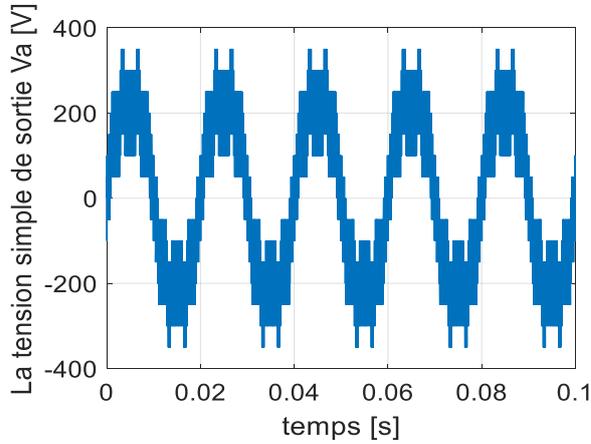


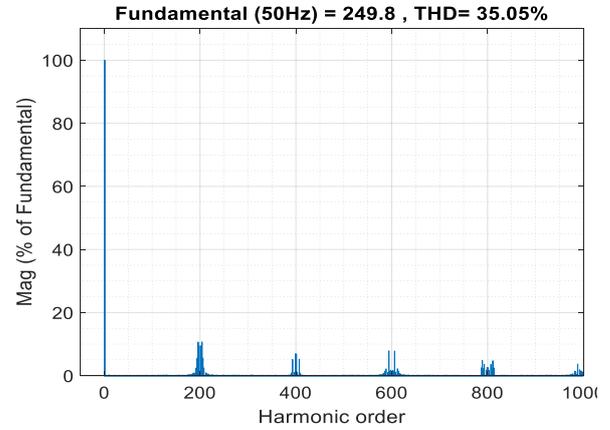
Figure 2-11: Modulation à deux porteuses avec un décalage de phase.

a) Simulation

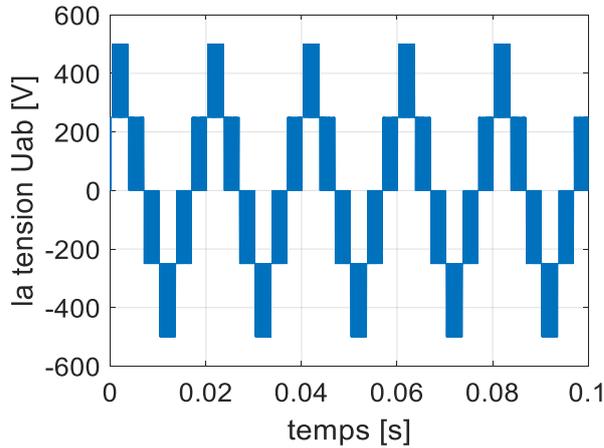
Les résultats de simulation de l'onduleur T-NPC **3N** avec la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour différentes valeurs de r et m sont présentés par les figures suivantes :



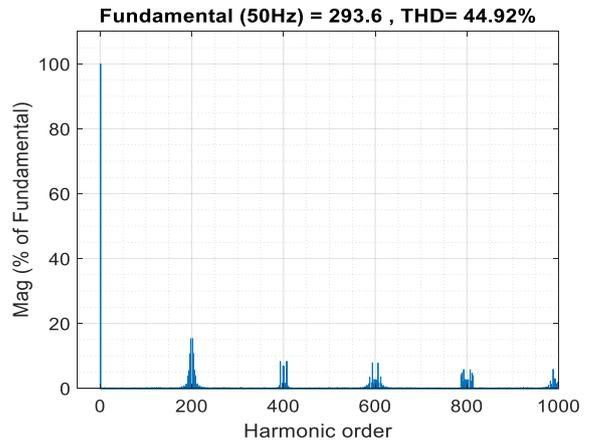
(a) Tension simple



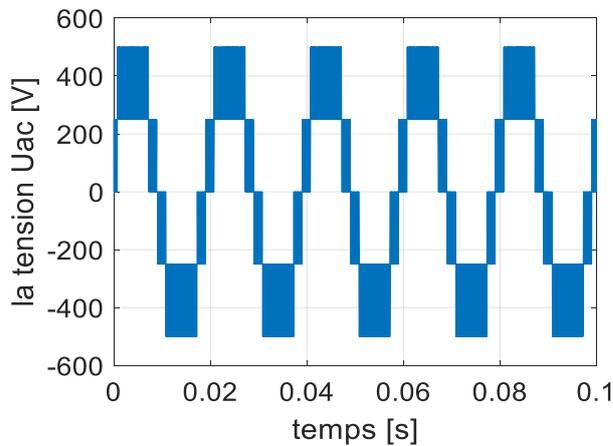
(b) Spectre de la tension simple



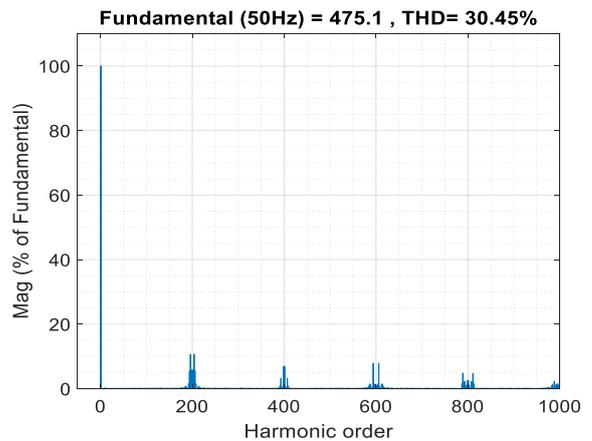
(c) Tension composée adjacente



(d) Spectre de la tension composée adjacente



(e) Tension composée non adjacente



(f) Spectre de la tension composée non adjacente

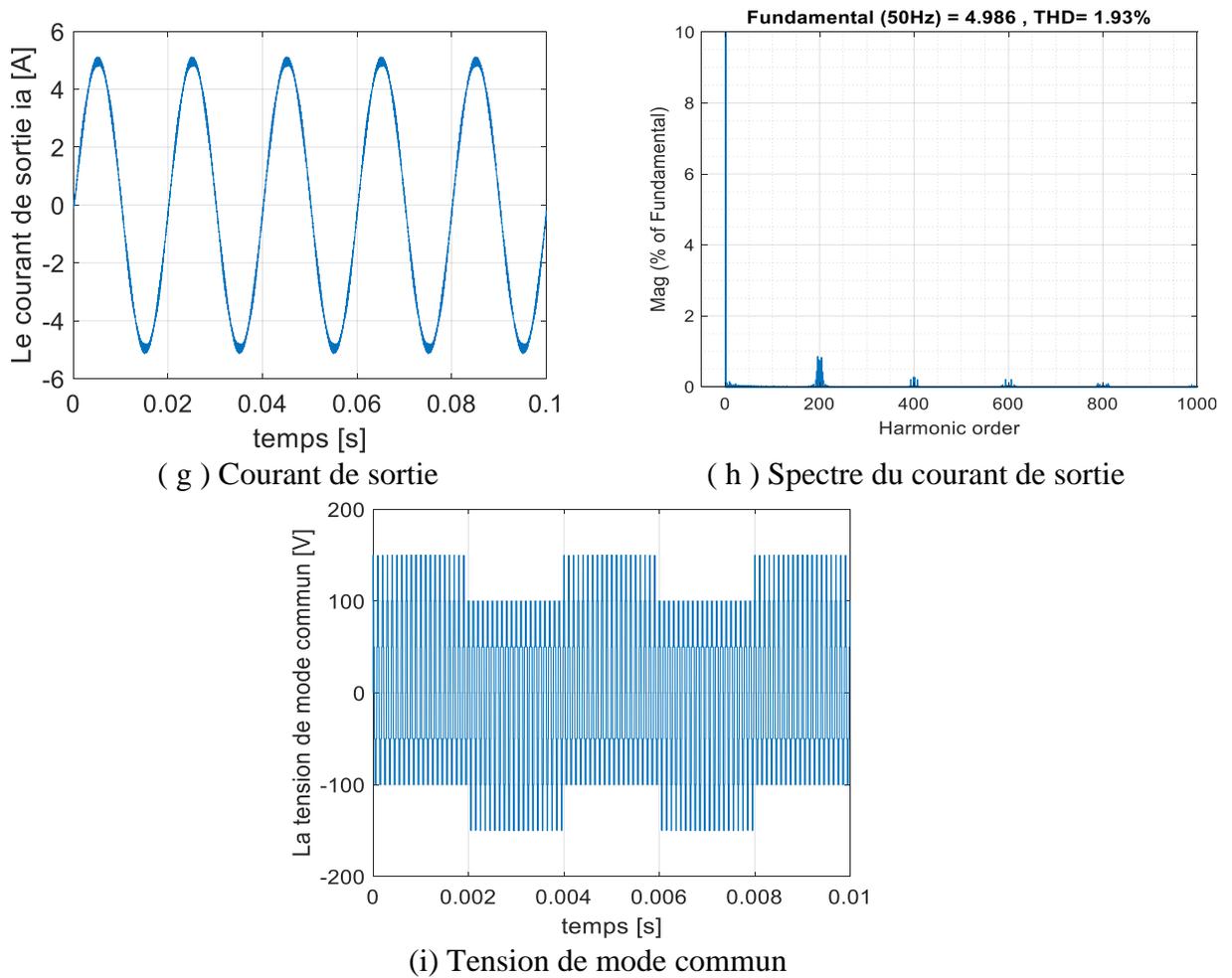
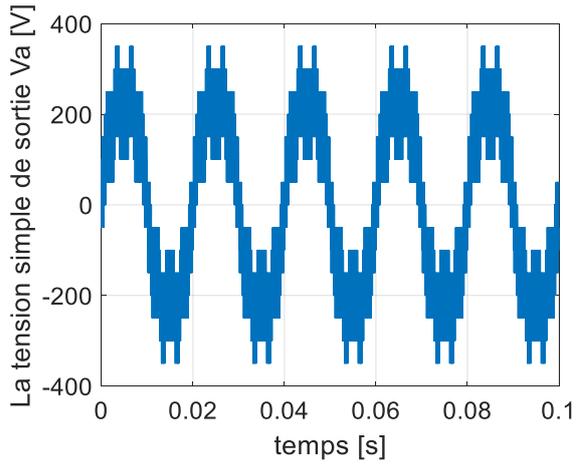
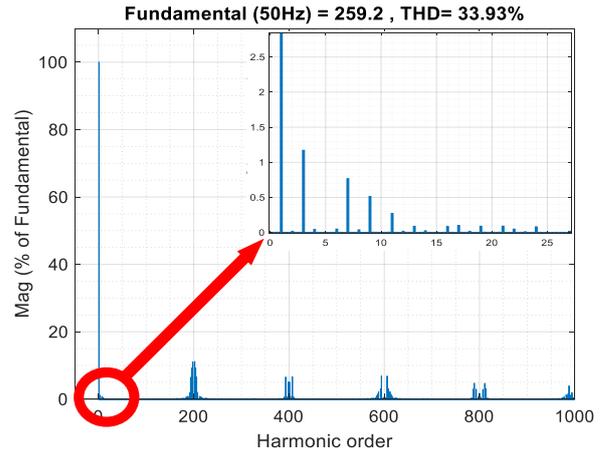


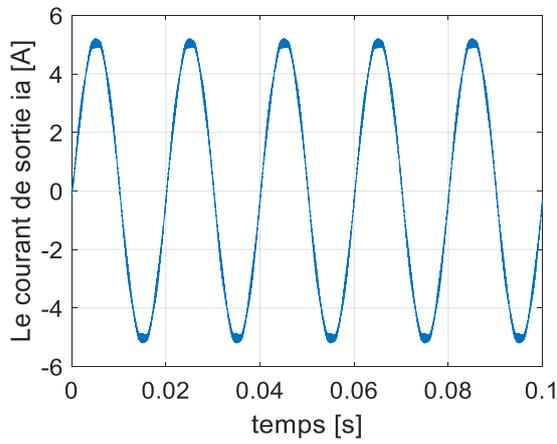
Figure 2-12 : Simulation de l'onduleur T-NPC **3N** avec la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m = 200$.



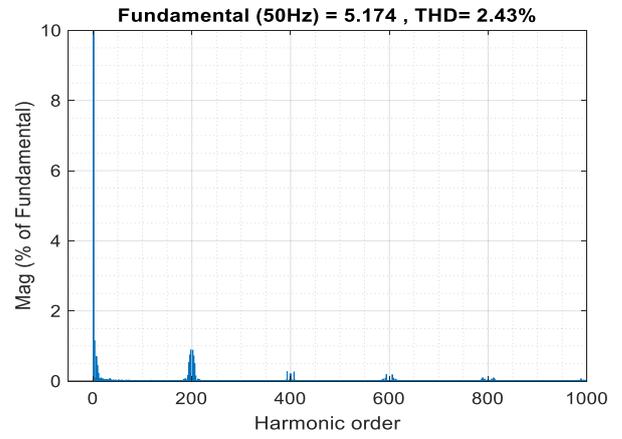
(a) Tension simple



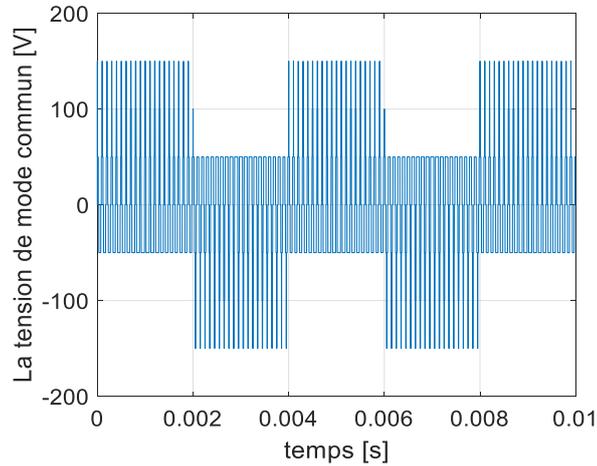
(b) Spectre de la tension simple



(c) Courant de sortie



(d) Spectre du courant de sortie



(e) Tension de mode commun

Figure 2-13 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1.05$, $m = 200$.

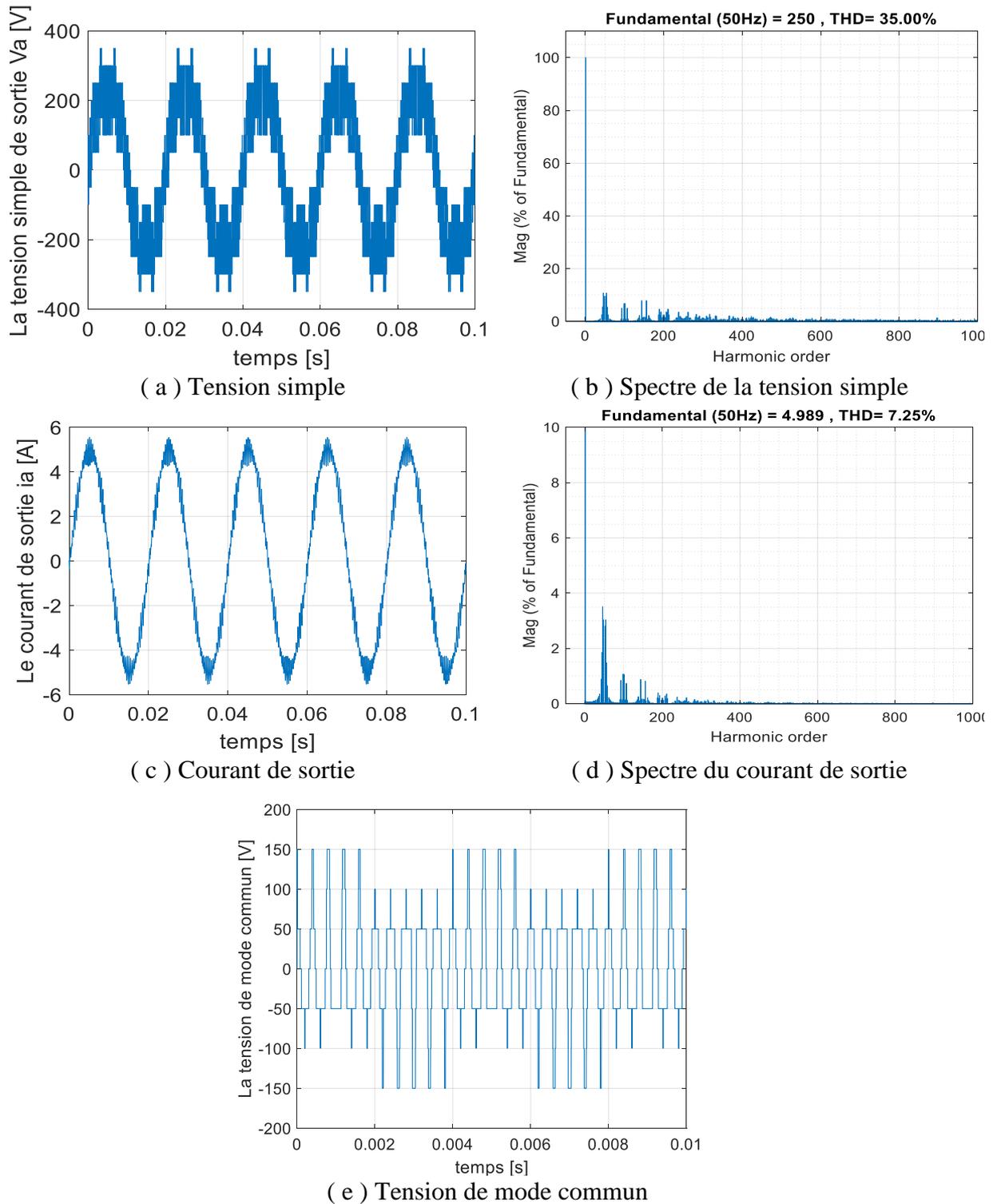


Figure 2-14 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m = 50$.

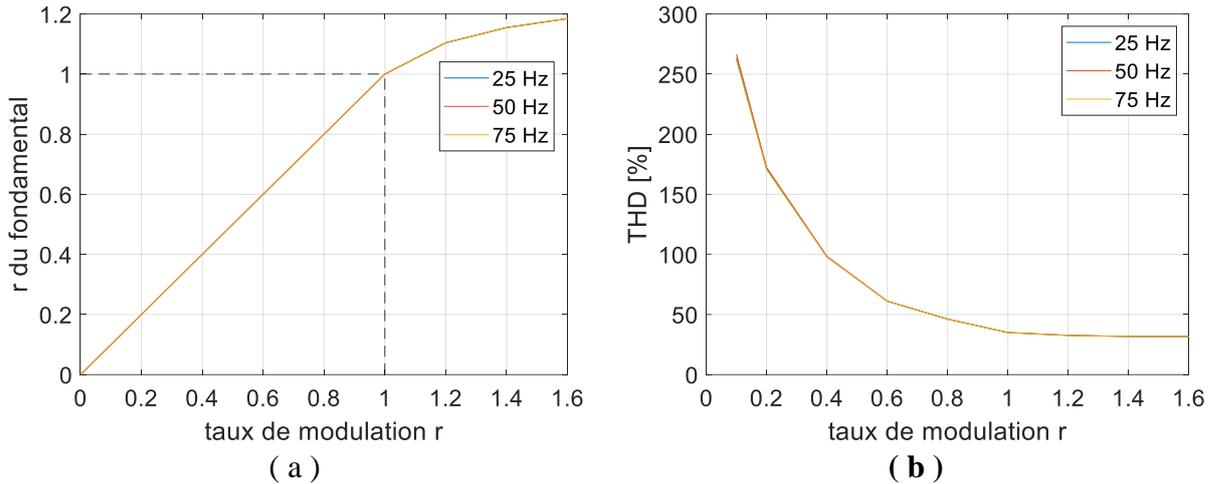


Figure 2-15 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires.

Les résultats obtenus pour $r \leq 1$ nous a permis de remarquer que l'augmentation du coefficient de réglage r permet de réduire considérablement le THD et d'augmenter l'amplitude du fondamental des grandeurs de sortie (tension simple, tension composée adjacente, tension de sortie non adjacente et le courant de ligne). Ces grandeurs suivent bien la référence et les amplitudes de leurs tensions fondamentales obtenues sont identiques aux relations théoriques suivantes :

$$|V_a| = r \frac{V_{DC}}{2} \quad (2-25)$$

$$|U_{ab}| = r V_{DC} \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \quad (2-26)$$

$$|U_{ac}| = r V_{DC} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad (2-27)$$

Pour $r > 1$, il y a apparition des harmoniques de faibles fréquences, et les grandeurs de sortie ne suivent plus la référence linéairement.

Pour les deux cas ($m=200$ et $m=50$), on remarque que les harmoniques se regroupent en paquets aux alentours de la fréquence de commutation et ses multiples, l'amplitude de ces harmoniques diminue en s'éloignant du rang qui correspond à la fréquence de commutation.

L'intérêt d'augmenter l'indice de modulation m (ou bien la fréquence de commutation) est de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences ce qui facilite leur filtrage et améliore la forme d'onde des grandeurs de sortie. De plus, cette augmentation de m engendre la diminution du THD du courant.

Quel que soit la valeur de l'indice de modulation m et la valeur du coefficient de réglage r , la tension de mode commun varie toujours entre $-\frac{3.V_{DC}}{10}$ et $\frac{3.V_{DC}}{10}$, mais sa fréquence dépend de m . La courbe de réglage se divise en deux zones, une première zone linéaire pour $r \leq 1$, et une

deuxième zone saturée au-delà de $r=1$. D'après la courbe de la variation du THD, plus le r augmente, plus le THD diminue jusqu'à $r=1$ où il y a apparition des harmoniques de faible rang.

D'après les interprétations ci-dessus, et pour avoir de meilleurs résultats avec un THD minimal, sans harmoniques de faible rang et avec une utilisation maximale de la source V_{DC} , il est préférable de prendre un coefficient de réglage $r=1$ et une fréquence de commutation aussi élevée que possible à condition qu'elle appartienne à la plage de variation de la fréquence de commutation de l'interrupteur utilisé (dans ce cas c'est l'IGBT).

Les résultats suivants sont ceux de la simulation de l'onduleur T-NPC **3N** avec la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires :

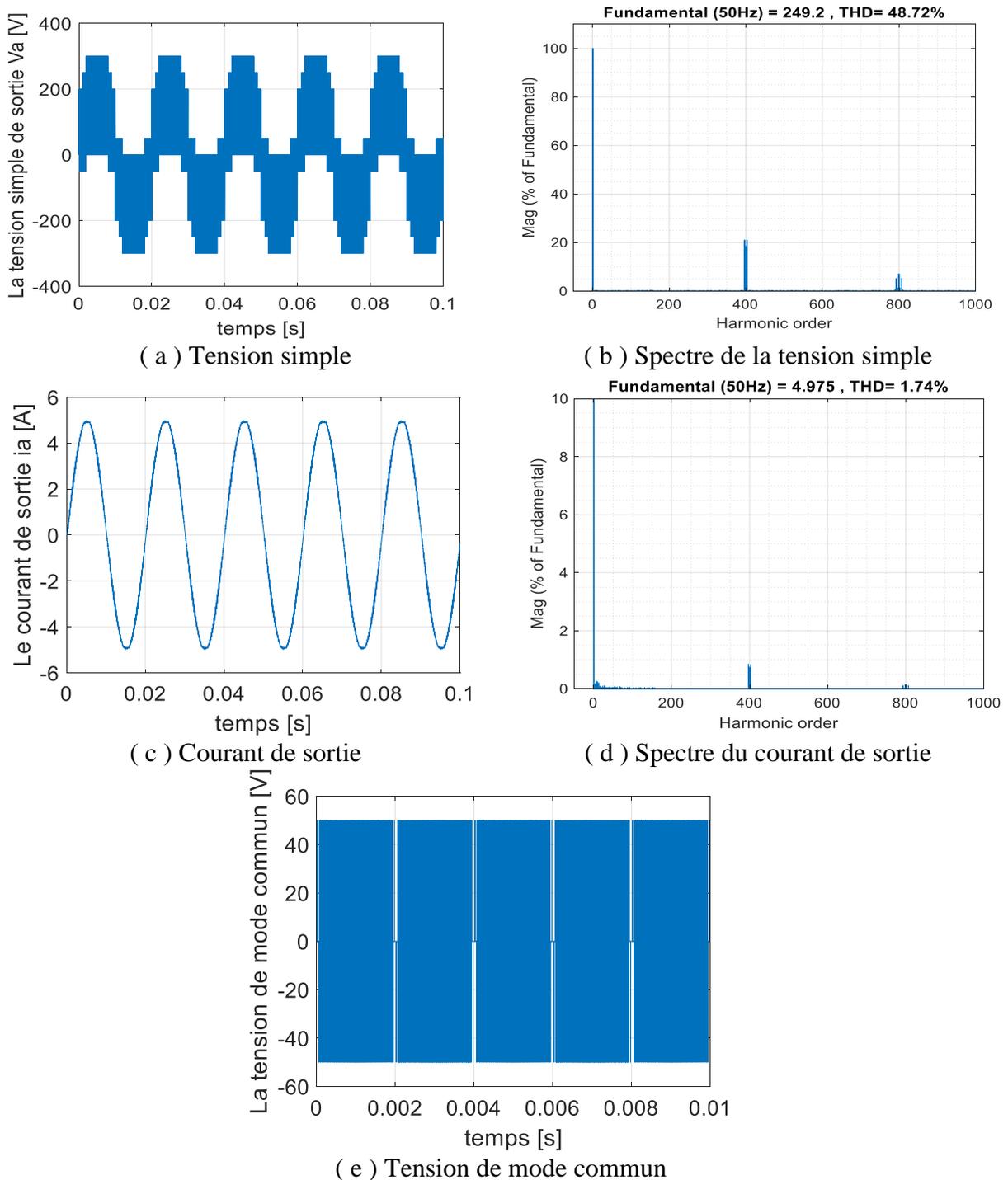


Figure 2-16 : Simulation de l'onduleur T-NPC **3N** avec la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires pour $r = 1$, $m = 200$.

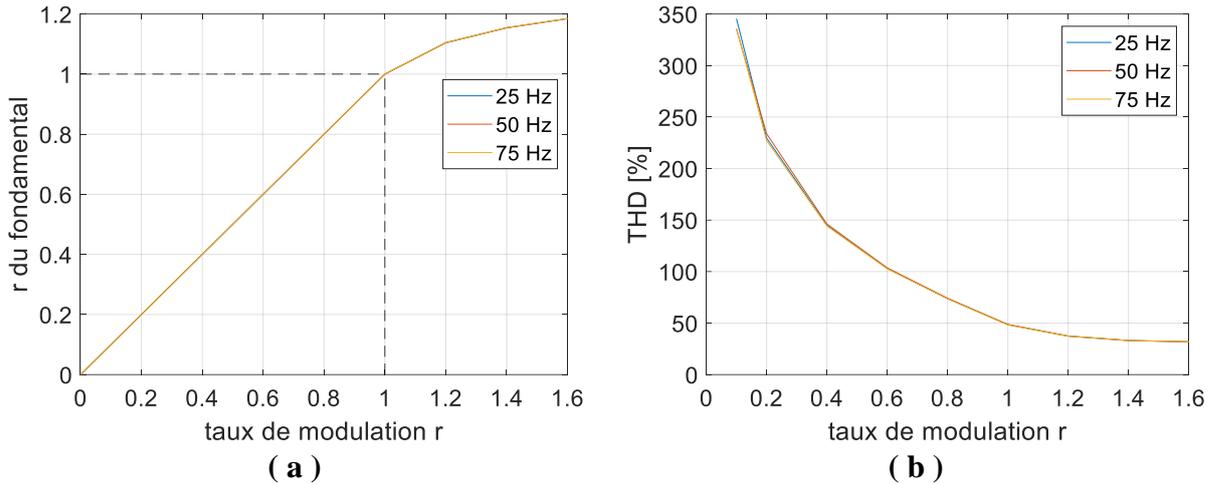


Figure 2-17 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

D'après les résultats obtenus, on remarque que cette méthode est presque identique à la méthode MLI à deux porteuses unipolaires avec quelques points différents :

- Les harmoniques n'apparaissent pas aux alentours des multiples de la fréquence de commutation mais aux alentours du double de ces multiples, ce qui facilite de plus en plus leur filtrage, mais les amplitudes de ces harmoniques sont doublées.
- La MLI à deux porteuses bipolaires donne un THD plus élevé par rapport à celui de la MLI à deux porteuses unipolaires.
- La tension de mode commun est diminuée à $1/3$ de celle de la MLI à deux porteuses unipolaires, elle varie dans ce cas entre $-\frac{V_{DC}}{10}$ et $\frac{V_{DC}}{10}$.

2.5.3.2 Comparaison avec un cas pentaphasé à 2 niveaux

La figure suivante montre une comparaison entre un onduleur 5ph à 2 niveaux et un onduleur 5ph T-NPC à 3 niveaux commandés par MLI triangulo-sinusoidale.

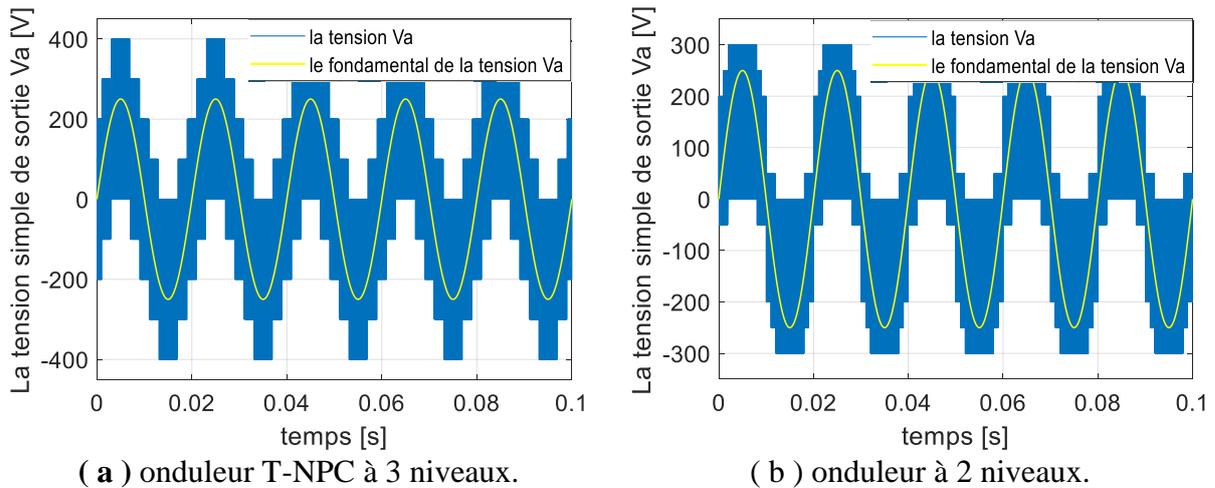


Figure 2-18 : Tension simple de sortie V_a [V] pour $r = 1$, $m = 200$.

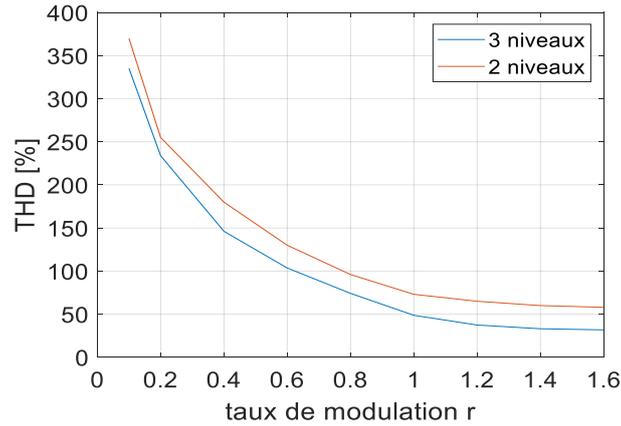


Figure 2-19 : Variation de THD en fonction de r dans le cas d'un onduleur T-NPC à 3 niveaux et un onduleur à 2 niveaux.

D'après la **figure 2-18**, nous pouvons remarquer que la tension simple de sortie dans le cas d'un onduleur T-NPC à 3 niveaux est plus proche de la sinusoïde que dans le cas d'un onduleur à 2 niveaux où la tension simple de sortie est riche en harmoniques, donc en augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur, le THD va être amélioré, ce qui est représenté par la **figure 2-19**.

2.5.4 MLI avec injection de la 5^{ème} harmonique

La MLI H5 a été développée pour régler l'un des limites de la MLI triangulo-sinusoidale, qui ne permet pas de fonctionner l'onduleur à plein taux de modulation [23]. Toute valeur de modulatrice supérieur à 1 constituera une perte d'information [16]. L'injection de la 5^{ème} harmonique dans les tensions de référence conduit à une augmentation de la plage de modulation linéaire de l'onduleur pentaphasé. Cela augmente la tension de sortie fondamentale maximale sans se déplacer dans la région de sur-modulation et sans être affectée par le composant de la cinquième harmonique [55]. La 5^{ème} harmonique est donnée par :

$$H_5 = M_5 \sin(5\omega t) \quad (2-28)$$

M_5 est choisi pour que l'amplitude du pic du signal de référence se produit là où le cinquième harmonique est nul. Cela garantit la valeur maximale possible du composant fondamental, dans ce cas :

$$M_5 = -M_1 \frac{\sin\left(\frac{\pi}{10}\right)}{5} \quad (2-29)$$

Avec M_1 : l'amplitude de la modulante.

Ainsi, l'indice de modulation maximal du fondamental dans la région linéaire peut atteindre la valeur donnée par :

$$M_1 = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)} \quad (2-30)$$

Par conséquent, la tension de sortie fondamentale peut devenir 5,15% supérieure à la valeur obtenue utilisant une MLI simple à base d'une modulante sinusoidale.

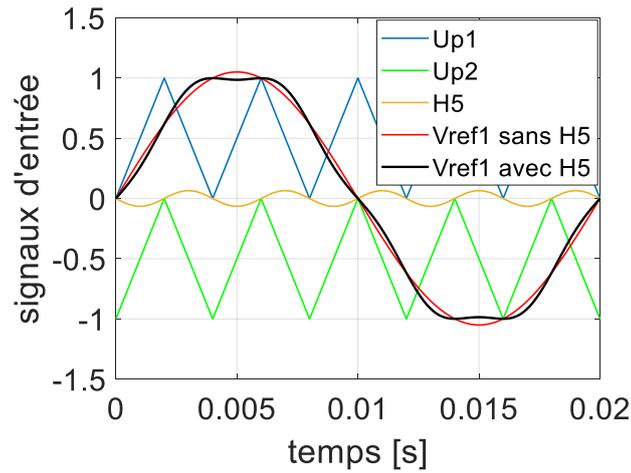


Figure 2-20 : MLI avec injection de la 5eme harmonique.

2.5.4.1 Résultats de simulations

Les résultats de simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI avec injection de la 5eme harmonique sont illustrés par les figures suivantes :

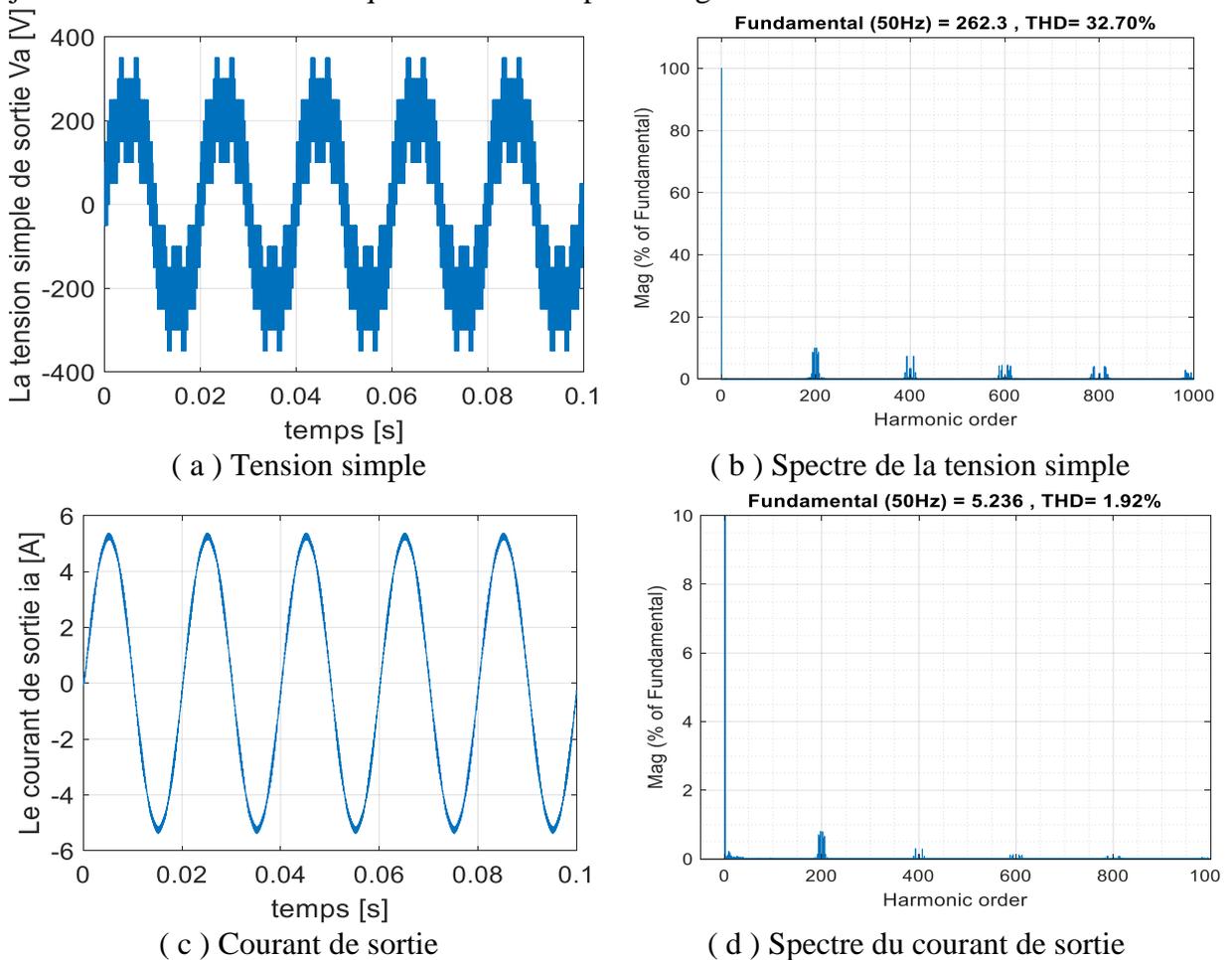


Figure 2-21 : Simulation de l'onduleur T-NPC 3N avec la technique MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique pour $r = 1.05$, $m = 200$.

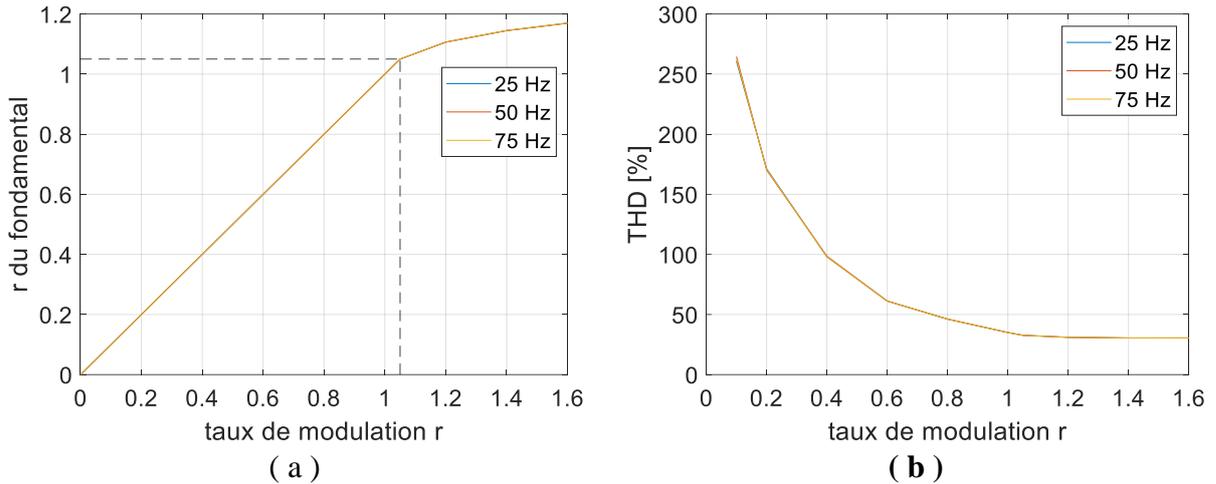


Figure 2-22 : (a) courbe de réglage, (b) variation de THD en fonction du taux de modulation r et de la fréquence pour la technique MLI triangulo-sinusoïdale avec injection de la 5^{ème} harmonique.

D'après les résultats obtenus, on remarque que La courbe de réglage se divise en deux zone, une première zone linéaire pour $r \leq 1/\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$, et une deuxième zone saturée au-delà de $r=1/\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$ donc le fondamental suit la référence jusqu'à $r=1.0515$ car l'injection de l'harmonique de rang 5 permet d'augmenter la plage de modulation linéaire de 5 % par rapport à celle trouvée avec la MLI sinusoïdale sans pour autant subir une sur-modulation. D'après la courbe de la variation du THD, plus r augmente, plus le THD diminue jusqu'à $r = 1/\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$ où il y a apparition des harmoniques de faible rang.

2.5.5 Modulation vectorielle (SVM)

L'algorithme de la SVM est basé sur la représentation vectorielle des tensions de référence dans le repère biphasé de Concordia. La transformation à appliquer est la suivante :

$$\begin{cases} V_{ref}(d - q) = 2/5 (V_{an} + V_{bn}a + V_{cn}a^2 + V_{dn}a^3 + V_{en}a^4) \\ \text{avec: } a = e^{j(2\pi/5)} \end{cases} \quad (2-31)$$

Cette transformation est applicable aussi aux différents états de commutation du convertisseur, dans le but de sélectionner l'ensemble des vecteurs nécessaires pour la reconstitution du vecteur de référence.

Dans le cas pentaphasé, il y a lieu de prendre en considération aussi une autre représentation vectorielle ayant la possibilité d'éliminer les harmoniques de faibles rangs, et ceci est obtenu uniquement par un vecteur résultant nul. La transformé en question est la suivante :

$$\begin{cases} V_{ref}(x - y) = 2/5 (V_{an} + V_{cn}a + V_{en}a^2 + V_{bn}a^3 + V_{dn}a^4) \\ \text{avec: } a = e^{j(2\pi/5)} \end{cases} \quad (2-32)$$

Dans notre cas, il y a $3^5 = 243$ vecteurs possibles. La **figure 2-23** présente la représentation de ces vecteurs dans les deux repères ((P):2 , (O) :1 , (N) :0) :

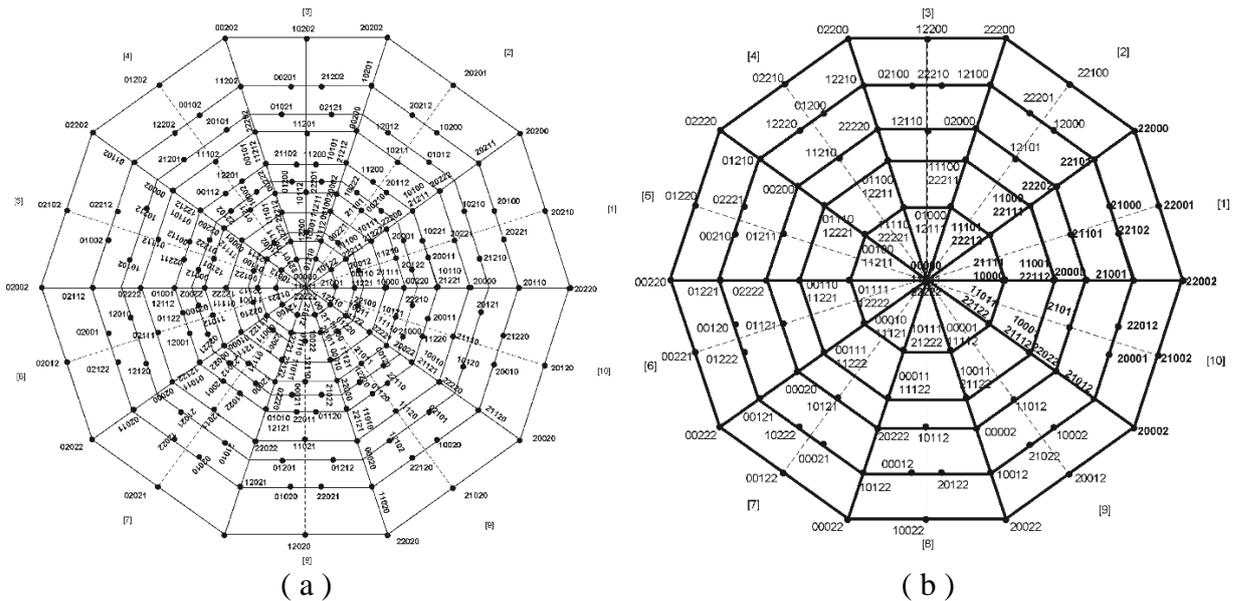


Figure 2-23: Représentation vectorielle dans (a) : le plan d-q, (b) : le plan x-y [62].

On peut constater que les plans d-q et x-y sont divisés en 10 secteurs. Pour chaque secteur, on trouve le même ensemble de vecteurs, mais avec un décalage de $\pi/5$ entre chaque deux secteurs adjacents. Le tableau suivant définit en détails l'ensemble des vecteurs présents dans le premier secteur du plan d-q ((P):1 , (O) :0 , (N) :-1) :

Tableau 2-2: Les vecteurs possibles du secteur I.

vecteurs		Etats	Tensions de sortie				Tension MC
			$ V_{ref} /(\frac{V_{dc}}{2})$	θ_{out}	$ V_{ref} /(\frac{V_{dc}}{2})$	θ_{out}	
			Plan d - q		Plan x - y		
zeros	V_{01}	[0 0 0 0 0]	0	-	0	-	0
	V_{02}	[1 1 1 1 1]	0	-	0	-	$V_{dc}/2$
	V_{03}	[-1 -1 -1 -1 -1]	0	-	0	-	$-V_{dc}/2$
Actif (secI)	$V_1(I)$	[1 -1 0 0 -1]	0.1528	0°	1.0472	0°	$-V_{dc}/10$
	$V_2(I)$	[-1 0 -1 -1 0]	0.2472	0°	0.6472	180°	$-3V_{dc}/10$
	$V_3(I)$	[0 1 0 0 1]	0.2472	0°	0.6472	180°	$V_{dc}/5$
	$V_4(I)$	[1 0 -1 1 -1]	0.2906	18°	1.2311	54°	0
	$V_5(I)$	[0 -1 -1 -1 -1]	0.4000	0°	0.4000	0°	$-2V_{dc}/5$
	$V_6(I)$	[1 0 0 0 0] *	0.4000	0°	0.4000	0°	$V_{dc}/10$
	$V_7(I)$	[0 0 0 -1 1]	0.4702	18°	0.7608	234°	0
	$V_8(I)$	[-1 1 -1 -1 1]	0.4944	0°	1.2944	180°	$-V_{dc}/10$
	$V_9(I)$	[1 1 -1 1 0]	0.5313	9.73°	0.9989	85.61°	$V_{dc}/5$
	$V_{10}(I)$	[1 -1 -1 0 -1]	0.5313	26.26°	0.9989	22.38°	$-V_{dc}/5$
	$V_{11}(I)$	[1 -1 0 -1 0]	0.6173	13.61°	0.8596	314.26°	$-V_{dc}/10$
	$V_{12}(I)$	[0 1 -1 0 1]	0.6173	22.38°	0.8596	153.73°	$V_{dc}/10$
	$V_{13}(I)$	[0 0 -1 -1 0]	0.6472	0°	0.2472	180°	$-V_{dc}/5$
	$V_{14}(I)$	[1 1 0 0 1] *	0.6472	0°	0.2472	180°	$3V_{dc}/10$
	$V_{15}(I)$	[1 0 -1 0 0]	0.7608	18°	0.4702	54°	0
	$V_{16}(I)$	[1 -1 -1 -1 -1]	0.8000	0°	0.8000	0°	$-3V_{dc}/10$
	$V_{17}(I)$	[1 0 0 -1 1]	0.8596	9.73°	0.6173	265.61°	$V_{dc}/10$
	$V_{18}(I)$	[0 0 -1 -1 1]	0.8596	26.26°	0.6173	202.38°	$-V_{dc}/10$
	$V_{19}(I)$	[0 1 -1 -1 1]	0.8944	0°	0.8944	180°	0
	$V_{20}(I)$	[1 1 -1 0 1]	0.9989	13.61°	0.5313	134.26°	$V_{dc}/5$
	$V_{21}(I)$	[1 -1 -1 -1 0]	0.9989	22.38°	0.5313	333.73°	$-V_{dc}/5$
$V_{22}(I)$	[1 0 -1 -1 0]	1.0472	0°	0.1528	0°	$-V_{dc}/10$	
$V_{23}(I)$	[1 0 -1 -1 1]	1.2311	18°	0.2906	234°	0	
$V_{24}(I)$	[1 1 -1 -1 1]	1.2944	0°	0.4944	180°	$V_{dc}/10$	

Pour passer d'un secteur à un autre dans le repère d-q, il suffit de décaler l'ensemble des états deux fois à droite et de les multiplier par un signe moins. Par exemple on prend l'état [1 0 -1 -1 0] correspondant au vecteur $V_{dq} = 1.0472 \angle 0^\circ$ du secteur I. Pour le secteur II, le vecteur $V_{dq} = 1.0472 \angle 36^\circ$ correspond à l'état [1 0 -1 0 1].

Le vecteur de référence ne doit être formé qu'uniquement avec des vecteurs situés au même secteur que celui-ci. Généralement on utilise 2 vecteurs actifs et un vecteur nul, mais dans le cas pentaphasé il s'avère des fois nécessaires d'utiliser 4 vecteurs actifs.

2.5.5.1 SVM à 2 vecteurs actifs

Les vecteurs actifs à utiliser V_a et V_b sont des vecteurs de même amplitude nommé V_1 et déphasés de $\pi/5$ entre eux. Le vecteur de référence peut être exprimé comme suit :

$$V_{ref} = d_a V_a + d_b V_b + d_0 V_0 \tag{2-33}$$

d_a, d_b, d_0 étant les rapports cycliques correspondants à ces vecteurs. Ils sont définis comme suit :

$$\begin{cases} d_a = m_v \sin(\pi/5 - \theta_{out}) \\ d_b = m_v \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_a - d_b \end{cases} \tag{2-34}$$

Avec : $0 < \theta_{out} \leq \pi/5$ et $m_v = |V_{ref}| / (V_1 \sin(\pi/5))$

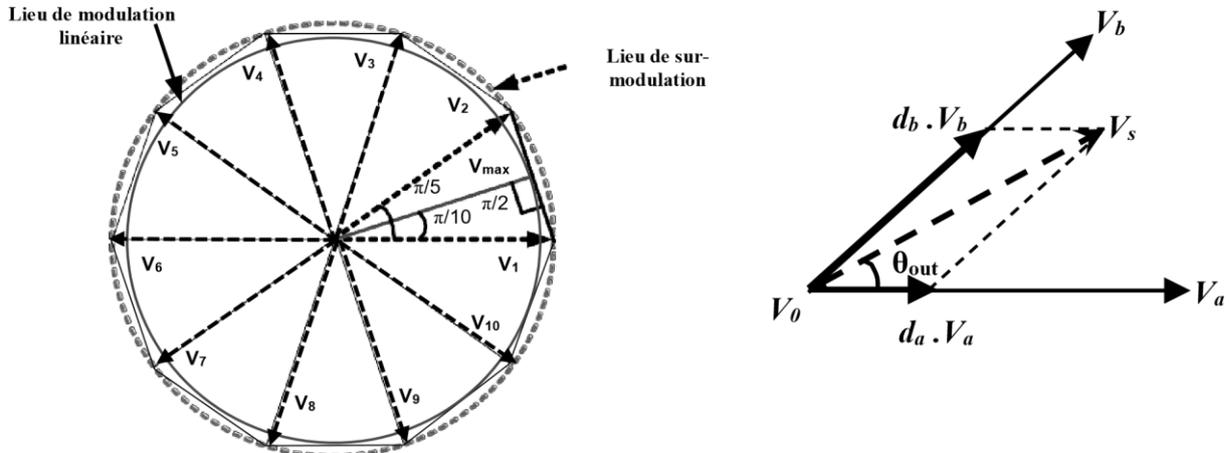


Figure 2-24: Limite de linéarité et projection du vecteur de référence.

Nous proposons de choisir les vecteurs ayant les plus faibles amplitudes dans le repère x-y, afin d’obtenir le minimum de THD possible. Cependant il y a lieu de respecter deux points essentiels lors du choix de ces vecteurs :

- ✓ Premièrement, les vecteurs choisis doivent avoir des amplitudes suffisantes pour ne pas perdre la linéarité de la stratégie. On doit avoir : $V_1 \cos(\pi/10) \geq V_{ref}$ comme le montre la **figure 2-24**.
- ✓ Deuxièmement, les vecteurs actifs ne doivent pas être trop grands par rapport au vecteur de référence pour éviter de tomber sur des rapports cycliques trop faibles, ayant un effet considérable sur la marge d’erreur lors du calcul de ces rapports.

Le tableau ci-dessous présente un résumé sur le choix des vecteurs actifs pour le cas d’un vecteur de référence situé au secteur I :

Tableau 2-3: Choix des vecteurs à utiliser selon r pour le cas du secteur I.

	$r = V_{ref} / (\frac{V_{dc}}{2})$	Vecteurs à utiliser
reg 1	$0 < r \leq 0.5$	$V_{01} - V_{13}(\text{II}) - V_{14}(\text{I}) - V_{02}$
reg 2	$0.5 < r \leq 1.0472 \cos(\pi/10)$	$V_{01} - V_{22}(\text{I}) - V_{22}(\text{II})$
reg 3	$1.0472 \cos(\pi/10) < r \leq 1.2311 \cos(\pi/10)$	$V_{01} - V_{23}(\text{I}) - V_{23}(\text{II})$
reg 4	$1.2311 \cos(\pi/10) < r \leq 1.2944 \cos(\pi/10)$	$V_{02} - V_{24}(\text{I}) - V_{24}(\text{II}) - V_{03}$

a) Séquencement et états de commutations

La figure ci-dessous présente le séquencement ainsi que les états de commutations pour chaque région dans le cas du secteur I :

Tableau 2-4: Etat des interrupteurs pour la région 1.

	T_s							
	$T_s/2$				$T_s/2$			
	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$
S_{11}								
S_{12}								
S_{13}								
S_{14}								
S_{15}								
S_{41}								
S_{42}								
S_{43}								
S_{44}								
S_{45}								
	V_{01}	$V_{13(II)}$	$V_{14(I)}$		V_{02}	$V_{14(I)}$	$V_{13(II)}$	V_{01}

Tableau 2-5: Etat des interrupteurs pour la région 2.

	T_s							
	$T_s/2$				$T_s/2$			
	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S_{11}								
S_{12}								
S_{13}								
S_{14}								
S_{15}								
S_{41}								
S_{42}								
S_{43}								
S_{44}								
S_{45}								
	V_{01}	$V_{22(I)}$	$V_{22(II)}$		V_{01}	$V_{22(II)}$	$V_{22(I)}$	V_{01}

Tableau 2-6: Etat des interrupteurs pour la région 3.

	T_s							
	$T_s/2$				$T_s/2$			
	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S_{11}								
S_{12}								
S_{13}								
S_{14}								
S_{15}								
S_{41}								
S_{42}								
S_{43}								
S_{44}								
S_{45}								
	V_{01}	$V_{23(I)}$	$V_{23(II)}$		V_{01}	$V_{23(II)}$	$V_{23(I)}$	V_{01}

Tableau 2-7: Etat des interrupteurs pour la région 4.

	T_s							
	$T_s/2$				$T_s/2$			
	$T_0/4$	$T_a/2$	$T_b/2$	$T_0/4$	$T_0/4$	$T_b/2$	$T_a/2$	$T_0/4$
S_{11}								
S_{12}								
S_{13}								
S_{14}								
S_{15}								
S_{41}								
S_{42}								
S_{43}								
S_{44}								
S_{45}								
	V_{02}	$V_{24(I)}$	$V_{24(II)}$		V_{03}	$V_{24(II)}$	$V_{24(I)}$	V_{02}

Les signaux de commande du **tableau 2-4** et du **tableau 2-7** sont réalisables par une comparaison avec une porteuse triangulaire de période T_s . Par contre pour le **tableau 2-5** et le **tableau 2-6**, les signaux de commande doivent être générés soit par la combinaison de deux signaux, ou bien par l'utilisation de circuit numérique sophistiqué comme la FPGA.

b) Simulation

La **figure 2-25** présente les résultats obtenus pour la simulation de la svm à 2 vecteurs :

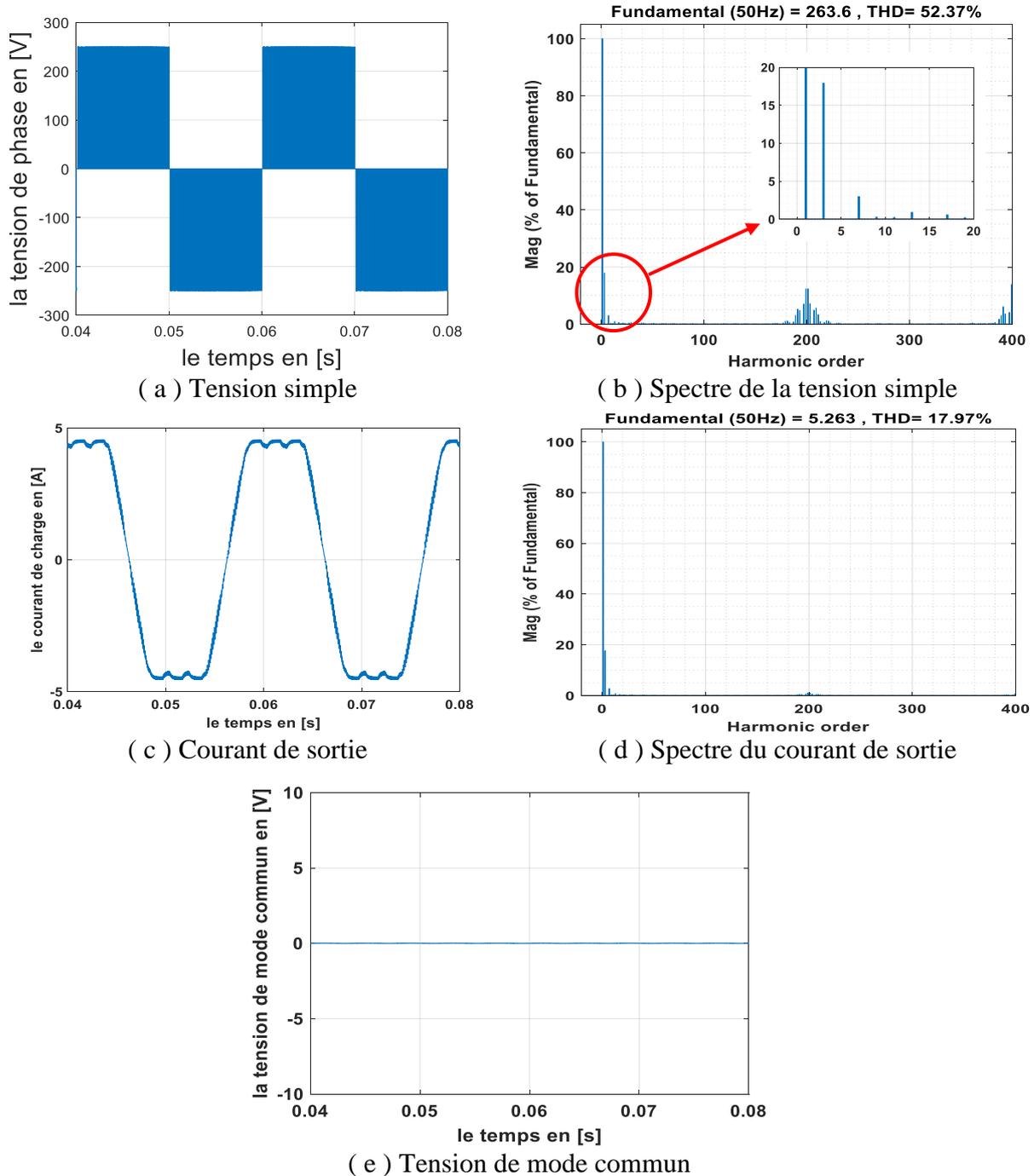


Figure 2-25: Simulation de la svm à 2 vecteurs pour $r=1.05$.

La **figure 2-25 .a** montre la présence d’harmoniques de faible fréquence, notamment l’harmonique qui a pu atteindre dans notre cas jusqu’à 18 % du fondamental, ce qui met en handicap la svm par rapport à la technique mli en plus de la difficulté rencontrée pour la génération des signaux de commande. L’utilisation de la svm à 4 vecteurs actifs est donc plus adéquate.

c) Comparaison avec le cas pentaphasé à 2 niveaux

A partir de différentes valeurs du taux de modulation r , on trace la variation du fondamental et du THD obtenus puis on la compare avec un cas pentaphasé à 2 niveaux comme indiqué par la figure 2-26.

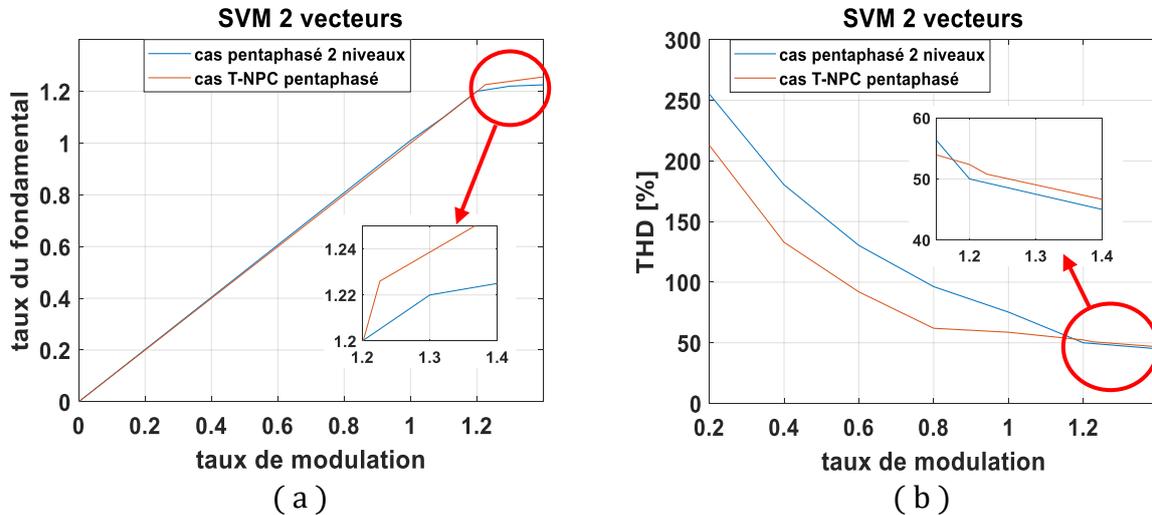


Figure 2-26: Comparaison (a) : de l'amplitude du fondamental, (b) : du THD en fonction du taux de modulation.

D'après la **figure 2-26 .a**, nous pouvons constater que la limite de linéarité du cas T-NPC 5ϕ ($r_{max} = 1.23$) est légèrement supérieure à celle du cas à 2 niveaux 5ϕ ($r_{max} = 1.2$).

Pour le THD, la **figure 2-26 .b** montre que le cas T-NPC 5ϕ présente dans la plupart du cas un taux de distorsion bien meilleur.

Le vecteur de référence est défini sous la forme :

$$V_{\text{ref}} = D_0 V_0 + D_1 V_1 + D_2 V_2 + D_3 V_3 + D_4 V_4 \quad (2-35)$$

On désire calculer les rapports cycliques qui nous permettent obtenir :

$$\begin{cases} V_{\text{dref}} = |V_{\text{ref}}| \cos(\theta_{\text{out}}) \\ V_{\text{qref}} = |V_{\text{ref}}| \sin(\theta_{\text{out}}) \\ V_{\text{xref}} = 0 \\ V_{\text{yref}} = 0 \\ D_0 + D_1 + D_2 + D_3 + D_4 = 1 \end{cases} \quad (2-36)$$

En développant ces équations, on obtient :

$$\begin{pmatrix} D_0 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \\ D_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{d0} & V_{d1} & V_{d2} & V_{d3} & V_{d4} \\ V_{q0} & V_{q1} & V_{q2} & V_{q3} & V_{q4} \\ V_{x0} & V_{x1} & V_{x2} & V_{x3} & V_{x4} \\ V_{y0} & V_{y1} & V_{y2} & V_{y3} & V_{y4} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} |V_{\text{ref}}| \cos(\theta_{\text{out}}) \\ |V_{\text{ref}}| \sin(\theta_{\text{out}}) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2-37)$$

Pour le choix des vecteurs, trois méthodes ont été proposés :

- ✓ **1^{ère} méthode :** cette méthode consiste à utiliser une variété de vecteurs pour pouvoir obtenir qu'une seule commutation par chaque vecteur [50].
- ✓ **2^{ème} méthode :** le principe de cette méthode est d'obtenir une tension de mode commun nulle en choisissant uniquement les vecteurs qui le peuvent fournir [47].
- ✓ **3^{ème} méthode :** son principe est similaire à celui de la 2^{ème} méthode, seulement que la tension de mode commun est minimisée au 1/10 de la tension totale plutôt que d'être annulée [49].

a) 1^{ère} méthode

Le choix des régions par cette méthode est le suivant :

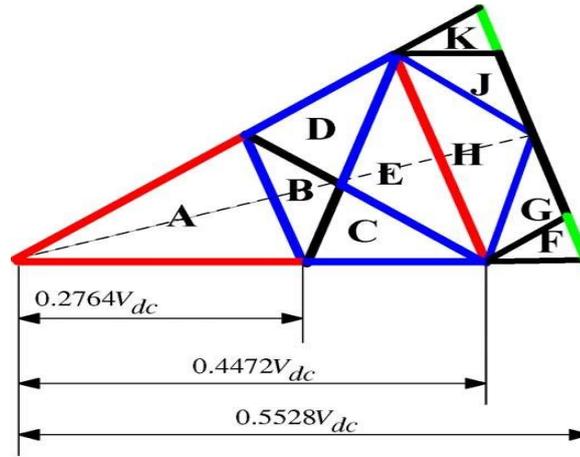


Figure 2-29 : Présentation des régions d'un secteur de la méthode 1 [62].

Pour pouvoir obtenir les conditions de passage d'une région à une autre, il y a lieu de faire une projection du vecteur de référence sur les différents axes délimitant la région. Par exemple pour la région A, nous avons les conditions suivantes :

$$\begin{cases} |V_{ref}| \cos(\theta_{out}) \leq 0.2764 V_{dc} \\ |V_{ref}| \cos(\theta_{out} - \pi/5) \leq 0.2764 V_{dc} \\ |V_{ref}| \cos(\theta_{out} - \pi/10) \leq 0.2764 V_{dc} \cos(\pi/10) \end{cases} \quad (2-38)$$

Le **tableau 2-8** montre l'ordre des vecteurs à utiliser pour chaque région :

Tableau 2-8 : L'ensemble des vecteurs utilisés pour chaque région du secteur I [62].

Région A	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	0 0 0 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	V_{01}	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région B	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région C	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région D	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région E	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région F	1 1 0 0 1	1 1-1 0 1	1 1-1-1 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0
	$V_{14}(I)$	$V_{20}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$
Région G	1 1 0 0 1	1 1-1 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0
	$V_{14}(I)$	$V_{20}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$
Région H	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$
Région J	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	1-1-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{14}(II)$
Région K	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1	1-1-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{14}(II)$

Simulation

La simulation effectuée pour le cas de la 1^{ère} méthode de la SVM 4 vecteur est présentée par la **figure 2-30** :

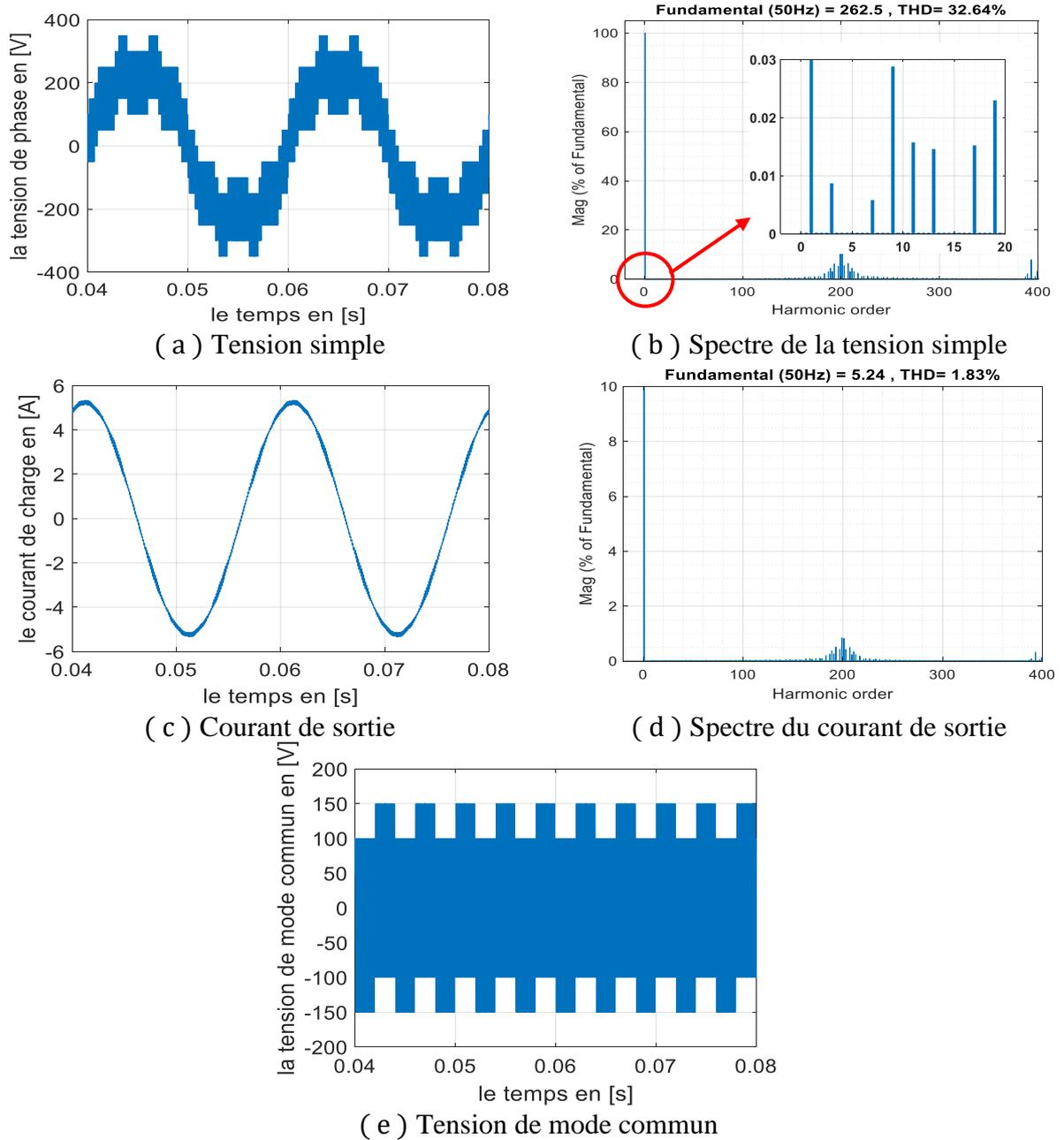


Figure 2-30 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 1.

La **figure 2-30 .a** montre bien la disparition quasi-totale des harmoniques de faible fréquence, de plus le choix des vecteurs a permis d’avoir une seule commutation pour chaque passage d’un vecteur à un autre. Par contre, la tension de mode commun est élevée. La prochaine méthode va permettre d’éliminer carrément le mode commun.

b) 2^{ème} méthode

Les régions disponibles et les vecteurs à utiliser sont les suivants :

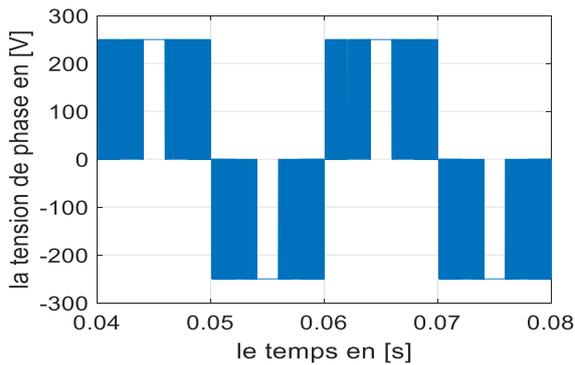
Tableau 2-9 : Sélection des régions et de l'ordre des vecteurs à utiliser [63].

-Région 1- $V_{ref}/\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) \leq 0.618$	0 0 0 0 0	0 0 0-1 1	1 0 0-1 0	1 0-1 0 0	0 1-1 0 0	0 0 0 0 0
	V ₀₁	V ₇ (I)	V ₁₅ (X)	V ₁₅ (I)	V ₇ (X)	V ₀₁
-Région 2- $V_{ref}/\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) > 0.618$	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 1-1-1 0	1 0-1-1 1	1 0 0-1 0	0 0 0 0 0
	V ₀₁	V ₁₅ (I)	V ₂₃ (X)	V ₂₃ (I)	V ₁₅ (X)	V ₀₁

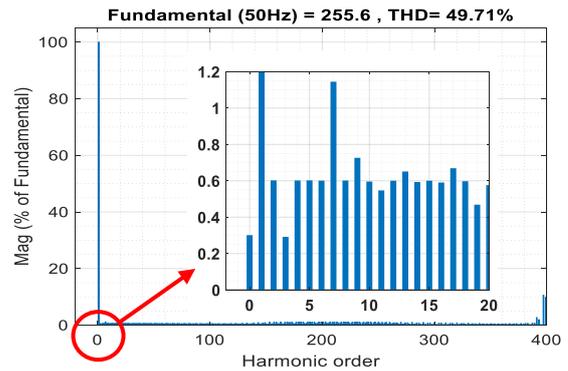
D'après le **tableau 2-9**, nous pouvons observer que pour passer d'un vecteur à un autre, il faut deux commutations simultanées. Or dans la pratique, il y a le problème du temps mort qui ne permet pas de passer exclusivement sur ces vecteurs, et donc il y aura une possibilité pour avoir une tension de mode commun non nulle.

Simulation

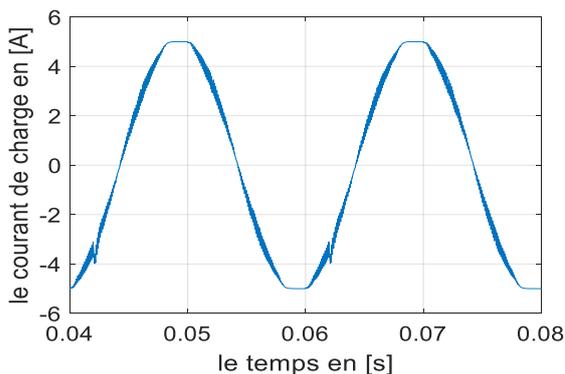
La simulation effectuée pour le cas de la 2^{ème} méthode de la SVM 4 vecteur est présentée par la **figure 2-31** :



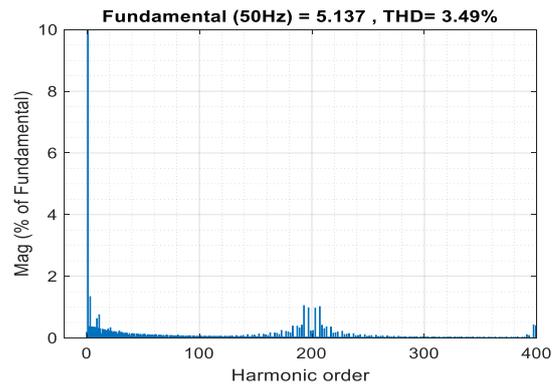
(a) Tension simple



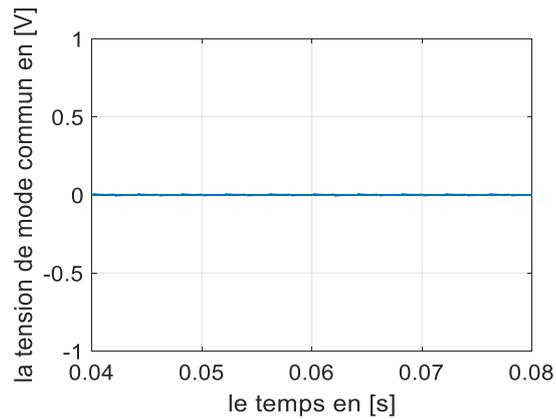
(b) Spectre de la tension simple



(c) Courant de sortie



(d) Spectre du courant de sortie



(e) Tension de mode commun

Figure 2-31 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 2.

La **figure 2-31 .b** montre bien la faible présence des harmoniques de faible fréquence, mais légèrement supérieur à ceux de la méthode 1. Pour la valeur du taux de modulation prise, on peut constater l'apparition d'une surmodulation au niveau de la **figure 2-31 .a** et même elle peut être confirmée par la valeur du fondamental indiquée par la **figure 2-31 .b**, Ce qui nous permet de déduire que la limite de linéarité de la 2^{ème} méthode est inférieure à celle de la 1^{ère} méthode.

Pour la tension de mode commun, la **figure 2-31 .e** montre bien qu'elle est nulle. Mais dans le cas pratique, ceci n'est pas valable car l'existence du temps mort dans chaque interrupteur conduit à tomber dans des vecteurs qui ne correspondent pas à ceux utilisée par la méthode 2.

c) 3^{ème} méthode

Vu la difficulté rencontrée dans la 2^{ème} méthode pour annuler la tension de mode commun, la 3^{ème} méthode propose plutôt de minimiser la tension de mode commun pour pouvoir éviter deux commutations simultanées, la **figure 2-32** nous montre les régions et en dessous l'ordre des vecteurs à choisir pour chaque une :

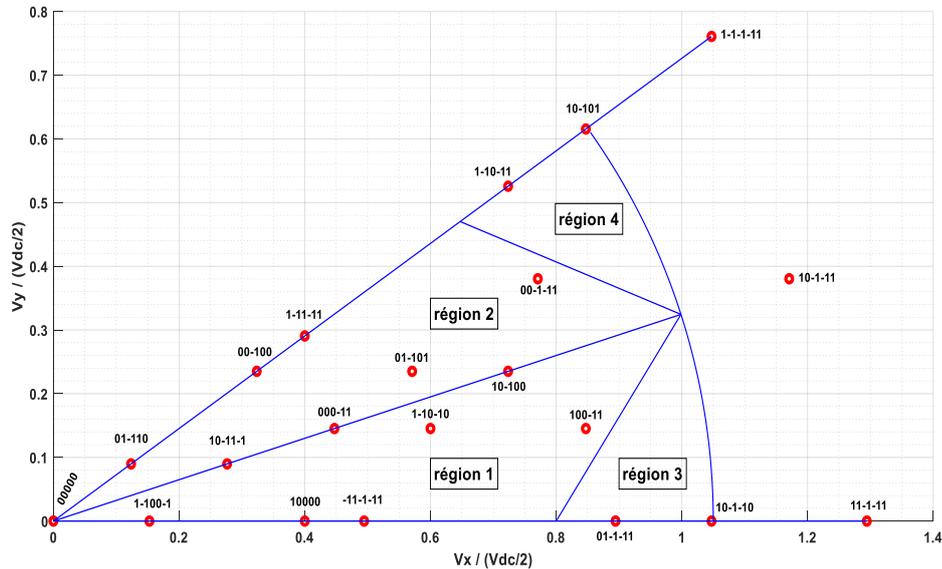


Figure 2-32 : Présentation des régions dans un secteur par la méthode 3 [64].

Les vecteurs à choisir pour chaque région sont les suivants :

Tableau 2-10 : Sélection des vecteurs à utiliser par la méthode 3 [64].

Région 1	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	1 0-1-1 1	1 1-1-1 1
	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$
Région 2	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$
Région 3	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	1 0-1-1 1	1 1-1-1 1
	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$
Région 4	0 0-1 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1
	$V_6(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$

Ces vecteurs ont été choisies de telle sorte à avoir des signaux faciles à générer par la carte, et préservant toujours une tension de mode commun maximale $V_{Nnmax} = \frac{V_{dc}}{10}$.

Simulation

La **figure 2-33** présente la simulation de la svm 4 vecteurs par la 3^{ème} méthode pour $r=1.05$:

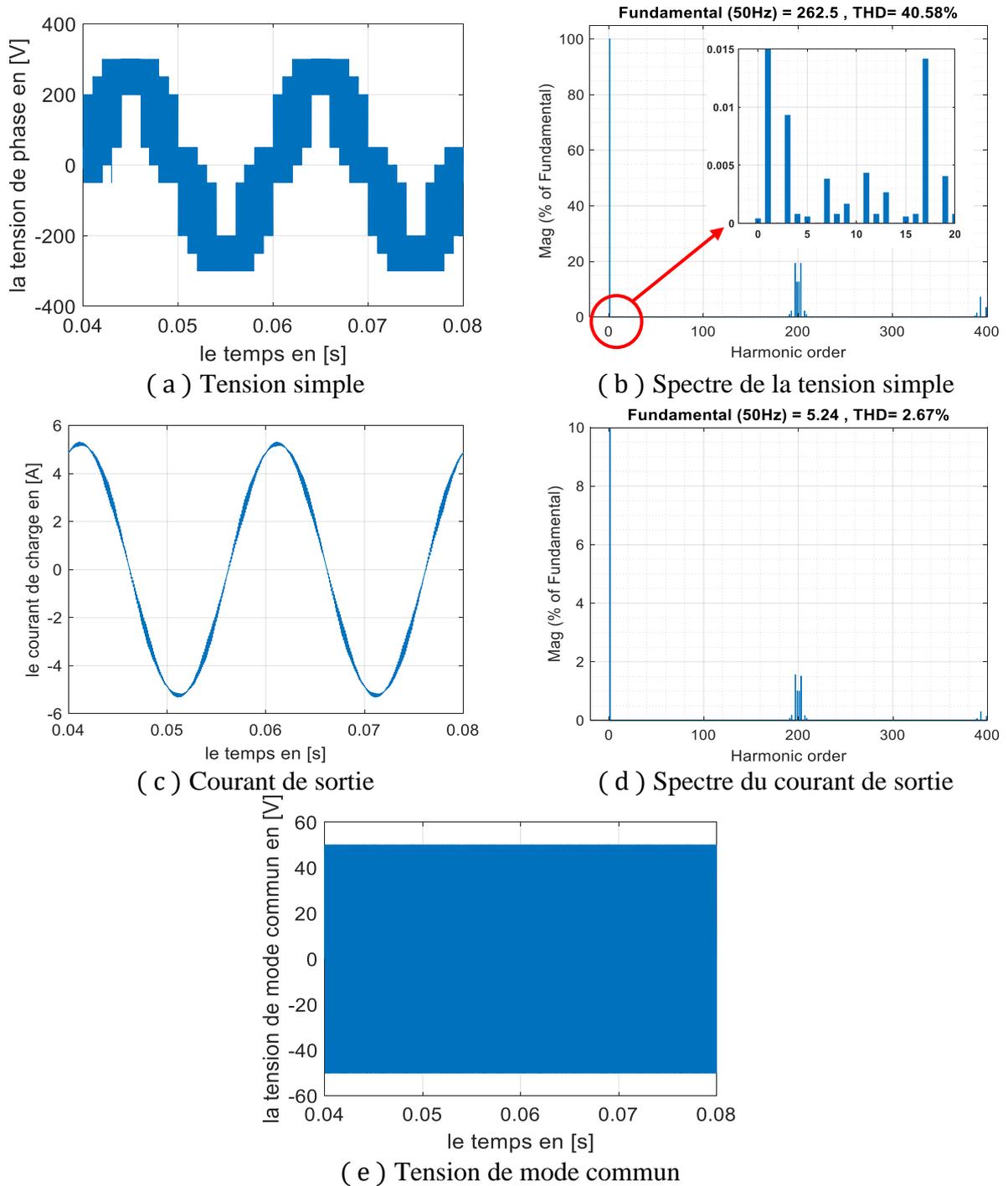


Figure 2-33 : Résultat de simulation obtenu pour $r=1.05$ par la méthode 3.

La **figure 2-33 .b** montre des harmoniques de faibles fréquences aussi faible que la méthode 1, avec la conservation de linéarité même pour une valeur de $r=1.05$.

De plus, on peut s’apercevoir par la **figure 2-33 .e** que la tension de mode commun ne dépasse jamais $\frac{V_{dc}}{10}$, ce résultat reste toujours valide pour le cas pratique même avec la présence du temps

mort, puisque n'importe quelle vecteurs obtenus dans ce cas reste toujours inclus avec ceux choisies par la 3^{ème} méthode.

d) Comparaison avec le cas pentaphasé à 2 niveaux

La figure suivante montre une comparaison entre les différentes techniques SVM 4 vecteurs appliquées à l'onduleur multi-niveaux pentaphasé et à l'onduleur deux niveaux.

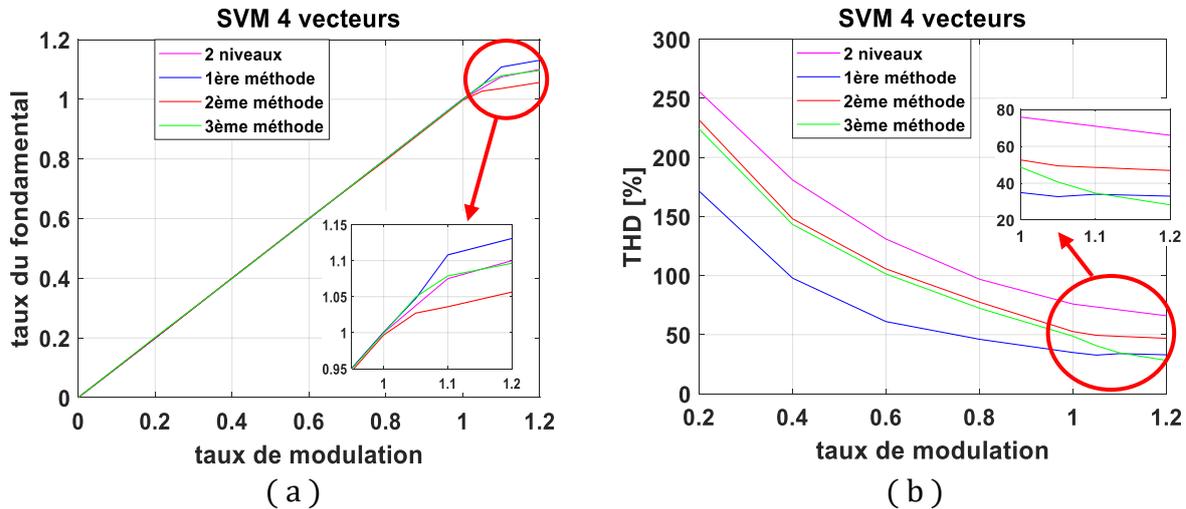


Figure 2-34 : Comparaison (a) : de l'amplitude du fondamental, (b) : du THD en fonction du taux de modulation.

Pour la limite de linéarité, nous pouvons constater par la **figure 2-34. a** que la méthode 1 offre la plus large zone de linéarité ($r_{max} = 1.1$), puis c'est la méthode 3 avec celle à 2 niveaux ($r_{max} = 1.05$) et en dernier la méthode 2 ($r_{max} = 1$).

La **figure 2-34. b** montre un THD bien meilleur du cas T-NPC 5 \emptyset par rapport à celui du cas à 2 niveaux 5 \emptyset . Et par rapport aux 3 méthodes, c'est la méthode 1 qui offre un meilleur THD possible.

2.6 Comparaison entre les techniques de modulation

Le **tableau 2-11** et la **figure 2-35** montrent une comparaison entre les différentes techniques de modulation appliquées à l'onduleur multi-niveaux pentaphasé pour une fréquence de référence de 50Hz et pour un indice de modulation $m = 200$.

Tableau 2-11 : Comparaison entre les différentes techniques de modulation.

Facteurs de comparaison		Zone de linéarité	Tension de mode commun [V]	Maximum des harmoniques de faible rang	Forme du signal
Techniques de modulation					
Pleine onde		X	$\left[-\frac{V_{DC}}{10}, \frac{V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 3 12.5 % ($\alpha = 0.3$)	Non centré
MLI pré-calculé		X	$\left[-\frac{V_{DC}}{5}, \frac{V_{DC}}{5}\right]$	Dépend des harmoniques éliminés	Non centré
MLI	Porteuse unipolaire	r=1	$\left[-\frac{3 \cdot V_{DC}}{10}, \frac{3 \cdot V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 3 0.09 % pour r = 1	centré
	Porteuse bipolaire	r=1	$\left[-\frac{V_{DC}}{10}, \frac{V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 7 0.28 % pour r = 1	centré
MLI avec injection de l'harmonique 5		r=1.05	$\left[-\frac{3 \cdot V_{DC}}{10}, \frac{3 \cdot V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 9 0.25 % pour r = 1.05	centré
SVM à 2 vecteurs		r=1.23	$\left[-\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}\right]$	Harmonique 3 18 % pour r = 1.05	Non centré/centré
SVM à 4 vecteurs	Méthode 1	r=1.1	$\left[-\frac{3 \cdot V_{DC}}{10}, \frac{3 \cdot V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 3 0.0082 % pour r = 1.05	centré
	Méthode 2	r=1	0	Harmonique 7 1.15 % pour r = 1.05	Non centré
	Méthode 3	r=1.05	$\left[-\frac{V_{DC}}{10}, \frac{V_{DC}}{10}\right]$	Harmonique 3 0.09 % pour r = 1.05	centré

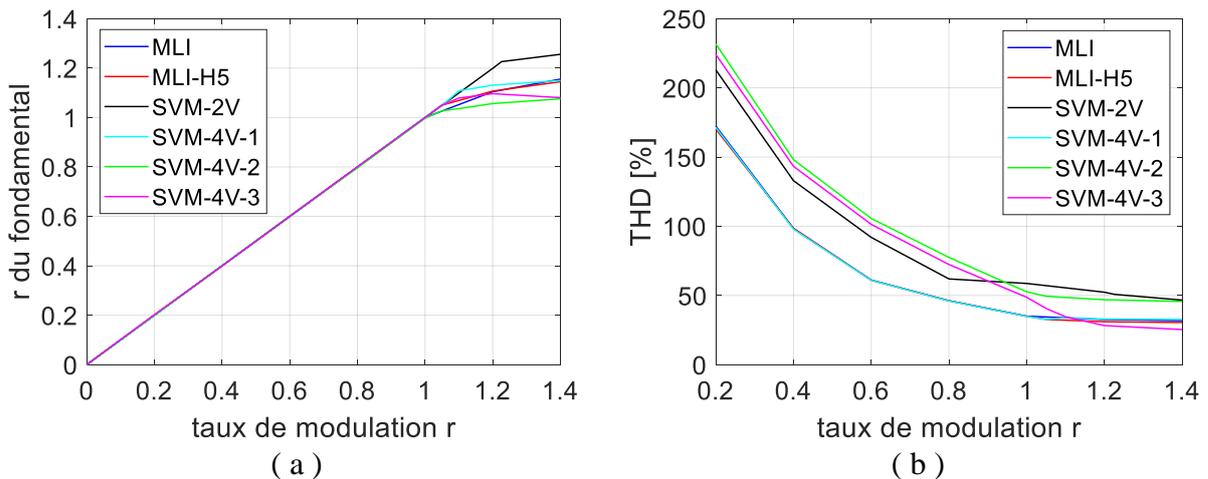


Figure 2-35 : (a) courbe de réglage, (b) courbe de THD en fonction de r pour les 6 techniques de modulation.

D'après cette comparaison, on peut dire que chaque méthode a ses propres avantages et inconvénients :

- Les 3 méthodes MLI, MLI avec injection de la 5^{ème} harmonique et la 1^{ère} méthode de la SVM à 4 vecteurs ont le meilleur THD par rapport aux autres techniques, leurs harmoniques de faible rang sont très faibles mais elles présentent une grande tension de mode commun $[-\frac{3V_{dc}}{10} \text{ V}, \frac{3V_{dc}}{10} \text{ V}]$.
- Les THD de la SVM à 2 vecteurs et la 2^{ème} méthode de la SVM à 4 vecteurs sont les plus importants. Cependant, la 2^{ème} méthode de la SVM à 4 vecteurs offre une faible présence des harmoniques de faible fréquence, et aussi une tension de mode commun nulle.
- Le THD de la 3^{ème} méthode de la SVM à 4 vecteurs est important pour des petites valeurs de r , mais ce dernier devient acceptable en dépassant $r=1$ jusqu'à la limite de la zone de linéarité ($r=1.05$). En outre, la tension de mode commun de cette méthode est moyenne $[-\frac{V_{DC}}{10}, \frac{V_{DC}}{10}]$ et les harmoniques de faible rang sont très faibles.
- La zone de linéarité la plus large est obtenue par la commande SVM à 2 vecteurs ($r=1,23$).
- Les signaux générés par la carte à utiliser sont des signaux symétriques, certaines méthodes qu'on a utilisées (pleine onde, mli pré-calculé, svm 2 vecteurs, svm 4 vecteurs méthode 2) nécessitent la génération de signaux asymétriques. Par conséquent, ces signaux ne peuvent être générés directement par la carte, et le seul moyen de les former est de combiner entre plusieurs signaux de la carte par des portes logiques, ce qui nous oblige à générer plus de signaux que la carte peut fournir. Les formes des signaux de la svm à 4 vecteurs sont détaillées dans l'annexe 3.

2.7 Conclusion

Ce chapitre a été entamé par la présentation de la structure de l'onduleur T-NPC à 3-niveaux pentaphasé ainsi que son principe de fonctionnement. Suite à ça, une modélisation mathématique de cette structure a été faite, ce qui nous a facilité sa commande.

En deuxième lieu, nous avons présenté les différentes stratégies de modulation à savoir : la commande pleine onde, la technique MLI triangulo-sinusoïdale (porteuse unipolaire et bipolaire), la MLI pré-calculé, la MLI avec injection de l'harmonique de rang 5 ainsi que la MLI vectorielle.

En résumé, une comparaison a été effectuée entre ses différentes méthode, ce qui nous a amené à déduire les points suivants :

- La modulation pleine onde est la plus simple dans les calculs, et contient le plus faible nombre de commutations entre les stratégies et peut atteindre une valeur maximale du fondamental allant jusqu'à 1.29 . Cependant, elle présente plusieurs harmoniques de faibles fréquences.
- La méthode MLI précalculé offre la possibilité d'éliminer précisément les harmoniques qui nous gênent le plus tout en ayant la possibilité de contrôler aussi l'amplitude du fondamental. Par cette méthode nous pouvons théoriquement éliminer un nombre infini d'harmoniques, mais cela ne peut être effectué que si le système d'équations non linéaires présente une solution et qu'elle répond aux contraintes fixées, en plus il y a l'existence de certaines difficultés au niveau de la convergence de la méthode choisie qui nécessite d'utiliser d'autres plus sophistiquées pour la résolution.
- La MLI à base de porteuses offre un très faible THD avec une simplicité dans les calculs. Elle a la possibilité d'être généralisable à plusieurs niveaux ou plusieurs phases sans risque d'avoir une complexité énorme dans calculs. Cependant, elle est limitée au niveau de la zone de linéarité par rapport à d'autres méthodes ($r_{max} = 1.05$).
- La svm à 2 vecteurs contient des harmoniques de faibles fréquences important (notamment l'harmonique 3), mais possède la plus large zone de linéarité ($r_{max} = 1.23$) parmi toutes les méthodes utilisées.
- La svm à 4 vecteurs possède un THD aussi faible que celui de la MLI à base de porteuses voir meilleure, la seule différence c'est qu'elle possède une zone de linéarité bien supérieure à celui de la MLI ($r_{max} = 1.1$) et peut agir sur la tension de mode commun, voir même l'annuler selon le groupe de vecteurs choisis. Par contre, la complexité des calculs devient plus importante et même encore plus si nous voulons généraliser le convertisseur à plusieurs niveaux ou plusieurs phases.

Chapitre 3 :

**Description et dimensionnement
du prototype du convertisseur
T-NPC**

Chapitre 3. DESCRIPTION ET DIMENSIONNEMENT DU PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR T-NPC

3.1 Introduction

Un microcontrôleur est considéré comme le cerveau d'un prototype, pouvant contrôler l'activation de nos différents interrupteurs de puissance. Il est présenté sous forme d'un circuit intégré ayant la possibilité de communiquer avec plusieurs périphériques externes. Dans notre cas nous allons utiliser la carte STM32F4-Discovery appartenant à la famille STMicroelectronics [56], cette carte présente nombreux avantages :

- ✓ Fréquence élevée pouvant atteindre 168 MHz.
- ✓ Possibilité de générer des signaux PWMs avec 14 timers différents.
- ✓ Performance élevée avec un prix bas, une description plus générale de la carte est présentée dans l'annexe 1.

Dans ce chapitre, nous allons définir le principe de fonctionnement des périphériques de base d'un microcontrôleur, puis nous détaillerons les différentes parties constituant le prototype du convertisseur à savoir la partie commande, la partie puissance qui est le siège de la conversion d'énergie, ainsi qu'une partie interface qui sert à isoler les deux premières parties, sans oublier les dispositifs de protection et de mesure.

3.2 Présentation du prototype de l'onduleur TNPC

Le prototype de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux se compose de plusieurs parties à savoir :

- Partie commande.
- Partie interface puissance-commande.
- Partie puissance.
- Partie mesure.
- Partie protection.

Chacune de ces parties a son propre rôle et ses propres composants, toutes ces détails seront présentés dans les titres suivants :

3.3 Partie commande

Cette tâche est réalisée par la carte de commande de type STM32F4-Discovery. On va se focaliser sur la présentation des différents périphériques inclus dans cette carte. Ces périphériques sont des dispositifs intégrés à la carte pour gérer la fonctionnalité de celle-ci, et sont configurables par un éditeur d'interface comme le logiciel 'STM32CubeIDE' (présenté dans ANNEXE 1).

Dans notre travail, nous allons utiliser les dispositifs qui sont les suivants :

- ✓ Le gestionnaire d'interruptions.
- ✓ Les ports GPIO.
- ✓ Les timers.
- ✓ L'unité master/slave.

3.3.1 Les interruptions

Une interruption est un signal déclenché par le microcontrôleur pour mettre en pause un programme en cours d'exécution, pouvant servir soit à créer un délai pour l'exécution d'un programme sans nécessairement mobiliser les ressources de la carte, soit pour intervenir dans un programme rencontrant un souci, ou bien pour l'exécution de plusieurs tâches de façon ordonnée. Dans notre cas, les interruptions vont nous servir à préparer pour le changement des données des signaux (rapport cycliques, polarité, période...etc).

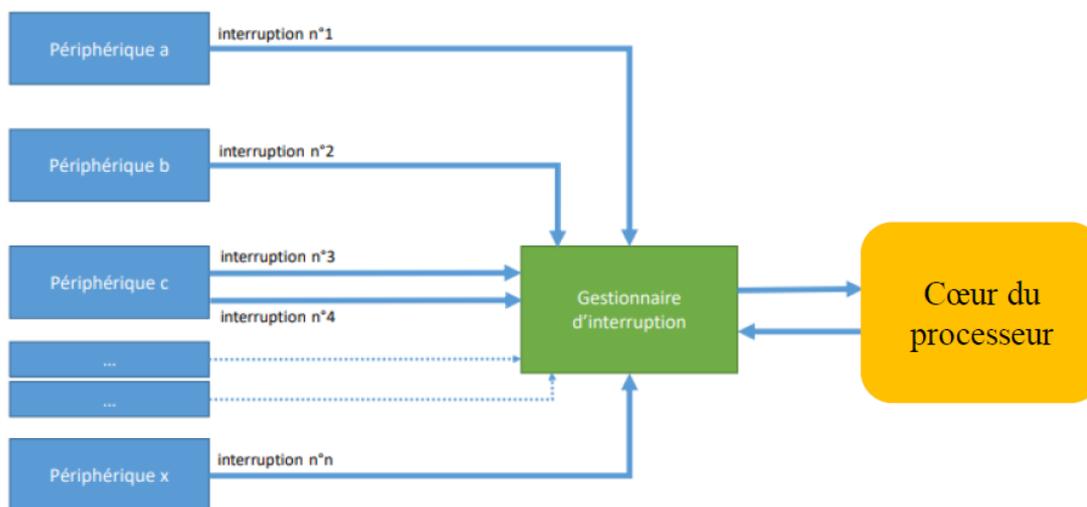


Figure 3-1: schéma des interactions avec le gestionnaire d'interruption.

L'ensemble des interruptions sont effectuées par le gestionnaire d'interruption (NVIC) qui permet non seulement de classer les demandes des interruptions par ordre de priorité, mais aussi de préserver les informations avant l'interruption. L'organigramme suivant montre comment est exécuter une interruption :

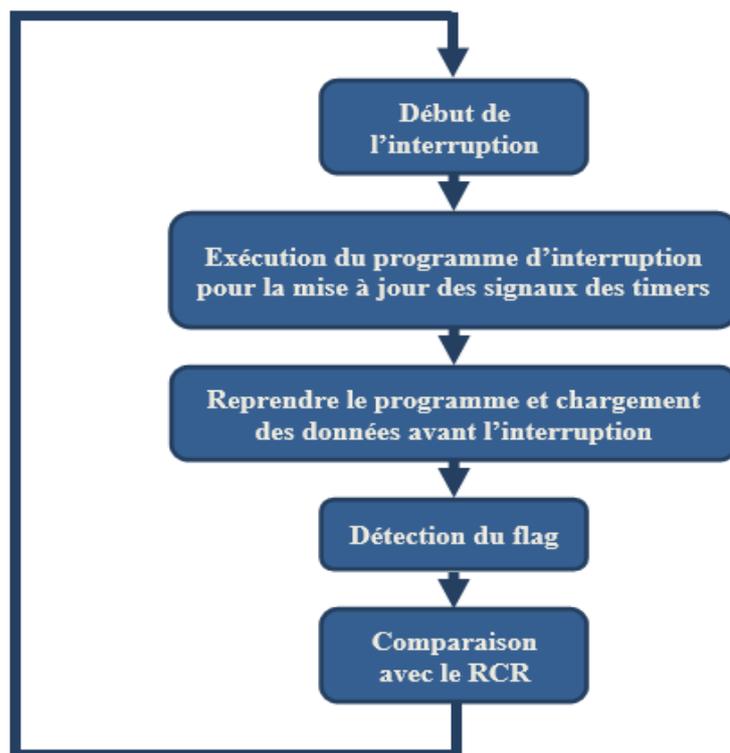


Figure 3-2 : l'organigramme de l'exécution de l'interruption.

Comme l'indique l'organigramme de la **figure 3-2**, l'interruption permet d'exécuter un ensemble d'instructions pour la mise à jour des états de nos signaux, i.e : leurs périodes, leurs polarités, leurs rapports cycliques...etc.

Lorsque ces instructions ont été exécutées, le programme principal reprend son déroulement et les données avant interruption sont restaurés grâce au gestionnaire d'interruption NVIC

Le déroulement de l'interruption est mis en relation avec un timer, ce timer génère l'interruption lorsqu'un signal flag est envoyé due soit par un débordement lors du comptage ou bien par la détection d'un zéro lors du décomptage. L'envoi de ces flags peut être décalé à un prochain cas de flag grâce à un registre de répétition RCR qui va nous permettre dans notre travail de toujours générer l'interruption durant chaque début de période.

3.3.2 Les ports GPIO

Les ports entrée/sortie (GPIO) sont les moyens qui permettent à la carte de communiquer avec son environnement extérieur, soit pour pouvoir commander ou bien pour recevoir des données en tension ($V_{max} = 3.3 V ; 5 V$). Les ports GPIO sont à usage général pouvant être configurés pour la :

- **Génération des signaux PWM** : les ports GPIO nous permettent d'obtenir dans ce mode des signaux carrés avec une période et un rapport cyclique bien déterminée, et ceci en fixant la limite et le type de comptage.
- **Entrée/sortie analogique.**
- **Entrée/sortie numérique.**

- **Liaison SPI :** ce genre de ports GPIO sont réservés pour pouvoir effectuer la communication master/slave.
- **Bus I2C :** cette configuration donne la possibilité de relier le microcontrôleur avec différents circuits.
- **Serial port :** les ports ayant cette configuration offrent la possibilité de recevoir ou de transmettre des données d'une carte à une autre.

3.3.3 Les timers

Un timer est définie comme un signal changeant d'état (Vcc ou 0) selon une comparaison avec un compteur propre à lui. Ce compteur peut être mis en mode de comptage ou/et décomptage selon la forme du signal qu'on veut obtenir, chaque timer possède au maximum 4 canaux servant à créer 4 signaux différents au total. Le tableau ci-dessous décrit les timers disponibles pour la carte STM32F4-Discovery :

Tableau 3-1 : présentation des timers de la carte STM32F4-DISCOVERY.

Type du TIMER	TIMER	Type de comptage	Résolution Du compteur	Temps mort	Canaux capture/ compare	Négation des sorties	Horloge max	synchronisation	
								master	slave
avancé	TIM1 TIM8	UP/ DOWN	16 bit	oui	4	oui (3 canaux)	168	oui	oui
Usage général	TIM2 TIM5	UP/ DOWN	32 bit	non	4	non	84	oui	oui
	TIM3 TIM4	UP/ DOWN	16 bit	non	4	non	84	oui	oui
	TIM9	UP	16 bit	non	2	non	168	non	oui
	TIM10 TIM11	UP	16 bit	non	1	non	168	oui	non
	TIM12	UP	16 bit	non	2	non	84	non	oui
	TIM13 TIM14	UP	16 bit	non	1	non	84	oui	non
base	TIM6 TIM7	UP	16 bit	non	0	non	84	non	non

Chaque timer possède 6 registres principales pour son fonctionnement :

- **Registre Prescaler (TIMx_PSC) :** registre permettant de diviser la fréquence d'horloge.
- **Registre auto-recharge (TIMx_ARR) :** registre contenant le comptage maximal du timer avant la mise à zero, ce registre définit aussi la période du timer.
- **Registre de répétition du compteur (TIMx_RCR) :** registre servant à ajouter le nombre de comptage nécessaire pour l'obtention du flag, ce registre existe uniquement dans les timers avancés et son utilisation est primordiale pour pouvoir effectuer les interruptions durant chaque début de période.
- **Registre d'activation des canaux (TIMx_CCER) :** l'activation des canaux d'un timer est effectué dans ce registre, il permet aussi de déterminer la polarité d'un canal du timer (High : Vcc ou Low : GND).
- **Registre de comparaison du compteur (TIMx_CCRy) :** ce registre contient la valeur limite du compteur pour le changement d'état de la polarité, l'état de la polarité pouvant être alterné selon le choix du mode PWM (mode 1 ou mode 2).

- **Registre de comptage (TIMx_CNT) :** registre de 16 ou 32 bit réservé pour le comptage du timer, associé dans sa valeur avec les registres d’auto-recharge et de comparaison. Ce compteur change de valeur selon 3 types différents de comptage illustrée ci-dessous par la figure 3-3 :

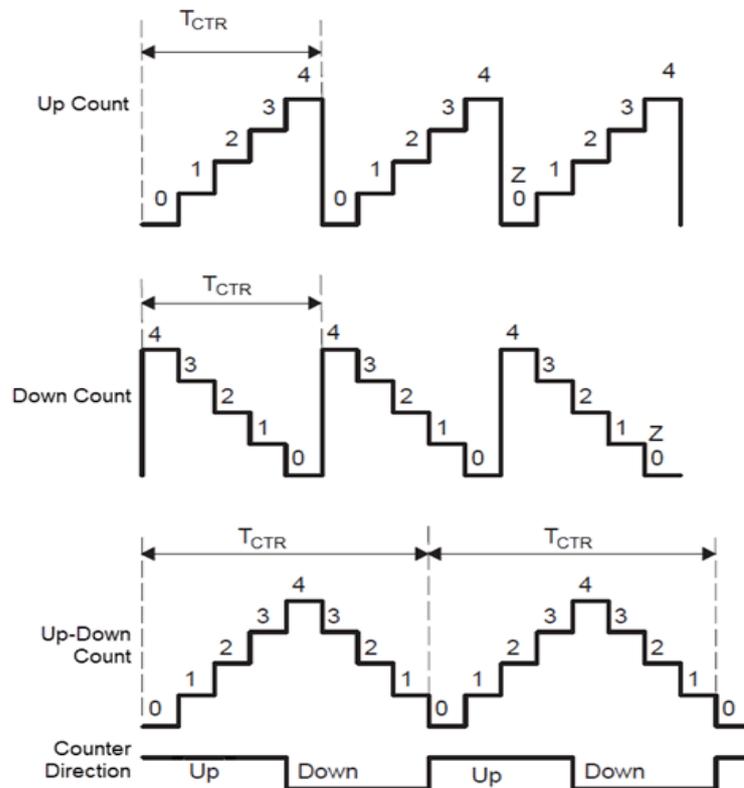


Figure 3-3: les différents modes de comptage [57].

Pour le cas du comptage (UP) ou décomptage (DOWN), la période est égale à :

$$T = (ARR + 1)/f_h \quad (3-1)$$

Dans le cas UP/DOWN, nous avons un comptage et un décomptage, la période dans ce cas est égale à :

$$T = (2 * ARR + 1)/f_h \quad (3-2)$$

Pour les timers TIM1 et TIM8, nous avons la possibilité de définir un temps mort de la même façon qu’on a défini la période. Dépendamment du temps t_{off} de nos interrupteurs, nous allons prendre le temps mort égale à $1 \mu s$.

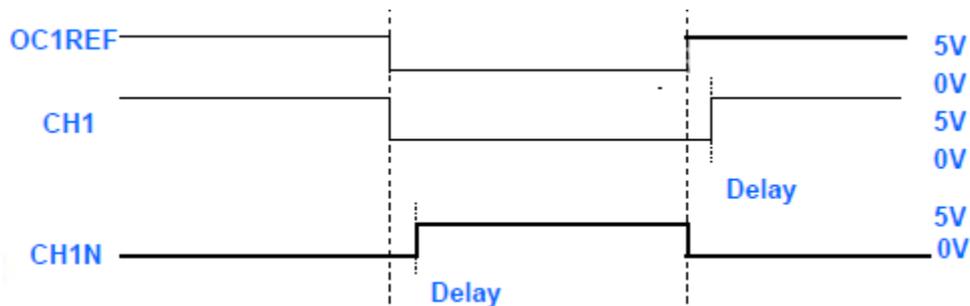


Figure 3-4: temps mort.

3.3.4 Unité Master/Slave

L'unité master/slave est un modèle de communication permettant de synchroniser plusieurs timers à partir d'un seul timer master. Ce timer envoie une seule impulsion activant la remise à zéro des autres timers slave pour qu'ils démarrent tous en même temps.

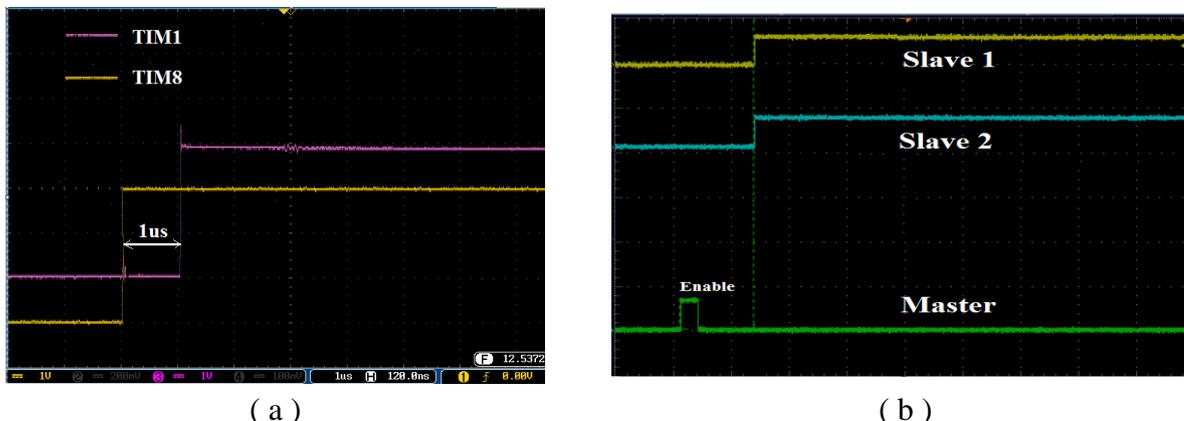


Figure 3-5 : (a): signaux non synchronisés, (b): signaux synchronisés.

Il existe trois modes de synchronisation :

- **Mode cascade :** un timer intermédiaire intervient pour jouer le rôle d'un slave pour le timer d'avant, et de master pour le timer d'après. Ce genre de mode est utile lorsqu'il n'est pas pratique de contrôler un timer avec une seule entrée seulement.

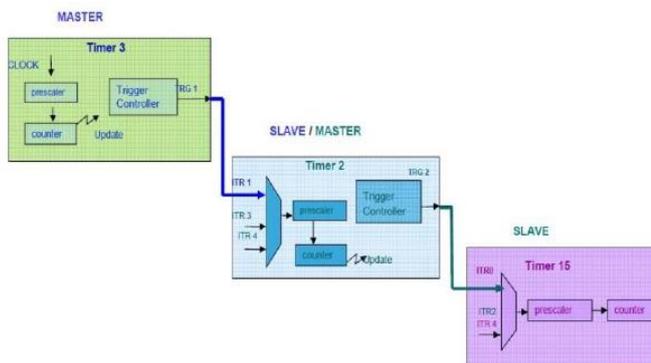


Figure 3-6: synchronisation en mode cascade [58].

- **Mode parallèle :** plusieurs timers slave sont synchronisés par un unique timer, permettant un contrôle simultané de plusieurs sorties. Dans notre cas, c'est ce mode qu'on va utiliser.

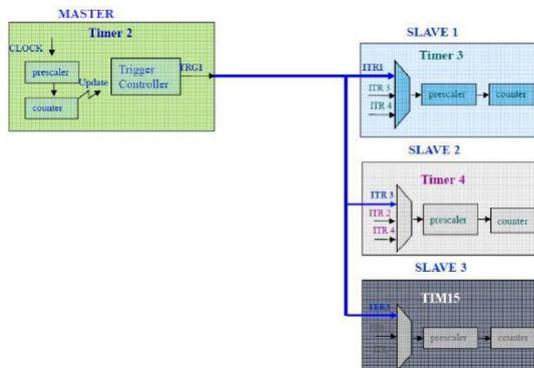


Figure 3-7: synchronisation en mode parallèle [58].

- **Mode déclencheur externe :** ce mode est semblable à celui du mode parallèle, sauf que le master est un signal provenant de l'extérieur de la carte. Nous pouvons utiliser ce mode pour synchroniser entre deux cartes lorsque les timers slave nécessaires sont insuffisants pour une seule carte.

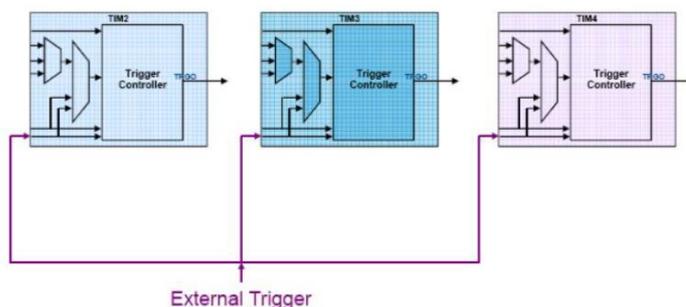


Figure 3-8: synchronisation en mode déclencheur externe [58].

Pour pouvoir choisir quelles timers à utiliser comme slave ou master, il y a lieu de suivre le tableau suivant :

Tableau 3-2 : interconnexion interne entre les différents timers [58].

Slave TIM	ITR0	ITR1	ITR2	ITR3
TIM1	TIM5	TIM2	TIM3	TIM4
TIM8	TIM1	TIM2	TIM4	TIM5
TIM2	TIM1	TIM8	TIM3	TIM4
TIM3	TIM1	TIM2	TIM5	TIM4
TIM4	TIM1	TIM2	TIM3	TIM8
TIM5	TIM2	TIM3	TIM4	TIM8
TIM9	TIM2	TIM3	TIM10	TIM1
TIM12	TIM4	TIM5	TIM13	TIM14

Dans la commande du convertisseur T-NPC pentaphasé, nous utiliserons une commande simultanée des deux interrupteurs du point milieu afin de réduire le nombre des optocoupleur-driver et les circuits RCD, donc réduire le convertisseur coté volume. Les signaux de ces interrupteurs seront obtenus par $(\overline{S_{1l}} \text{ AND } \overline{S_{4l}})$, donc en tout on a besoin de 10 signaux (partie supérieure et inférieure), et de leurs complémentaires. Seulement 6 canaux (TIM1 et TIM8) possèdent des sorties avec leurs complémentaires, les 4 signaux restants nécessiteront alors 8 canaux de plus pour obtenir leurs complémentaires aussi. Nous utiliserons donc les timers TIM1, TIM8, TIM3 et TIM4 synchronisés par le timer TIM2.

L'opération « AND » est assurée par circuit intégré de type **SN74LS08N** [59] dont le schéma est illustré par la **figure 3-9** :

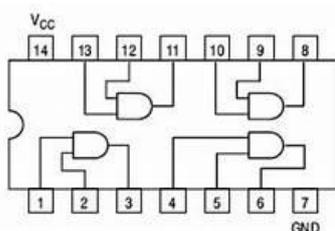


Figure 3-9 : schéma du circuit SN74LS08N [59].

3.4 Partie interface puissance-commande

Cette partie assure les trois fonctions essentielles suivantes :

- L'isolation entre la partie commande et la partie puissance.
- L'amplification des signaux de commande de sorte à les adapter aux interrupteurs tout en assurant l'isolation des masses.
- La création analogique d'un temps mort à la fermeture des IGBTs.

Elle est constituée d'un :

3.4.1 Circuit optocoupleur-driver

L'optocoupleur offre une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance pilotée. Il est doté d'un LED et d'un photorécepteur. Lorsque le signal électrique à isoler passe par le LED, il se convertit en une lumière infrarouge. Celle-ci est émise optiquement vers le photorécepteur qui devient passant.

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 il est important d'ajouter un circuit qui sert à amplifier les signaux de commande, ce circuit s'appelle le driver.

Ces deux derniers circuits sont combinés dans un seul circuit intégré appelé **HCNW 3120** présenté dans la **figure 3-10** et la **figure 3-11** [60].



Figure 3-10 : Circuit intégré Optocoupleur-driver HCNW-3120.

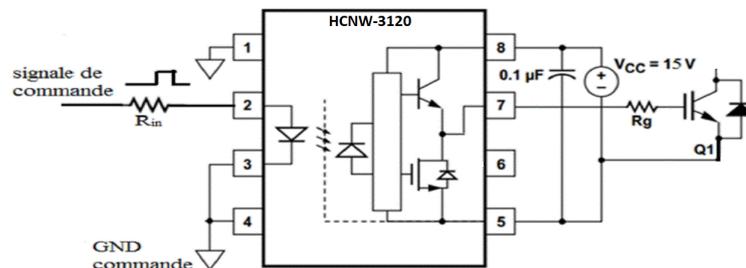


Figure 3-11 : Schéma du Circuit optocoupleur–driver HCNW-3120 [1].

- La résistance R_{in} est mise en série à l'entrée de l'optocoupleur en vue de protéger le LED contre les surintensités, sa valeur est de 220 [Ω].
- La résistance de grille R_g est nécessaire pour la limitation du courant transitoire de la grille, sa valeur égale à 15 [Ω] et à 10 [Ω] pour les IGBTs du point milieu (K_2 et K_3) et ceux de la branche (K_1 et K_4) respectivement.

3.4.2 Circuit d'alimentation

Ce circuit sert à alimenter le driver qui nécessite une tension continue stable (**figure 3-12**).

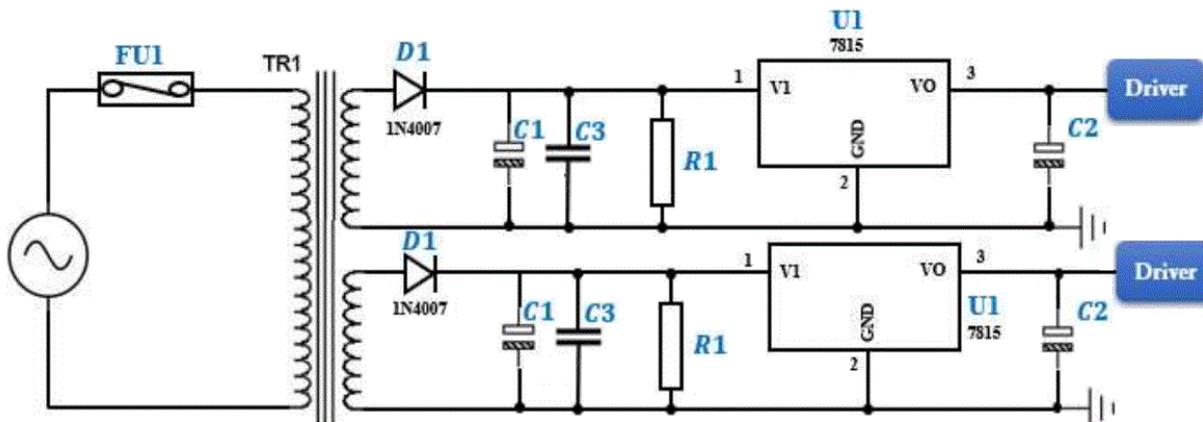


Figure 3-12 : Circuit d'alimentation de driver.

Il est constitué d'un :

Transformateur :

C'est un transformateur abaisseur à deux secondaires (230/2x15) [V], 50 [Hz] de **PulseType EI30/12.5**, avec un courant secondaire de 89 [mA].

Redresseur simple alternance :

Le circuit d'alimentation est muni d'un redresseur mono-alternance avec une diode de type **1N4007** qui supporte jusqu'à $V = 700$ [V] comme tension inverse et un courant direct de 1 [A].

Filtre capacitif C_1 :

Pour avoir une tension V lisse à la sortie du redresseur, il est nécessaire d'ajouter un filtre afin d'avoir [61]:

- Une ondulation de V égal à $\Delta V = 1\%$.
- Une période $\Delta t = 1/(2f)$ entre deux recharges.
- Un courant de repos du régulateur de tension $I_q = 8.5$ [mA].

Sachant que :

$$C_1 = \frac{I_q \cdot \Delta t}{\Delta V \cdot V} \quad (3-3)$$

$$\text{Donc : } C_1 = \frac{0.0085}{2 \cdot 50 \cdot 0.01 \cdot 35} = 242.8 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Condensateur de découplage C_3 :

La mise en parallèle d'un condensateur de découplage filtre les parasites hautes fréquences que le condensateur C_1 est incapable de retenir leur passage. Le dimensionnement de ce condensateur est donné par la relation [61]:

$$C_3 \leq \frac{1}{100} C_1 \quad (3-4)$$

$$\rightarrow C_3 \leq 2.4 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Résistance R_1 :

C'est une résistance de grande valeur branchée en parallèle avec le filtre. Elle permet l'auto décharge du condensateur chargé, ça valeur vaut 33 [k Ω].

Régulateur de tension :

Le régulateur de tension **LM7815C** est alimenté par une tension $14 [V] \leq V_I \leq 21 [V]$ avec un courant de repos $I_q = 8.5 [mA]$ à l'égard de débiter une tension $V_0 = 15 [V]$. Le condensateur C_2 est un condensateur d'antiparasitage servant à améliorer la réponse transitoire. Il vaut $0.1 [\mu F]$ [62].

Pour l'alimentation des circuits intégrés nécessitant une tension de $5 [V]$, nous avons ajouté à la sortie de C_2 un régulateur de tension **LM7805C** et un condensateur de même valeur que C_2 .

Étant donné que les masses des interrupteurs supérieurs sont différentes, il faut les alimenter séparément, alors que les interrupteurs inférieurs ne nécessitent qu'une seule alimentation grâce à leur masse commune. Cependant, le nombre d'alimentation nécessaire pour la commande des interrupteurs du point milieu dépend de leur connexion. Dans notre cas, le montage utilisé est le montage à émetteur commun, donc une seule alimentation suffit vu que les deux IGBTs ont une masse commune et nous aurons 11 alimentations au total.

3.4.3 Circuit RCD

Ce circuit sert à générer un temps mort au niveau du front montant des signaux de commande des interrupteurs complémentaires afin d'éviter les problèmes de court-circuit liés au temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, le circuit RC de la **figure 3-13** permet de créer un retard égal à :

$$t_d = RC \quad (3-5)$$

L'insertion d'une diode de type **1N4148** ($100 [V]$, $200 [mA]$) en parallèle à la résistance R permet la décharge rapide de la capacité évitant de retarder le front descendant des signaux de commande.

Le signal analogique va être transformé ensuite en un signal numérique utile, en passant par deux portes logiques inverseurs mises en série de type **74HC04**.

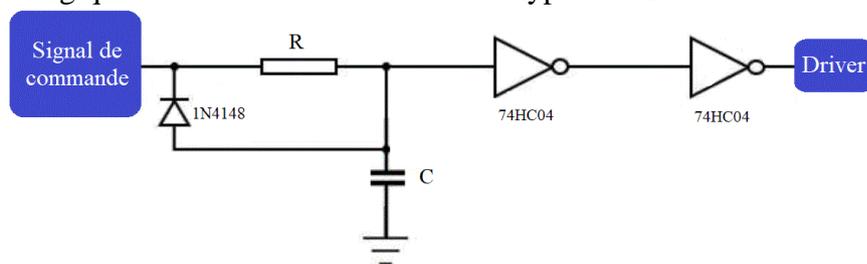


Figure 3-13 : Circuit RCD.

Le temps mort doit vérifier la condition suivante :

$$t_d > 2 \cdot \sup(t_{d(on)}, t_{d(off)}) \quad (3-6)$$

Nous avons choisi dans notre étude des IGBTs de type :

- *Semikron SKM100GB063D*, avec un temps d'amorçage $t_{d(on)} = 173 [ns]$ et de blocage $t_{d(off)} = 400 [ns]$.
- *Infineon IKW30N60T*, avec un temps d'amorçage $t_{d(on)} = 28 [ns]$ et de blocage $t_{d(off)} = 360 [ns]$.

En se basant sur les deux relations précédentes, nous avons pris :

$$t_d = 1 [\mu s], R = 1 [k\Omega], C = 1 [nF]$$

3.5 Partie puissance

Cette partie est le siège de la conversion de l'énergie électrique de la source en une énergie de forme désirée destinée à la charge, ces éléments de bases sont les semi-conducteurs (IGBT dans notre prototype) et les éléments passifs (condensateurs et inductances), les principaux circuits de cette partie sont :

3.5.1 Redresseur

C'est un redresseur triphasé à base de diodes de type **SKD 60/08** (figure 3-14). Il est capable de supporter une tension maximale de 800 [V] et un courant nominal de 60 [A] à $T=102^{\circ}\text{C}$ [63].

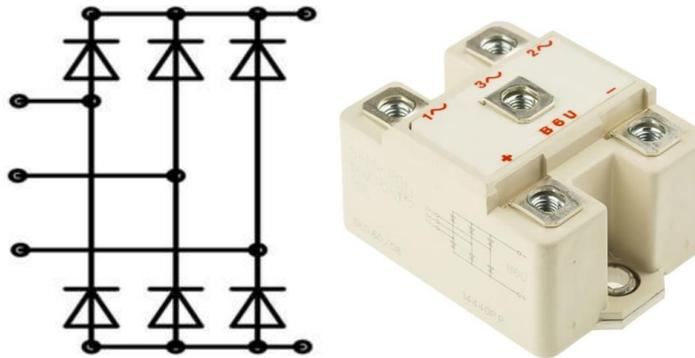


Figure 3-14 : Module redresseur de type **SKD 60/08** [4].

3.5.2 Bus continu

Il est constitué de deux condensateurs en série, chacun shunté par une résistance qui sert à équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs ainsi que la décharge de ces derniers dans le cas d'un arrêt prolongé de l'onduleur. Le bus continu est illustré par la figure 3-15 :

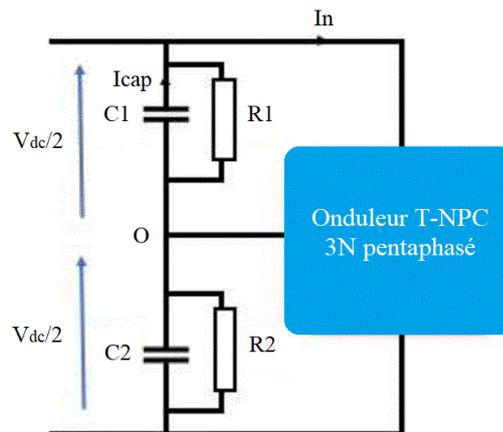


Figure 3-15 : Bus continu de l'onduleur T-NPC 3N.

Le dimensionnement du condensateur est basé sur le courant efficace qui le traverse tel que [64] :

$$C1 = C2 = \frac{I_c}{2\pi\Delta V f_s} \quad (3-7)$$

Et :

$$I_c = \sqrt{\frac{3I_n^2 M}{4\pi} \left(\sqrt{3} + \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \right) \cos(2\phi) \right) - \frac{9}{16} (I_n M \cos(\phi))^2} \quad (3-8)$$

Avec :

I_c : courant traversant le condensateur.

I_n : le courant efficace de l'onduleur $I_n = 10$ [A].

M : l'indice de modulation.

$\cos(\phi)$: facteur de puissance.

ΔV : ondulation de la tension $\Delta V = 5$ %.

f_s : fréquence de commutation $f_s = 10$ [kHz].

Le courant I_c atteint son maximum pour $M = 0.95$ et $\phi = 0$ [64], ce qui nous donne $I_c = 3.835$ [A]

On aura donc :

$$C_1 = C_2 = C = 1220.72 \text{ } [\mu\text{F}]$$

La résistance prise est d'une grande valeur égale à 39 [kΩ].

3.5.3 Onduleur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé

Le convertisseur T-NPC pentaphasé est constitué de 20 interrupteurs au total :

- Cinq modules verticaux dont chaque interrupteur supporte une tension inverse égale à la tension totale du bus continu V_{dc} .
- Dix IGBTs pour le point milieu dont chacun supporte une tension inverse égale à $V_{dc}/4$.

3.5.3.1 Module IGBT

Nous avons choisi le module **Semikron SKM100GB063D**. Il est doté de deux IGBTs en série intégrant des diodes en antiparallèle comme le montre la **figure 3-16**. Chaque interrupteur est caractérisé par [65]:

- Une tension inverse maximale de 1200 [V].
- Un courant nominal de 100 [A].

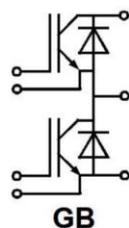


Figure 3-16 : Module IGBT de type **SKM100GB063D** [6].

3.5.3.2 IGBTs du point milieu

Les interrupteurs du point milieu choisis sont des IGBTs de type **Infineon LKW30N60T** pouvant supporter jusqu'à 600 [V] avec un courant de 30 [A] [66].

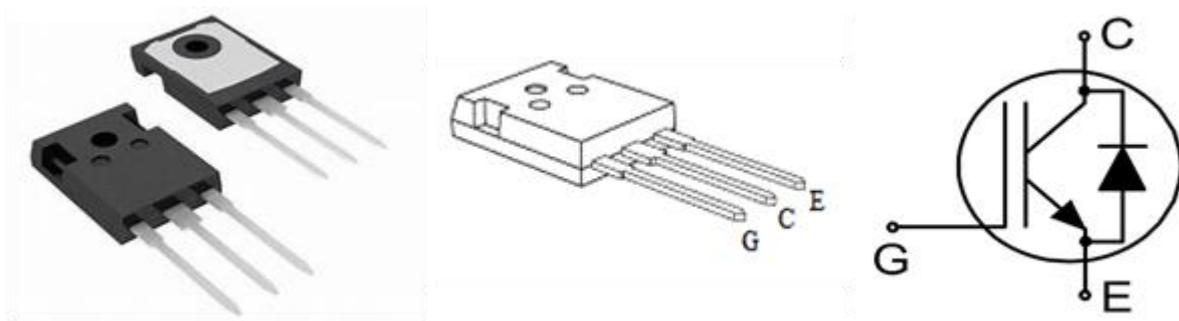


Figure 3-17 : Module IGBT de type Infineon LKW30N60T [7].

3.5.4 Radiateur

Dans la majorité des cas, la chaleur due aux pertes par commutation et par conduction dans les composants semi-conducteurs est la cause principale de l'endommagement de ces composants. Donc il est nécessaire de dissiper cette chaleur à travers des radiateurs. Le radiateur destiné aux modules est de type SEMIKRON ID-No 41132240/00 [67], tandis que celui destiné aux IGBTs de point milieu est de type Aavid Thermalloy 6W-1 Heavy Duty Heatsink.

3.6 Partie mesure

3.6.1 Mesure du courant

Le capteur à effet Hall choisi est de type LEM LA55 – P comme le présente la figure 3-18. Ce dernier permet d'avoir l'image du courant mesuré, avec un rapport 1/1000 [68].

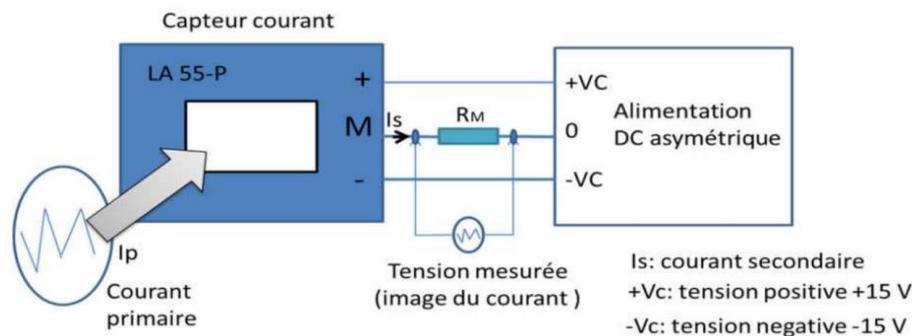


Figure 3-18 : Capteur de courant à effet Hall LEM LA55 – P.

3.6.2 Mesure de la tension

Le capteur choisi est de type LV25 – P comme le présente la figure 3-19. En partant du même principe que pour le capteur de courant, la tension primaire est convertie en courant I_p à travers une résistance R_1 tel que [69]:

$$R_1 = \frac{U_{HT}}{I_{pN}} \quad (3-10)$$

$$R_1 = \frac{500}{0.01} = 50[k\Omega]$$

U_{HT} : Tension maximale mesurable par le capteur.

I_{pN} : Courant primaire efficace nominale.

Dans ce cas, la résistance R_m est calculée par :

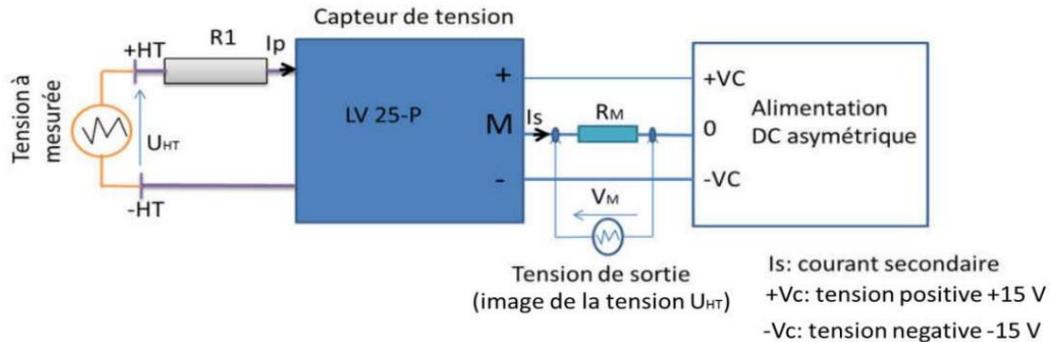
$$R_m = \frac{V_m}{I_{smax}} \quad (3-11)$$

Avec :

$$I_{smax} = 2.5I_{pmax}$$

$$I_{pmax} = 14mA$$

$$R_m = \frac{5}{2.5 * 0.014} = 142.86 [\Omega]$$



3.6.3 Circuit d'adaptation

C'est un circuit intermédiaire entre le microcontrôleur et les capteurs de tension et de courant, il sert à transformer la tension de sortie de ces capteurs qui est alternée entre deux valeurs en signal compris entre 0 et 3.3 [V] adapté à l'entrée logique du microcontrôleur (la carte STM32).

3.7 Partie protection

3.7.1 Protection contre les surcharges et les courts-circuits

La protection contre les surcharges et les courts-circuits est assurée par :

3.7.1.1 Le disjoncteur magnétothermique

Ce dernier se base sur deux principes :

Thermique : il se déclenche quand un courant excessif traverse un bilame (détecteur de chaleur), créant un échauffement par effet Joule et provoquant sa déformation. Ce bilame déclenche mécaniquement un contact, qui ouvre le circuit électrique protégé.

Ce principe est utilisé dans le cas d'une surcharge où la coupure du circuit est un peu lente et dépend de l'importance de la surcharge.

Magnétique : la forte variation d'intensité passe au travers des spires d'une bobine et elle produit une forte variation du champ magnétique. Le champ ainsi créé déclenche le déplacement d'un noyau de fer doux qui va mécaniquement ouvrir le circuit.

Ce principe est utilisé dans le cas d'un court-circuit où la réponse est instantanée.

3.7.1.2 Le fusible

C'est un organe de sécurité dont le rôle est d'ouvrir un circuit électrique lorsque le courant électrique dans celui-ci atteint, ou dépasse, une valeur d'intensité donnée pendant un certain temps. Dans ce cas, la partie conductrice du fusible fond et le circuit s'ouvre.

Dans notre cas, nous avons choisis un fusible de type **F1 315MA** qui supporte un courant de 0.315 [A] et une tension de 250 [V] [70].

3.7.2 Protection contre les surtensions

Lorsque les chemins de transit des courants de sortie sont interrompus, la décharge de l'énergie stockée dans l'inductance de la charge est interrompue elle aussi, ce qui accroît le niveau de tension aux bornes des interrupteurs provoquant une surtension, la protection contre ce problème est assurée par :

3.7.2.1 La varistance

C'est une résistance non linéaire qui devient passante quand la tension à ses bornes dépasse un certain seuil ce qui permet de dissiper cette énergie stockée.

3.7.2.2 Le circuit CALC (Snubber)

Durant la commutation des interrupteurs, il y aura une augmentation rapide de la tension aux bornes de ce dernier conduisant à un gradient de tension (dv/dt) élevé qui causera des forts courants dans les IGBTs.. La mise en place d'un circuit snubber (circuit RC en série branché aux bornes de l'interrupteur) s'avère nécessaire pour adoucir la variation de la tension aux bornes de l'interrupteur.

La résistance de ce circuit est définie par la relation suivante suit [71] :

$$R_{snubber} = \frac{V_0}{I} \quad (3-12)$$

Avec : V_0 : La tension aux bornes de l'interrupteur ouvert.

I : Le courant maximal de commutation $I = 20$ [A].

La capacité du circuit snubber est calculée comme suit [71] :

$$C_{snubber} = \frac{P}{f_s V_0^2} \quad (3-13)$$

Avec : f_s : fréquence de commutation $f_s = 10$ [kHz].

P : la puissance dissipée $P = V_0 \cdot I$

- La tension aux bornes des interrupteurs des modules horizontaux est égale à $V_{dc} = 600$ [V], ce qui nous donne une résistance de 30 [Ω] et une capacité de 3.33 [μ F].
- La tension aux bornes des IGBTs du point milieu est égale à $V_{dc}/4 = 150$ [V], ce qui nous donne une résistance de 7.5 [Ω] une capacité de 13.33 [μ F].

La puissance des résistances est prise 7 [W].

3.8 Conclusion :

Ce chapitre a été destiné à présenter toutes les parties constituant le T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.

Tout d'abord, ce chapitre a été entamé par la présentation de la carte STM32F4-Discovery en décrivant chacune des périphériques qui vont être utilisés dans ce travail

En second lieu, nous avons abordé et schématisé tous les circuits constituant les différentes parties de notre prototype, tous composants a été bien dimensionné selon son utilisation.

Dans cette partie, un circuit RCD a été ajouté afin de donner la possibilité de créer le temps mort analogiquement.

L'élément principal de la partie interface puissance-commande est l'optocoupleur-driver qui assure l'isolation galvanique entre les deux parties commande et puissance.

La partie puissance se compose des modules IGBT, le circuit des IGBTs du point milieu, ainsi que l'alimentation DC qui est assurée par un redresseur à base de diodes.

La protection du prototype est assurée par différentes composants à savoir : le disjoncteur magnétothermique, le fusible, les varistances ainsi que les circuits snubber RC.

Dans le prochain chapitre, nous passerons à la conception et la mise en œuvre de notre prototype ainsi que la présentation des résultats pratiques.

Chapitre 4 :

Validation expérimentale

Chapitre 4. VALIDATION EXPERIMENTALE

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 des techniques de modulation, une analyse appropriée des résultats est importante.

Ce dernier chapitre a été entamé par la présentation des circuits réalisés des différentes parties constituant notre onduleur ainsi que l'interconnexion entre elles.

En second lieu, nous passerons à l'implémentation des différentes techniques de modulation sur notre onduleur pentaphasé à 3 niveaux à travers la carte STM32F4.

Les résultats pratiques seront présentés et comparés avec les résultats de simulation du chapitre 2 afin de valider le travail théorique par l'expérimentale.

4.2 Présentation du prototype réalisé et ses caractéristiques

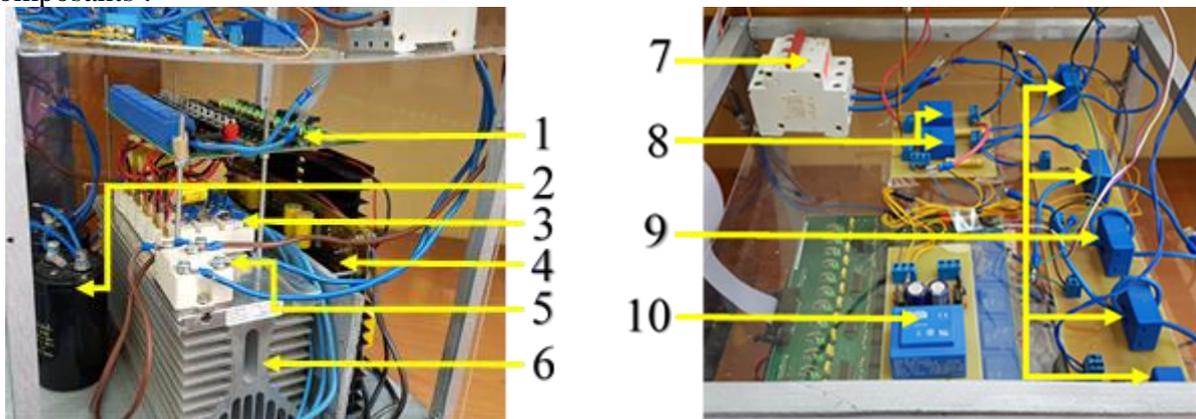
Comme il assure le fonctionnement à 3 niveaux, cet onduleur peut fonctionner comme un onduleur à 2 niveaux. Nous avons aussi le choix de l'alimenter avec un redresseur à base de diode plus le bus continu, ou bien à travers un redresseur matriciel obtenant un convertisseur matriciel.

Le **tableau 4-1** présente les caractéristiques de l'onduleur réalisé :

Tableau 4-1 : les caractéristiques de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.

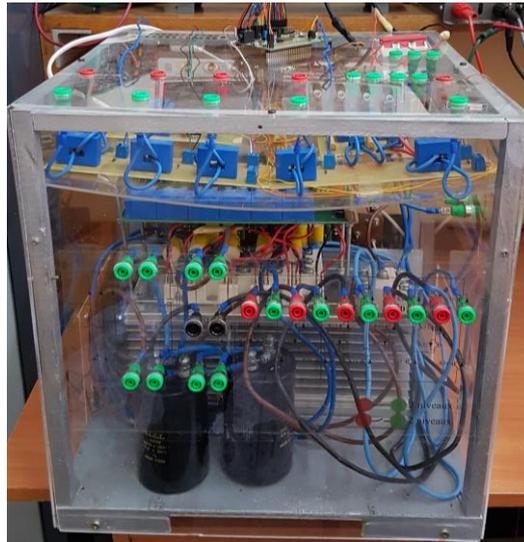
grandeurs	valeurs
Tension d'alimentation V_{DC}	600 [V]
Courant nominal I_n	10 [A]
La puissance nominale P	6 [kW]
La fréquence de commutation	10 [kHz]
La longueur L	0.39 [m]
La largeur l	0.37 [m]
La Hauteur h	0.4 [m]

Le prototype final est illustré par la **figure 4-1**, alors que le **tableaux 4-2** énumère ses composants :



(a) l'étage inférieur

(b) l'étage supérieur



(c) l'interface du prototype

Figure 4-1 : prototype réalisé de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.**Tableau 4-2** : les circuits et les composants constituant l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux.

Circuits et composants	Numéro
Circuit d'interface puissance-commande.	1
Bus continu	2
Module IGBT de type Semikron SKM100GB063D	3
Circuit des interrupteurs du point milieu.	4
Redresseur triphasé à base de diodes de type SKD 60/08	5
Radiateur principal (SEMIKRON ID-No 41132240/00)	6
Disjoncteur magnétothermique	7
Capteurs de tension	8
Capteurs de courant	9
Alimentation des capteurs de tension et de courant	10

La **figure 4-2** illustre le circuit d'interface puissance-commande (numéro 1 dans le **tableau 4-2**), tous ses composants sont énumérés dans le **tableau 4-3**, ce circuit est réalisé à travers logiciel PROTEUS (détaillé dans l'**annexe 4**) :

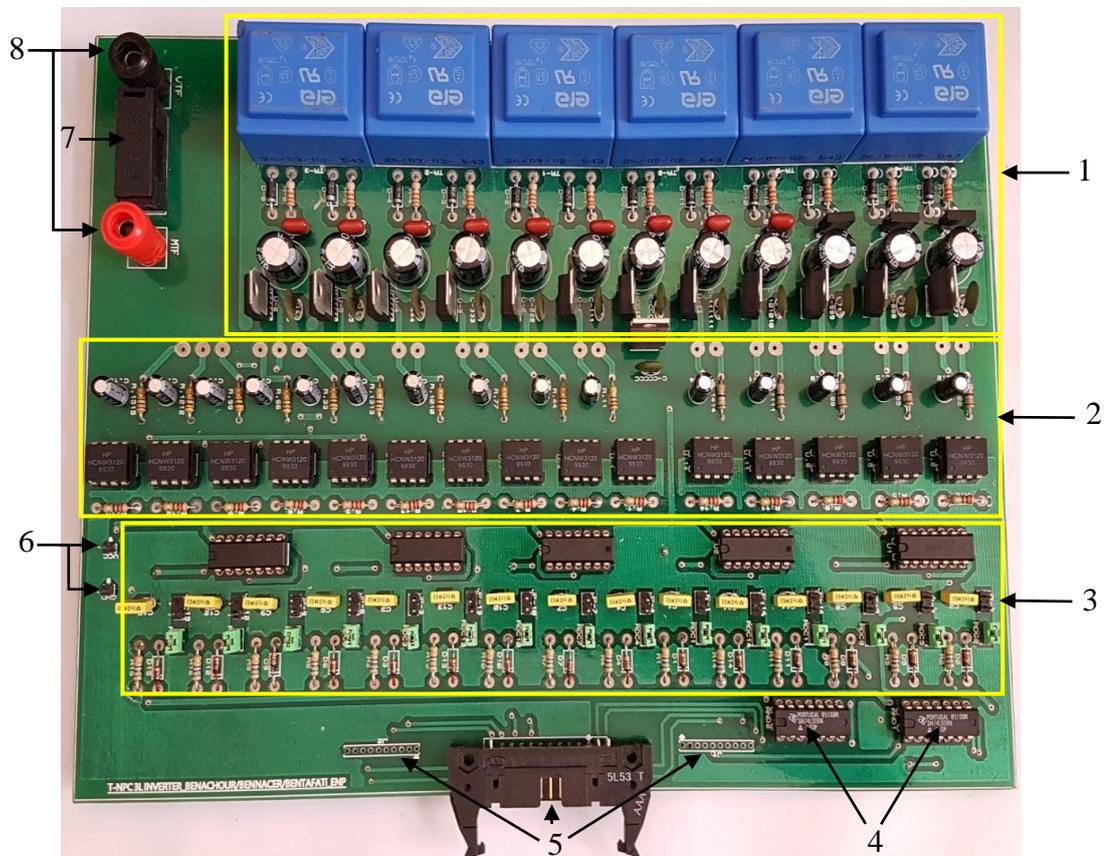
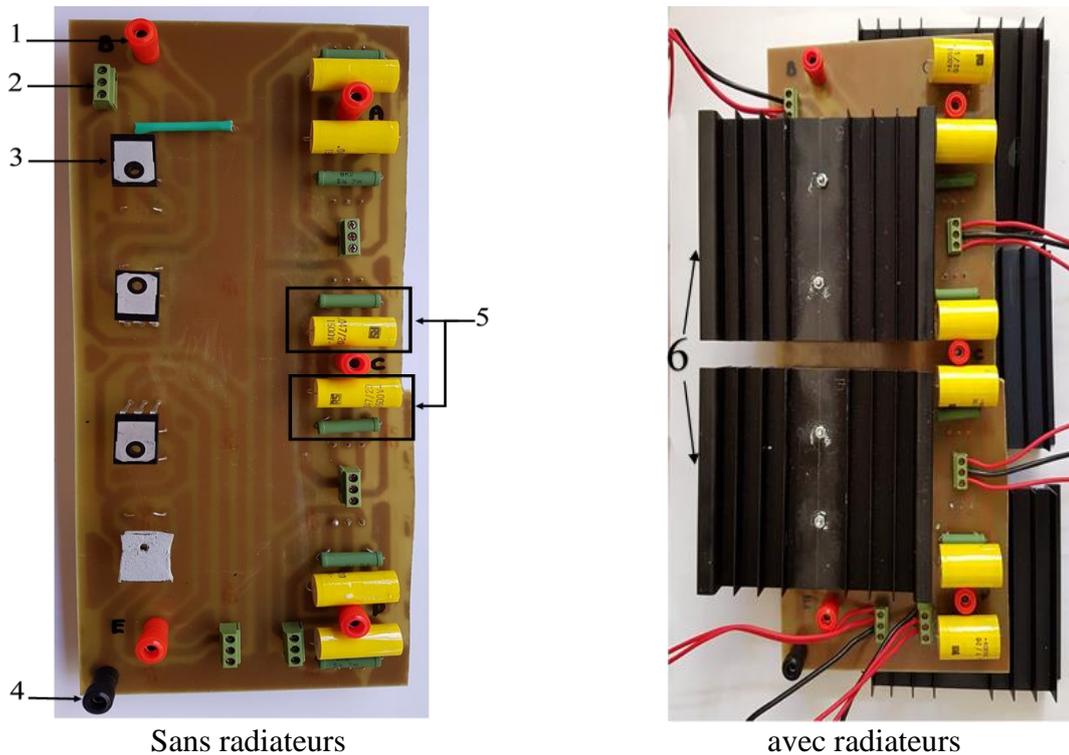


Figure 4-2 : Circuit d'interface puissance-commande.

Tableau 4-3 : Les composants constituant le circuit d'interface puissance-commande.

Circuits et composants	Numéro
Circuit d'alimentation	1
Circuit Optocoupleur-driver	2
Circuit RCD	3
Circuit intégré AND SN74LS08N	4
L'entrée des signaux de commande venant de microcontrôleur	5
Sortie de l'alimentation DC (5 [V]) du microcontrôleur	6
Fusible	7
L'entrée de L'alimentation AC (220 [V]) des transformateurs	8

Le circuit des interrupteurs du point milieu (numéro 4 dans le **tableau 4-2**) est illustré par la **figure 4-3**, alors que ses composants sont énumérés dans le **tableau 4-4** :



Sans radiateurs

avec radiateurs

Figure 4-3 : Circuit des interrupteurs du point milieu.

Tableau 4-4 : Les composants constituant le circuit des interrupteurs du point milieu.

Composants	Numéro
Sortie de la phase (B)	1
Bornier d'entrée des signaux de commande venant de l'optocoupleur-driver	2
IGBT Infineon LKW30N60T	3
Sortie du point milieu (O)	4
Circuit snubber RC	5
radiateur	6

4.3Présentation 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 égale à 100 [V], une fréquence de 50 [Hz] et (75 [Hz] pour la MLI à deux porteuses bipolaires) et une charge R de 680 [Ω] montée en étoile.

Afin d'obtenir les spectres d'harmonique, les courbes de réglage et celles du THD, Le signal a été acquis de l'oscilloscope sous format .csv, ensuite, il a été traité dans Matlab/Simulink.

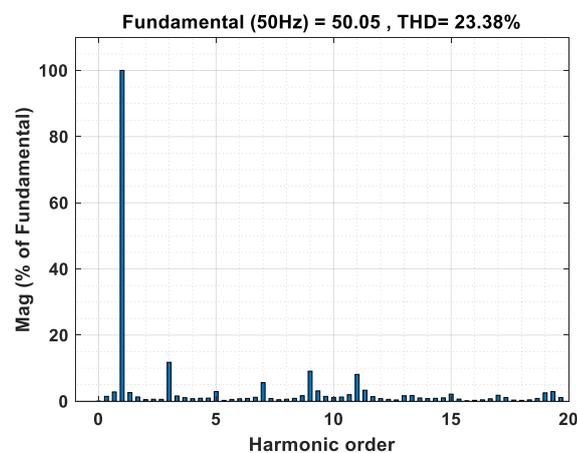
Pour avoir les valeurs réelles des tensions, il faut diviser les tensions mesurées sur le rapport de transformation du capteur de tension qui vaut 0.02.

4.3.1 Commande pleine onde :

La **figure 4-4** représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la méthode pleine onde :



(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)



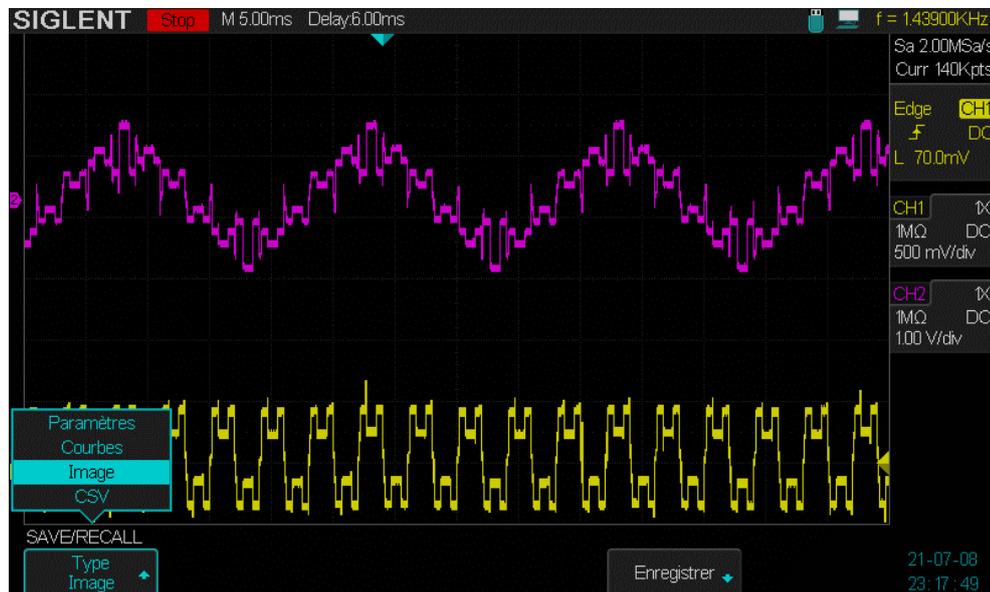
(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-4 : Résultats expérimentaux obtenus par la commande pleine onde pour $\alpha=0.3$.

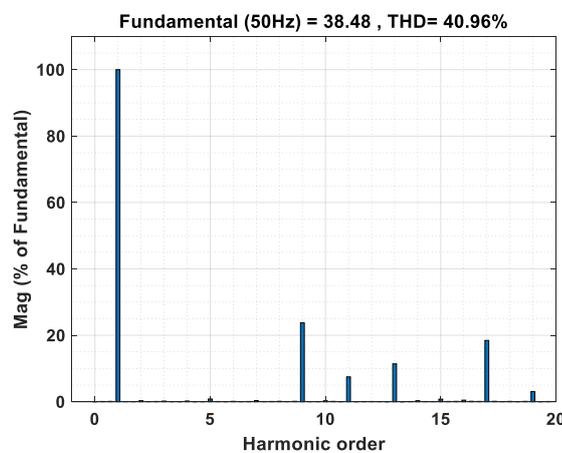
Les résultats expérimentaux obtenus par la commande pleine onde sont similaires à ceux de la simulation. La **figure 4-4.a** montre que la tension simple possède le même nombre de niveaux que ceux de la simulation, mais il reste toujours l'existence des harmoniques de faibles fréquences comme l'indique la **figure 4-4.b** . Pour la tension de mode commun, on peut s'apercevoir par la **figure 4-4.a** que la valeur maximale de cette tension est de 0.2 V, et en prenant en considération le rapport de transformation ça nous donne 10 V qui est égale à $V_{dc}/10$ comme mentionné dans la simulation.

4.3.2 Commande MLI pré-calculé :

La présentation des résultats expérimentaux de l'implémentation de la MLI pré-calculé pour l'élimination des harmoniques 3 et 7 est illustrée par la **figure 4-5** :



(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)



(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-5 : Résultats expérimentaux obtenus par la commande MLI pré-calculé pour $r = 0.8$, $m = 600$.

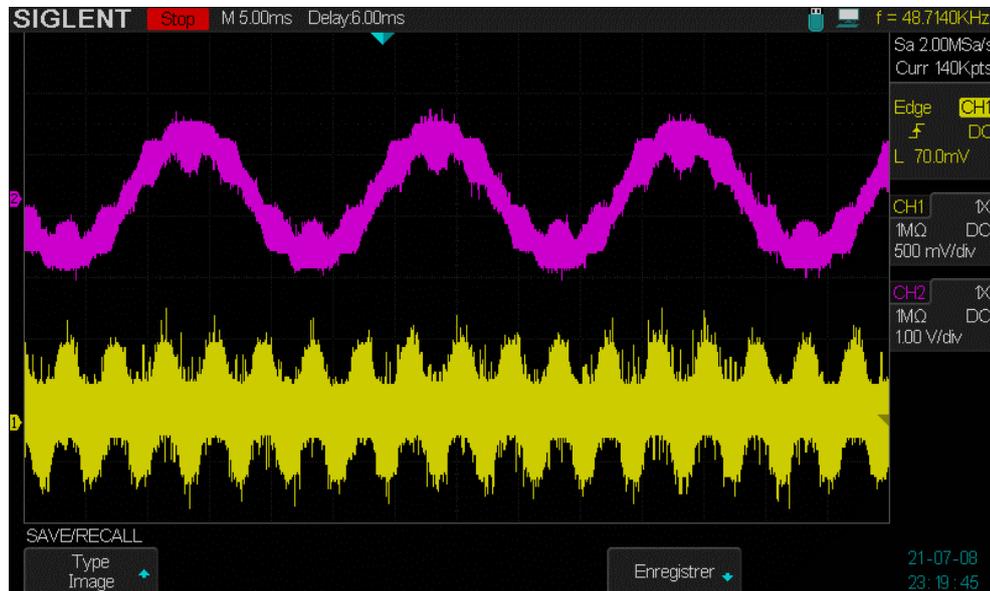
La tension simple affichée par la **figure 4-5.a** montre bien l'apparition des pics pour différents angles comme ceux de la simulation, de plus on peut constater par la **figure 4-5.b** que les harmoniques 3 et 7 sont presque nulles. Ces valeurs non nulles (mais négligeable) sont dus au manque de précision des angles introduits par la carte STM32F4-Discovery.

La tension de mode commun illustré par la **figure 4-5.a** indique que la valeur réelle de cette tension est de 20 V, donc $\frac{V_{dc}}{5}$ comme il a été indiqué au niveau de la simulation.

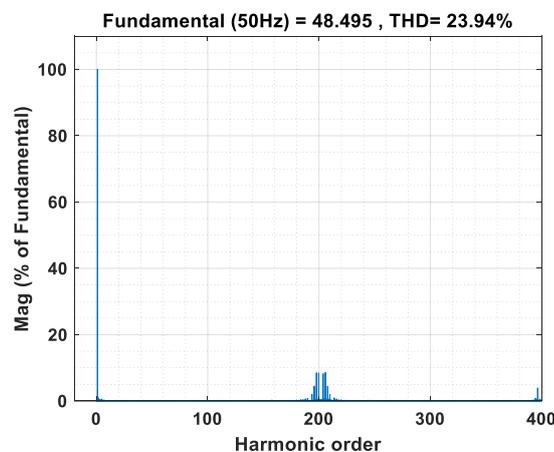
4.3.3 MLI triangulo-sinusoïdale :

4.3.3.1 Cas de deux porteuses unipolaires :

La **figure 4-6** représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires :



(a) Tension simple (violé) et tension de mode commun (jaune)



(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-6 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires pour $r = 1$, $m = 200$.

Les résultats présentés par la **figure 4-6** sont similaires à ceux de la simulation, les harmoniques sont répartis au niveau des rangs multiples de 200 comme il a été indiqué au niveau de la simulation. Pour la tension de mode commun de la **figure 4-6.a**, elle est égale à 30 [V] donc $\frac{3V_{dc}}{10}$.

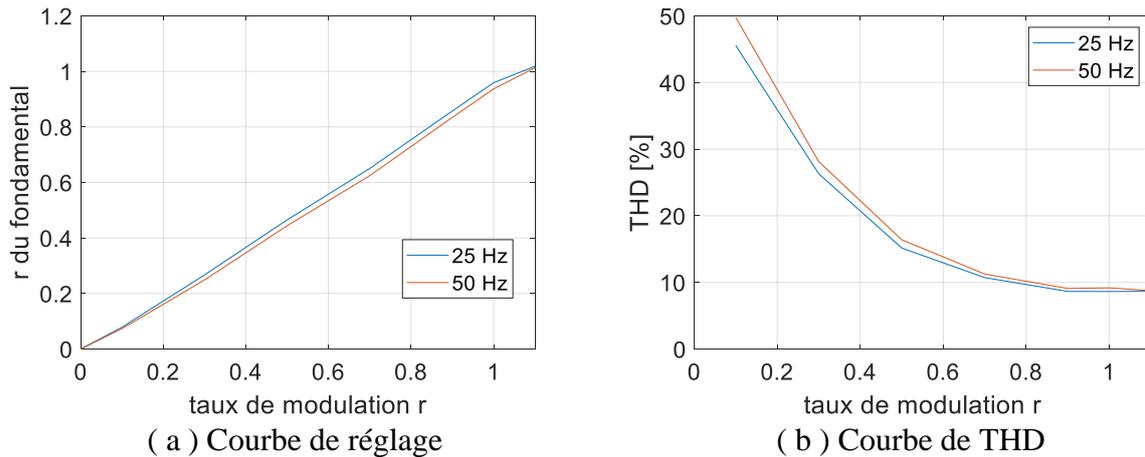


Figure 4-7 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires.

D'après la **figure 4-7**, les résultats obtenus pour les deux fréquences $f=50$ et $f=25$ sont quasi-identiques, une légère différence est due à l'influence de la fréquence sur l'impédance des conducteurs.

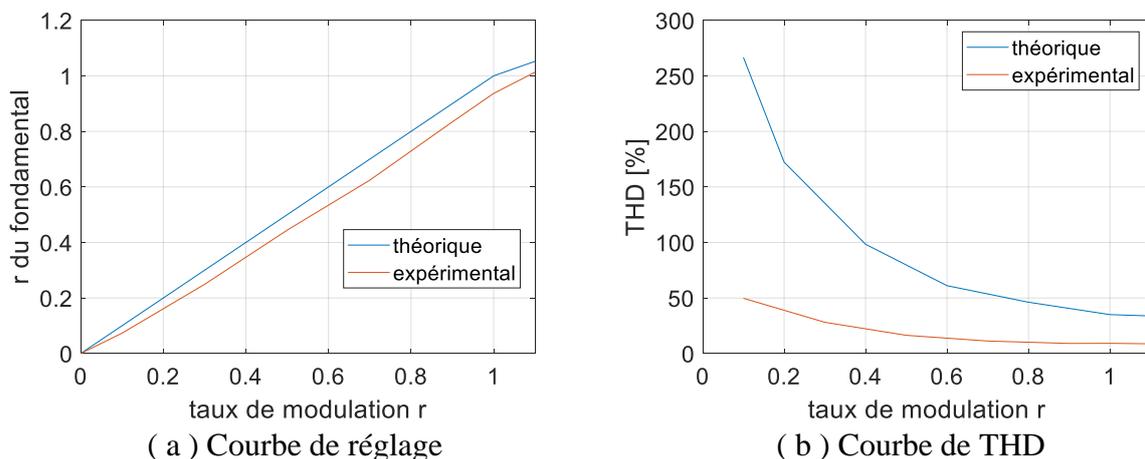
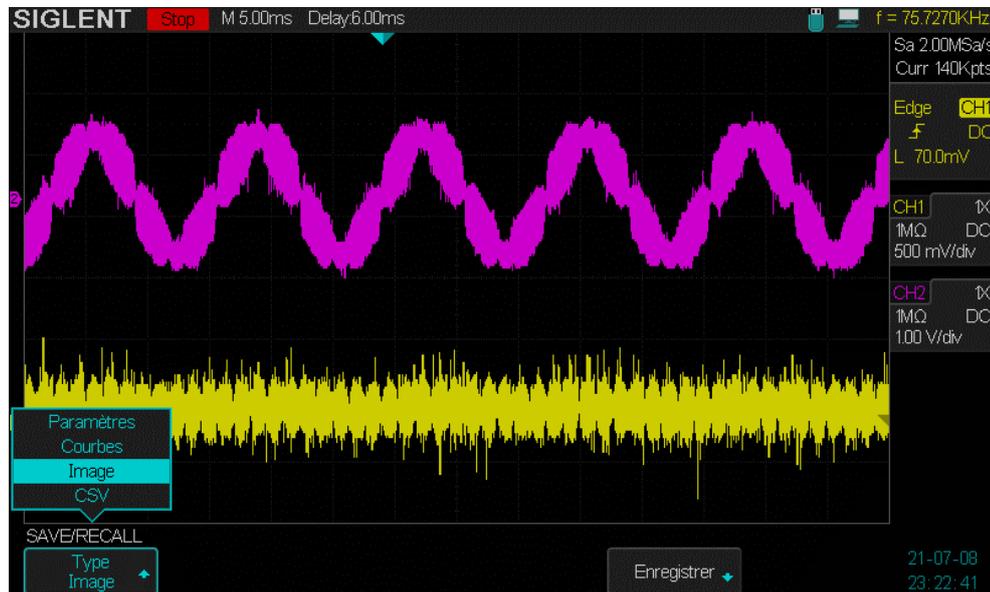


Figure 4-8 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires à $f=50$ [Hz].

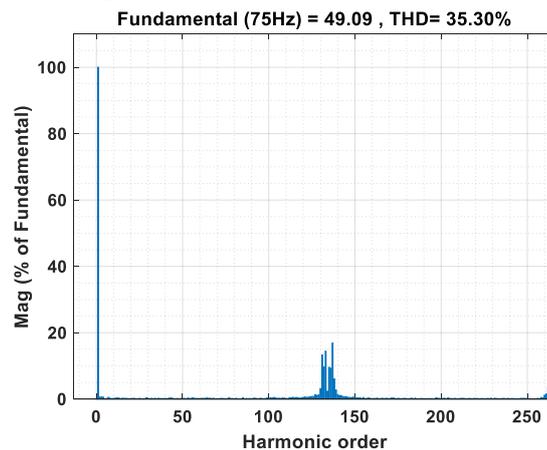
La **figure 4-8.a**, montre une similarité entre la courbe théorique et expérimentale ayant la même limite de linéarité ($r=1$), une légère différence est due à la chute de tension au niveau des conducteurs. Pour le THD, la **figure 4-8.b** montre qu'il y a une large différence entre la courbe théorique et expérimental à cause du manque de fiabilité de la mesure, qui filtrent les harmoniques de fortes fréquences.

4.3.3.2 Cas de deux porteuses bipolaires :

La **figure 4-9** représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires :



(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)

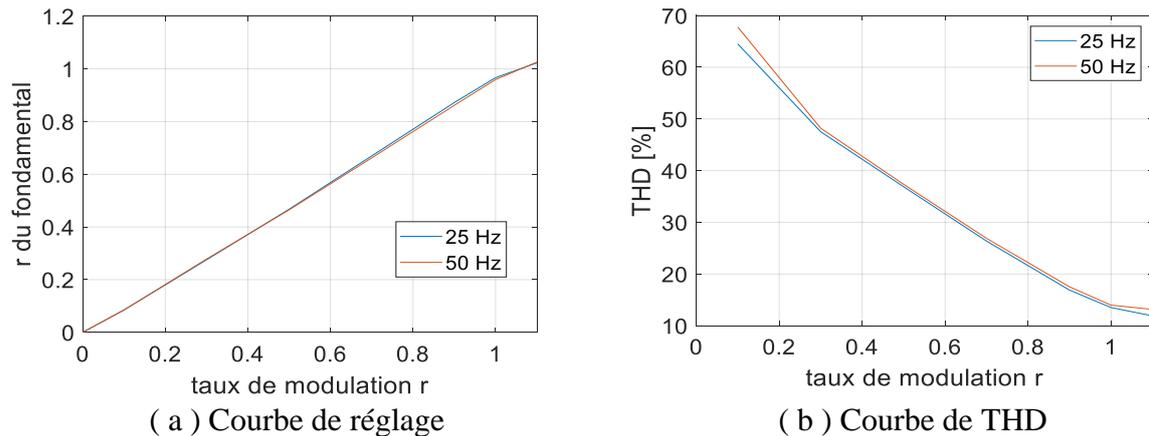


(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-9 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires pour $r = 1$, $m = 66.66$.

D'après la **figure 4-9.b**, la commande MLI à deux porteuses bipolaires présente des harmoniques répartis aux alentours du double des multiples de 66,66 mais avec une amplitude doublée comme cela a été montré dans les résultats de simulation.

La tension de mode commun de la **figure 4-9.a** est égale à 12.5 [V] est presque 3 fois plus faible que la méthode MLI à deux porteuses unipolaires comme il a été indiqué au niveau de la simulation.

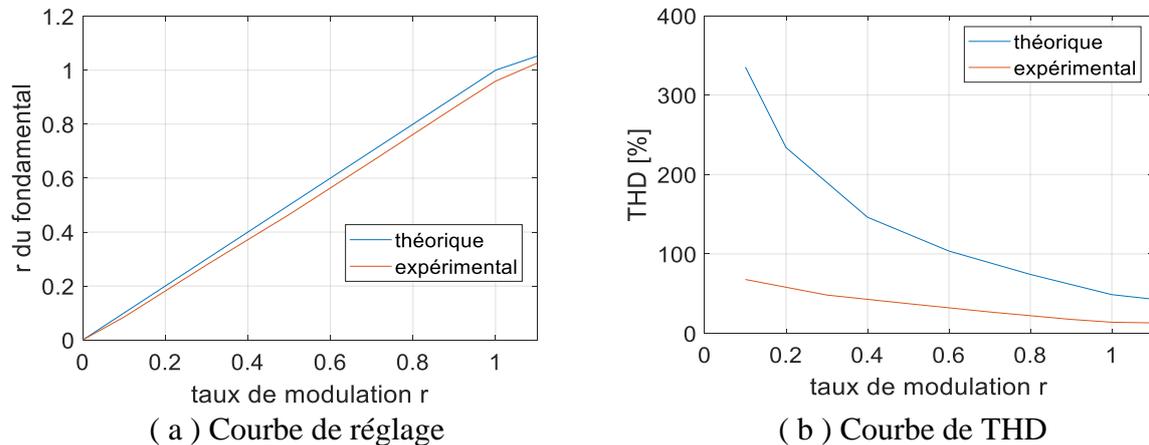


(a) Courbe de réglage

(b) Courbe de THD

Figure 4-10 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires.

D'après la **figure 4-10**, les résultats des deux fréquences sont presque identiques avec une petite différence causée par les pertes par conduction ainsi que les erreurs de mesure.



(a) Courbe de réglage

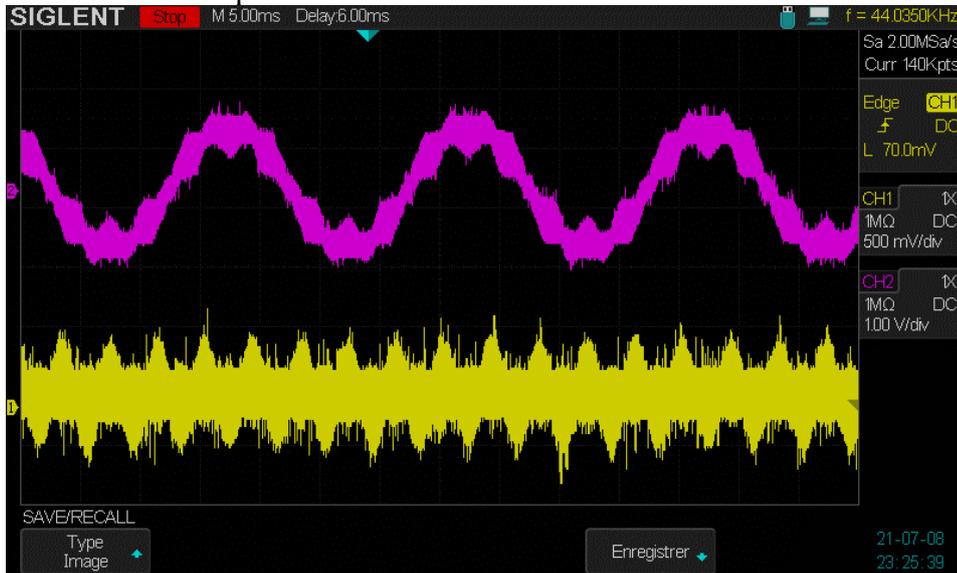
(b) Courbe de THD

Figure 4-11 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires à $f=50$ [Hz].

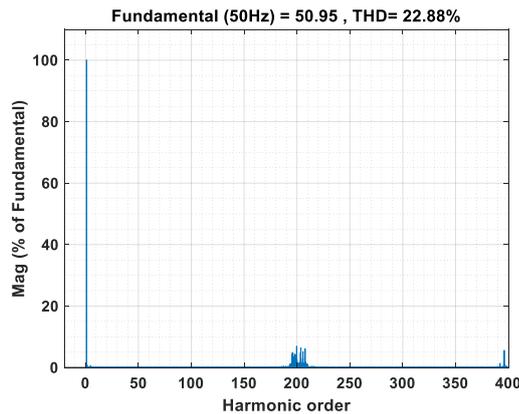
D'après la **figure 4-11.a**, on remarque une linéarité jusqu'à $r=1$, avec une petite chute de tension obtenue expérimentalement causée par les pertes, la **figure 4-11.b** montre une amélioration du THD expérimental.

4.3.4 MLI avec injection de la 5^{ème} harmonique :

La figure 4-12 représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la MLI avec injection de la 5^{ème} harmonique :

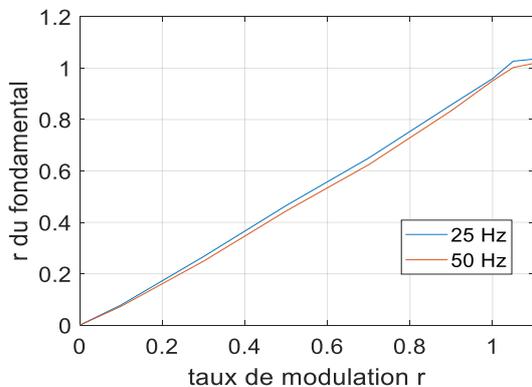


(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)

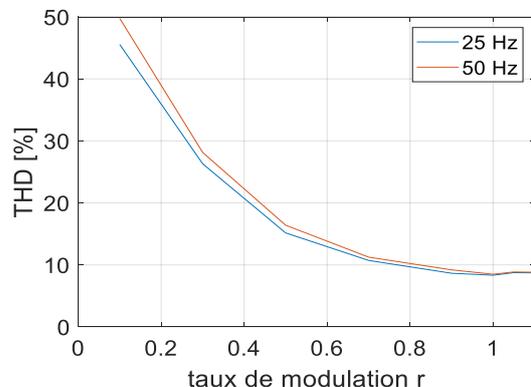


(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-12 : Résultats expérimentaux obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique pour $r = 1.05$, $m = 200$.



(a) Courbe de réglage



(b) Courbe de THD

Figure 4-13 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique.

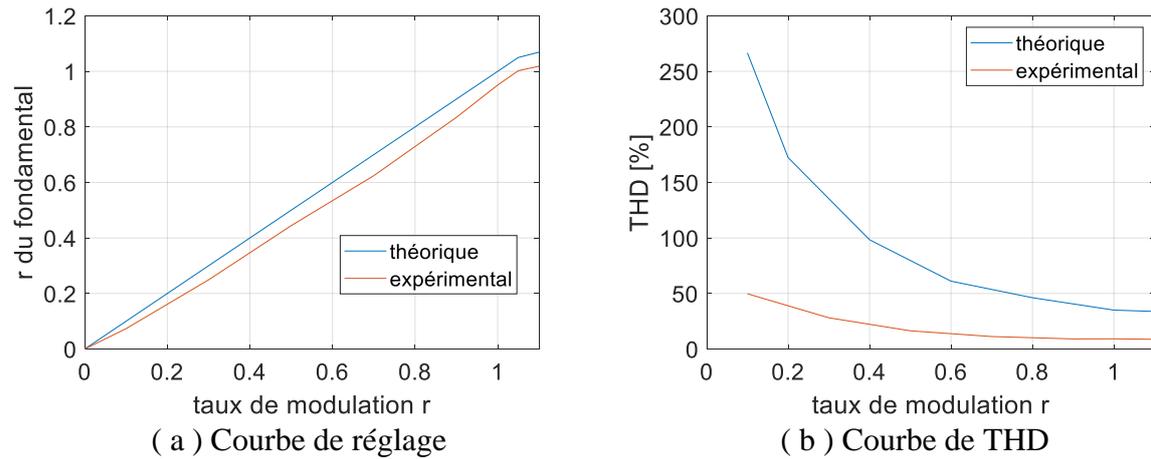


Figure 4-14 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode MLI triangulo-sinusoidale avec injection de la 5eme harmonique à $f=50$ [Hz].

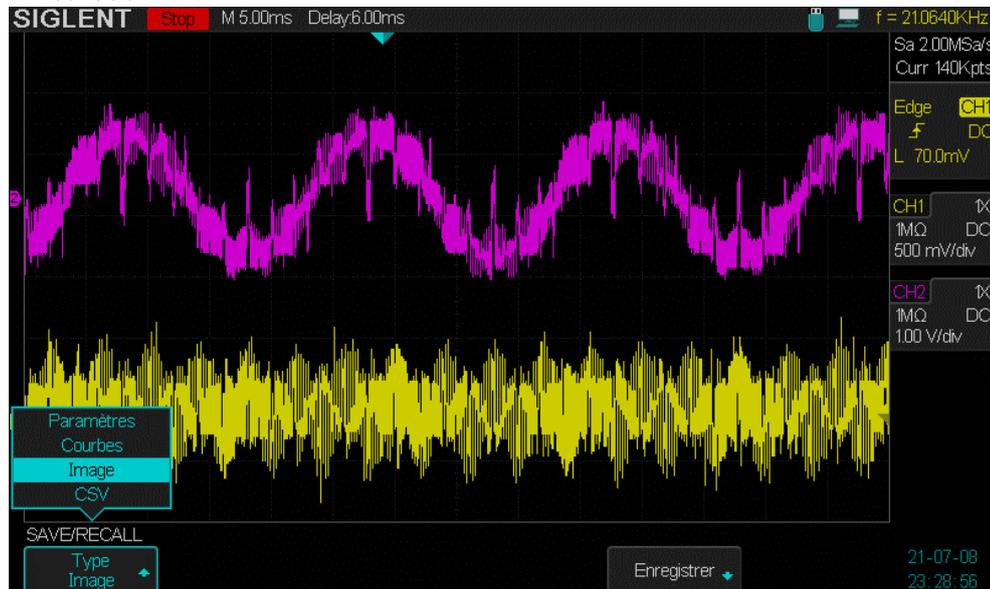
En plus des remarques qui ont été mentionné dans la technique MLI à deux porteuses unipolaires, cette méthode augmente la plage de linéarité jusqu'à $r=1.05$.

4.3.5 Modulation vectorielle (SVM)

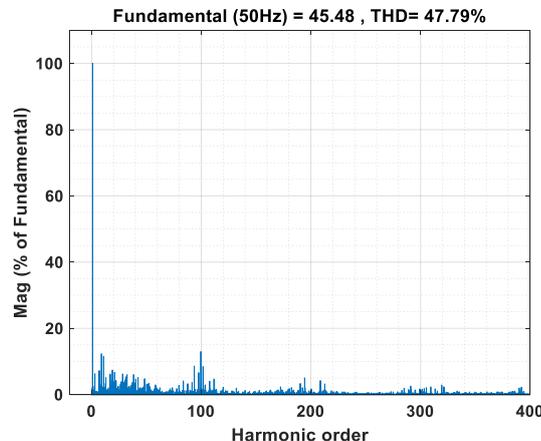
4.3.5.1 SVM à 4 vecteurs actifs :

a) Méthode 1 :

La **figure 4-15** représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM à 4 vecteurs « méthode 1 » :



(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)



(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-15 : Résultats expérimentaux obtenus par la 1ere méthode de la SVM à 4 vecteurs actifs pour $r = 1.05$, $m = 100$.

La tension simple illustrée par la **figure 4-15.a** montre que la forme est sinusoïdale à l'exception de la présence de pics qui fait apparaître des harmoniques de faible fréquences d'après la **figure 4-15.b**, ceci est due au manque de précision pour le calcul des rapports cycliques qui est beaucoup plus complexe (présence de 10 régions pour chaque secteurs) que ceux de la mli à base de porteuses.

La tension de mode commun illustré par la **figure 4-15.a** indique que la valeur réelle de cette tension est de 30 V, donc $\frac{3V_{dc}}{10}$ comme il a été indiqué au niveau de la simulation.

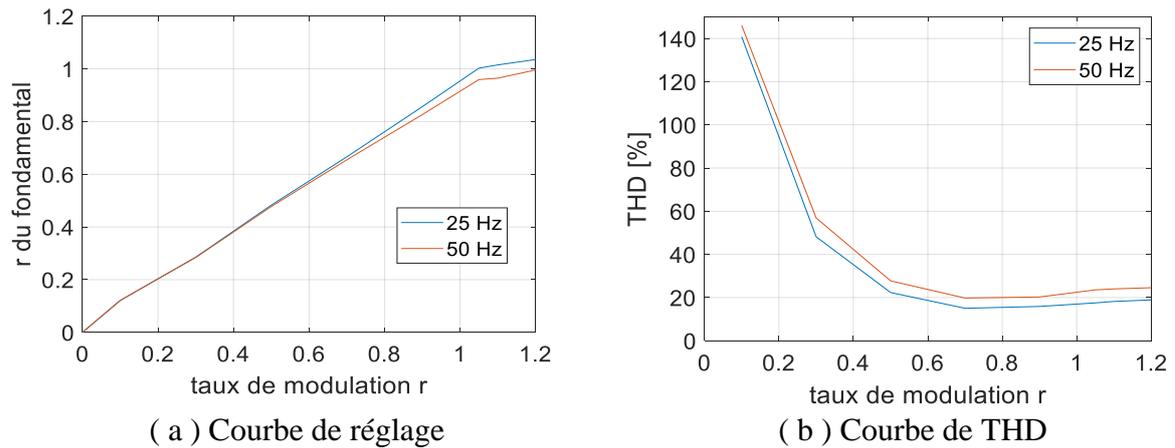


Figure 4-16 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode 1 de la SVM à 4 vecteurs.

D'après la **figure 4-16**, les résultats obtenus pour les deux fréquences $f=25$ et $f=50$ sont presque similaires. Cette légère différence est due aux pertes inductives qui sont plus importants pour le cas de $f=50$.

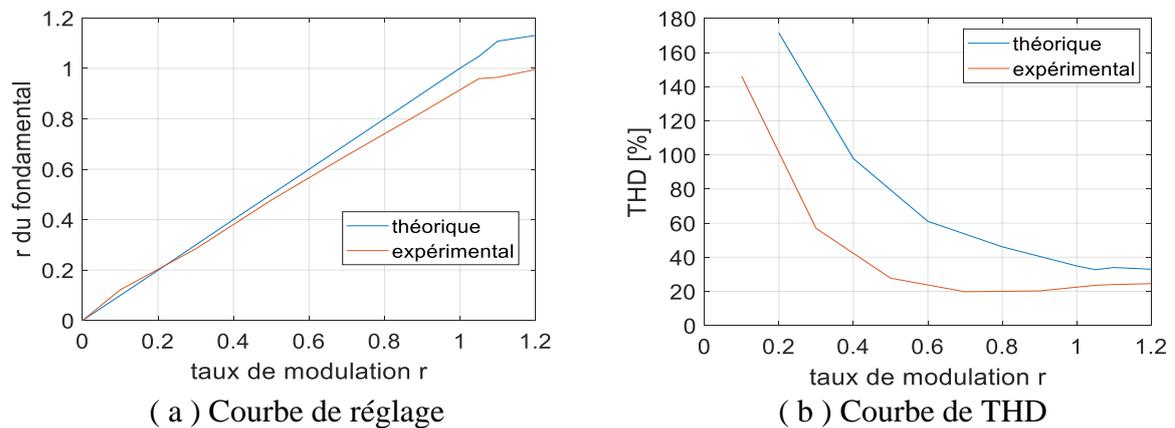
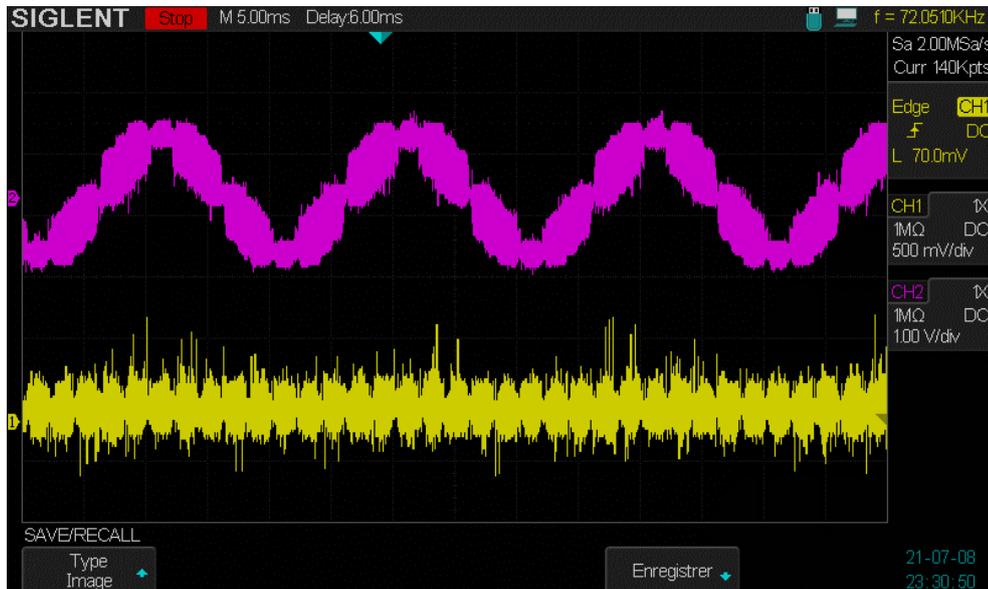


Figure 4-17 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode 1 de la SVM à 4 vecteurs à $f=50$ [Hz].

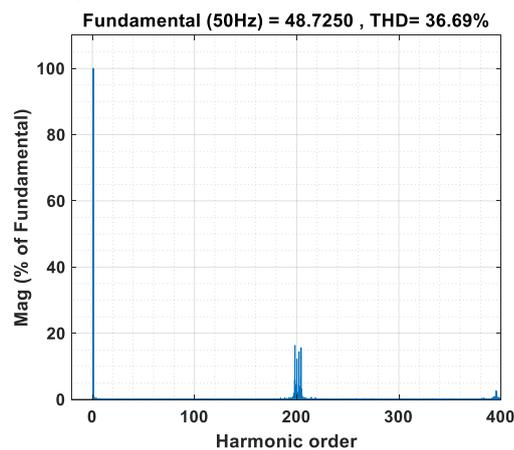
La **figure 4-17** montre des résultats proches entre ceux de la simulation et de l'expérimentale, moins précise par rapport aux méthodes précédentes due en grande partie au manque de précision des calculs.

b) Méthode 3 :

La **figure 4-18** représente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la de la SVM à 4 vecteurs « méthode 3 » :



(a) Tension simple (violet) et tension de mode commun (jaune)



(b) Spectre de la tension simple

Figure 4-18 : Résultats expérimentaux obtenus par la 3eme méthode de la SVM à 4 vecteurs actifs pour $r = 1.05$, $m = 200$.

La tension simple présentée par la **figure 4-18.a** est bel et bien sinusoïdale et contient au niveau des pics, des limites de modulation comme celle de la simulation. Les harmoniques de faible fréquences sont inexistantes selon la **figure 4-18.b**, contrairement à la méthode 1.

D'après la **figure 4-18.a**, la tension de mode commun est égale à 12.5 [V] est presque 3 fois plus faible que la méthode 1 comme il a été indiqué au niveau de la simulation.

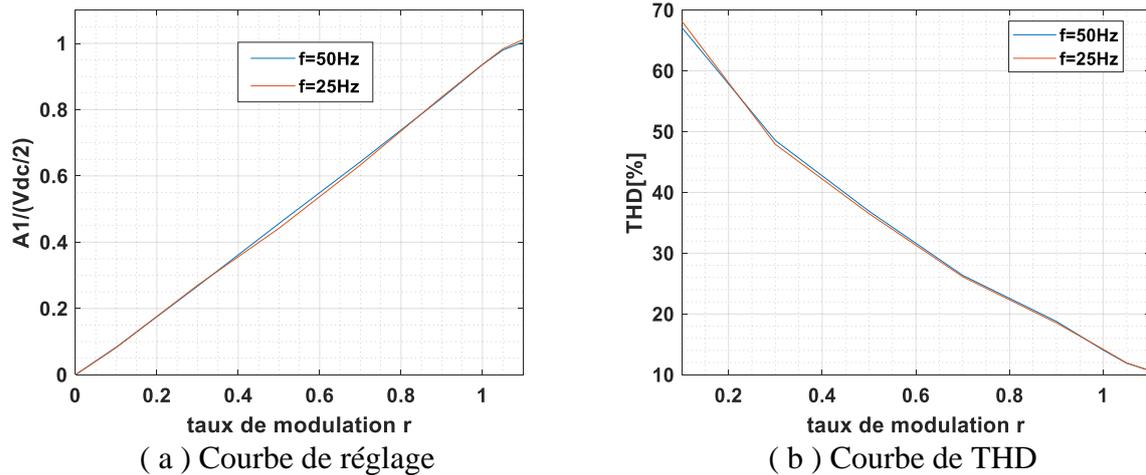


Figure 4-19 : Comparaison expérimentale entre les fréquences $f=25$ [Hz] et $f=50$ [Hz] pour la méthode 3 de la SVM à 4 vecteurs.

La **figure 4-19** montre une similarité entre les deux cas, une légère différence est due à la différence des pertes inductives entre ces deux fréquences.

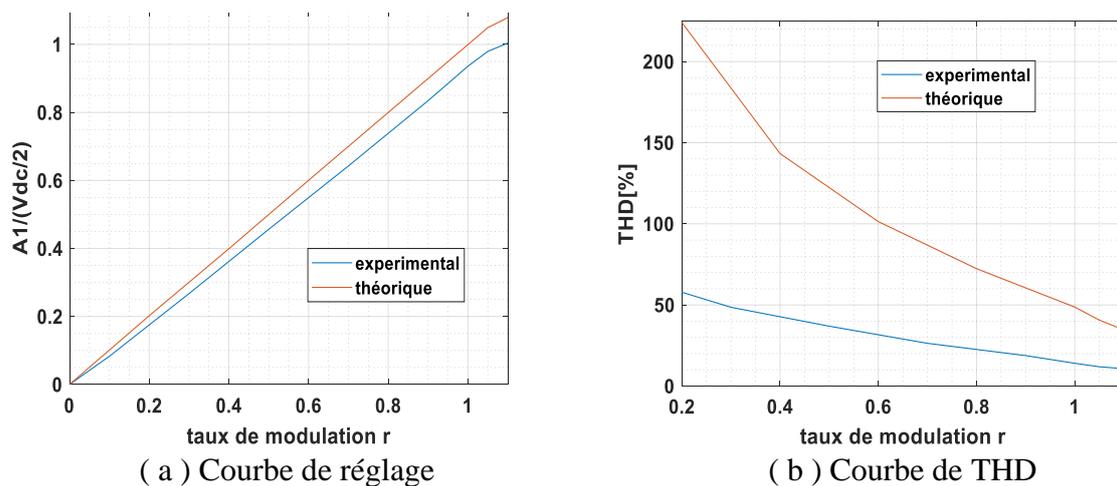


Figure 4-20 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentales pour la méthode 3 de la SVM à 4 vecteurs à $f=50$ [Hz].

Les résultats théoriques et pratiques illustrés par la **figure 4-20** sont quasi au niveau de la variation, la différence est due aux chutes de tension pour la **figure 4-20.a**, et aux erreurs du circuit de mesure pour le cas de la **figure 4-20.b**.

4.3.6 Commentaire général

En comparant les deux courbes de réglage théorique et expérimental, on remarque que celle obtenue par la pratique est légèrement inférieure à la courbe théorique, ceci est dû aux chutes de tension provoquée par les pertes par conduction.

La courbe de THD expérimental est inférieure à celle obtenue théoriquement, cette amélioration du THD est la conséquence de la présence des filtres dans l'oscilloscope et la sonde de mesure.

En augmentant la fréquence de 25 [Hz] à 50 [Hz] on remarque une petite diminution de la courbe de réglage, ceci est dû à l'augmentation des pertes par conduction causé par les impédances parasites qui dépendent de la fréquence.

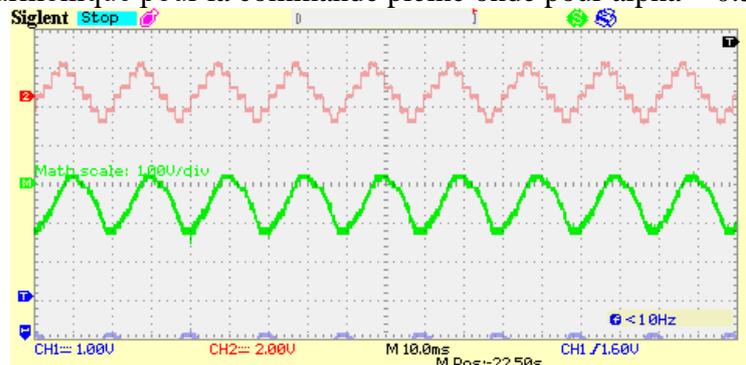
4.4 Test sur la machine

Un test sur une machine asynchrone pentaphasée de 4.5 kW alimenté par l'onduleur a été fait. Ce dernier a été effectué à vide sous une tension $V_{DC} = 260$ [V] avec une fréquence de 50 Hz (commande pleine onde et MLI triangulo-sinusoïdale) et une fréquence de 25 Hz pour la technique SVM à 4 vecteurs « méthode 3 ».

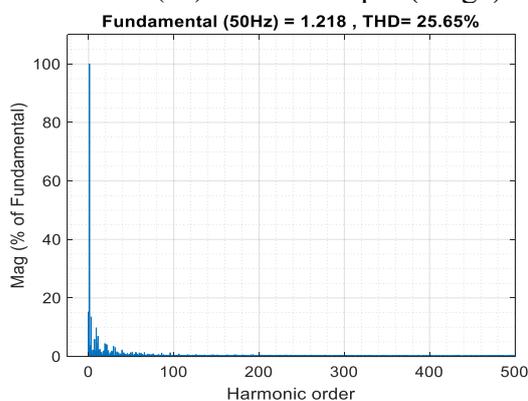
Pour avoir les valeurs réelles des tensions, il faut diviser les tensions mesurées sur le rapport de transformation du capteur de tension qui vaut 0.02, alors que le courant réel est obtenu en multipliant le courant mesuré fois le rapport de transformation du capteur de courant qui vaut 5.55.

4.4.1 Pleine onde

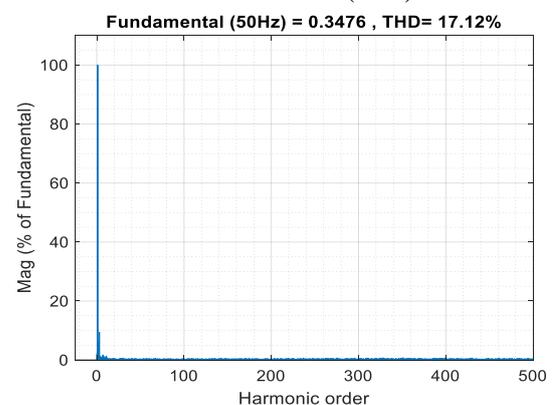
La **figure 4-22** montre les formes de la tension et du courant d'entrée de la machine ainsi que leurs spectres d'harmonique pour la commande pleine onde pour $\alpha = 0.3$:



(a) tension simple (rouge) et courant d'entrée de la machine (vert)



(b) Spectre de la tension simple



(c) Spectre du courant d'entrée de la machine

Figure 4-21 : les résultats du test sur la machine avec la commande pleine onde pour $\alpha = 0.3$.

Selon la **figure 4-21**, La forme du courant est proche d'une sinusoïde, cependant on peut constater qu'il y a une distorsion due aux harmoniques de faibles fréquences qui est difficile de les éliminer au niveau du courant.

4.4.2 MLI unipolaire

La **figure 4-22** montre les formes de la tension et du courant d'entrée de la machine pour la technique MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour $r=1$ et $m=200$:

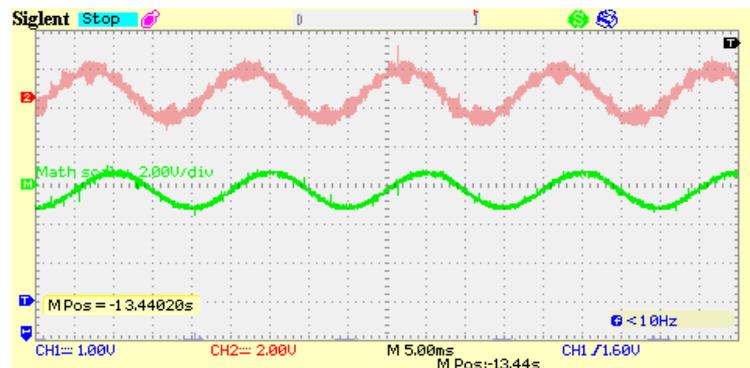


Figure 4-22 : la tension (rouge) et le courant (vert) d'entrée de la machine pour la technique MLI triangulo- sinusoidale à deux porteurs unipolaires $r=1$, $m=200$.

D'après la **figure 4-22**, le courant obtenu par la mli unipolaire est quasi sinusoidale, due à la faible présence des harmoniques de faibles fréquences.

4.4.3 SVM méthode 3

La **figure 4-23** montre les formes de la tension et du courant d'entrée de la machine pour la technique SVM à 4 vecteurs « méthode3 » pour $r=1$ et $m=200$:

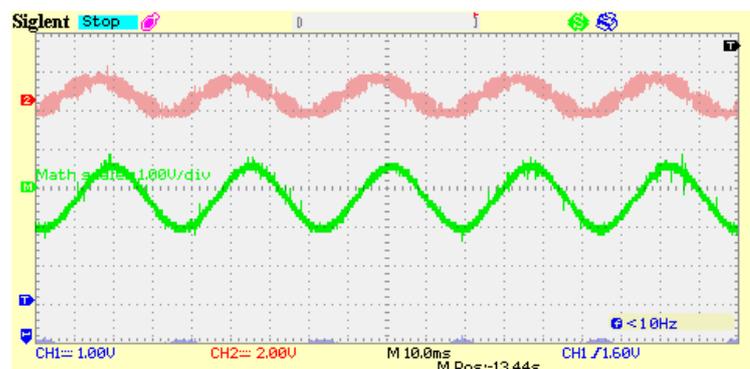


Figure 4-23 : la tension (rouge) et le courant (vert) d'entrée de la machine pour la technique SVM à 4 vecteurs "méthode 3" pour $r=1$, $m=200$.

Le courant obtenu pour la 3ème méthode de la svm à 4 vecteurs a un très faible THD qui peut être constaté par la diminution du bruit de la machine voire inexistant.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a été destiné à la conception et la mise en œuvre de l'onduleur T-NPC pentaphasé à 3 niveaux ainsi que la présentation des résultats pratiques.

Les résultats théoriques du chapitre 2 sont belle et bien validés par les résultats obtenus dans ce chapitre, mais comme rien n'est parfait, il y a toujours une légère différence qui est la conséquence des différents types de pertes (pertes par conduction, pertes par commutation) ainsi que les erreurs d'appareillages et les erreurs de mesures.

Les différentes techniques implémentées (commande pleine onde, MLI pré-calculé, MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires et bipolaires, MLI triangulo-sinusoïdale avec injection de la 5^{ème} harmonique et la « méthode 3 » de la SVM à 4 vecteurs) ont donné des résultats très proches de ceux obtenus par la simulation. Alors que la « méthode 1 » de la SVM à 4 vecteurs est moins précise par rapport aux autres techniques, ceci est due au manque de précision pour le calcul des rapports cycliques qui est beaucoup plus complexe (présence de 10 régions pour chaque secteurs).

Ce chapitre a été clôturé par un test sur une machine asynchrone pentaphasée, le courant obtenu est quasi sinusoïdal, le fonctionnement de la machine était très stable sans aucun bruit ou vibration sauf dans le cas de la commande pleine onde où il y avait un peu de bruit causé par les harmoniques les plus gênants envers la machine (surtout l'harmonique 3 et 7) qui créent des couples pulsatoires.

Conclusion et perspectives

CONCLUSION GENERALE

Notre travail avait pour objet d'étudier, commander et réaliser un convertisseur T-NPC à 3 niveaux pentaphasé pour différentes stratégies de modulation. Le prototype a été élaboré au sein de l'ENP.

Ce travail a été entamé par une description générale des structures multi-niveaux, puis par une comparaison où on a justifié notre choix pour la topologie T-NPC en raison des avantages suivants :

- ✓ Un rendement élevé.
- ✓ Un nombre de composants réduit.
- ✓ Un nombre de GND nécessaires inférieur aux autres structures.
- ✓ La possibilité d'alterner à un cas 2 niveaux.

A la fin de ce chapitre, il y a eu un aperçu sur l'intérêt et les applications des structure multi-niveaux et multi-phases.

Dans le deuxième chapitre, on a commencé par modéliser le convertisseur en question, puis une simulation a été effectuée par MATLAB/SIMULINK utilisant plusieurs stratégies de modulation à savoir :

- ✓ La commande pleine onde.
- ✓ La commande mli-précalculé.
- ✓ La MLI triangulo-sinusoidale (porteuses unipolaire et bipolaire) avec et sans injection de l'harmonique 5.
- ✓ La modulation SVM à 2 vecteurs actifs.
- ✓ La modulation SVM à 4 vecteurs actifs pour 3 méthodes différentes.

Et enfin, nous avons clôturé ce chapitre par une comparaison où nous avons clarifié les points forts et points faibles de chaque une :

- La commande pleine est la plus simple au niveau des calculs, présente les plus faibles pertes par commutation parmi toutes les stratégies utilisées, et peut atteindre un taux du fondamental de 1.29, mais présente des harmoniques de faibles fréquences.
- La commande MLI-précalculé permet de bien préciser les harmoniques à éliminer et les seules calculs a effectuer est au niveau des angles obtenus par la résolution, ce qui simplifie l'implémentation. Par contre, les performances de cette stratégie dépendent de l'existence d'une solution pour le système d'équations non linéaires.
- La modulation MLI triangulo-sinusoidale ne présente pas des harmoniques de faibles fréquences, et peut être généralisé à plusieurs phases ou plusieurs niveaux sans crainte d'avoir une complexité énorme au niveau des calculs.
- La svm à 2 vecteurs possède la plus large zone de linéarité ($r=1.29$) et présente moins de complexité que les autres méthodes de la svm. Cependant, elle présente des harmoniques de faibles fréquences (notamment l'harmonique 3).
- La svm à 4 vecteurs possède le meilleur taux de distorsion et peut agir sur la tension de mode commun. Trois méthodes ont été proposées :
 - ✓ La méthode 1 qui permet d'atteindre une zone de linéarité de 1.1, mais présente une difficulté énorme dans les calculs.

- ✓ La méthode 2 permet d'annuler la tension de mode commun et ne possède que deux régions pour les calculs. Par contre, elle est limitée au niveau de la zone de linéarité ($r=1$) par rapport aux deux autres méthodes, et présente une difficulté pour la génération de ses signaux.
- ✓ La méthode 3 arrive à limiter la tension de mode commun de 1/10 de la tension totale et possède une zone de linéarité de 1.05.

Dans le troisième chapitre, une description générale a été élaboré pour les différentes parties du convertisseur (Partie puissance, partie commande, partie interface-puissance, partie mesure et partie protection), ainsi qu'une présentation des périphériques incluses avec la carte STM32F4-Discovery.

Et enfin dans le dernier chapitre, il y a eu une validation expérimentale des techniques de modulation vu auparavant au niveau de la simulation et aussi un test sur une machine asynchrone pentaphasé qui a été effectué pour confirmer la fiabilité de notre prototype.

En résumé, les objectifs atteints dans ce travail ont été :

- La conception et la mise en œuvre d'un prototype T-NPC à 3 niveaux pentaphasé.
- Le développement des différentes modulations appliquées au convertisseur pentaphasé multiniveaux (avec des contributions pour la SVM 2 vecteurs et la MLI calculée)
- L'implémentation sur la carte STM32 de la modulation pleine onde, la modulation MLI -précalculé, la MLI triangulo-sinusoïdale (unipolaire, bipolaire) avec ou sans injection, la 1^{ère} méthode et la 3^{ème} méthode de la svm à 4 vecteurs.
- Le teste expérimentale du prototype avec charge R et avec la machine asynchrone de 4.5 kW et la validation des différentes modulations présentés.
- La réalisation d'un prototype de dimension (39*37*40) [cm] comprenant toutes les parties mentionnées dans le chapitre 3, ce dernier nous donne la possibilité de :
 - Générer le temps mort soit à travers le microcontrôleur, soit par un circuit RCD.
 - Fonctionner comme un onduleur à 3 niveaux ou à 2 niveaux.
 - L'alimenter par une source DC + un bus continu, par un redresseur à base de diode + un bus continu ou bien par un redresseur matriciel.

La svm à 2 vecteurs et la 2^{ème} méthode de la svm à 4 vecteurs n'ont pas été effectué dans l'implémentation car elles présentent des signaux asymétriques ne pouvant pas être généré directement par la carte, mais ayant la possibilité d'être formé à l'aide de deux signaux symétriques combinés par des portes XOR. Cependant, cela nécessite plus de timers que la carte peut fournir, et donc il est nécessaire de synchroniser entre deux cartes STM32F4-Discovery.

Des perspectives sont ouvertes pour l'amélioration du prototype :

- ✓ L'utilisation d'une carte STM32F7 qui peut générer des signaux asymétriques, et qui abrite aussi jusqu'à 10 canaux pouvant créer un temps mort, ce qui réduit considérablement le nombre de circuit RCD utilisé. Elle présente aussi une vitesse maximale atteignant 216 MHz.
- ✓ L'utilisation de composants à base de carbure de silicium ou bien le nitrure de gallium pour avoir des pertes par commutation réduits, ce qui veut dire un rendement meilleur mais aussi une fréquence de commutation plus élevée.
- ✓ Pour une meilleure précision, la commande pleine onde et la MLI-précalculé doivent être implémenté à l'aide de la FPGA au lieu de la carte STM32F4-Discovery.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SEDRINE, Emna Ben. Machines à commutation de flux à grand nombre de phases: modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes. . 2014.
- [2] SONG-MANGUELLE, Joseph, VEENSTRA, Martin, MARIETHOZ, Sébastien et RUFER, Alfred. Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques pour des Applications de Moyenne et Forte Puissance'. In : *Actes de colloque Electronique de puissance du futur*. 2000. pp. 295-300.
- [3] TEHRANI, Kambiz Arab. Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux. . 2010.
- [4] FLAIRTY, CW. A 50-kVA adjustable-frequency 24-phase controlled rectifier inverter. *IRE Transactions on Industrial Electronics*. 1962. N° 1, pp. 56-60.
- [5] MCMURRAY, William. Fast response stepped-wave switching power converter circuit. . 25 mai 1971.
- [6] NABAE, Akira, TAKAHASHI, Isao et AKAGI, Hirofumi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on industry applications*. 1981. N° 5, pp. 518-523.
- [7] MEYNARD, TA et FOCH, Henry. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In : *PESC'92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1992. pp. 397-403. ISBN 0-7803-0695-3.
- [8] LESNICAR, A. et MARQUARDT, Rainer. *A new modular voltage source inverter topology*. 2003. journalAbbreviation: In Conf. Rec. EPE
- [9] SCHWEIZER, Mario, FRIEDLI, Thomas et KOLAR, Johann W. Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diodes. In : *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2010. pp. 1527-1533. ISBN 1-4244-4782-8.
- [10] AKKOUCHE,OMAR-AMRANI, Dalila, Rania. *Onduleur T-NPC à trois niveaux: Etude, commande et réalisation*. ESSA ALGER, 2020.
- [11] RODRIGUEZ, Jose, FRANQUELO, Leopoldo G, KOURO, Samir, LEON, Jose I, PORTILLO, Ramon C, PRATS, Ma Angeles Martin et PEREZ, Marcelo A. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*. 2009. Vol. 97, n° 11, pp. 1786-1817.
- [12] GUENEGUES, Virginie. Contribution l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides. . 2009.
- [13] BECKER, Florent. Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux. . 2017.
- [14] PALANISAMY, R, VIJAYAKUMAR, K, SELVAKUMAR, K, KARTHIKEYAN, D et SANTHOSHKUMAR, G. Implementation of 5 Phase 3 Level NPC Inverter using Space Vector Modulation. *Indian Journal of Science and Technology*. 2016. Vol. 9, pp. 42.
- [15] MARTINS, Carlos de Almeida. Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée. . 2000.
- [16] GUENEGUES, Virginie. Contribution l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides. . 2009.
- [17] AOUZELLAG, Djamal, TAHIR, Soufyane et MOUSLI, Rafik. Etude des machines asynchrones multiphasées en régimes normal et dégradé. . 2015.
- [18] EL JIHAD, Hamza. Contribution à l'étude des convertisseurs multi-niveaux moyenne tension: réduction d'harmoniques BF et linéarisation de leur tension. . 2019.
- [19] PATEL, Hiteshkumar et SOOD, Vijay K. Modeling of Voltage Source Converter based HVDC system in EMTP-RV. In : *2010 IEEE Electrical Power & Energy Conference*. IEEE, 2010. pp. 1-6. ISBN 1-4244-8188-0.
- [20] ISLAM, Md Rabiul, GUO, Youguang et ZHU, Jianguo. Power converter topologies for grid-integrated medium-voltage applications. In : *Power converters for medium voltage networks*. Springer, 2014. pp. 51-107.
- [21] LEON, Jose I, VAZQUEZ, Sergio, WATSON, Alan J, FRANQUELO, Leopoldo G, WHEELER, Patrick W et CARRASCO, Juan M. Feed-forward space vector modulation for single-phase multilevel cascaded converters with any DC voltage ratio. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2008. Vol. 56, n° 2, pp. 315-325.

- [22] WEI, Sanmin, WU, Bin, LI, Fahai et SUN, Xudong. Control method for cascaded H-bridge multilevel inverter with faulty power cells. In : *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03*. IEEE, 2003. pp. 261-267. ISBN 0-7803-7768-0.
- [23] EL JIHAD, Hamza. Contribution à l'étude des convertisseurs multi-niveaux moyenne tension: réduction d'harmoniques BF et linéarisation de leur tension. . 2019.
- [24] TAHIR, Nassim, GHEDAMSI, Kaci et MERABTINE, Khaled. Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC. . 2015.
- [25] STEIN, Felipe G et DE NOVAES, Yales R. Analysis of a snubber for the T-type NPC converter. In : *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2015. pp. 239-244. ISBN 1-4673-7554-3.
- [26] DE ALMEIDA CACAU, Ronny Glauber, TORRICO-BASCOPE, René Pastor, NETO, João Aberides Ferreira et TORRICO-BASCOPE, Grover Victor. Five-level T-type inverter based on multistate switching cell. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2014. Vol. 50, n° 6, pp. 3857-3866.
- [27] SALEM, A et ABIDO, MA. T-type multilevel converter topologies: A comprehensive review. *Arabian Journal for Science and Engineering*. 2019. Vol. 44, n° 3, pp. 1713-1735.
- [28] SALEM MOHAMED SALEM, Aboubakr. Design and analysis of five-level T-type power converters for rotating field drives. . 2015.
- [29] YUAN, Zhao, DESHPANDE, Amol, NARAYANASAMY, Balaji, PENG, Hongwu, EMON, Asif Imran, WHITT, Reece, NAFIS, Bakhtiyar Mohammad, LUO, Fang et HUITINK, David. Design and evaluation of a 150 kva sic mosfet based three level tnpc phase-leg pebb for aircraft motor driving application. In : *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2019. pp. 6569-6574. ISBN 1-72810-395-9.
- [30] MUDULI, Utkal Ranjan et BEHERA, Ranjan Kumar. A modified high gain boost tnpc inverter with neutral point balancing for three-phase induction motor driven electric vehicle. In : *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, 2020. pp. 1-6. ISBN 1-72815-672-6.
- [31] ZHANG, Baile, WANG, Jiuhe et ZHAO, Fengjiao. The PCHD model and control of TNPC PV grid-connected inverter. *Proc. CSEE*. 2014. Vol. 34, pp. 204-210.
- [32] LYNGDOH, Amreena Lama, SUH, Youngsug, PARK, Byoung-Gun et KIM, Jiwon. Comparative performance evaluation of 10kV IGBTs in 3L NPC and ANPC Converter in PMSG MV Wind Turbines. In : *Proceedings of the KIPE Conference*. The Korean Institute of Power Electronics, 2018. pp. 86-88.
- [33] ZHANG, Zhe, ANTHON, Alexander et ANDERSEN, Michael AE. Comprehensive loss evaluation of neutral-point-clamped (NPC) and T-Type three-level inverters based on a circuit level decoupling modulation. In : *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. IEEE, 2014. pp. 82-87. ISBN 1-4799-6768-8.
- [34] RIZK, Hiba. Conception et réalisation d'un interrupteur bidirectionnel silicium pour des applications secteur: le transistor BipAC. . 2017.
- [35] STERNA, Léo. Étude et mise en œuvre de nouveaux transistors GaN bidirectionnels au sein de structures d'électronique de puissance à hautes performances. . 2018.
- [36] PENG, Hongwu, YUAN, Zhao, NARAYANASAMY, Balaji, ZHAO, Xingchen, DESHPANDE, Amol et LUO, Fang. Comprehensive analysis of three-phase three-level t-type neutral-point-clamped inverter with hybrid switch combination. In : *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2019. pp. 816-821. ISBN 1-72812-455-7.
- [37] ERROUI, Najoua, GATEAU, Guillaume et ROUX, Nicolas. Full wave modulation applied to 3-level FC and NPC inverters. In : *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2019. pp. 1515-1520. ISBN 1-5386-6376-7.
- [38] BOUARFA, Abdelkader. Méthodes de commande par allocation de convertisseurs statiques polyphasés, multi-niveaux—De la modélisation à la mise en œuvre temps-réel—. . 2017.
- [39] CARRARA, Giuseppe, GARDELLA, Simone, MARCHESONI, Mario, SALUTARI, Raffaele et SCIUTTO, Giuseppe. A new multilevel PWM method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on power electronics*. 1992. Vol. 7, n° 3, pp. 497-505.
- [40] AGELIDIS, Vassilios G et CALAIS, Martina. Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques. In : *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*. IEEE, 1998. pp. 172-178. ISBN 0-7803-4489-8.
- [41] DARUS, Rosheila, KONSTANTINOU, Georgios, POU, Josep, CEBALLOS, Salvador et AGELIDIS, Vassilios G. Comparison of phase-shifted and level-shifted PWM in the modular multilevel converter. In : *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*. IEEE, 2014. pp. 3764-3770. ISBN 1-4799-2705-8.

- [42] DORDEVIC, Obrad, JONES, Martin et LEVI, Emil. A comparison of carrier-based and space vector PWM techniques for three-level five-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2012. Vol. 9, n° 2, pp. 609-619.
- [43] TALEB, Rachid, HELAIMI, M'hamed, BENYOUCEF, Djilali et BOUDJEMA, Zinelaabidine. Commande par MLI pré-calculée d'un onduleur asymétrique. Application à la commande vectorielle d'une MAS de forte puissance. *mémoire, université de chlef*. 2015.
- [44] DORDEVIC, Obrad, JONES, Martin et LEVI, Emil. A comparison of carrier-based and space vector PWM techniques for three-level five-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2012. Vol. 9, n° 2, pp. 609-619.
- [45] VAN DER BROECK, Heinz Willi, SKUDELNY, H-C et STANKE, Georg Viktor. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*. 1988. Vol. 24, n° 1, pp. 142-150.
- [46] SAKTHISUDHURUN, B, PANDIT, Jay K et AWARE, MV. Simplified three-level five-phase SVPWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 31, n° 3, pp. 2429-2436.
- [47] PAYAMI, Saifullah, BEHERA, Ranjan Kumar et IQBAL, Atif. Common mode voltage elimination for three-level five-phase neutral point clamped inverter. In : *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2013. pp. 5148-5154. ISBN 1-4799-0224-1.
- [48] PAYAMI, Saifullah, BEHERA, Ranjan Kumar, IQBAL, Atif et AL-AMMARI, Rashid. Common-mode voltage and vibration mitigation of a five-phase three-level NPC inverter-fed induction motor drive system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014. Vol. 3, n° 2, pp. 349-361.
- [49] TAN, Cheng, XIAO, Dan et FLETCHER, John E. An improved space vector modulation strategy for three-level five-phase neutral-point-clamped inverters. In : *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE, 2015. pp. 1-10. ISBN 90-75815-22-0.
- [50] GAO, Liliang et FLETCHER, John E. A space vector switching strategy for three-level five-phase inverter drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 57, n° 7, pp. 2332-2343.
- [51] VIDET, Arnaud, LE MOIGNE, Philippe, IDIR, Nadir, BAUDESSON, Philippe, CIMETIÈRE, Xavier, FRANCHAUD, Jean-Jacques et ECRABEY, Jacques. Implantation par porteuses d'une stratégie MLI réduisant les courants de mode commun générés par un onduleur NPC. *Revue internationale de génie électrique*. 2009. Vol. 12, n° 2, pp. 255-269.
- [52] PATEL, Hasmukh S et HOFT, Richard G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I--Harmonic Elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1973. N° 3, pp. 310-317.
- [53] BENZAZAH, Chirine, LAFKIH, Mustapha Ait et LAZRAK, Loubna. Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM [Comparative study between two topologies three-phase inverters, conventional 2-level and NPC 3-level with two methods different of control, SPWM and SWM]. *International Journal of Innovation and Applied Studies*. 2014. Vol. 9, n° 2, pp. 841.
- [54] CHEBBAH, Mohamed Talel. Étude et simulation d'un convertisseur multiniveaux type PUC. . 2014.
- [55] IQBAL, Azlan, LEVI, E, JONES, Maxwell et VUKOSAVIC, Slobodan N. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. In : *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006. pp. 1-7. ISBN 0-7803-9716-9.
- [56] BROWN, Geoffrey. Discovering the STM32 microcontroller. *Cortex*. 2012. Vol. 3, pp. 34.
- [57] Disponible à l'adresse : <https://ww2.mathworks.cn/help/supportpkg/texasinstrumentsc2000/ref/c280xc2802xc2803xc2805xc2806xc2833xc2834xf28m3xf2807xf2837xdf2837xf2838xf28004xf28002xepwm.html>
- [58] SEKHRI, Sabri. *Contribution à la réalisation du convertisseur matriciel multiniveaux*. mémoire de fin d'étude. ENP, 2018.
- [59] SN74LS08N pdf, SN74LS08N description, SN74LS08N datasheets, SN74LS08N view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne] . [Consulté le 26 juin 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27366/TI/SN74LS08N.html>
- [60] HCNW3120 pdf, HCNW3120 description, HCNW3120 datasheets, HCNW3120 view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne] . [Consulté le 18 juin 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/501978/AVAGO/HCNW3120.html>
- [61] SCHATIBI. Dimensionnement des composants. *Dimensionnement des composants* [en ligne]. 25 juin 2011. [Consulté le 28 avril 2021] . Disponible à l'adresse : <http://cours-techniques.blogspot.com/2011/06/dimensionnement-des-composants.html>
- [62] LM7815C pdf, LM7815C description, LM7815C datasheets, LM7815C view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne] . [Consulté le 28 avril 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1147583/ARTSCHIP/LM7815C.html>
- [63] SKD60/08 pdf, SKD60/08 description, SKD60/08 datasheets, SKD60/08 view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne] . [Consulté le 25 juin 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/164938/SEMIKRON/SKD60/08.html>

- [64] GOPALAKRISHNAN, KS, JANAKIRAMAN, Santosh, DAS, Soumitra et NARAYANAN, G. Analytical evaluation of DC capacitor RMS current and voltage ripple in neutral-point clamped inverters. *Sādhanā*. 2017. Vol. 42, n° 6, pp. 827-839.
- [65] SKM100GB063D pdf, SKM100GB063D description, SKM100GB063D datasheets, SKM100GB063D view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne]. [Consulté le 18 juin 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/126754/SEMIKRON/SKM100GB063D.html>
- [66] IKW30N60T pdf, IKW30N60T description, IKW30N60T datasheets, IKW30N60T view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne]. [Consulté le 28 avril 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/121846/INFINEON/IKW30N60T.html>
- [67] *1499124.pdf* [en ligne]. [Consulté le 5 juin 2021]. Disponible à l'adresse : <http://www.farnell.com/datasheets/1499124.pdf>
- [68] LA55P pdf, LA55P description, LA55P datasheets, LA55P view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne]. [Consulté le 28 avril 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/115009/LEM/LA55P.html>
- [69] LV25P pdf, LV25P description, LV25P datasheets, LV25P view ::: ALLDATASHEET ::: [en ligne]. [Consulté le 28 avril 2021]. Disponible à l'adresse : <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/89619/LEM/LV25P.html>
- [70] *21-doc6.pdf* [en ligne]. [Consulté le 26 juin 2021]. Disponible à l'adresse : https://www.d3e.fr/automatismes_produits/21-doc6.pdf
- [71] TODD, Philip C. Snubber circuits: Theory, design and application. In : *Unitrode-Power Supply Design Seminar*. 1993. pp. 2-1.
- [72] DUPATY, ANTOINE, Christian, Philippe. un aperçu des outils de développement logiciel pour les microcontrôleurs stm32-arm-cortex. [en ligne]. Disponible à l'adresse : <https://fdocuments.fr/reader/full/un-aperçu-des-outils-de-développement-logiciel-pour-langage-assembleur-le>
- [73] mars 2019. Disponible à l'adresse : <http://www.st.com/en/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html>
- [74] TEYMOUR, Hamid R, SUTANTO, Danny, MUTTAQI, Kashem M et CIUFO, Phil. Novel modulation and control strategy for five-level ANPC converter with unbalanced DC voltage applied to a single-phase grid connected PV system. In : *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 2013. pp. 1-8. ISBN 1-4673-5202-0.
- [75] WU, CM, LAU, Wing Hong et CHUNG, H. A five-level neutral-point-clamped H-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: A theoretical analysis. In : *1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. IEEE, 1999. pp. 198-201. ISBN 0-7803-5471-0.
- [76] BECKER, Florent, POURE, Philippe, JAMSHIDPOUR, Ehsan et SAADATE, Shahrokh. Five-level H-bridge NPC converter control with minimum commutation. In : *2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*. IEEE, 2016. pp. 1-6. ISBN 1-4673-8463-1.
- [77] TAHIR, Nassim, GHEDAMSI, Kaci et MERABTINE, Khaled. Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC. . 2015.
- [78] ETXEBERRIA-OTADUI, I, LOPEZ-DE-HEREDIA, A, SAN-SEBASTIAN, J, GAZTANAGA, H, VISCARRET, U et CABALLERO, M. Analysis of a H-NPC topology for an AC traction front-end converter. In : *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, 2008. pp. 1555-1561. ISBN 1-4244-1741-4.
- [79] EFFAH, Francis Boafo, WHEELER, Patrick, CLARE, Jon et WATSON, Alan. Space-vector-modulated three-level inverters with a single Z-source network. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 28, n° 6, pp. 2806-2815.
- [80] ELLABBAN, Omar et ABU-RUB, Haitham. Z-source inverter: Topology improvements review. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. 2016. Vol. 10, n° 1, pp. 6-24.
- [81] AHMED, Rokan Ali, MEKHILEF, S et PING, Hew Wooi. New multilevel inverter topology with reduced number of switches. In : *Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10)*. Citeseer, 2010. pp. 19-21.
- [82] SIDDIQUE, Marif Daula, MEKHILEF, Saad, RAWA, Muhyaddin, WAHYUDIE, Addy, CHOKAEV, Bekkhan et SALAMOV, Islam. Extended Multilevel Inverter Topology With Reduced Switch Count and Voltage Stress. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8, pp. 201835-201846.

ANNEXE

ANNEXE A

Dès l'installation de l'éditeur 'STM32cubeide', la première fenêtre qui s'affiche est la suivante :

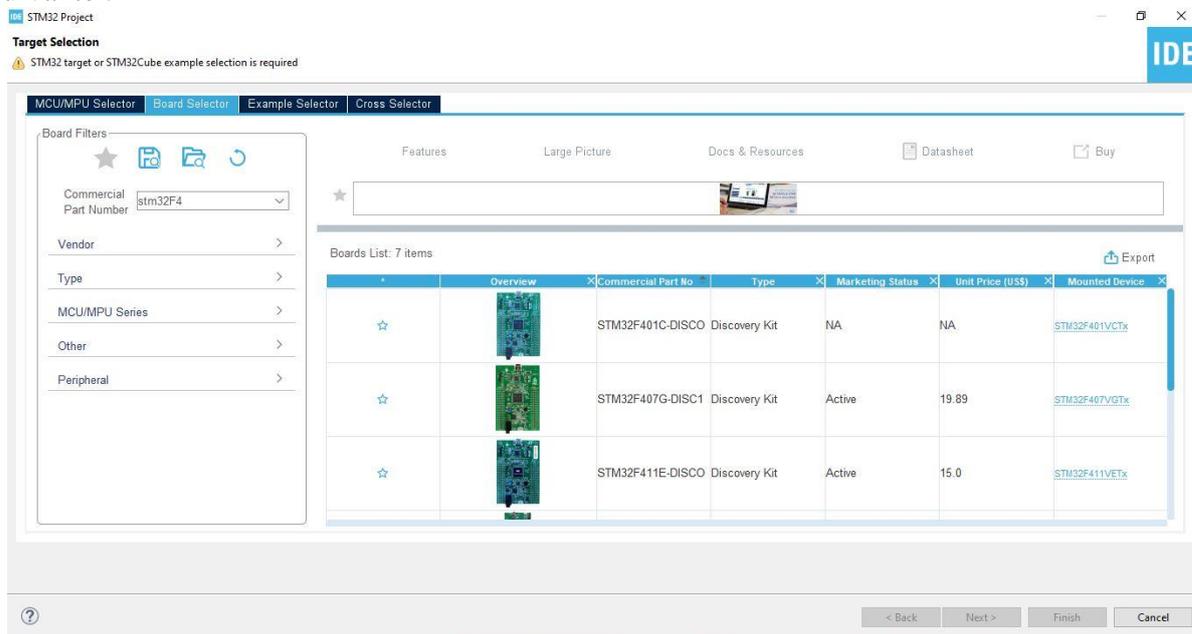


Figure A-1 : Selection de la carte appropriée

- 1- On sélectionne la carte à utiliser. Dans notre cas, on travaille avec la carte **STM32F407G-DISC1**.

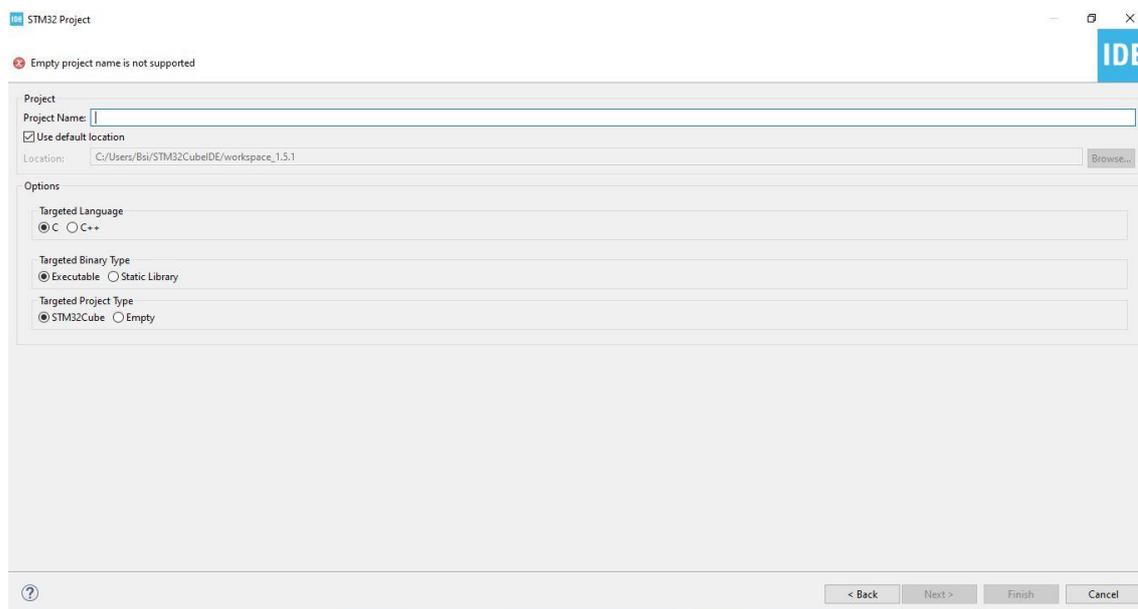


Figure A-2 : Nomination du projet

- 2- Après avoir nommé le projet à exécuter, une boîte de dialogue s'affiche pour demander est ce que on laisse la configuration par défaut des pins ou pas. Puisque ce n'est pas tout les pins qu'on va utiliser, nous éviterons la configuration par défaut. La prochaine fenêtre à s'afficher est la suivante :

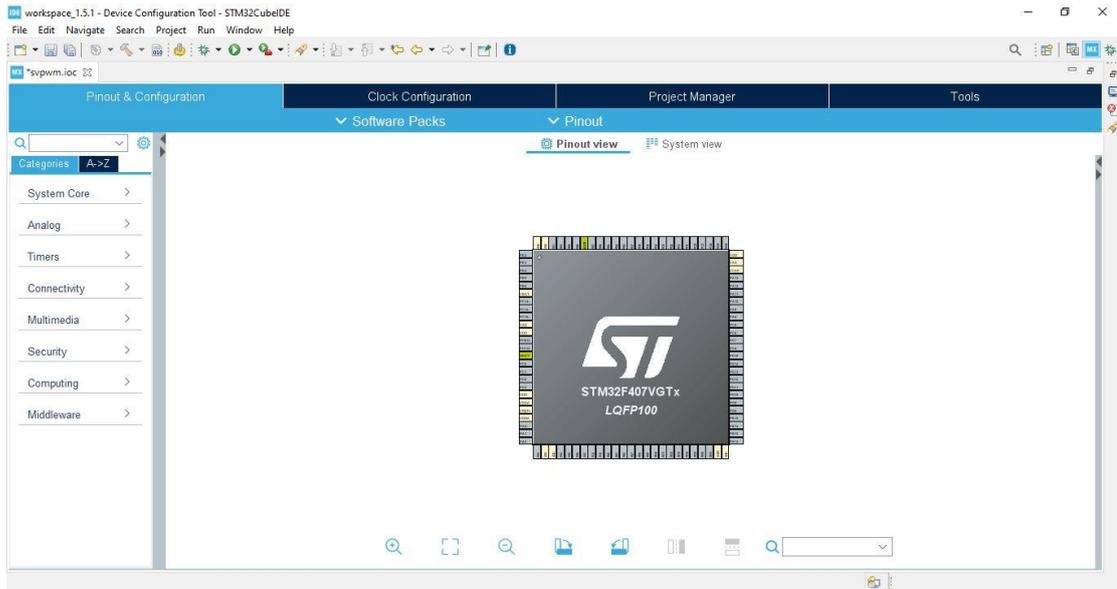


Figure A-3 : interface montrant les pins de la carte

- 3- La première étape à faire dans notre travail est la configuration des fréquences d'horloge des timers de telle sorte à avoir une fréquence maximale, ce qui veut dire une meilleure précision dans les signaux obtenus :

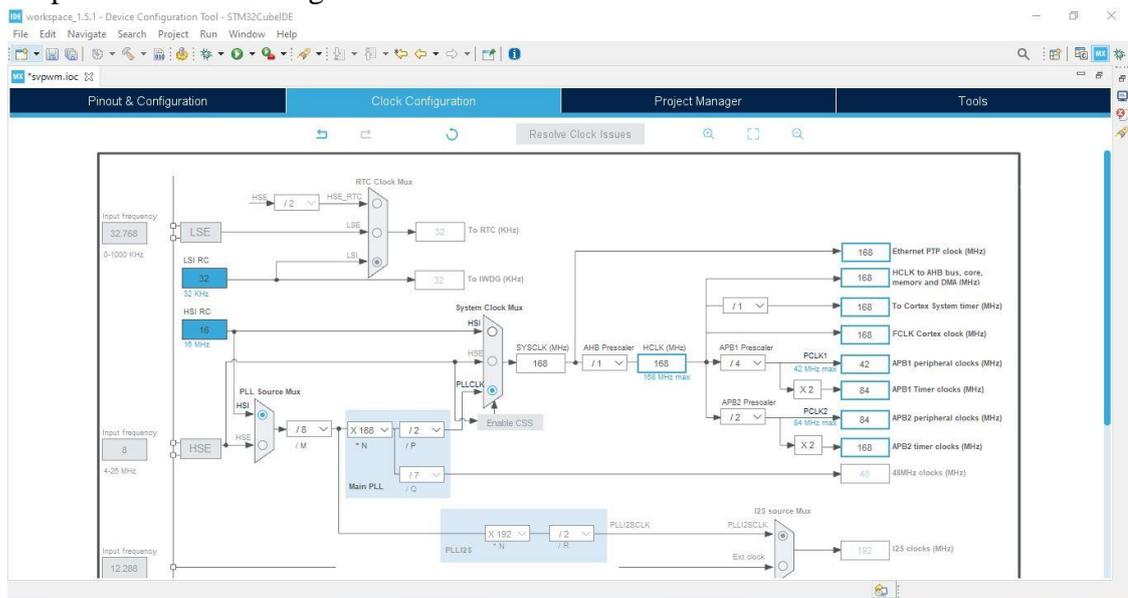


Figure A-4: système d'horloge

- 4- Afin d'assurer un fonctionnement correct du projet, il est impératif de sélectionner l'HSE en mode 'Crystal/Ceramic Resonator' :

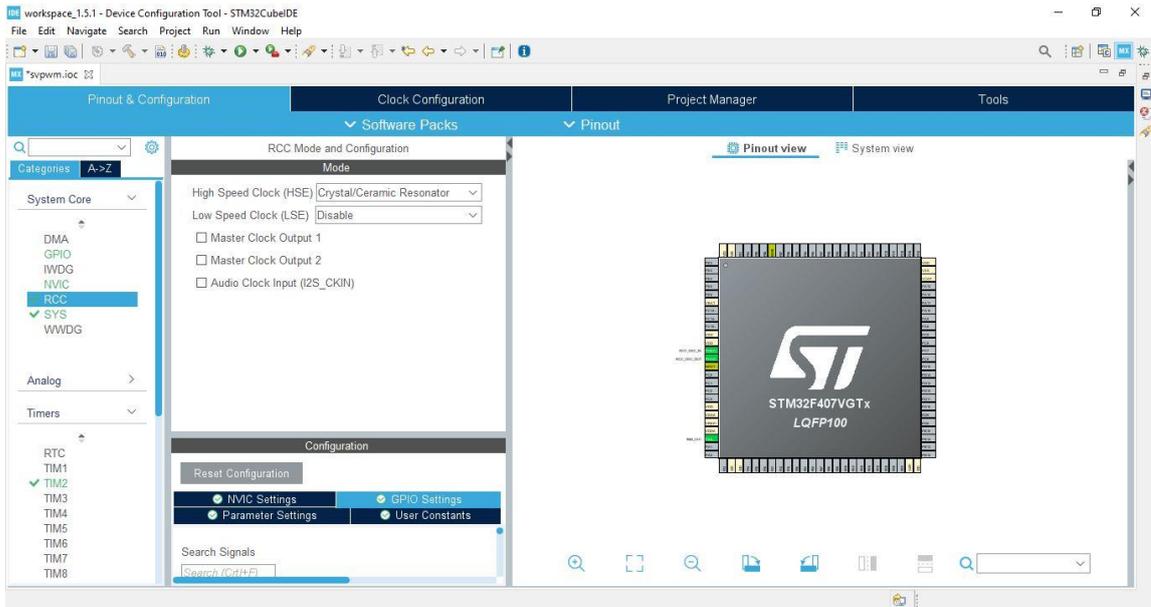


Figure A-5: configuration du HSE

- 5- En prochaine étape, nous allons configurer le timer master en l'activant d'abord, puis nous le configurons sur 'update event', et en mode 'one pulse mode'.

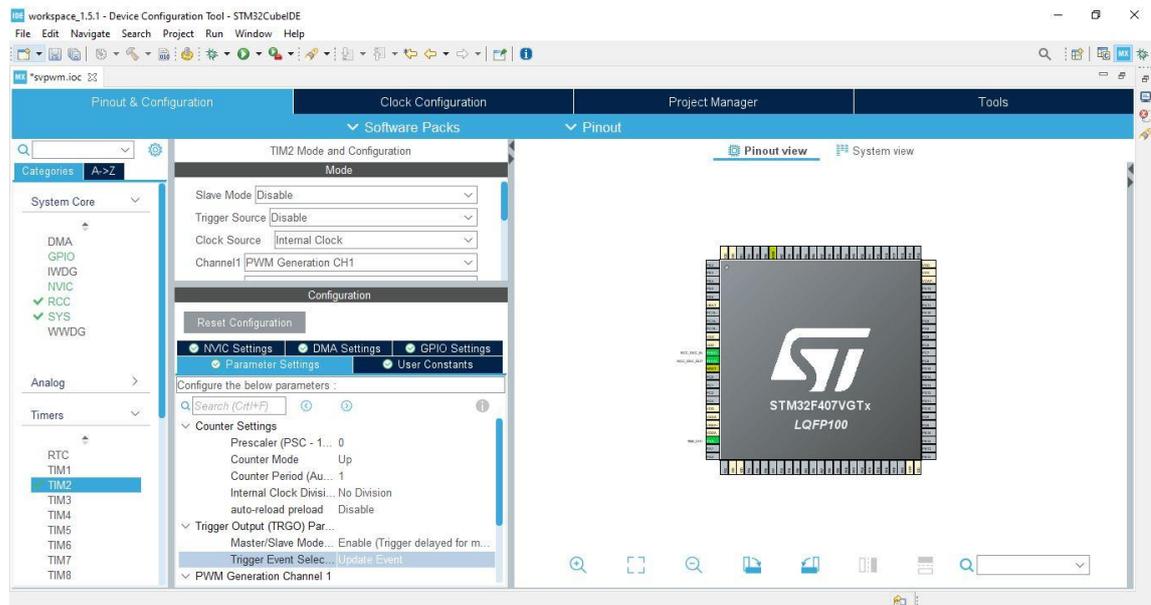


Figure A-6: configuration du timer master

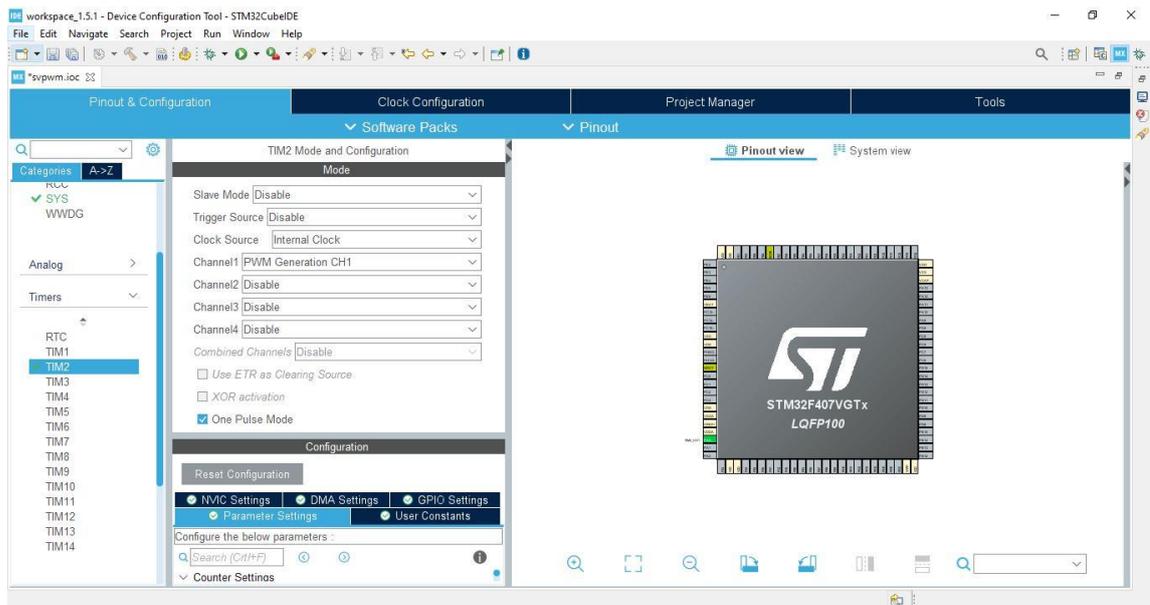


Figure A-7: configuration du timer master en mode 'one pulse mode'

- 6- Après avoir terminé avec la configuration du timer master, nous passons aux timers slave. D'abord nous définissons les canaux à utiliser et les paramètres correspondants au master comme montré ci-dessous :

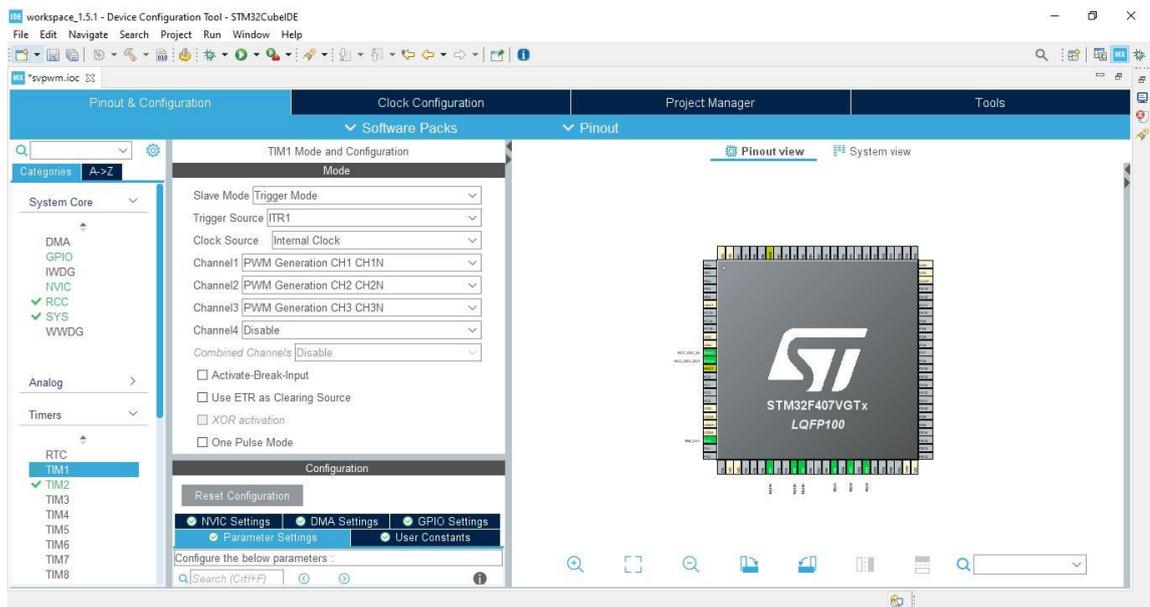


Figure A-8: activation des chaines du timer slave

- 7- Il y a lieu après de définir la période du timer, les rapports cycliques de ses canaux, et leurs polarités :

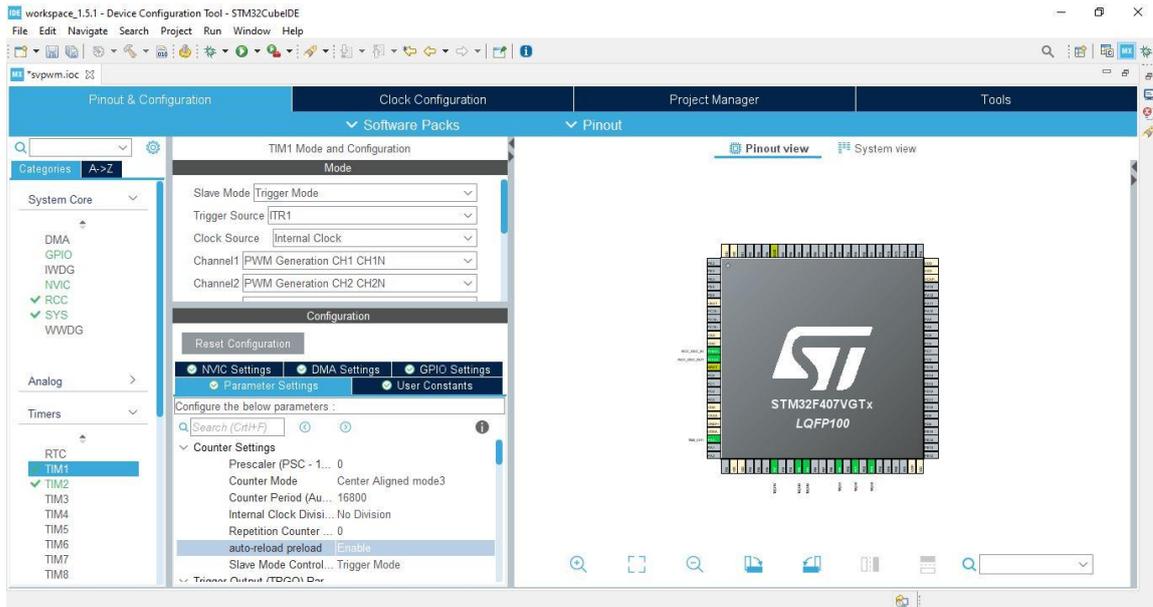


Figure A-9: configuration globale du timer slave

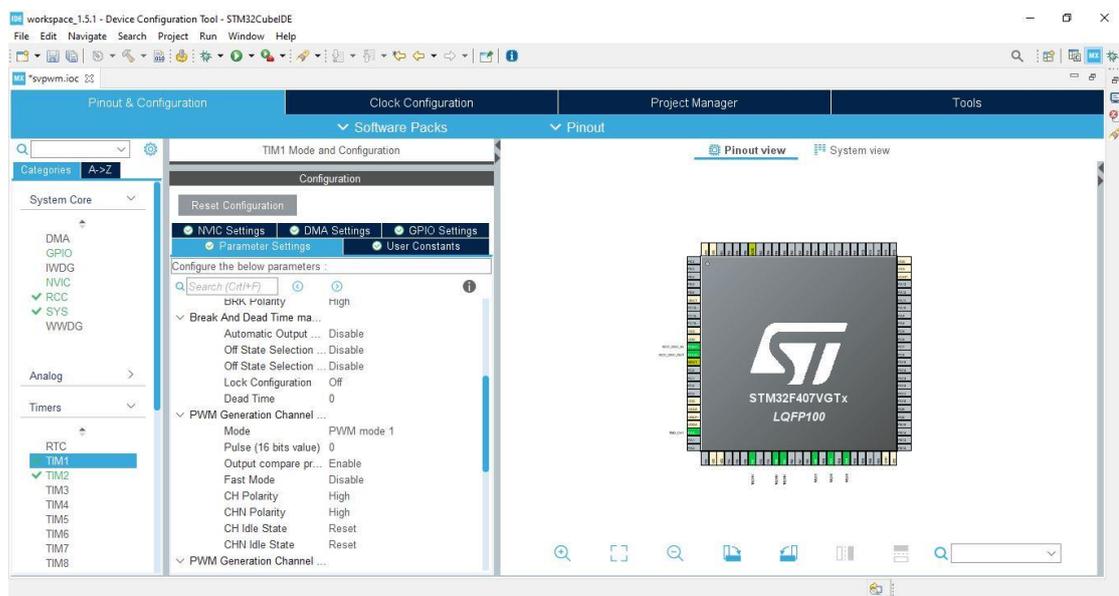


Figure A-10: configuration des chaînes du timer

- 8- Nous configurerons par la suite, le timer générant l'interruption. Il est préférable qu'il soit l'un des timers slave, étant donné qu'ils sont synchronisés et qu'on veut générer l'interruption durant chaque début de période :

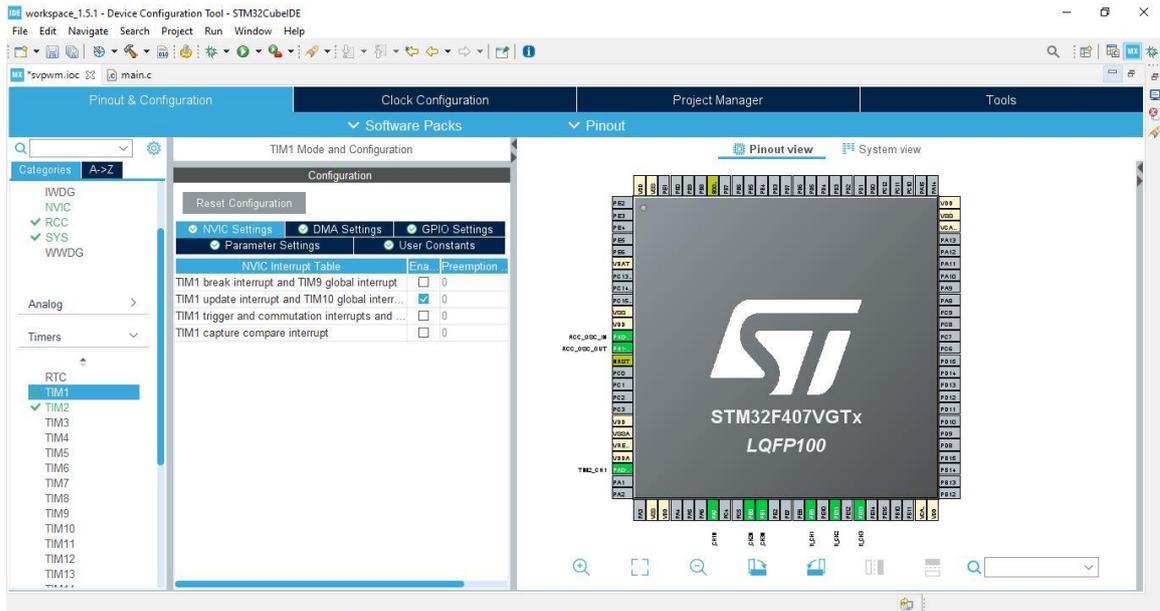


Figure A-11: Sélection et activation du mode d'interruption

9- Nous pouvons s'apercevoir que chaque canal est défini par un pin :

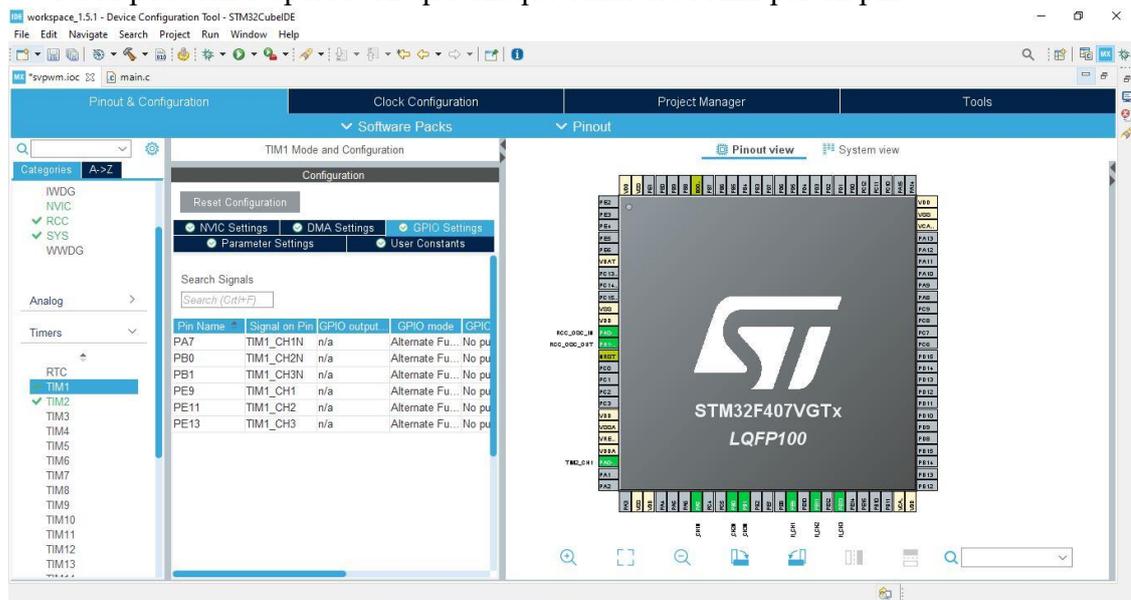


Figure A-12: liste des pins correspondants aux canaux du timer

10- Nous pouvons changer la configuration d'un pin à partir de l'interface :


```

83
84 /* Configure the system clock */
85 SystemClock_Config();
86
87 /* USER CODE BEGIN SysInit */
88
89 /* USER CODE END SysInit */
90
91 /* Initialize all configured peripherals */
92 MX_GPIO_Init();
93 MX_TIM1_Init();
94 MX_TIM2_Init();
95 /* USER CODE BEGIN 2 */
96 HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);//activation du timer1_channel1
97 HAL_TIMEx_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);//activation du complémentaire au timer1_channel1
98 HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim1);//activation de l'interruption
99 /* USER CODE END 2 */
100
101 /* Infinite loop */
102 /* USER CODE BEGIN WHILE */
103 while (1)
104 {
105     /* USER CODE END WHILE */
106
107     /* USER CODE BEGIN 3 */
108 }
109 /* USER CODE END 3 */
110
111
112

```

Message	Plug-in	Date
Indexed 'svpwm' (36 sources, 99 headers) in 19.8:	org.eclipse.cdt.core	20/06/21 11:49
Error in CDT UI during reconcile	org.eclipse.cdt.ui	19/06/21 15:51
Element main.c does not exist.	org.eclipse.cdt.core	19/06/21 15:51

Figure A-15: démarrage des canaux utilisés

13- En dernière étape, il nous reste juste de définir le programme à exécuter lors de l'interruption :

```

311 * @param None
312 * @retval None
313 */
314 static void MX_GPIO_Init(void)
315 {
316
317     /* GPIO Ports Clock Enable */
318     HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
319     HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
320     HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
321     HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();
322 }
323
324
325 /* USER CODE BEGIN 4 */
326 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
327 {
328     if (htim->Instance == TIM1)
329     {
330         //le programme de l'interruption à écrire
331     }
332 }
333 /* USER CODE END 4 */
334
335 /**
336 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
337 * @retval None
338 */

```

Message	Plug-in	Date
Indexed 'svpwm' (36 sources, 99 headers) in 19.8:	org.eclipse.cdt.core	20/06/21 11:49
Error in CDT UI during reconcile	org.eclipse.cdt.ui	19/06/21 15:51
Element main.c does not exist.	org.eclipse.cdt.core	19/06/21 15:51

Figure A-16: Boucle de l'interruption

ANNEXE B

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 fondateurs comme ST, NXP, ATMEL, MAXIM, Silicon, WIZnet [72].

2- 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 [73].

3- 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.

4- 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
- μ KOS
- USB device library

Pendant notre étude on va utiliser Standard Peripheral library.

5- 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 [57] :

- 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*.

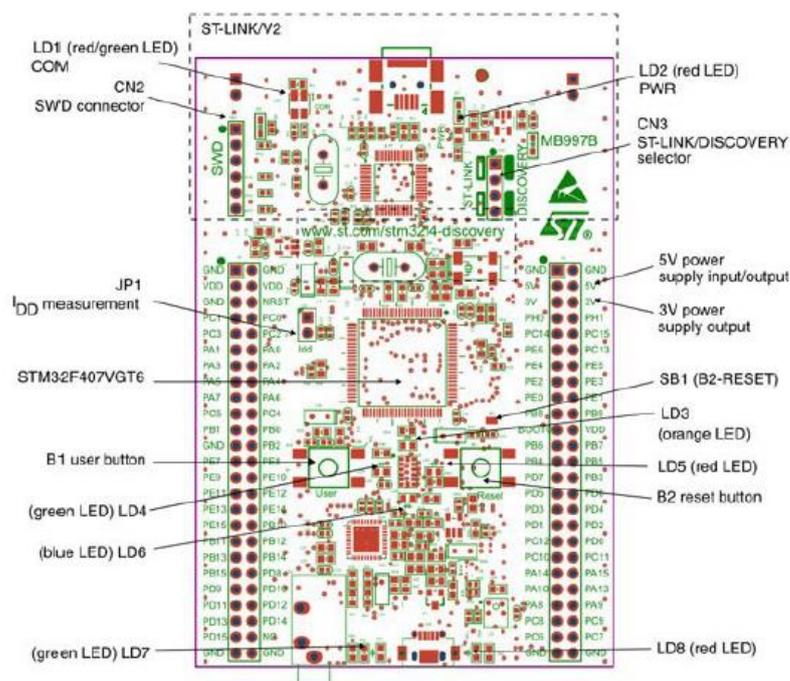


Figure B-1: différents composants de la carte STM32F4-Discovery

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).

ANNEXE C

1- Svm 4 vecteurs

a) Méthode 1

Le choix des régions par cette méthode est le suivant :

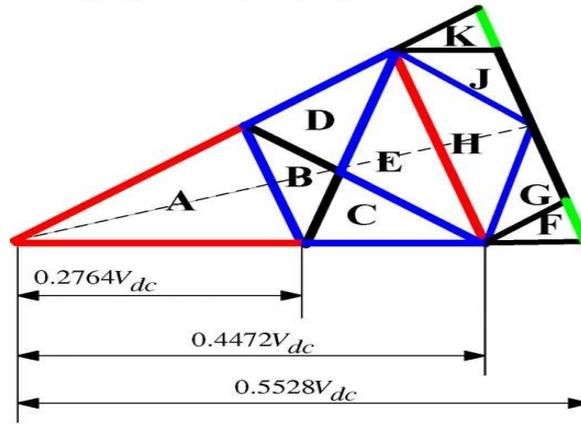


Figure C-1: présentation des régions d'un secteur de la méthode 1.

Tableau C-1: l'ensemble des vecteurs utilisés pour chaque région du secteur I.

Région A	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	0 0 0 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_6(\text{I})$	V_{01}	$V_6(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région B	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_6(\text{I})$	$V_{15}(\text{I})$	$V_6(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région C	1 0 0 0 1	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_6(\text{I})$	$V_{15}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région D	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1 0 0	0 0-1 0 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{15}(\text{I})$	$V_6(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région E	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{15}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région F	1 1 0 0 1	1 1-1 0 1	1 1-1-1 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0
	$V_{14}(\text{I})$	$V_{20}(\text{I})$	$V_{24}(\text{I})$	$V_{23}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$
Région G	1 1 0 0 1	1 1-1 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0
	$V_{14}(\text{I})$	$V_{20}(\text{I})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{23}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$
Région H	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	0 0-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{23}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{13}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région J	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1 0-1-1 0	1-1-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{23}(\text{I})$	$V_{17}(\text{II})$	$V_{21}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$
Région K	1 0 0 0 1	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1	1-1-1-1 0	0-1-1-1 0
	$V_{13}(\text{II})$	$V_{22}(\text{II})$	$V_{23}(\text{I})$	$V_{24}(\text{II})$	$V_{21}(\text{I})$	$V_{14}(\text{II})$

Etat de séquençement :

Tableau C-2: Etat des interrupteurs pour la région A.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	V_{01}	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_6(II)$	V_{01}	$V_6(I)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-3: Etat des interrupteurs pour la région B.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_6(II)$	$V_{15}(I)$	$V_6(I)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-4: Etat des interrupteurs pour la région C.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_6(I)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-5: Etat des interrupteurs pour la région D.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_6(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_6(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-6: Etat des interrupteurs pour la région E.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-7: Etat des interrupteurs pour la région F.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{14}(I)$	$V_{20}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{13}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{20}(I)$	$V_{14}(I)$

Tableau C-8: Etat des interrupteurs pour la région G.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{14}(I)$	$V_{20}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{13}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{20}(I)$	$V_{14}(I)$

Tableau C-9: Etat des interrupteurs pour la région H.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{13}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-10: Etat des interrupteurs pour la région J.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{17}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{13}(II)$

Tableau C-11: Etat des interrupteurs pour la région K.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	$V_{13}(II)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{14}(II)$	$V_{14}(II)$	$V_{21}(I)$	$V_{24}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{13}(II)$

b) Méthode 2**Tableau C-12:** Sélection des régions et de l'ordre des vecteurs à utiliser.

-Région 1- $V_{ref}/\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) \leq 0.618$	0 0 0 0 0	0 0 0-1 1	1 0 0-1 0	1 0-1 0 0	0 1-1 0 0	0 0 0 0 0
	V_{01}	$V_7(I)$	$V_{15}(X)$	$V_{15}(I)$	$V_7(X)$	V_{01}
-Région 2- $V_{ref}/\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) > 0.618$	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 1-1-1 0	1 0-1-1 1	1 0 0-1 0	0 0 0 0 0
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{23}(X)$	$V_{23}(I)$	$V_{15}(X)$	V_{01}

Les états de séquençement :

Tableau C-13: Etat des interrupteurs pour la région 1.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}												
S_{12}												
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}												
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}												
S_{44}												
S_{45}												
	V_{01}	$V_7(I)$	$V_{15}(X)$	$V_{15}(I)$	$V_7(X)$	V_{01}	V_{01}	$V_7(X)$	$V_{15}(I)$	$V_{15}(X)$	$V_7(I)$	V_{01}

Tableau C-14: Etat des interrupteurs pour la région 2.

	T_s											
	$T_s/2$						$T_s/2$					
	$T_1/4$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_1/4$	$T_1/4$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/4$
S_{11}		■	■	■	■			■	■	■	■	
S_{12}			■							■		
S_{13}												
S_{14}												
S_{15}				■					■			
S_{41}												
S_{42}												
S_{43}		■	■	■	■			■	■	■	■	
S_{44}			■	■	■			■	■	■		
S_{45}												
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{23}(X)$	$V_{23}(I)$	$V_{15}(X)$	V_{01}	V_{01}	$V_{15}(X)$	$V_{23}(I)$	$V_{23}(X)$	$V_{15}(I)$	V_{01}

c) Méthode 3

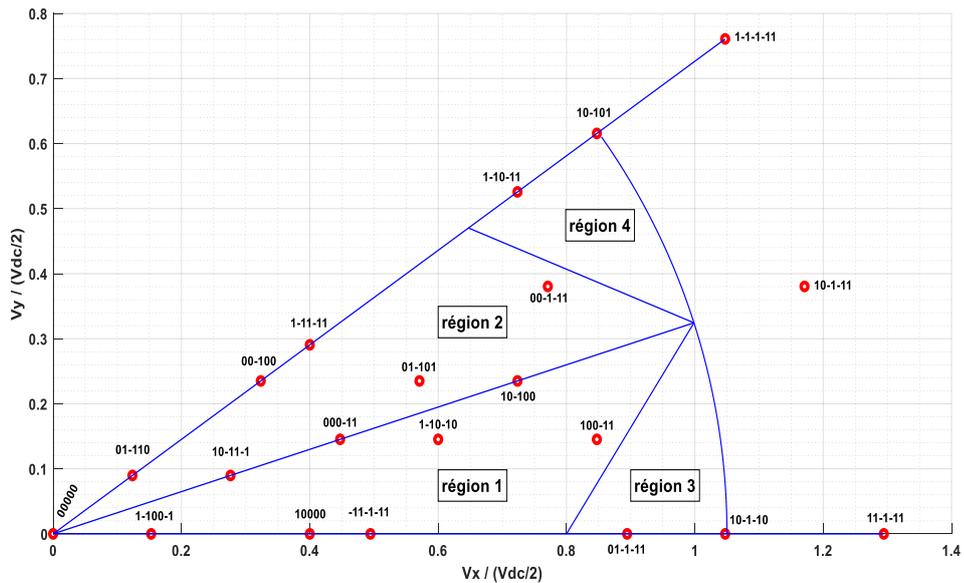


Figure C-2: description d'un secteur par la méthode 3

Tableau C-15: sélection des vecteurs à utiliser par la méthode 3

Région 1	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	1 0-1-1 1	1 1-1-1 1
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$
Région 2	0 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$
Région 3	1 0 0 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1-1 0	1 0-1-1 1	1 1-1-1 1
	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$
Région 4	0 0-1 0 0	1 0-1 0 0	1 0-1 0 1	1 0-1-1 1	1-1-1-1 1
	$V_6(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$

Tableau C-16: Etat des interrupteurs pour la région 1.

	T_s									
	$T_s/2$					$T_s/2$				
	$T_1/2$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/2$
S_{11}										
S_{12}										
S_{13}										
S_{14}										
S_{15}										
S_{41}										
S_{42}										
S_{43}										
S_{44}										
S_{45}										
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{15}(I)$	V_{01}

Tableau C-17: Etat des interrupteurs pour la région 2.

	T_s									
	$T_s/2$					$T_s/2$				
	$T_1/2$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/2$
S_{11}										
S_{12}										
S_{13}										
S_{14}										
S_{15}										
S_{41}										
S_{42}										
S_{43}										
S_{44}										
S_{45}										
	V_{01}	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$	$V_{24}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	V_{01}

Tableau C-18: Etat des interrupteurs pour la région 3.

	T_s									
	$T_s/2$					$T_s/2$				
	$T_1/2$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/2$
S_{11}										
S_{12}										
S_{13}										
S_{14}										
S_{15}										
S_{41}										
S_{42}										
S_{43}										
S_{44}										
S_{45}										
	$V_6(I)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{24}(I)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(I)$	$V_{15}(I)$	$V_6(I)$

Tableau C-19: Etat des interrupteurs pour la région 4.

	T_s									
	$T_s/2$					$T_s/2$				
	$T_1/2$	$T_2/2$	$T_3/2$	$T_4/2$	$T_5/2$	$T_5/2$	$T_4/2$	$T_3/2$	$T_2/2$	$T_1/2$
S_{11}										
S_{12}										
S_{13}										
S_{14}										
S_{15}										
S_{41}										
S_{42}										
S_{43}										
S_{44}										
S_{45}										
	$V_6(II)$	$V_{15}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{24}(II)$	$V_{24}(II)$	$V_{23}(I)$	$V_{22}(II)$	$V_{15}(I)$	$V_6(II)$

ANNEXE D

1- Proteus

Proteus est une suite logicielle destinée à l'électronique. Développé par la société Labcenter Electronics. Grâce à sa facilité, rapidité et sa performance, de nombreuses entreprises et organismes de formation (incluant lycée et université) utilisent cette suite logicielle. Il est composé de deux logiciels principaux : ISIS, et ARES.

ISIS : Le logiciel ISIS de Proteus est principalement connu pour éditer des schémas électriques. Par ailleurs, le logiciel permet également de simuler ces schémas ce qui permet de détecter certaines erreurs dès l'étape de conception.

ARES : Le logiciel ARES est un outil d'édition et de routage qui complètemnt parfaitement ISIS. Un schéma électrique réalisé sur ISIS peut alors être importé facilement sur ARES pour réaliser le PCB de la carte électronique.

2- Les étapes de réalisation du circuit

a) Schématisation du circuit

La première étape consiste à tracer le schéma du circuit sur ISIS. Les composants nécessaires sont tirés de la bibliothèque du logiciel ou bien créés, ces composants sont reliés entre eux à l'aide des outils de traçage disponibles. La figure suivante illustre un circuit d'alimentation (1), un circuit optocoupleur-driver (2) et un circuit RCD (3) :

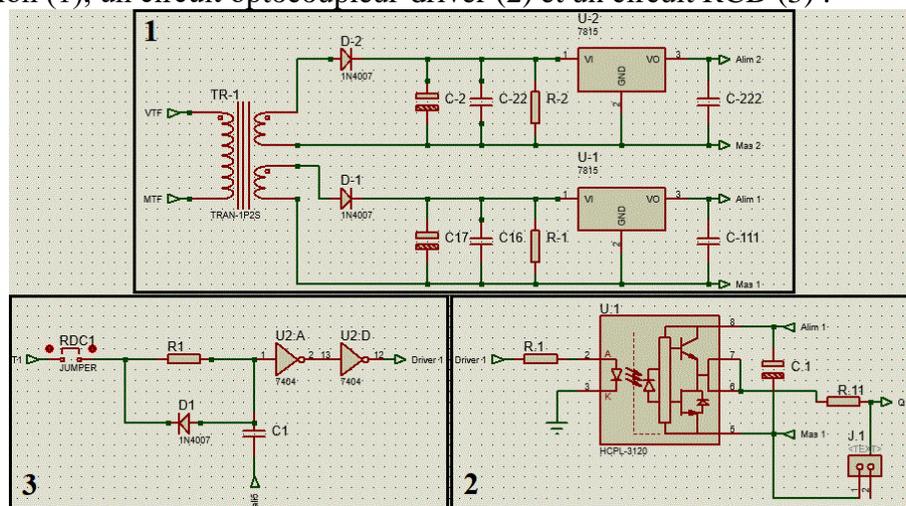


Figure D-1: schéma du circuit RDC, du circuit optocoupleur-driver et son alimentation

b) Passage aux ARES

Après la réalisation de tous les schémas, passer au ARES et placer un cadre ayant les dimensions du PCB (Printed Circuit Board) à réaliser, puis suivre les étapes suivantes :

c) Disposition des composants

Tout d'abord, placer les empreintes des composants que ce soit sur la face Top ou Bottom d'une façon la plus optimisée.

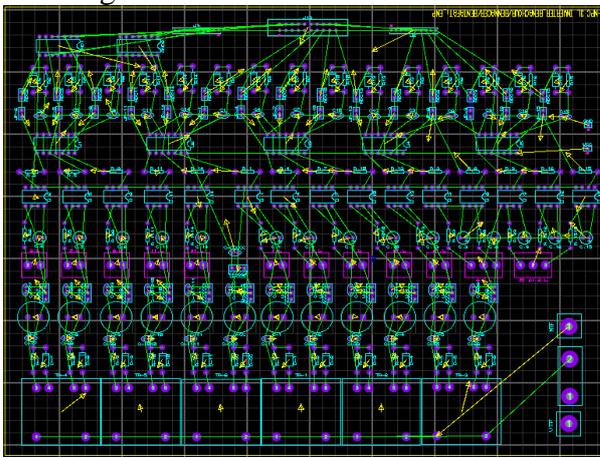
d) Le routage

Consiste à lier tous les composants, le routage doit être effectué dans le respect des règles de conception afin d'atténuer les interférences électromagnétiques EMI. Il est possible de réaliser le routage sur la face Top (en rouge) ou Bottom (en bleu), manuellement ou automatiquement.

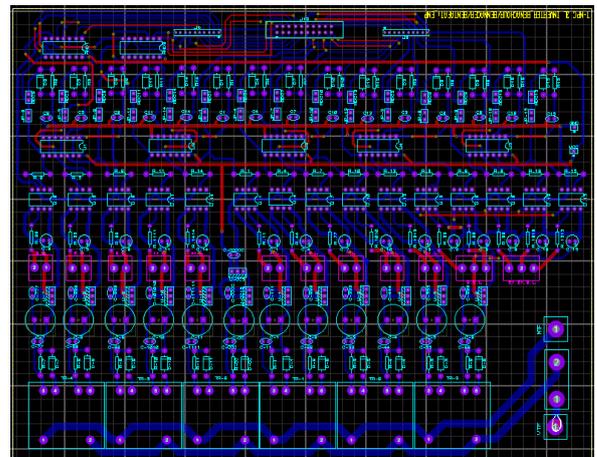
e) Le plan de cuivre

Consiste à remplir les zones inutilisées du circuit par une coulée de cuivre, cela permet de créer de grandes zones de mise à la terre (et/ou d'alimentation) dans le but d'améliorer les propriétés acoustiques.

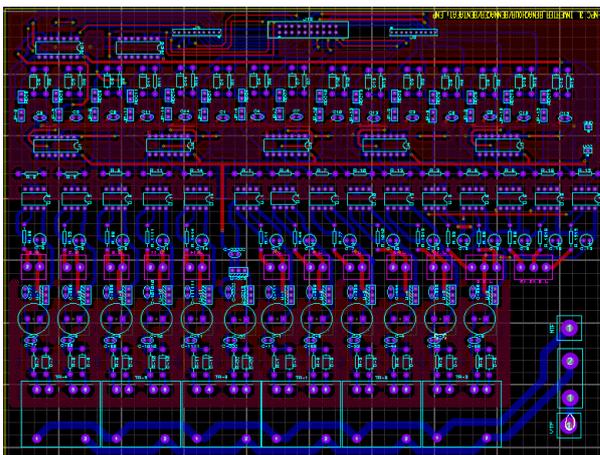
A la fin de ces étapes, il est préférable de faire une vérification à l'aide d'une vue 3D offerte par ce logiciel.



Disposition des composants



Le routage



Le plan de cuivre



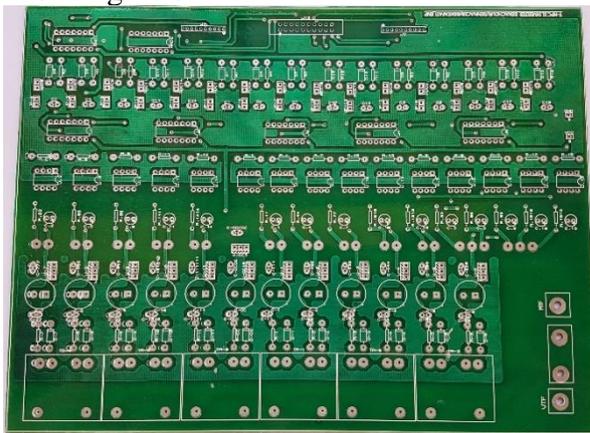
Vue 3D

Figure D-2: Les étapes de la réalisation d'un PCB

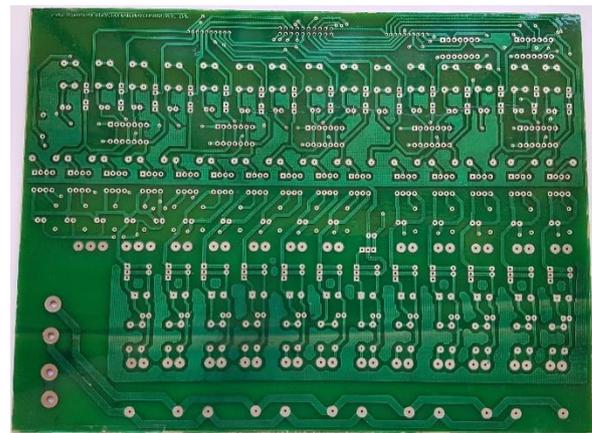
3- Procédure de la réalisation

Dès que le travail sur le logiciel « Proteus » est terminé, les fichiers sont transmis à la société ALMitech, offrant un service de fabrication des circuits imprimés avec une bonne

qualité, le circuit réalisé comporte le circuit d'interface puissance-commande, il est illustré dans la figure suivante :



La face Top



La face Bottom

Figure D-3: circuit imprimé d'interface puissance-commande

ANNEXE E

1- Convertisseur clampé activement par le neutre (ANPC)

Dans cette topologie, les deux diodes de clampé de la structure NPC de base sont remplacées par deux IGBTs en antiparallèle chaqu'un avec une diode. Ce changement a pour but de mieux dissiper et répartir les pertes dans les composants. En effet, dans la topologie NPC, à faible taux de modulation, ce sont les diodes de clampé qui sont les plus sollicitées. Grâce à la topologie Active NPC, il y a deux chemins possibles pour effectuer le niveau zéro Volt de tension lorsque le courant de sortie est positif et également deux chemins possibles lorsque le courant est négatif. Ainsi, cette diversité de possibilités permet de mieux répartir les pertes dans les différents composants [13].

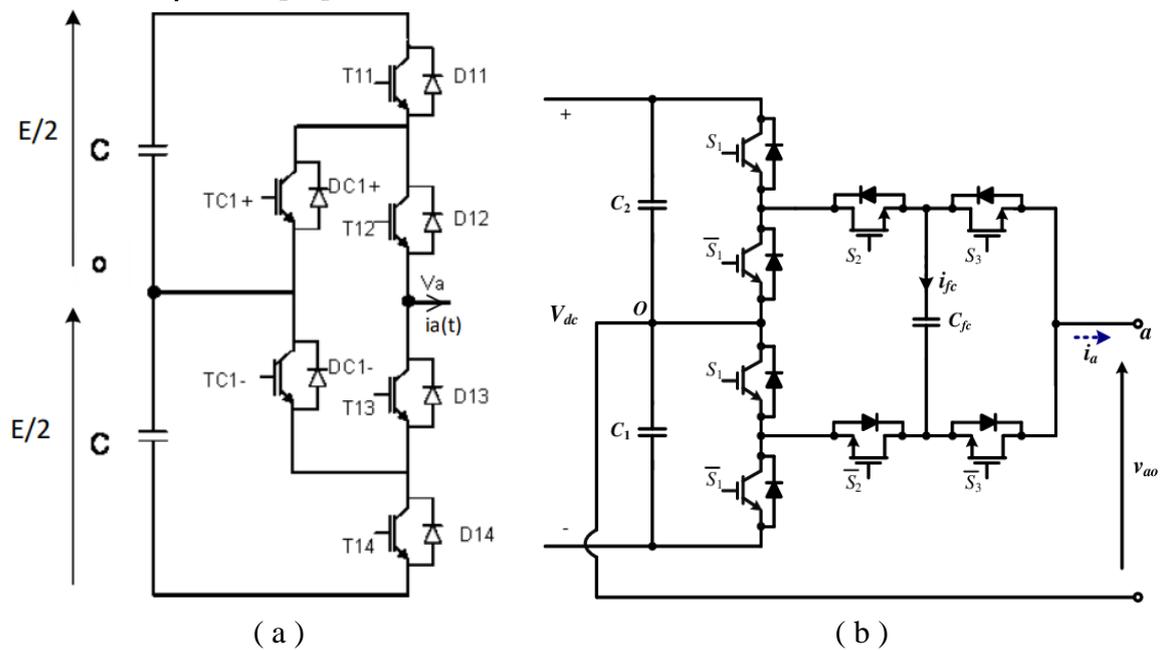


Figure E-1: schéma d'un convertisseur (ANPC) à (a) 3 niveaux [13], à (b) 5 niveaux [74] pour un seul bras.

a) Principe de fonctionnement

Les ordres de commande des interrupteurs $T2+$ et $T2-$ sont complémentaires ainsi que ceux des interrupteurs $T1+$ et $T1-$. De même que dans le cas du NPC, sauf que les composants commandables dits de clampe (IGBT noté $TC1+$, $TC1-$) sont commandés à la fréquence de la porteuse. Nous pouvons aussi noter que si ces composants ne sont pas commandés (ouverts en permanence), nous revenons à une topologie de type NPC 3 niveaux [12].

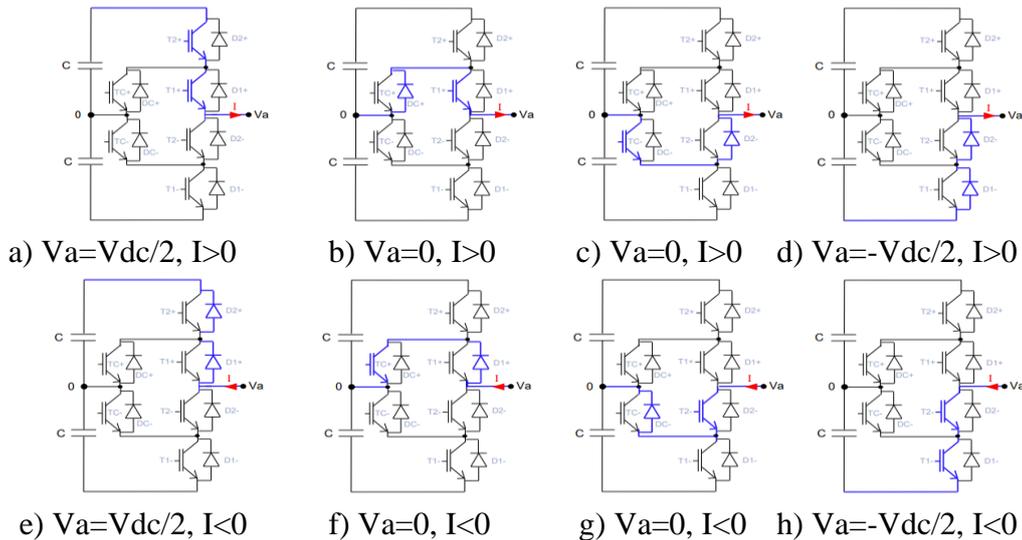


Figure E-2: séquences de conduction d'un ANPC 3 niveaux pour un seul bras [16].

b) Avantages et inconvénients

Le tableau suivant présente les avantages et les inconvénients du convertisseur ANPC :

Tableau E-1: les avantages et les inconvénients de la structure ANPC.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Cette topologie peut indifféremment être utilisée en NPC ou en ANPC ; elle réunit donc tous les avantages du NPC [13]. ✓ Une meilleure répartition de l'ensemble des pertes [13]. ✓ Le zéro de tension peut être obtenu selon 4 séquences distinctes (deux possibilités pour chaque signe du courant de sortie $i_a(t)$) [13]. ✓ Il y a une meilleure utilisation des composants de puissance [12]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Difficulté d'équilibrage des tensions lors de la généralisation à N niveaux [13]. ✓ La complexité de contrôle qui tient compte des pertes au niveau des jonctions [12]. ✓ Pour un taux de modulation élevé, elle devient indifférente de la topologie NPC [12].

2- Convertisseur NPC en pont H (H-NPC)

Cette structure combine la structure NPC de base avec celle du pont en H formant ainsi, un convertisseur H-NPC à 5 niveaux. Elle a été proposée pour la première fois par C.M. Wtr, W.H. Lair et H. Chung en 1999 [75]. La topologie est illustrée comme suit :

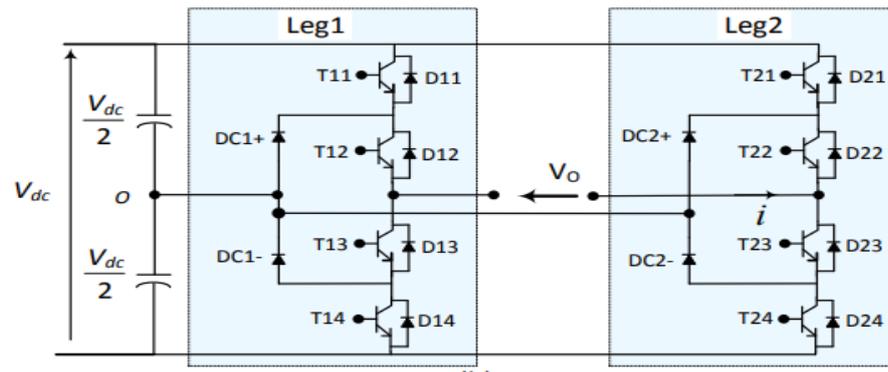


Figure E-3: schéma d'un convertisseur multi-niveaux (H-NPC) à 5 niveaux [76].

a) Principe de fonctionnement

La combinaison des trois niveaux de chaque bras de convertisseur NPC ($V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$) résulte cinq niveaux différents à la sortie ($V_{dc}, V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2, -V_{dc}$) [77].

b) Avantages et inconvénients

En combinant les deux structures NPC et CHB, le nombre de sources de tension DC isolées pour la topologie CHB lorsqu'il s'agit d'augmenter le nombre de niveaux, devient plus réduit avec la topologie H-NPC, en plus de l'amélioration de la forme des tensions obtenues [78]. Cependant, arriver à un certain nombre de niveaux, on aura l'accumulation des inconvénients des topologies NPC et CHB, sans oublier la complexité de la commande.

3- Convertisseur NPC raccordé au réseau Z-source

Cette topologie a été proposée en 2007 par Loh, Feng, Blaabjerg et Soon [79] afin de pouvoir se remédier des handicaps majeurs des convertisseurs traditionnels, à savoir :

- La non possibilité d'un fonctionnement « Buck-Boost », ce qui limite la plage de la tension de sortie.
- La sensibilité face aux perturbations telle que les interférences électromagnétiques, les court-circuits et les circuits ouverts [80].

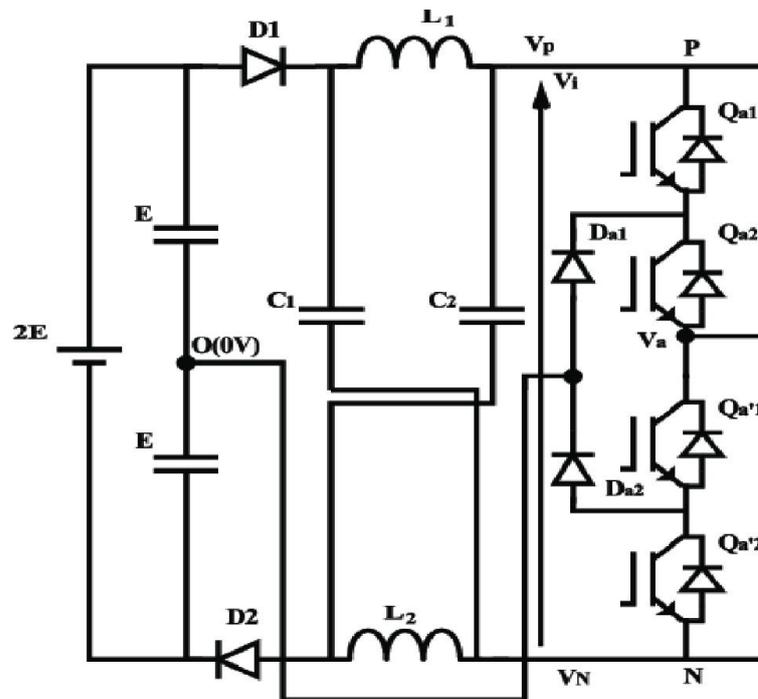


Figure E-4: Schéma d'un convertisseur multi-niveaux (NPC) à 3 niveaux Raccordé au réseau Z-source pour une seule phase [79].

a) Principe de fonctionnement

Cette topologie comprend 2 états de fonctionnement principaux :

- **Fonctionnement buck :** c'est le fonctionnement ordinaire d'une structure NPC, i.e : la tension de chaque phase peut prendre les valeurs $+V_i/2, 0, -V_i/2$. On l'appelle généralement l'état de non-tirage "NST".
- **Fonctionnement boost :** la procédure consiste à priver les courants aux charges en court-circuitant toute un bras (aussi appelé état de tir complet "FST"), ou bien en court-circuitant uniquement la partie supérieure des bras "UST" ou inférieur "LST" afin de pouvoir augmenter la tension des capacités.

4- Autres Topologies

La partie la plus importante des onduleurs multi-niveaux sont ses interrupteurs qui définissent la fiabilité, la taille du circuit, le coût et la complexité de la commande. Le nombre d'interrupteurs requis par rapport aux niveaux de tension requis est un élément très important dans la conception du convertisseur. Afin de fournir un grand nombre de niveaux de sortie sans augmenter le nombre de ponts, une nouvelle structure a été proposée en 2010 par S.Mekhilef et al [81], illustrée comme suit :

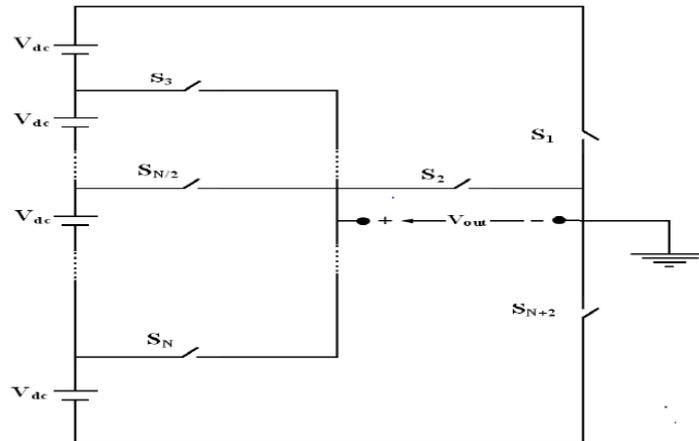


Figure E-5: schéma d'une nouvelle structure de convertisseur multi-niveaux [81].

Plusieurs nouvelles topologies ont été proposées aussi. L'une des plus récentes est celle proposée en 2020 par S. Mekhilef [82], qui est composé de deux parties différentes (basse tension et haute tension) ayant pour but d'augmenter le nombre de niveaux avec un minimum de composants possibles :

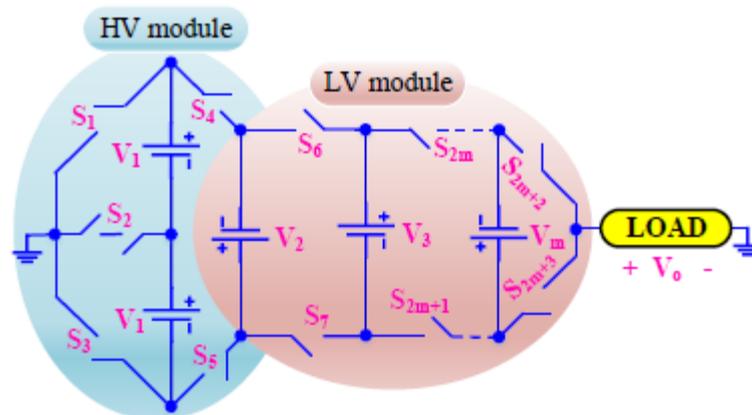


Figure E-6: structure généralisée à plusieurs niveaux de la topologie présentée en [82].