

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : ELECTRONIQUE

Spécialité : **INDUSTRIE ELECTRONIQUE**

Par

- *HAMADENE Somia*
- *HADDOUCHE Khedidja*

Intitulé

Conception, réalisation et commande numérique d'un onduleur de tension triphasé

Évalué le :/09/2021

Par la commission d'évaluation composée de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. TALBI Billel</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENTOUHAMI Larafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MERABET Elkheir</i>	<i>Prof</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2020/2021

* Conformément à :

- L'arrêté n°055 du 21 janvier 2021 Fixant dispositions exceptionnelles autorisées en matière d'organisation et gestion pédagogique, de l'évaluation et de la progression des étudiants, durant la période COVID-19 au titre de l'année universitaire 2020-2021 ;
- Procès-verbal de la réunion de l'équipe du domaine des Sciences et Technologies du mois de Mai 2021.

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail avant tout :

A la mémoire de ma sœur AICHA ;

Dieu bénisse son âme et qu'elle repose en paix.

A mes très chers parents pour leurs soutiens inconditionnels ;

Puisse Dieu, vous procurez santé, bonheur et prospérité.

A mes très chers frères particulièrement Hakim ;

qui ont su me supporter et encourager tout au long de ma vie.

A mes très chères sœurs.

A toute ma famille.

A toutes mes amies.

Khedidja

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents pour leurs soutiens inconditionnels.

Puisse Allah, vous procurez santé, bonheur et prospérité.

*A mes sœurs, Hayat, Rahma et à mon frère Rabeah qui ont
su me supporter et m'encourager tout au long de ma vie.*

*A mes grands-pères qu'Allah procure paix à leurs âmes, à mes grandes-mères
que Dieu leurs procure santé, et longues vies.*

A mes tantes et mes oncles.

A toutes mes amies,

*A ma collègue Khedidja, pour son dévouement, sa patience et sa compréhension tout au long de
ce projet.*

Somia

Remerciement

Nous remercions tout d'abord Allah le tout puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant toutes ces longues années et pour réaliser ce mémoire.

Ainsi nous tenons à remercier notre encadreur Monsieur **L. BENTOUHAMI** pour la disponibilité constante, ses conseils précieux et ses remarques constructives.

On voudrait remercier également Monsieur **F. ZEBIRI** pour sa disponibilité ses efforts, et ses conseils sur la démarche de notre travail.

Nous tenons aussi à présenter notre remerciement aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail.

Enfin, nous remercions ce qui a contribué de près ou de loin pour le bon déroulement de ce travail.

Résumé : Notre travail consiste à étudier la conception, la réalisation et la commande numérique d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Il est nécessaire au préalable de procéder à l'étape de simulation de différentes techniques de commande pour pouvoir les comparer avec ceux de la partie pratique. Ensuite, la réalisation de deux parties : celle de la commande et celle de l'électronique de puissance de l'onduleur selon la topologie choisie. Implémentation de ces techniques de commande (Pleine onde, décalée et MLI) sur la plateforme dSPACE 1104 pour différentes valeurs de l'indice de modulation m avec le relevé des différents grandeurs et mesures (courants des charges, les tensions simples et composées, la vitesse, le couple électromagnétique). Des comparaisons entre les résultats de simulation Matlab et ceux expérimentaux ont été traités pour démontrer l'efficacité de la commande numérique de l'onduleur réalisée sur la plateforme dSPACE 1104.

Mots clés : Onduleur triphasé, Commande numérique, MATLAB, MLI, THD, dSPACE.

Abstract: Most electrical equipment works with alternating current, and in order to use it in isolated sites it requires the use of a static converter (inverter) powered from direct voltage. The purpose of this work is to study, simulate and build a three-phase inverter based on a dSPACE 1104, and carry out experimental test bench at the laboratory.

The basic structures and explanation of different types of inverters is presented followed by simulating the global control system using MATLAB/ SIMULINK environment.

Details on the various stages and the realization of the inverter explaining the chosen components, which write this realization then the presentation of the results of the experimental validation of the inverter produced by the test with different techniques of control (full wave and pulse width modulation (PWM)).

Key Words : three phase inverter, Digital control, MATLAB, MLI, total harmonic distortion THD, dSPACE.

ملخص : مهمتنا في هذا العمل المتواضع هو تصميم, صنع ثم التحكم الرقمي في محول تيار مستمر/متردد (موج) ثلاثي الطور ذو مستويين, في البداية كان لزاما علينا دراسة ومحاكاة التحكم في المحول باستخدام تقنيات التحكم المختلفة (النبض الكامل والتحكم بإزاحة, تعديل عرض الموجة MLI) عن طريق البيئة MATLAB/SIMULINK. قمنا بعد ذلك بإنجاز هذا المحول مع دائرة تحكمه, وإجراء إختبارات تجريبية باستخدام البطاقة dSPACE 1104 ثم عرض النتائج التجريبية مثل (تيار الحمولة, فرق الكمون البسيط و المركب, سرعة الدوران, العزم الكهرومغناطيسي) ومقارنتها بنتائج المحاكاة وتأكدنا من فعالية المحول المنجز مع دائرة تحكمه و تطابق نتائج المحاكاة مع النتائج التجريبية.

كلمات مفتاحية : محول تيار مستمر/متردد (موج) ثلاثي الطور, التحكم الرقمي, MATLAB, MLI, THD, dSPACE.

Liste des abréviations

MLI	Modulation de largeur d'impulsion
SVM	Modulation du vecteur spatiale
m	Indice de modulation
r	Taux de modulation ($0 \leq r \leq 1$)
THD	Taux distorsion harmonique
PC	Personale Computer
PIC	Programmable Interface Controller
RTI	Real-Time Interface
CAN	Convertisseurs analogiques numériques
CNA	Convertisseurs numériques-analogiques
DSP	Digital Signal Processor
DS	dSPACE
RCD	Résistance, Condensateurs, diode
GTO	Gate Turn-off Thyristor
BJT	Bipolar Junction transistor
MOSFET	Metal oxide semiconductor field transistor
IGBT	Insulated gate Bipolar transistor.
T_A	Température ambiante ($^{\circ}\text{C}$ ou $^{\circ}\text{K}$),
P_{lost}	Puissance thermique (W)
R_{thjA}	Résistance Thermique ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ou $^{\circ}\text{K}/\text{W}$).
R_{thjB}	Résistance thermique jonction-boîtier
R_{thBR}	Résistance thermique boîtier-dissipateur
R_{thRA}	Résistance thermique dissipateur-ambient.
T_j	Temperature junction

Liste des symboles

I_a, I_b et I_c	Courants de sortie alternative
$S1$ et $S2, S3$	Variables logiques correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur
$S1'$ et $S2', S3'$	
V_{an}, V_{bn} et V_{cn}	Tensions simples à la sortie de l'onduleur
U_{ab}, V_{bc} et V_{ca}	Tensions composées à la sortie de l'onduleur
ω_0	Pulsation du fondamental
a_0	Valeur moyenne
a_n	Coefficients pairs
b_n	Coefficients impairs
U_{ch}	Tension de charge
v_{eff}	Tension efficace
v_{fanmax}	L'amplitude du fondamental de la tension simple
t_d	Temps de décalage
β	Le décalage
$\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots \theta_k$	Les angles de commutations
V_{ref}	Tension de référence
V_p	Signale de la porteuse triangulaire
δ	Largeur d'impulsion
f_r	La fréquence de la référence
f_p	La fréquence de la modulation.
A_r	Amplitude de la référence
A_p	Amplitude de la porteuse
T_{com}	Temps de commutation de l'onduleur
$T1$ et $T2$	Durées de modulation liées aux séquences correspondant aux $v1, v2$
RL	Résistance et bobine
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m).
I	Courant nominal (A)

Abréviations

P_U	<i>Puissance (KW)</i>
U	<i>Tension de couplage Y</i>
$\cos \varphi$	<i>Facteur de puissance</i>
I_{rms}	<i>La valeur efficace du courant</i>
V_{CES}	<i>Tension maximale aux bornes du composant</i>
V_{GES}	<i>Tension de grille</i>
I_C	<i>Courant aux bornes du composant</i>
I_{CM}	<i>Courant maximale aux bornes du composant</i>
$V_{IN\ max}$	<i>Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre</i>
$C_{\varphi i}$	<i>Condensateur de filtrage</i>
$V_{DC\ max}$	<i>La valeur maximale de tension continue appliquée au condensateur</i>
V_c	<i>Tension de commande</i>
T_{max}	<i>Température maximale de fonctionnement</i>
Ω	<i>Vitesse de rotation (rad/s).</i>

Liste des figures

Figure 1-1 : Les différents types des convertisseurs	16
Figure 1-2 : Représentation symbolique d'un onduleur	17
Figure 1-3 : Alimentation de secours	17
Figure 1-4 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	17
Figure 1-5 : Schéma électrique d'un onduleur en demi-pont	19
Figure 1-6 : Schéma de principe d'un onduleur en pont	19
Figure 1-7 : Schéma électrique d'un onduleur de tension triphasé	20
Figure 1-8 : Tension de sortie pour la commande pleine onde d'un onduleur monophasé	22
Figure 1-9 : Tension de sortie pour la commande décalée d'un onduleur monophasé	23
Figure 1-10 : Variations du THD en fonction de l'angle de décalage	24
Figure 1-11 : Tension de sortie pour la commande MLI d'un onduleur monophasé	26
Figure 1-12 : Schéma électrique d'un onduleur triphasé	28
Figure 1-13 : Tensions de sortie pour la commande pleine onde d'un onduleur triphasé	29
Figure 1-14 : Signaux de commande décalée d'un onduleur triphasé	30
Figure 1-15 : Variation de THD en fonction de l'angle de décalage	31
Figure 1-16 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI	32
Figure 1-17 : Principe de commande MLI d'un onduleur triphasé	33
Figure 1-18 : Signaux de sortie de commande MLI d'un onduleur triphasé	33
Figure 1-19 : Variation du THD en fonction de r	33
Figure 2-1 : Montage d'un onduleur monophasé commande pleine onde	36
Figure 2-2 : Tension de sortie et spectre de commande 180° d'un onduleur monophasé	37
Figure 2-3 : L'allure du courant avec son spectre	38
Figure 2-4 : Montage d'un onduleur monophasé avec la commande décalée	38
Figure 2-5 : L'allure du courant et de la tension	39
Figure 2-6 : Courant de sortie et le spectre de commande décalée d'un onduleur monophasé en pont	39
Figure 2-7 : Simulation de commande MLI d'un onduleur monophasé	40
Figure 2-8 : Tension de sortie avec son spectre pour la commande MLI	40
Figure 2-9 : Courant de sortie avec son spectre pour $m=12$	40
Figure 2-10 : Tension sortie avec son spectre pour $m=21$	41
Figure 2-11 : Tension et courant de sortie avec leurs spectres pour $m=21$	41
Figure 2-12 : Tension sortie avec son spectre pour $m=40$	42
Figure 2-13 : Courant de sortie avec son spectre pour $m=40$	42
Figure 2-14 : Le courant de la charge inductive avec plusieurs valeurs de r	43
Figure 2-15 : La tension de la charge pour plusieurs valeurs de r	43
Figure 2-16 : Commande plein onde d'un onduleur triphasé	43
Figure 2-17 : La tension composée avec son spectre pour la commande pleine onde	44
Figure 2-18 : La tension simple avec son spectre pour la commande plein onde	44
Figure 2-19 : Le courant simple avec son spectre	44
Figure 2-20 : L'allure des trois courants de phases	45
Figure 2-21 : Courant avec son spectre pour la commande plein onde d'onduleur triphasé	45
Figure 2-22 : Simulation de commande MLI d'un onduleur triphasé avec une charge inductive	46
Figure 2-23 : L'allure de la tension composée avec son spectre pour $m=21$	46
Figure 2-24 : L'allure de la tension simple avec son spectre pour $m=21$	47
Figure 2-25 : Les trois courants de la charge inductive	47
Figure 2-26 : L'allure du courant simple avec son spectre pour $m=21$	47
Figure 2-27 : L'allure du courant simple avec son spectre pour $m=40$	48
Figure 2-28 : Simulation de la MLI d'un Onduleur triphasé alimentant un moteur triphasé de 1kW	48
Figure 2-29 : Spectre de courant de premier phase statorique i_{sa} de la MAS	49

Figure 2-30 : Résultats de simulation de la machine asynchrone 1kW	49
Figure 3-1 : Présentation générale de la maquette.....	52
Figure 3-2 : Carte dSPACE DS1104	53
Figure 3-3 : Architecture de la carte dSPACE 1104.....	53
Figure 3-4 : Constitution du panel d'interface CLP1104.....	54
Figure 3-5 : La soudure de câble de connexion CP37	55
Figure 3-6 : Schéma de l'alimentation stabilisé sur PROTEUS.....	56
Figure 3-7 : Régulateurs de tension 15V (LM7815)	57
Figure 3-8 : Image de HCPL-3120.....	58
Figure 3-9 : Architecture d'optocoupleur HCPL-3120	58
Figure 3-10 : Schéma complet de la carte de commande sur PROTEUS	59
Figure 3-11 : PCB de la carte de commande.....	59
Figure 3-12 : Vision 3D de la carte de commande	60
Figure 3-13 : Les caractéristiques des transistors GTO, IGBT, BJT, MOSFET	61
Figure 3-14 : MOSFET IRFP260N.....	61
Figure 3-15 : Circuit de snubber.....	61
Figure 3-16 : Schéma et circuit électrique entre jonction silicium et ambiant.....	62
Figure 3-17 : Dissipateur de chaleur	63
Figure 3-18 : Schéma électrique de l'onduleur sur PROTEUS	63
Figure 3-19 : Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES.....	64
Figure 3-20 : Vision 3D de la carte de puissance	64
Figure 3-21 : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone 1kW.....	65
Figure 3-22 : Circuit d'aide à l'ouverture implanté.....	67
Figure 3-23 : La tension et le courant du MOSFET lors de son ouverture	67
Figure 3-24 : Les étapes de conception d'une carte électronique.....	69
Figure 3-25 : Image réelle de la carte de commande	70
Figure 3-26 : Image réelle de la carte de puissance.....	70
Figure 3-27 : Banc d'essais expérimental.....	71
Figure 3-28 : Source de tension alternative et continue variable	71
Figure 3-29 : Schéma-bloc de la commande à pleine onde.....	72
Figure 3-30 : Signaux de commande 0-5V pleine onde générées par l'interface dSPACE.....	73
Figure 3-31 : Signaux de commande 0-15V commande pleine onde générés par HCPL.....	73
Figure 3-32 : Signaux de sortie de l'onduleur (plein onde).....	73
Figure 3-33 : Schéma bloc de l'implémentation de la commande MLI	74
Figure 3-34 : Deux signaux de commande MLI générés par l'interface dSPACE.....	75
Figure 3-35 : Temps morts entre deux signaux de commande complémentaires MLI	75
Figure 3-36 : Deux tensions composées avec $E=150V$ pour la commande MLI.....	75
Figure 3-37 : Schéma-bloc de la commande à pleine onde pour alimenter la MAS.....	76
Figure 3-38 : Tensions composées de l'onduleur pour $E=200V$	77
Figure 3-39 : Résultats pratiques de la machine asynchrone 1kW.....	77
Figure 3-40 : Schéma bloc de l'ensemble MAS-Onduleur (commande MLI).....	78
Figure 3-41 : La tension composée V_{ab} pour $m=21$ et $E=145V$	78
Figure 3-42 : La tension composée V_{ab} pour $m=40$ et $E=145V$	78
Figure 3-43 : Résultats Pratiques de la machine asynchrone 1kW pour $m=21$ et $E=145V$	79
Figure 3-44 : Résultats pratiques de la machine asynchrone 1kW pour $m=40$ et $E=145V$	80

Liste des tableaux

<i>Tableau 3-1 : La désignation des broches de connecteur CP37</i>	<i>55</i>
<i>Tableau 3-2 : Différents types de transistors (GTO, IGBT, BJT, MOSFET ...)</i>	<i>60</i>
<i>Tableau 3-3 : Résistance thermique de IRFP260N</i>	<i>63</i>

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	13
1 LES TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASE	16
1.1 INTRODUCTION.....	16
1.2 CONVERSION CONTINU/ALTERNATIF (ONDULEUR)	16
1.3 CLASSIFICATION DES ONDULEURS	17
1.3.1 ONDULEUR NON AUTONOME	17
1.3.2 ONDULEUR AUTONOME	17
1.3.2.1 Onduleur de tension.....	18
1.3.2.2 Onduleur de courant.....	18
1.3.2.3 Onduleur à résonance.....	18
1.4 TYPES D'ONDULEURS AUTONOMES DE TENSION.....	18
1.4.1 LES ONDULEURS MONOPHASES.....	18
1.4.1.1 Onduleur monophasé en demi-pont (deux interrupteurs ; à diviseur capacitif).....	19
1.4.1.1.1 Schéma de principe	19
1.4.1.1.2 Principe de fonctionnement.....	19
1.4.1.2 Onduleur monophasé en pont.....	19
1.4.1.2.1 Schéma de principe	19
1.4.1.2.2 Principe de fonctionnement.....	19
1.4.2 LES ONDULEURS TRIPHASES.....	20
1.4.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	20
1.5 TECHNIQUES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR MONOPHASE.....	20
1.5.1 COMMANDE PLEINE ONDE EN DEMI-PONT D'UN ONDULEUR MONOPHASE	20
1.5.2 COMMANDE PLEINE ONDE D'UN ONDULEUR MONOPHASE EN PONT.....	21
1.5.3 COMMANDE DECALEE DE L'ONDULEUR MONOPHASE EN PONT.....	23
1.5.4 COMMANDE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) EN ANGLAIS (PWM).....	25
1.5.4.1 Les paramètres caractérisant la commande MLI.....	25
1.6 TECHNIQUES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE	28
1.6.1 COMMANDE PLEIN ONDE.....	28
1.6.2 COMMANDE DECALEE D'UN ONDULEUR TRIPHASE.....	30
1.6.3 COMMANDE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI).....	32
1.7 CONCLUSION	34
2 SIMULATION DES TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES	36
2.1 INTRODUCTION.....	36
2.2 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE.....	36
2.2.1 ONDULEUR MONOPHASE	36
2.2.1.1 Commande symétrique d'un onduleur monophasé.....	36
2.2.1.2 Commande décalée d'un onduleur monophasé.....	38
2.2.1.3 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	40
2.2.2 ONDULEUR TRIPHASE	43
2.2.2.1 Commande symétrique d'un onduleur triphasé.....	43
2.2.2.2 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	46
2.2.2.3 Alimentation d'un moteur asynchrone 1kW par onduleur triphasé MLI	48

2.3 CONCLUSION	50
3 REALISATION PRATIQUE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX.....	52
3.1 INTRODUCTION.....	52
3.2 PRESENTATION GENERALE DE LA MAQUETTE.....	52
3.2.1 dSPACE.....	52
3.2.1.1 Architecture interne de la carte DS1104	53
3.2.1.2 Domaine d'application de la carte DS1104	54
3.2.1.3 Panel d'acquisition CLP1104.....	54
3.2.2 REALISATION DE LA CARTE DE COMMANDE ET LA PARTIE DE PUISSANCE.....	56
3.2.2.1 Carte de commande.....	56
3.2.2.1.1 Partie d'alimentation stabilisée	56
3.2.2.1.2 Partie d'isolation et d'amplification des signaux.....	57
3.2.2.1.3 Réalisation de la carte de commande.....	58
3.2.2.2 Partie de puissance (onduleur triphasé).....	60
3.2.2.2.1 Les transistors.....	60
3.2.2.2.2 Circuit d'aide de commutation RCD (Snubber).....	61
3.2.2.2.3 Dissipateur de chaleur	62
3.2.2.2.4 Réalisation de l'onduleur	63
3.2.3 LA CHARGE	64
3.2.4 DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS.....	65
3.2.4.1 Choix des MOSFET	65
3.2.4.2 Dimensionnement des MOSFET.....	65
3.2.4.2.1 Pertes par conduction.....	65
3.2.4.2.2 Pertes par commutation au niveau des MOSFET avec circuit d'aide à la commutation.....	66
3.3 LES ETAPES DE CONCEPTION D'UNE CARTE ELECTRONIQUE.....	69
3.4 RESULTATS DES CIRCUITS IMPRIMES	70
3.5 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAIS.....	71
3.6 L'ALGORITHME DE COMMANDE	72
3.6.1 IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE PLEINE ONDE	72
3.6.1.1 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde	74
3.6.2 IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE MLI.....	74
3.6.2.1 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI.....	76
3.7 ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE 1kW PAR L'ONDULEUR TRIPHASE REALISE.....	76
3.7.1 COMMANDE PLEINE ONDE	76
3.7.1.1 Interprétation des résultats	77
3.7.2 COMMANDE MLI.....	78
3.7.2.1 Interprétation des résultats	80
3.8 CONCLUSION	80
CONCLUSION GENERALE	82

Introduction Générale

Avec le développement industriel, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de puissance de plus en plus forte. Ces machines exigent une forte tension d'alimentation. Les machines électriques étant actuellement alimentées à travers des convertisseurs de puissance, ces dernières doivent être dimensionnées et commandées de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées, de qualité convenable [1].

L'avènement de l'électronique de puissance se sont développés considérablement et offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande [2].

Les convertisseurs sont des appareils servant à transformer l'énergie d'une telle forme à une autre. Les convertisseurs continu-alternative (onduleurs) sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif. La fréquence et la tension de sortie peuvent être constantes ou variables. Ceux-ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande, afin d'obtenir une meilleure approximation à un signal sinusoïdal [3].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs et la réalisation de l'onduleur triphasé sont l'axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer.

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude d'un onduleur triphasé.

L'implantation de l'algorithme de commande dans ce travail est faite sur une carte numérique dSPACE de type DS1104, celle-ci est utilisée pour générer les signaux de commande (nous allons utiliser la commande symétrique et la commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI)) qui vont attaquer les interrupteurs (MOSFET) de l'onduleur.

Afin d'atteindre l'objectifs fixé, notre mémoire est organisé en trois chapitres comme suit :

❖ Le premier chapitre

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une présentation des structures de base des onduleurs ainsi que leurs principes de fonctionnement. Nous rappellerons les stratégies de commande d'un onduleur.

❖ Le deuxième chapitre

Dans le deuxième chapitre, une simulation sous MATLAB/Simulink a permet de vérifier les techniques étudiées.

❖ Le dernier chapitre

Dans le dernier chapitre nous présenterons la partie expérimentale réalisée au laboratoire de recherche de l'université de BBA ainsi que l'explication des différents blocs qui le constituent avec les résultats obtenus par simulation numérique.

Enfin nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre 01 :

Les techniques de commande
des onduleurs triphasé

1.1 Introduction

Auparavant, la conversion d'énergie est obtenue à partir des machines électriques avec l'accouplement mécanique. A l'apparition de l'électronique de puissance, à base de semi-conducteurs (Diodes, Transistors, Thyristors, ..., etc), la conversion d'énergie est devenue possible sans l'association des machines tournantes. Elle est nommée conversion statique. Ces dispositifs sont désignés par des convertisseurs, on distingue plusieurs types :

- **Onduleur** : Continu → Alternatif ;
- **Hacheur** : Continu → Continu ;
- **Gradateur** : Alternatif → Alternatif ;
- **Redresseur** : Alternatif → Continu.

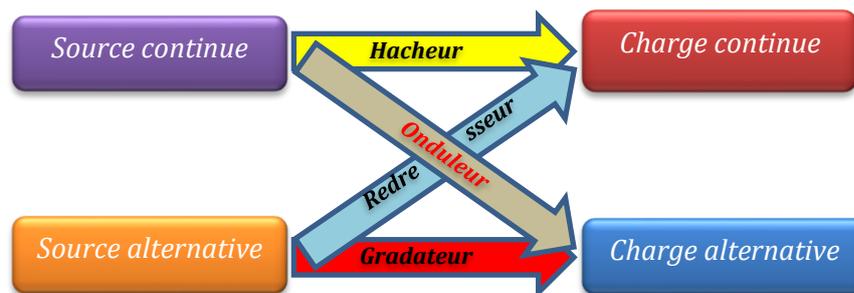


Figure 1-1 : Les différents types des convertisseurs

Notre travail s'intéresse aux onduleurs et les techniques de leur commande.

1.2 Conversion continu/alternatif (Onduleur)

Le rôle principal de cet onduleur est de donner une tension alternative à partir de celle continue avec des amplitudes et des fréquences fixes ou réglables. Ils trouvent leur application dans les domaines suivants :

- Ils assurent l'alimentation de secours dans le cas de panne ou coupure sur le réseau de distribution ;
- Le chauffage par induction ;
- Ils sont utilisés comme une alimentation permanente dans les centrales photovoltaïques et les engins aérospatiaux ;
- Ils peuvent être le siège de commande (variation de vitesse) des machines alternatives [1].

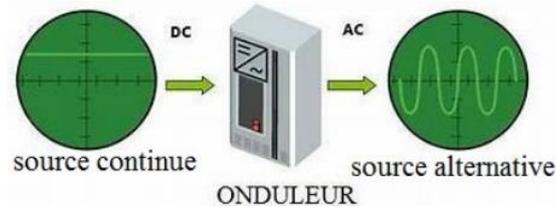


Figure 1-2 : Représentation symbolique d'un onduleur

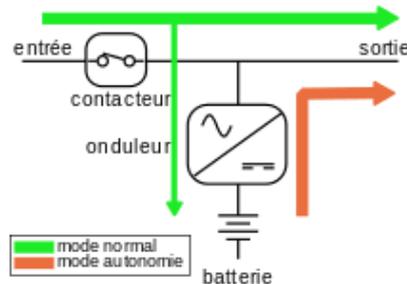


Figure 1-3 : Alimentation de secours

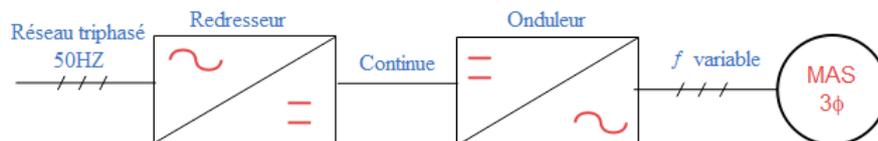


Figure 1-4 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

1.3 Classification des onduleurs

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

1.3.1 Onduleur non autonome

Un onduleur non autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [2].

1.3.2 Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue ;
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue ;
- Les onduleurs à résonance [3].

1.3.2.1 Onduleur de tension

Un onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension v n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La tension de la sortie de l'onduleur est fonction de la valeur moyenne imposée par le côté continu. Le courant i dépend de la charge placée du côté alternatif [2].

1.3.2.2 Onduleur de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant i qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension v à ses bornes [2].

1.3.2.3 Onduleur à résonance

Les onduleurs à résonance sont ceux de tension ou de courant fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [4].

1.4 Types d'onduleurs autonomes de tension

On distingue deux types des onduleurs autonomes de tension, les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés :

1.4.1 Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur **push-pull**.
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en **demi pont**. Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur **monophasé en pont** [1].

1.4.1.1 Onduleur monophasé en demi-pont (deux interrupteurs; à diviseur capacitif)

1.4.1.1.1 Schéma de principe

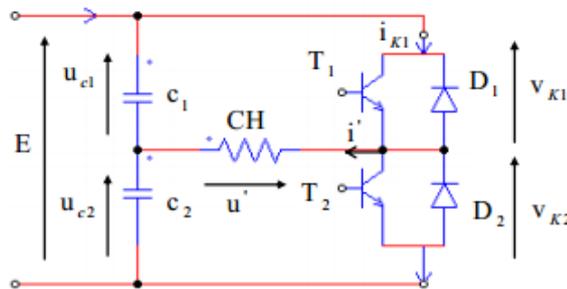


Figure 1-5 : Schéma électrique d'un onduleur en demi-pont

1.4.1.1.2 Principe de fonctionnement

On dispose d'une source unique de tension et le point milieu est réalisé par la mise en série de deux capacités à valeur élevée. Ces deux capacités sont traversées par les courants de la charge, lorsque le transistor T_1 conduit, la capacité C_1 se décharge et la capacité C_2 se charge, la tension $u = E/2$. De même lorsque T_2 conduit la capacité C_2 se décharge et la capacité C_1 se charge, la tension $u = -E/2$.

1.4.1.2 Onduleur monophasé en pont

1.4.1.2.1 Schéma de principe

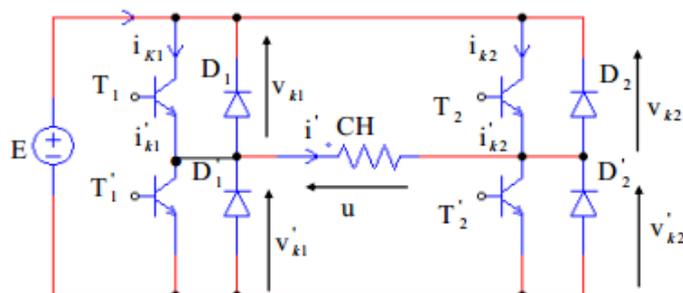


Figure 1-6 : Schéma de principe d'un onduleur en pont

1.4.1.2.2 Principe de fonctionnement

Nous supposons que les interrupteurs T_1 et T'_2 sont fermés pendant la première demi-période rendant la tension u égale $+E$, les interrupteurs T'_1 et T_2 sont fermés pendant l'autre demi période rendant u égale à $-E$. Cette commande s'appelle la commande symétrique. Il existe d'autres types de commande tels que, la commande décalée et la commande MLI [5]. Nous signalons que les diodes montées en tête bêche avec les transistors ou les thyristors sont très

importantes pour la protection de ces derniers et évacuer l'énergie stockée dans les selfs de la charge (nommée en anglais « free wheeling diode »).

1.4.2 Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'une batterie ou d'un pont redresseur [6].

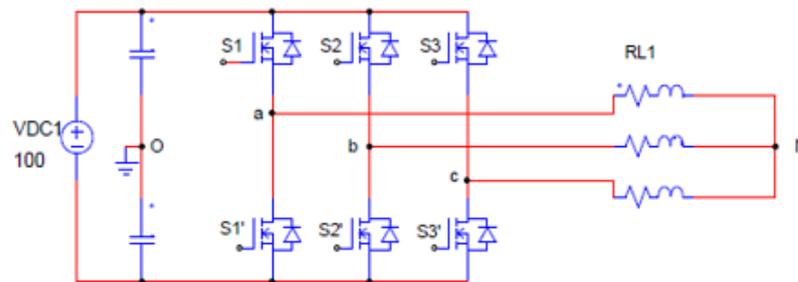


Figure 1-7 : Schéma électrique d'un onduleur de tension triphasé

1.4.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est fournie pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c les interrupteur S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaire deux à deux et on définit $S_i = (T_i, D_i)$, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- S_1 pour $\omega t = 0$ et S_1' pour $\omega t = \pi$;
- S_2 pour $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ et S_2' pour $\omega t = \pi + \frac{2\pi}{3}$;
- S_3 pour $\omega t = \frac{4\pi}{3}$ et S_3' pour $\omega t = \pi + \frac{4\pi}{3}$. [7]

1.5 Techniques de commande d'un onduleur monophasé

1.5.1 Commande pleine onde en demi-pont d'un onduleur monophasé

Il est constitué principalement d'un seul bras qui se compose de deux interrupteurs de puissance notées T_1 et T_2 à commande complémentaire. La commande (180°) définit la durée de conduction de chacun des interrupteurs est alors d'un demi cycle correspondant à la fréquence du signal de sortie requis lors de la fermeture de l'interrupteur T_1 , la tension aux bornes de la charge serait donc de $+E/2$, et prend la valeur $-E/2$ quand le second interrupteur, T_2 est fermé [8].

- La commande pleine onde a la même fréquence que le signal de la sortie U_{ch} ;

Décomposition en séries de Fourier donne :

$$U_{ch}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (1.1)$$

$$\text{- Pulsation du fondamental : } \omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad (1.2)$$

$$\text{- Valeur moyenne : } a_0 = \frac{1}{T} \int U_{ch}(t) dt \quad (1.3)$$

$$\text{- Coefficients pairs : } a_n = \frac{2}{T} \int \cos(n\omega t) \cdot U_{ch}(t) dt \quad (1.4)$$

$$\text{- Coefficients impairs : } b_n = \frac{2}{T} \int \sin(n\omega t) \cdot U_{ch}(t) dt \quad (1.5)$$

U_{ch} est un signal symétrique à l'axe (impair) donc : $a_0 = a_n = 0$ Alors :

Par changement de variable, on prend : $\theta = \omega \cdot t \rightarrow dt = \frac{d\theta}{\omega}$

$$U_{ch}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin(n\theta)) \quad (1.6)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{ch} \sin(n\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{ch} \sin(n\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \times \frac{E}{2} \left[-\frac{1}{n} \cos(n\theta) \right]_0^{\pi} \quad (1.7)$$

$$\text{On remplace } b_n \text{ dans (1-1) on trouve : } U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \times \frac{E}{2} [1 - \cos(n\pi)] \sin(n\theta) \quad (1.8)$$

$$\text{Pour } n = 2, 4, 6, 8, \dots \text{ (n nombre pair), } b_n = 0, \text{ et pour (n nombre impair) } b_n = \frac{4}{n\pi} \times \frac{E}{2} \quad (1.9)$$

La valeur crête de la composante de fréquence fondamentale (n=1) peut être obtenue comme suit :

$$b_1 = U_{ch1ma1} = \frac{4}{\pi} \times \frac{E}{2} = 0.636 \times E \quad (1.10)$$

Pour les autres harmoniques $n > 2$:

$$n = 3 \rightarrow b_3 = 0.21 \times E \quad n = 5 \rightarrow b_5 = 0.12 \times E \quad n = 7 \rightarrow b_7 = 0.09 \times E$$

$$n = 9 \rightarrow b_9 = 0.07 \times E \quad n = 11 \rightarrow b_{11} = 0.057 \times E \quad n = 13 \rightarrow b_{13} = 0.0485 \times E$$

On retrouve tous les harmoniques de rangs impaires avec des amplitudes décroissantes

1.5.2 Commande pleine onde d'un onduleur monophasé en pont

Pour $t \in [0; \frac{T}{2}]$; les interrupteurs T_1 et T_2 sont fermés tandis que les interrupteurs T_1' et T_2' sont ouverts (bloqués). La tension de sortie est définie par $U_{ch} = +E$.

En considérant que les interrupteurs et les diodes sont des éléments parfaits, les tensions des interrupteurs sont alors égales à $V_{T_1} = V_{T_2} = 0, V_{T_1'} = V_{T_2'} = +E$

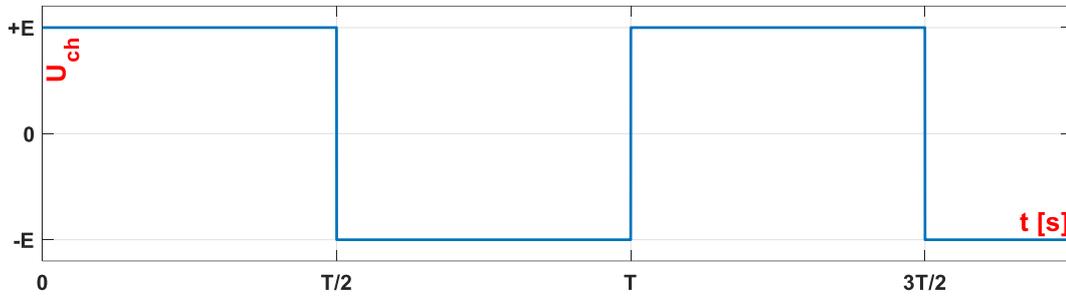


Figure 1-8 : Tension de sortie pour la commande pleine onde d'un onduleur monophasé

Pour : $t \in \left[\frac{T}{2}; T \right]$; les interrupteurs T_1 et T'_2 sont ouverts (bloqués) tandis que les interrupteurs T'_1 et T_2 sont fermés. La tension de sortie est égale à $U_{ch} = -E$, et les tensions des interrupteurs sont définies par : $V_{T_1} = V_{T'_2} = 0, V_{T'_1} = V_{T_2} = +E$

Comme la tension obtenue est alternative donc la valeur moyenne est nulle. A cet effet, il est nécessaire de calculer la valeur efficace.

La valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est :

$$v_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2E^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} dt} = E \quad (1.11)$$

Cette commande impose aux bornes de la charge une tension en créneaux de valeur efficace constante.

Développement en série de Fourier de U_{ch} pour toutes les valeurs de $n \neq 0$:

U_{ch} est un signal symétrique à l'axe (impair) donc : $a_0 = a_n = 0$ Alors :

$$U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin(n\theta)) \quad (1.12)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s \sin(n\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \times E \int_0^{\pi} (\sin(n\theta)) d\theta = \frac{2}{\pi} \times E \left[-\frac{1}{n} \cos(n\theta) \right]_0^{\pi} \quad (1.13)$$

$$\text{Donc on trouve : } U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \times E [1 - \cos(n\pi)] \sin(n\theta) \quad (1.14)$$

$$\text{Pour } n \text{ pair } b_n = 0 ; \text{ et pour } n \text{ impair : } b_n = \frac{4}{\pi n} \times E \quad (1.15)$$

Le coefficient b_1 du fondamental est le double à celui du demi pont soit **$b_1 = 1.27 \times E$**

Pour les harmoniques impaires et d'ordre supérieur à deux, $n > 2$:

$$n = 3 \rightarrow b_3 = 0.42 \times E \quad n = 5 \rightarrow b_5 = 0.25 \times E \quad n = 7 \rightarrow b_7 = 0.18 \times E$$

$$n = 9 \rightarrow b_9 = 0.14 \times E \quad n = 11 \rightarrow b_{11} = 0.115 \times E \quad n = 13 \rightarrow b_{13} = 0.098 \times E$$

On retrouve tous les harmoniques de rangs impaires avec des amplitudes décroissantes.

Taux de distorsion d'harmoniques (Résidu d'harmoniques) de U_{ch} :

La qualité du courant peut être évaluée par le Taux de Distorsion d'Harmoniques THD. Son

expression est donnée par l'équation suivante : $\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=40} (U_{m\text{eff}})^2}}{U_{1\text{eff}}}$

La valeur efficace de la tension de sortie : $U_{\text{cheff}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} E^2 dt} = E$

La valeur efficace de la composante fondamentale : $U_{\text{ch1eff}} = \frac{b_1}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \times E$

$$\text{Donc : THD} = \frac{\sqrt{U_{\text{cheff}}^2 - U_{\text{ch1eff}}^2}}{U_{\text{cheff}}} = \frac{\sqrt{E^2 - \left[\frac{4E}{\pi\sqrt{2}}\right]^2}}{E}$$

$\text{THD}_{U_{\text{ch}}} = \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} = \mathbf{0.435}$. Dans un onduleur monophasé en pont ou en demi-pont à commande symétrique, les harmoniques représentent **43.52%** de la tension délivrée par le dispositif. Ce qui détériore la qualité de la tension de sortie. Pour l'améliorer, on fait recours à la commande décalée pour atténuer le THD et varier la valeur efficace de la tension de la charge.

1.5.3 Commande décalée de l'onduleur monophasé en pont

Le fonctionnement de cette technique est de fermer ou d'ouvrir les interrupteurs (k_1, k_2') et (k_2, k_1'), simultanément mais avec un certain temps de décalage t_d . Donc elle permet d'agir sur la valeur efficace et sur l'amplitude fondamentale de la tension de sortie.

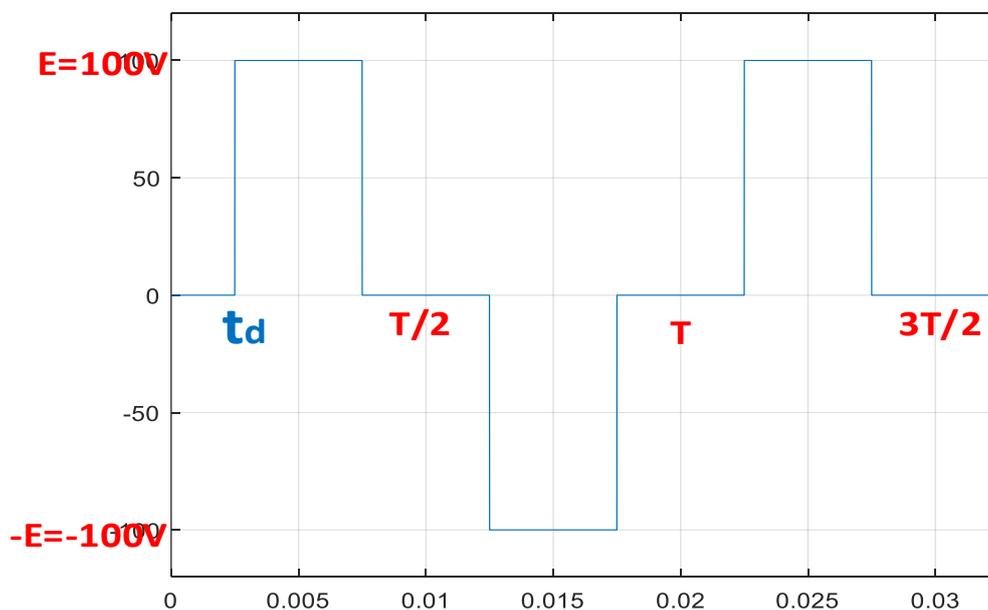


Figure 1-9 : Tension de sortie pour la commande décalée d'un onduleur monophasé

$$v_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_d}^{\frac{T}{2}-t_d} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+t_d}^{T-t_d} (-E)^2 dt} = E \sqrt{1 - \frac{2 \cdot t_d}{T}}$$

Par action sur t_d , on peut faire varier la valeur efficace de la tension fournie par l'onduleur.

Décomposition en séries de Fourier : Ce signal est impair on en déduit que tous les a_n sont nuls.

$$U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin(n\theta)) \quad (1.16)$$

Pour un angle de décalage $\beta = t_d \times \frac{2\pi}{T}$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s \sin(n\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} v_s \sin(n\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \times E \int_{\beta}^{\pi-\beta} \sin(n\theta) d\theta \\ &= \frac{2}{n\pi} \times E [\cos(n\beta) - \cos(n\pi - n\beta)] = \frac{2}{n\pi} E \cos(n\beta) [1 - \cos(n\pi)] \end{aligned} \quad (1.17)$$

Pour n nombre pair $b_n = 0$, et pour $n = 1, 3, 5, 7, \dots$ (n nombre impair) $b_n = \frac{4E}{n\pi} \cos(n\beta)$ (1.18)

On pose l'angle de décalage $\beta = \frac{\pi}{6}$;

Pour les harmoniques d'ordre supérieur à deux $n > 2$:

$$\begin{aligned} n = 3 &\rightarrow b_3 = 0 & n = 5 &\rightarrow b_5 = -0.22 \times E & n = 9 &\rightarrow b_9 = 0 \\ n = 7 &\rightarrow b_7 = -0.1575 \times E & n = 11 &\rightarrow b_{11} = +0.10 \times E & n = 13 &\rightarrow b_{13} = 0.085 \times E \quad [9] \end{aligned}$$

$$\text{THD}_{U_{ch}} \text{ pour la commande décalée : } \text{THD}_{U_{ch}}(t_d) = \sqrt{1 - \frac{8 \left[\cos\left(\pi \frac{t_d}{T}\right) \right]^2}{\pi^2 \left(1 - 2 \frac{t_d}{T}\right)^2}}$$

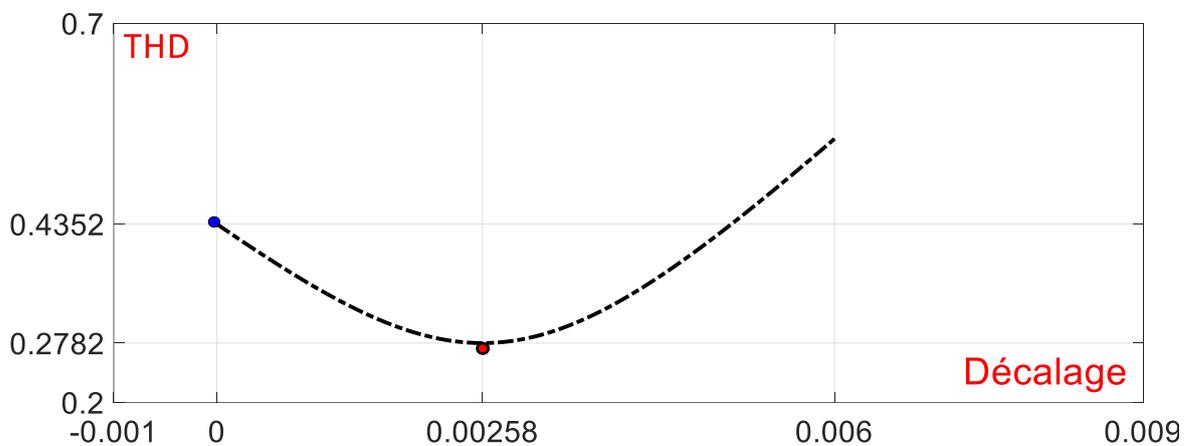


Figure 1-10 : Variations du THD en fonction de l'angle de décalage

Comme illustré, la courbe de THD il passe par un minimum de **27.82%** pour un décalage de $\beta = \frac{\pi}{6}$. Il est à mentionner que pour un angle de décalage nul, on retrouve bien un THD de **43.52%** qui est celui de la commande pleine onde.

Dans ce qui suit, la technique de commande MLI sera traitée pour :

- Repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage ;
- Faire varier la valeur efficace de la tension de sortie.

- Faire varier la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone triphasé.

1.5.4 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) en anglais (PWM)

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, déduire les autres angles par symétrie. Nous montrons après décomposition en série de fourrier d'un signal MLI symétrique par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période. L'existence des harmoniques d'ordre impaires.

Les angles de commutations $\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots$, Nous permettent, en les contrôlant, d'éliminer les harmoniques et de surveiller la fondamentale. Parmi les types de commande MLI, on a choisi MLI sinus-triangle. La figure suivante illustre son principe de fonctionnement en se basant sur la comparaison entre deux signaux, un signal de référence (sinusoïdal) et un signal porteur (triangulaire).

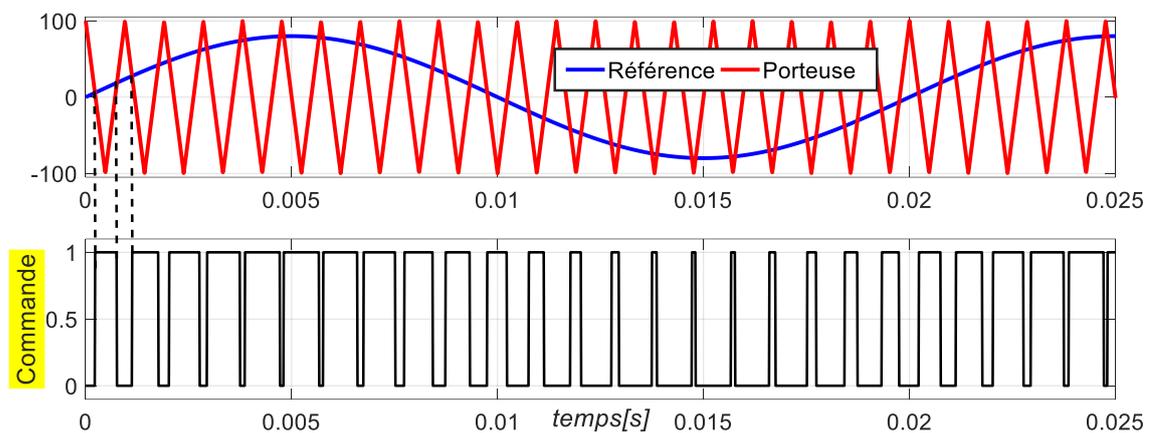


Figure 1-11 : Signal de commande MLI pour l'onduleur monophasé

1.5.4.1 Les paramètres caractérisant la commande MLI

L'indice de modulation m : $m = \frac{f_p}{f_r}$ (f_p : fréquence de la porteuse, f_r : fréquence de la référence).

L'indice de modulation m est choisi de telle manière que l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie se rapproche de celui du signal de référence.

Le coefficient de réglage r : $r = \frac{U_{r_{\max}}}{U_{p_{\max}}}$. La valeur de r est choisie pour maximiser le fondamentale et minimiser les harmoniques.

$f_p, U_{p_{\max}}$: La fréquence et l'amplitude de la porteuse ;

$f_r, U_{r_{\max}}$: La fréquence et l'amplitude de référence.

Tension efficace : $U_{eff} = r \times \frac{E}{2 \times \sqrt{2}}$

Résidu d'harmoniques de la tension composée : $THD_U = \sqrt{1 - \frac{r^2}{2}}$

THD est minimale pour $r=1 \rightarrow THD_U = 70.7\%$, voir la courbe illustrée à la figure ci-dessous.

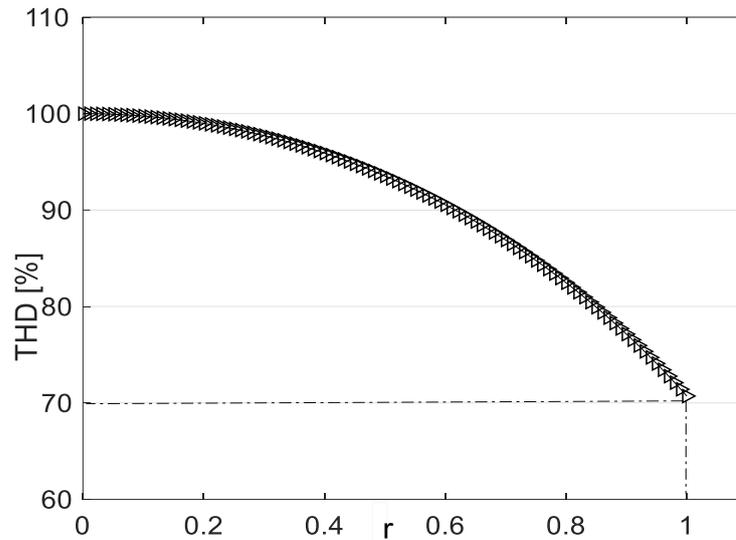


Figure 1-12 : Variations du THD en fonction de coefficient de réglage r

La transformée de fourrier d'un signal alternatif périodique est donnée par :

$$U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin(n\theta)) ; U_{ch} \text{ Signal de sortie impaire donc : } a_0 = a_n = 0 \tag{1.19}$$

U_{ch} Signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période donc on trouve :

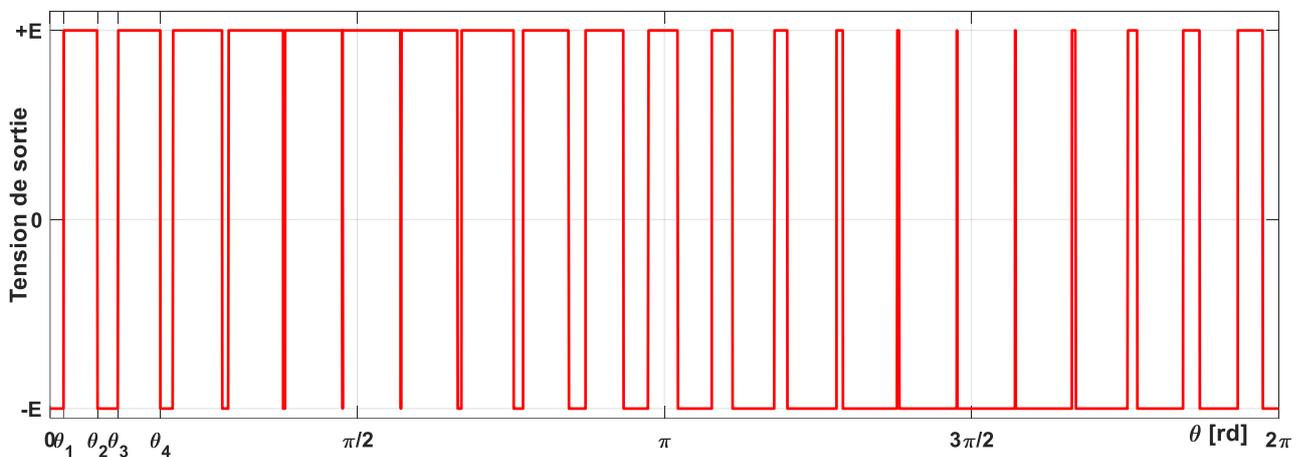


Figure 1-13 : Tension de sortie pour la commande MLI d'un onduleur monophasé

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\pi} v_s \sin(n\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi} v_s \sin(n\theta) d\theta \tag{1.20}$$

Le signal v_s a une amplitude E égal à 100V par exemple alors b_n sera égal à :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} E \sin(n\theta) d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} (-E \sin(n\theta)) d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3} E \sin(n\theta) d\theta \dots \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} E \sin(n\theta) d\theta \right] \tag{1.21}$$

$$\text{On a : } \int_{\theta_1}^{\theta_2} E \sin(n\theta) d\theta = \frac{1}{n} E [\cos n\theta_2 - \cos n\theta_1] \tag{1.22}$$

On remplace dans l'expression précédente et intégrant les autres termes de l'équation (1.21) :

$$b_n = \frac{4E}{\pi n} [1 + 2(-\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 - \cos n\theta_3 + \cos n\theta_4 - \cos n\theta_5 + \dots + \cos n\theta_k)] \quad (1.23)$$

$$b_n = \frac{4E}{\pi n} [1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\theta_k] \quad (1.24)$$

Tel que : $\theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \theta_4 < \dots < \theta_{k-1} < \theta_k < \pi$

L'harmonique fondamentale peut être contrôlée et (k-1) harmoniques peuvent être éliminées.

Nous avons donc : k est en fonction de l'indice de modulation tel que lorsque m augmente k sera augmenté aussi et vice versa qui est donné par la relation : $k = \frac{m-1}{2}$.

$$U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4E}{\pi n} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\frac{m-1}{2}} (-1)^k \cos n\theta_k \right) \right] \times \sin(n\theta) \quad (1.25)$$

Tel que les θ_k , $k = 1, \frac{m-1}{2}$ vérifiant la relation : $V_{\text{porteuse}}(\theta_k) = V_{\text{référence}}(\theta_k)$

m est choisi de tel manière que l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie se rapproche de celui du signal de référence.

$$m=? \rightarrow U_{1\text{eff}} = U_{ch}(n=1) = \frac{4E}{\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\frac{m-1}{2}} (-1)^k \cos \theta_k \right) = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

Dès que m est suffisant, le fondamental de la tension de sortie égale à la tension de référence

\rightarrow par action sur r, $U_{1\text{eff}} \in \left[0, r \frac{E}{\sqrt{2}} \right]$.

Pour les harmoniques $n \geq 1$:

$$\text{Pour : } n = 1 \rightarrow \frac{4E}{\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos \theta_k) \times \sin(\theta) \quad (1.26)$$

$$\text{Pour : } n = 2 \rightarrow \frac{2E}{\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(2\theta_k)) \times \sin(2\theta) \quad (1.27)$$

$$\text{Pour : } n = 7 \rightarrow \frac{4E}{7\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(7\theta_k)) \times \sin(7\theta) \quad (1.28)$$

1.6 Techniques de commande d'un onduleur triphasé

Un onduleur triphasé est constitué par trois onduleurs monophasés en demi-pont (voir la figure).

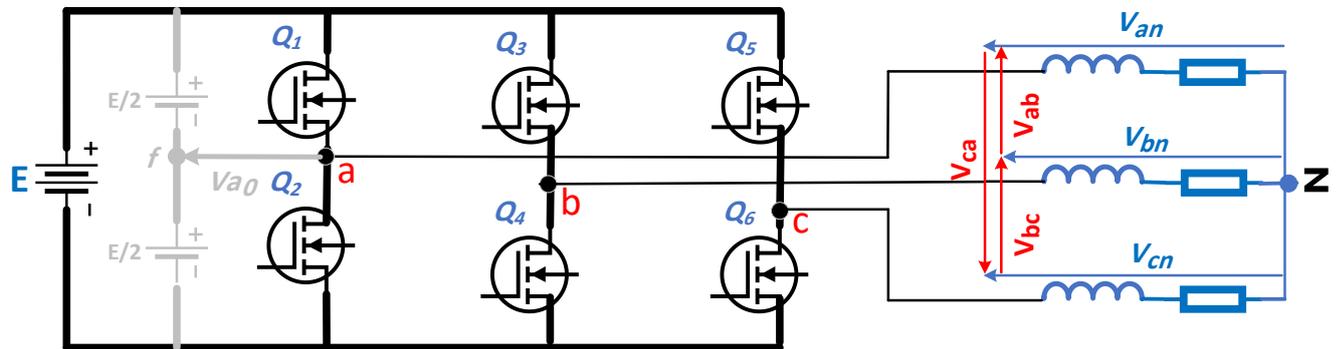


Figure 1-14 : Schéma électrique d'un onduleur triphasé

1.6.1 Commande plein onde

La commande de chaque demi-pont est symétrique, chaque demi-pont est commandé avec un retard de $\frac{T}{3}$ sur le précédent. La charge triphasée est supposée équilibrée.

En appliquant ce type de commande, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisé par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

Puisque la charge est équilibrée, la relation suivante est vérifiée : $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

Les tensions entre phases :

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} &= V_{an} - V_{bn} \\ U_{ac} &= V_{an} - V_{cn} \end{aligned} \right\} \rightarrow U_{ab} + U_{ac} = 2V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) = 3V_{an} \rightarrow$$

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}), \quad V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) \quad \text{et} \quad V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb})$$

La tension composée en fonction de V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} :

$$U_{ab} = V_{a0} - V_{b0}, \quad U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \quad \text{et} \quad U_{bc} = V_{b0} - V_{c0}$$

$$V_{a0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_1 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_2 \text{ fermé} \end{cases} \quad V_{b0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_3 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad V_{c0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_5 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

Par la substitution de la valeur des tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ac} , on trouvera :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}) = \frac{1}{3}(V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} + V_{a0}) = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0})$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) = \frac{1}{3}(V_{b0} - V_{c0} + V_{b0} - V_{a0}) = \frac{1}{3}(2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0})$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb}) = \frac{1}{3}(V_{c0} - V_{a0} + V_{c0} - V_{b0}) = \frac{1}{3}(2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0})$$

On peut écrire les tensions aux bornes de la charge sous forme matricielle : il s'agit de la modélisation dans le cas général du fonctionnement de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix}$$

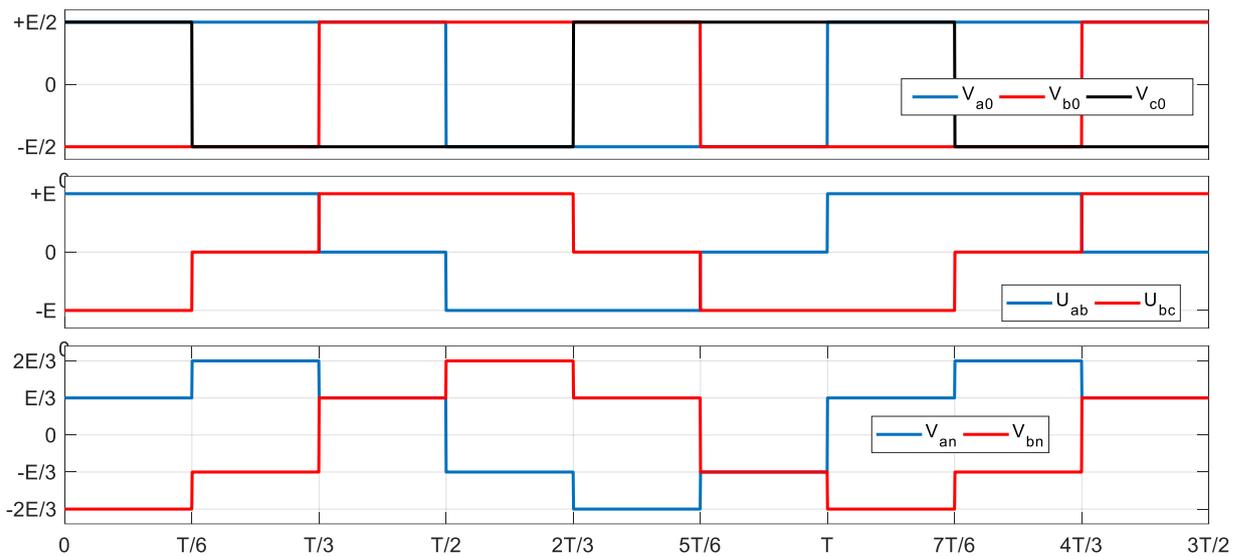


Figure 1-15 : Tensions de sortie pour la commande pleine onde d'un onduleur triphasé

Analyse Harmonique : La décomposition en séries de Fourier de la sortie $U_{ch}(V_{an})$ donne :

$$U_{ch}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin(n\omega t)) ; U_{ch} \text{ signal de sortie impaire donc : } a_0 = a_n = 0 \quad (1.29)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_{an} \sin(n\omega t) dt = \frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{E}{3} (\sin(n\theta)) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2E}{3} (\sin(n\theta)) d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{E}{3} (\sin(n\theta)) d\theta \right) \quad (1.30)$$

$$b_n = \frac{-2}{\pi} \frac{E}{3n} \left[\cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) - \cos(0) + 2 \cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right) - 2 \cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) + \cos(n\pi) - \cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (1.31)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \frac{E}{3n} \left[1 - \cos(n\pi) - \cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (1.32)$$

Pour $n = 2k, k \in \mathbb{N}^*$ (n nombre pair) $\rightarrow b_n = 0$;

Pour $n = 3k, k \in \mathbb{N}^*$ (n multiple de 3) $\rightarrow b_n = 0$;

$$\text{Pour } n = 2k + 1, k \in \mathbb{N}^* (\text{n nombre impair}) \rightarrow b_n = \frac{2}{\pi} \times \frac{E}{n} \quad (1.33)$$

$$\text{Donc : } V_{an}(t) = \frac{2E}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right]$$

Les harmoniques 5, 7 et 11 sont très néfastes pour la charge de l'onduleur.

Pour n=1, l'amplitude du fondamentale a une valeur : $b_1 = \frac{2}{\pi} E = 0.636E$.

Le Taux d'harmonique THD pour la tension simple V_{an} : $THD_{V_{an}} = \frac{V_{an_{heff}}}{V_{an_{eff}}}$

$$V_{an_{eff}} = ? \rightarrow V_{an_{eff}}^2 = \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{E}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2E}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\frac{E}{3}\right)^2 d\theta \right]$$

$$V_{an_{eff}}^2 = \frac{E^2}{9\pi} \left[\frac{\pi}{3} + 4 \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3} \right] = \frac{2E^2}{9} \rightarrow V_{an_{eff}} = \frac{\sqrt{2}E}{3} = 0.47E$$

La valeur efficace du fondamentale : $V_{an_{1eff}} = \frac{V_{an_{1max}}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E$ puisque $V_{an_1}(t) = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \sin(\omega t)$

La valeur efficace des harmoniques : $V_{an_{heff}} = \sqrt{V_{an_{eff}}^2 - V_{an_{1eff}}^2} = E \sqrt{\frac{2}{9} - \frac{2}{\pi^2}} \rightarrow$

$$THD_{V_{an}} = \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} = 0.2968$$

Dans un onduleur triphasé à commande symétrique, les harmoniques représentent **29.68%** de la tension aux bornes de la charge.

Les harmoniques d'ordre paire et de rangs multiples 3 ont disparus.

1.6.2 Commande décalée d'un onduleur triphasé

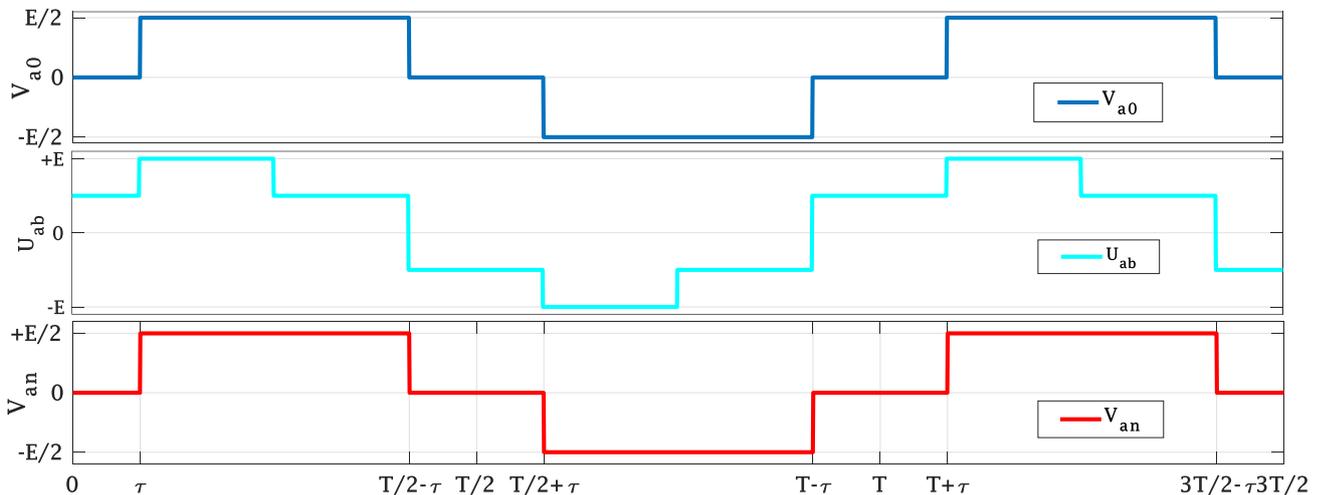


Figure 1-16 : Signaux de commande décalée d'un onduleur triphasé

Analyse harmonique : $THD_{V_{an}} = \frac{V_{an_{heff}}}{V_{an_{eff}}}$

La valeur efficace de la tension simple V_{an} :

$$V_{an_{eff}} = ? \rightarrow V_{an_{eff}}^2 = \frac{2}{T} \int_{\tau}^{T-\tau} \left(+\frac{E}{2}\right)^2 dt \rightarrow V_{an_{eff}} = \frac{E}{2} \sqrt{1 - \frac{4\tau}{T}}$$

La valeur efficace du fondamentale $V_{1an} : V_{an_{1max}} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{an} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{E}{\pi} \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right)$

$$V_{an_{1eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}\pi} \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right)$$

$$THD_{Van} = \frac{V_{an_{heff}}}{V_{an_{eff}}} = \sqrt{1 - \frac{8 \cos(\omega\tau)^2}{\pi^2 (1 - 4\frac{\tau}{T})}}$$

Comme illustré à la figure ci-dessous, THD prend sa valeur minimale **27.8%** pour un décalage $\tau = \frac{\pi}{8}rd$

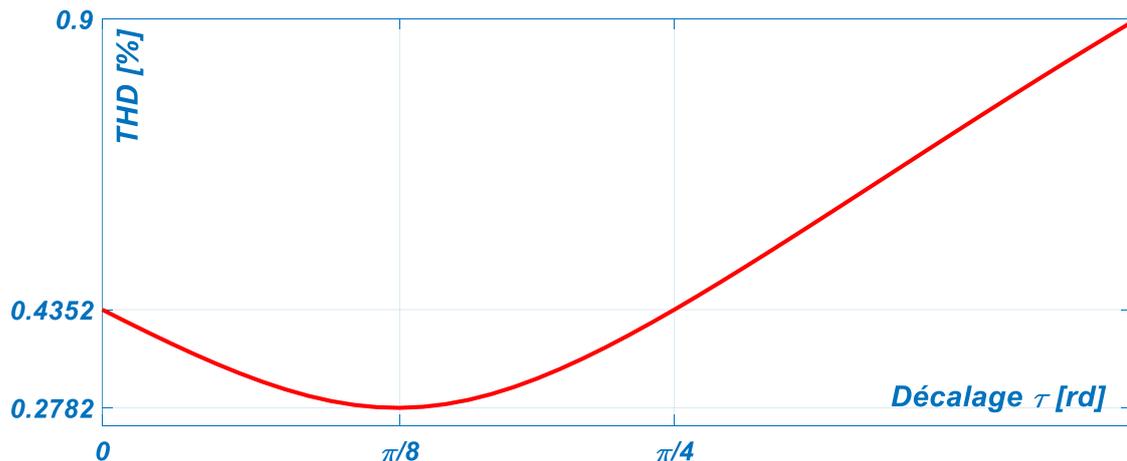


Figure 1-17 : Variation de THD en fonction de l'angle de décalage

A cause de :

- Carences de la commande symétrique et de la commande décalée ;
- La tension de sortie d'un onduleur d'une commande symétrique ou décalée c'est une tension alternative mais en créneaux quasi rectangulaires riche en harmoniques ;
- La tension délivrée par l'onduleur n'est pas sinusoïdale ;
- L'intensité du courant qu'il débite dans la charge ne l'est pas aussi.

On doit donc chercher à réduire au maximum la présence des harmoniques dans l'onde de tension ;

La solution est de réaliser une commande basée sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Alors un découpage approprié neutralise les harmoniques de rang inférieurs ; la variation de fréquence et la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie de ce convertisseur nous permet aussi de varier la vitesse des moteurs alternatifs.

1.6.3 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La commande **MLI** (Pulse Width Modulation) est réalisée en comparant un signal triangulaire V_p de fréquence $f_p = mf_r$ à trois signaux sinusoïdaux de référence V_{r1} , V_{r2} , V_{r3} de fréquence f , les trois tensions forment un système de tension triphasé équilibré d'amplitude $V_{rmax} = r \frac{E}{2}$ d'où [9] :

$$V_{r1} = r \frac{E}{2} \sin \omega t, \quad V_{r2} = r \frac{E}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{et} \quad V_{r3} = r \frac{E}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right).$$

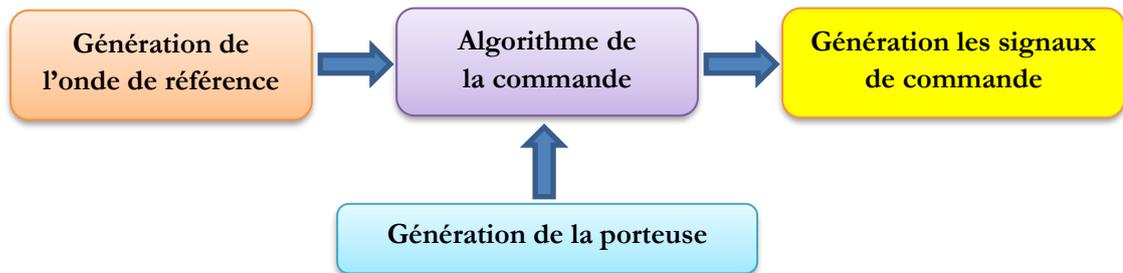


Figure 1-18 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI

La commande de chaque demi-pont est complémentaire sur une période de T_p afin d'éviter le court-circuit du côté continu.

Si $V_{r1,r2,r3} > V_p$ Alors $Q_{1,3,5}$ fermés sinon $Q_{2,4,6}$ fermés.

Les tensions fournies par les demi-pont :

$$V_{a0,b0,c0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_{1,3,5} \text{ sont saturés} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_{2,4,6} \text{ sont saturés} \end{cases}$$

Les tensions composées :

$$U_{ab} = V_{a0} - V_{b0}, \quad U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \quad \text{et} \quad U_{bc} = V_{b0} - V_{c0}$$

Les tensions simples :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}), \quad V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) \quad \text{et} \quad V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb})$$

La valeur efficace de la tension composée :

En appliquant la même méthode pour l'onduleur monophasé, si m est suffisamment grand :

$$V_{an_{1eff}} = r \frac{E}{2\sqrt{2}} \rightarrow U_{ab_{1eff}} = r \frac{E\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$$

$$U_{eff} = E \times \sqrt{1 - \frac{\sqrt{3} \times r}{\pi}}$$

E représente l'entrée continue de l'onduleur et r le coefficient de réglage en tension.

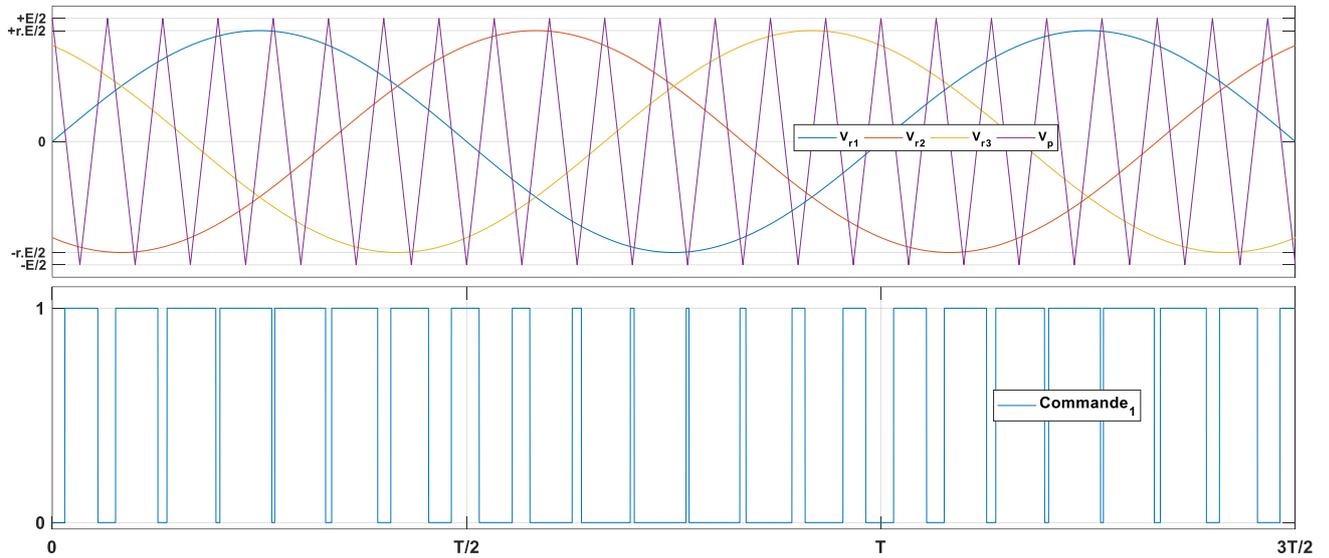


Figure 1-19 : Principe de commande MLI d'un onduleur triphasé

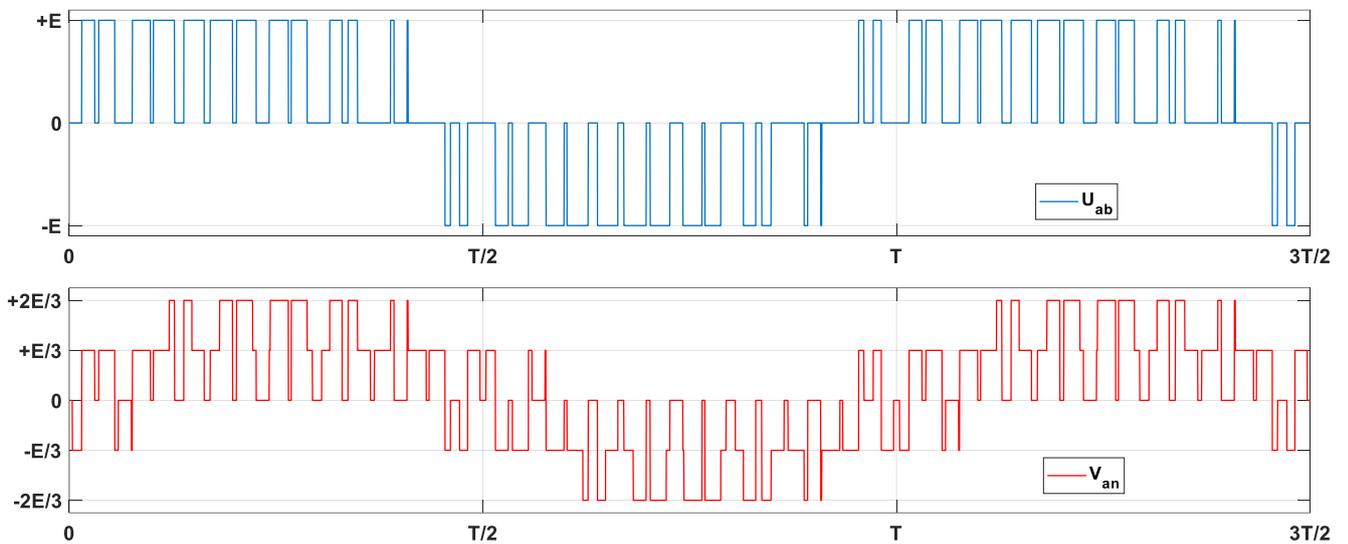


Figure 1-20 : Signaux de sortie de commande MLI d'un onduleur triphasé

Le taux de distorsion THD de la tension composée : Si l'indice de modulation m est suffisamment grand :

$$THD_U = \frac{U_{ab_{heff}}}{U_{ab_{eff}}} = \frac{\sqrt{U_{ab_{eff}}^2 - U_{ab_{e1ff}}^2}}{U_{ab_{eff}}} = \sqrt{1 - \frac{3 \times r^2}{8(1 - \sqrt{3} \frac{r}{\pi})}}$$

Comme illustré à la figure ci-dessous, Pour $r=1 \rightarrow THD_U$ prend sa valeur minimale **40.52%**

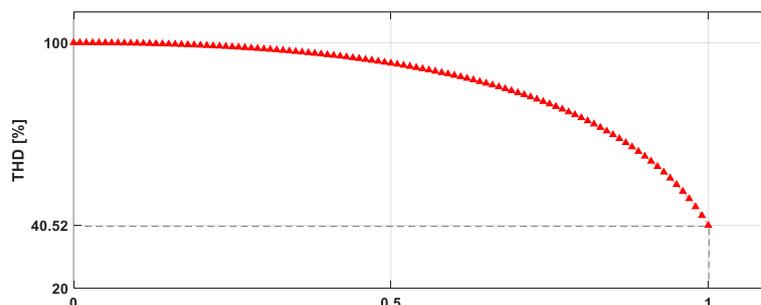


Figure 1-21 : Variation du THD en fonction de r

La décomposition en série de Fourier : Il est donné de la même manière que pour l'onduleur monophasé :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} -E \sin(n\theta) d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} E \sin(n\theta) d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3} -E \sin(n\theta) d\theta \dots \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} E \sin(n\theta) d\theta \right] \quad (1.34)$$

Après l'intégration des termes de l'équation :

$$b_n = \frac{4E}{\pi n} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\frac{m-1}{2}} (-1)^k \cos n \theta_k \right] \quad (1.35)$$

Nous avons donc :

$$U_{ch} = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4E}{\pi n} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\frac{m-1}{2}} (-1)^k \cos n \theta_k \right) \right] \times \sin(n\theta) \quad (1.36)$$

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution physique élémentaire, son fonctionnement, leurs principales applications.

Nous avons étudié les différentes techniques de commande soit pour l'onduleur monophasé ou celui triphasé.

Chapitre 02 :

Simulation des techniques de
commande des onduleurs
triphases

2.1 Introduction

La simulation est un art qui consiste à convertir une conception de circuit en un modèle logiciel, puis à le tester à l'aide de stimuli d'entrée et d'une surveillance de sortie. Il peut être utilisé pour évaluer la performance de nouveaux circuits pour l'amélioration des connaissances [11]. Les défauts de n'importe quel circuit peuvent être corrigés dès le début de la conception à l'aide d'une simulation. Les nouvelles techniques peuvent être mises à l'essai à l'aide de logiciels fondés sur la simulation, ce qui permet d'économiser du temps et de l'argent et d'éviter tout risque potentiel de court-circuit entre composants de puissance [12]. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

2.2 Les différentes techniques de commande

2.2.1 Onduleur monophasé

2.2.1.1 Commande symétrique d'un onduleur monophasé

On l'appelle également « commande 180° » ou « commande pleine onde ».

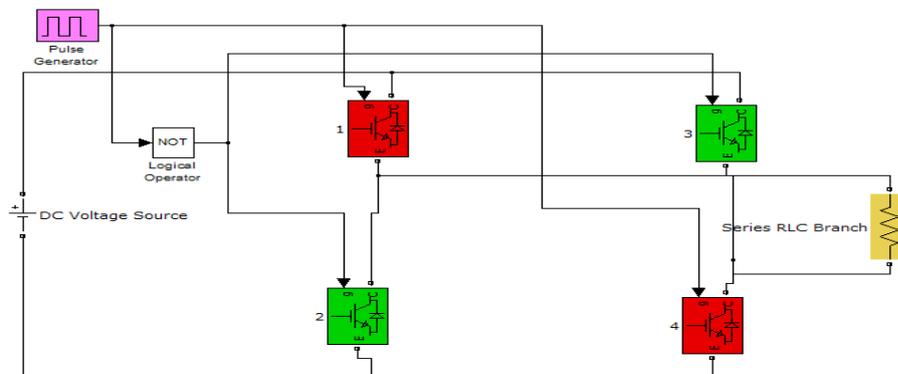


Figure 2-1 : Montage d'un onduleur monophasé commande pleine onde

Le bloc en violet représente un générateur d'impulsion avec une fréquence modifiable, pour générer les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance.

- **Avec une charge résistive :** Nous avons choisi $R = 100\Omega$ et $E = 100V$

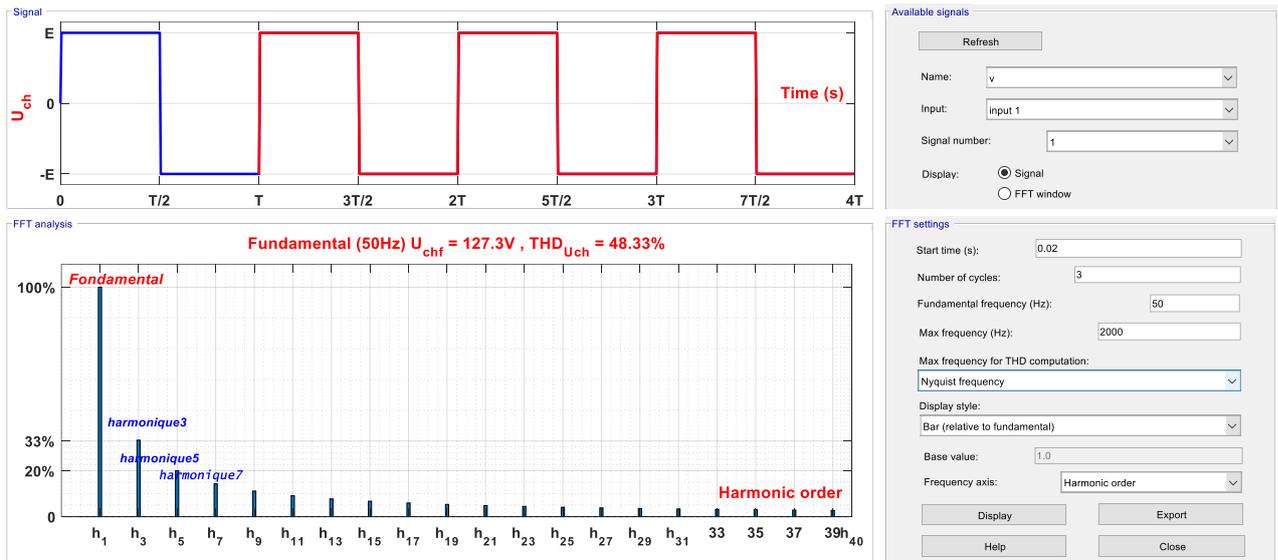


Figure 2-2 : Tension de sortie et spectre de commande 180° d'un onduleur monophasé

Interprétation des résultats : La tension de sortie est très riche en harmonique de rang faible et donc de fréquence basse, la composante fondamentale selon son expression qui est déjà démontrée dans le premier chapitre vaut $U_{chfmax} = 127.32V = \frac{4E}{\pi}$, mais l'harmonique d'ordre 3 et 5 ont des valeurs grandes tel que le premier représente 33% du fondamental avec une valeur crête **42.44V** et celui d'ordre 5 représente 20% avec une valeur de **25.46V**, Le taux de distorsion $THD_{Vch} = 48.33\% \cong \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}$. Puisque la charge est purement résistive, alors que le THD de courant de la charge a la même valeur **48.33%**.

- **Avec une charge inductive RL :** On ajoute maintenant une bobine, nous apercevons que pour cette charge, seul l'allure de courant change et son taux de distorsion THD diminuera par rapport à celui de la charge résistive à cause de l'association d'une bobine en série puisque ce dernier est un filtre de courant et il diminuera à la valeur $THD_{Ich} = 16.35\%$ comme illustré à la figure ci-dessous.

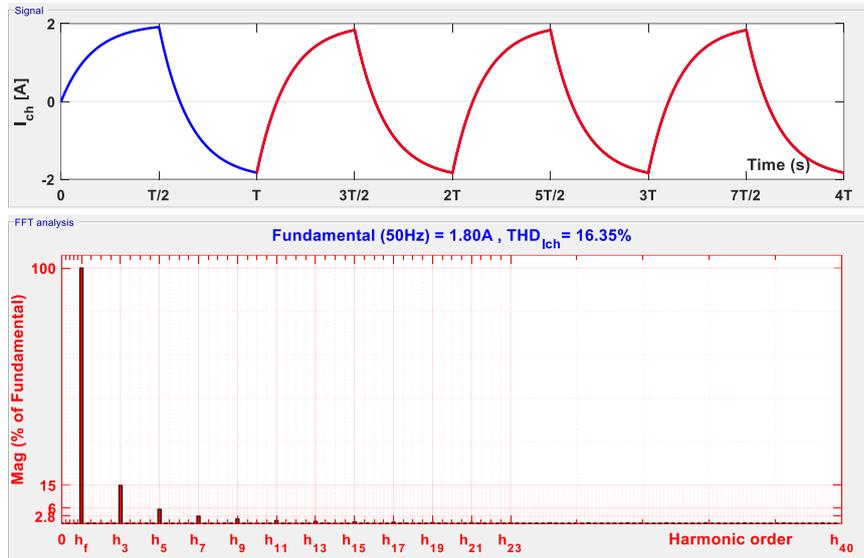


Figure 2-3 : L'allure du courant avec son spectre

2.2.1.2 Commande décalée d'un onduleur monophasé

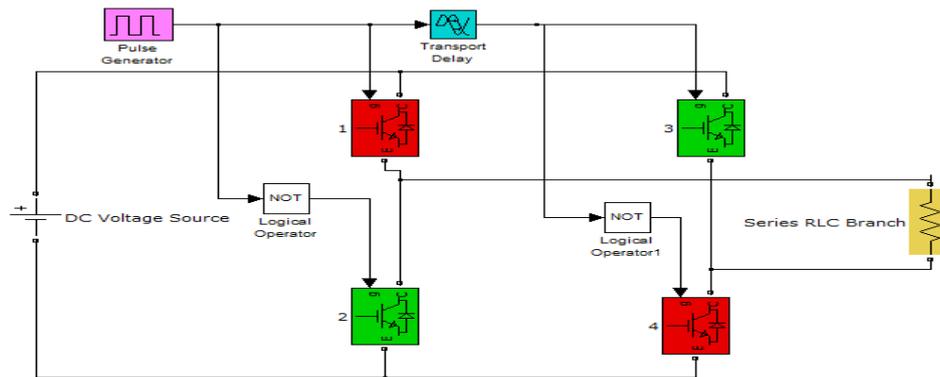


Figure 2-4 : Montage d'un onduleur monophasé avec la commande décalée

- **Avec une charge R** : On prend un décalage de $\beta = \frac{\pi}{6}$

D'après l'expression de THD_{ch} (voir le premier chapitre), THD prend sa valeur minimale 28% avec un angle de décalage $\beta = \frac{\pi}{6}$. Avec la simulation nous avons trouvé presque la même valeur avec un écart de 2%.

N.B : Comme illustré à la figure ci-dessous, les harmoniques de rangs de multiple 3 sont nulles.

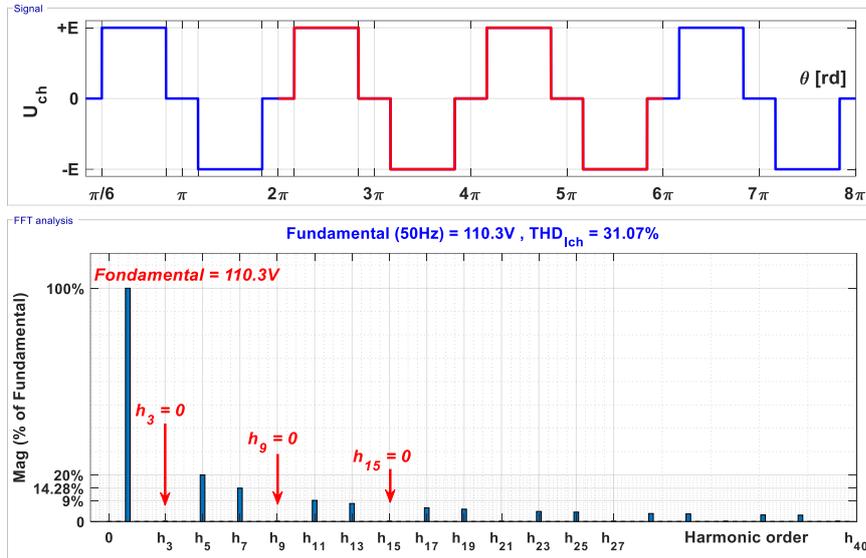


Figure 2-5 : L'allure du courant et de la tension

▪ Avec une charge RL :

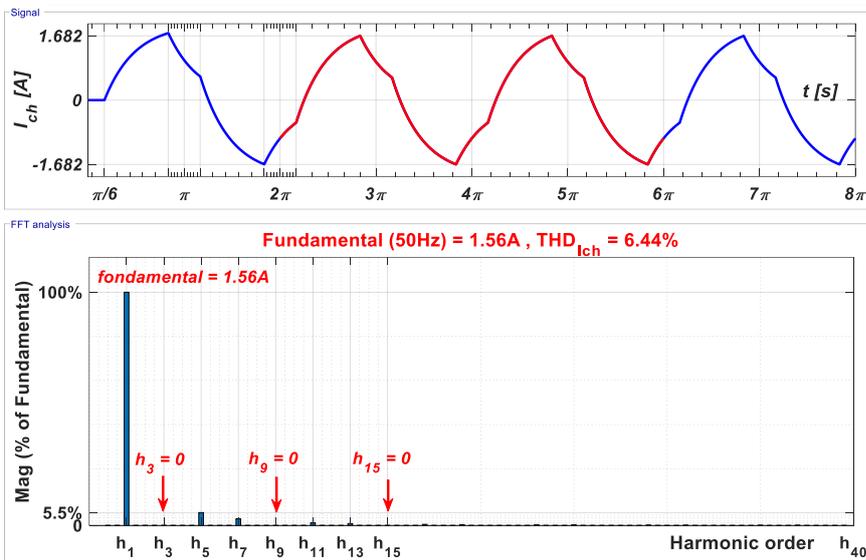


Figure 2-6 : Courant de sortie et le spectre de commande décalée d'un onduleur monophasée en pont

L'allure de la tension, le fondamental et le taux de distorsion ne changent pas.

Pour l'allure de courant, la courbe ne prend pas la forme des créneaux mais il a une forme exponentielle. Pour le THD, il y a une nette amélioration par à l'onde pleine de 16.35 % à 6.44 %

2.2.1.3 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

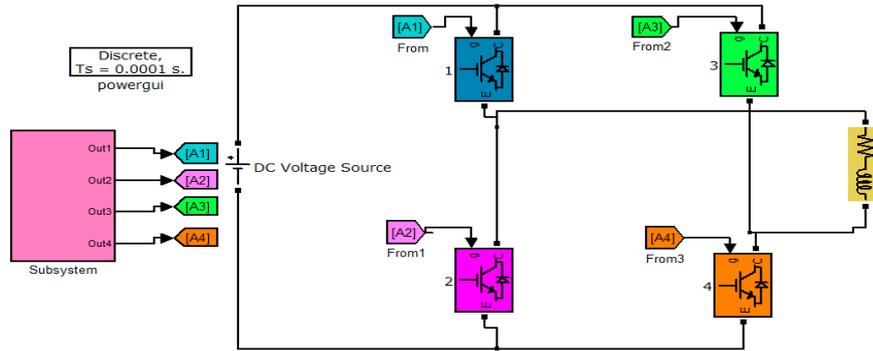


Figure 2-7 : Simulation de commande MLI d'un onduleur monophasé

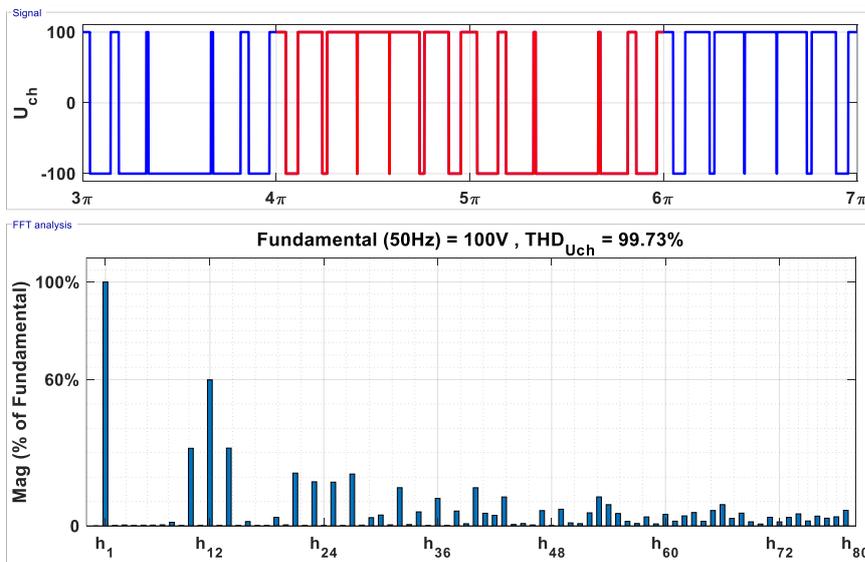


Figure 2-8 : Tension de sortie avec son spectre pour la commande MLI

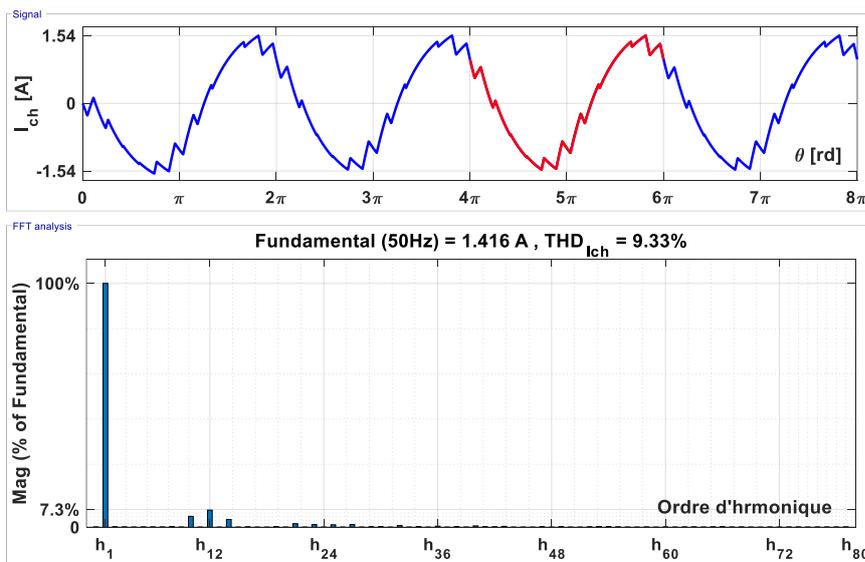


Figure 2-9 : Courant de sortie avec son spectre pour m=12

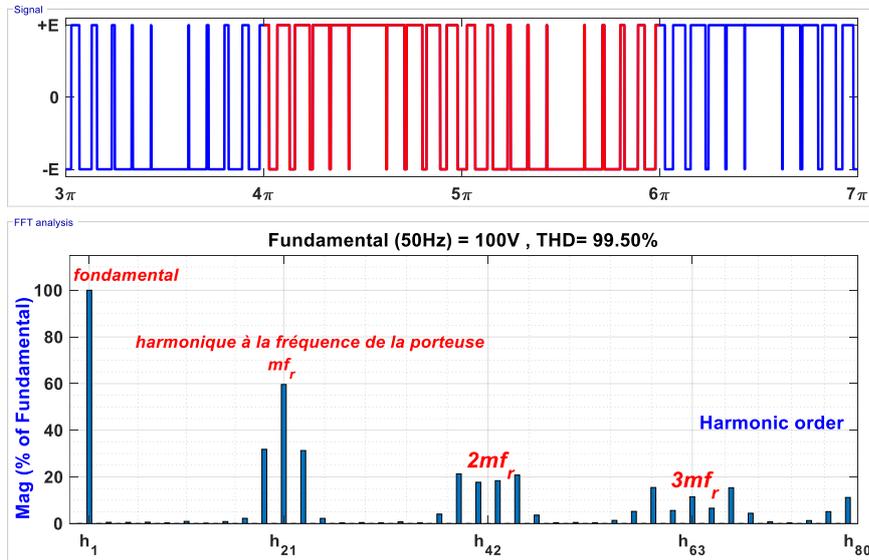


Figure 2-10 : Tension sortie avec son spectre pour $m=21$

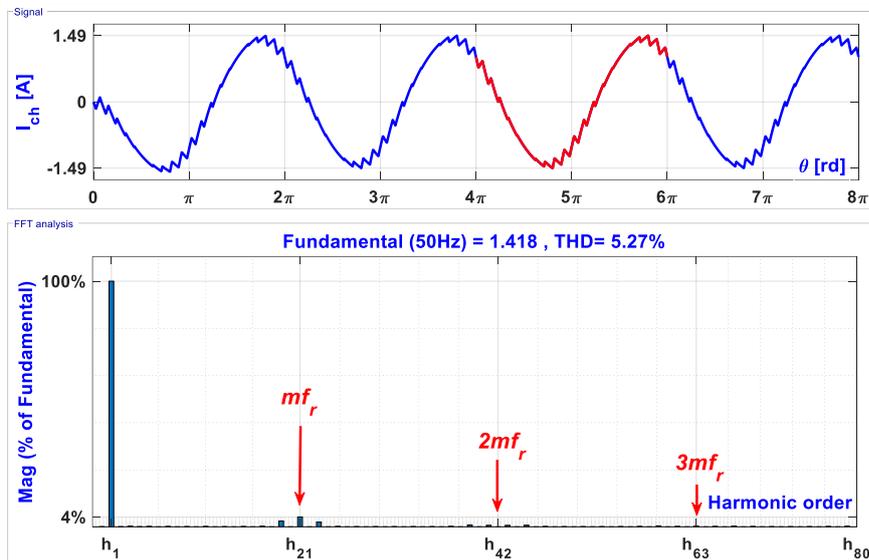


Figure 2-11 : Tension et courant de sortie avec leurs spectres pour $m=21$

Interprétations des résultats : L'augmentation de l'indice de modulation m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

Malheureusement m est limité par les temps de commutation des interrupteurs des convertisseurs mentionnés par les constructeurs des semi-conducteurs.

Le résidu d'harmonique ne dépend pas de m pour la tension, mais il diminue lorsque m augmente pour le courant. Le THD obtenue pour $m=40$ est de **2.82%** ce qui est meilleur que celui de pleine onde et celui décalée. La valeur de r est choisie pour maximiser le fondamental et minimiser les harmoniques.

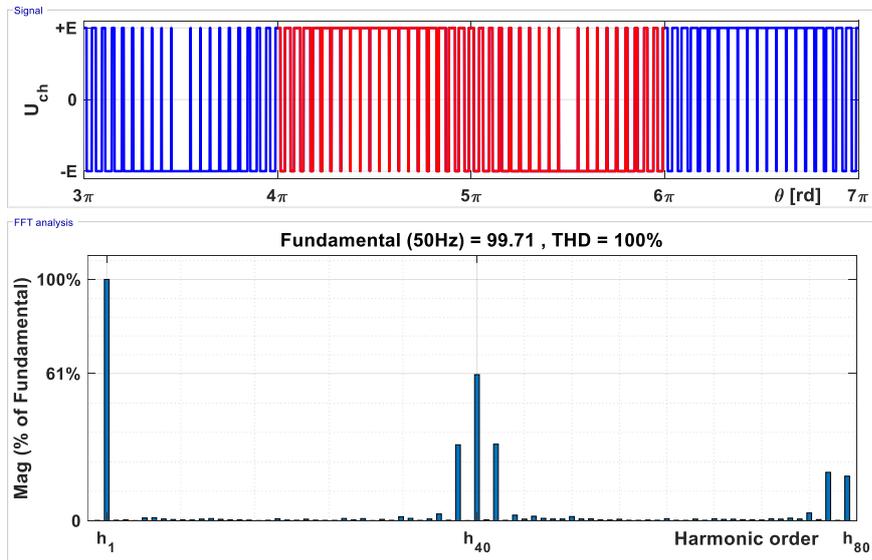


Figure 2-12 : Tension sortie avec son spectre pour $m=40$

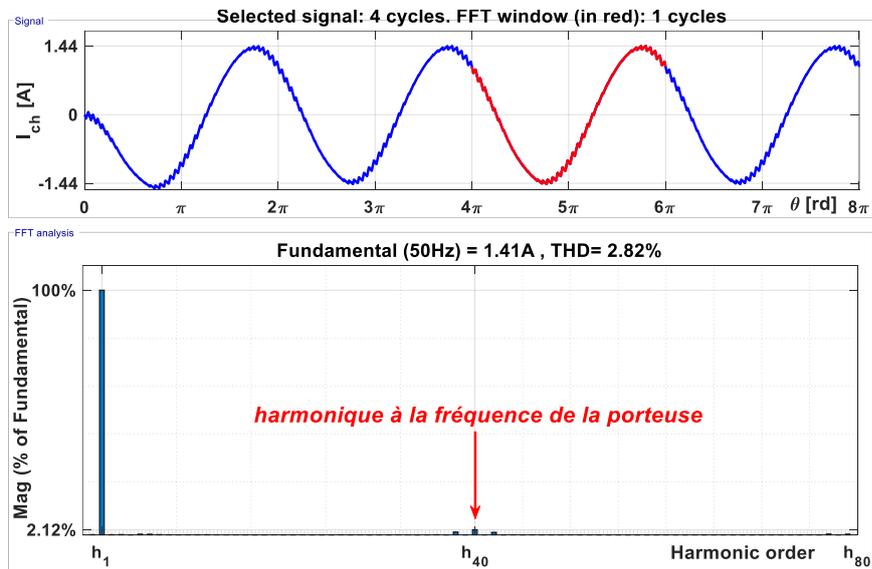


Figure 2-13 : Courant de sortie avec son spectre pour $m=40$

Cette méthode permet d'obtenir un fondamental variable en amplitude et en fréquence, donc on peut l'utiliser dans les variateurs de vitesse pour les machines asynchrones MAS.

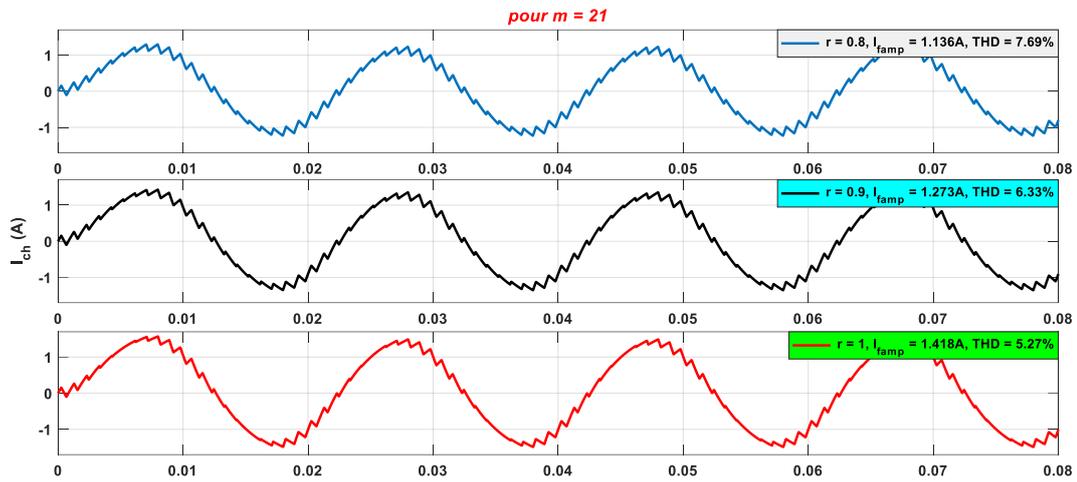


Figure 2-14 : Le courant de la charge inductive avec plusieurs valeurs de r

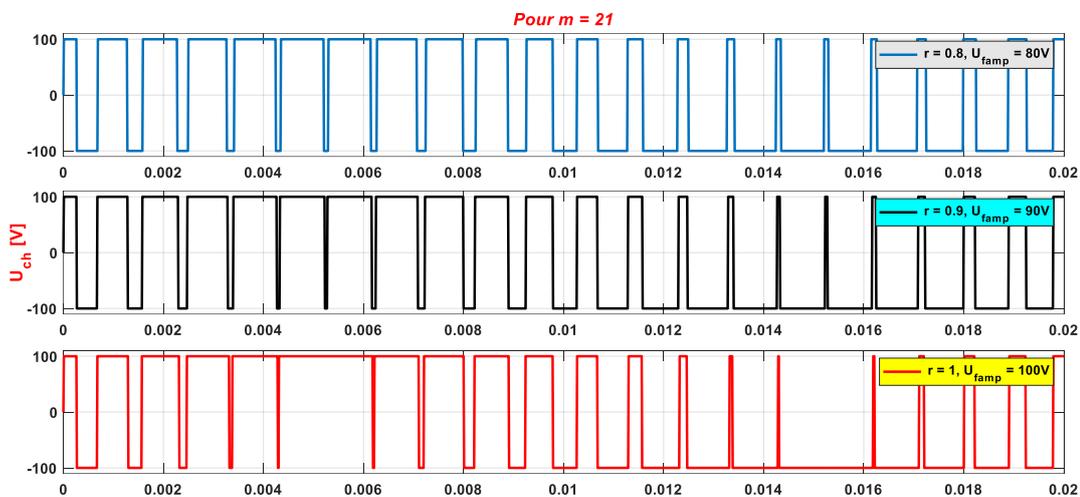


Figure 2-15 : La tension de la charge pour plusieurs valeurs de r

2.2.2 Onduleur triphasé

2.2.2.1 Commande symétrique d'un onduleur triphasé

- Avec une charge résistive :

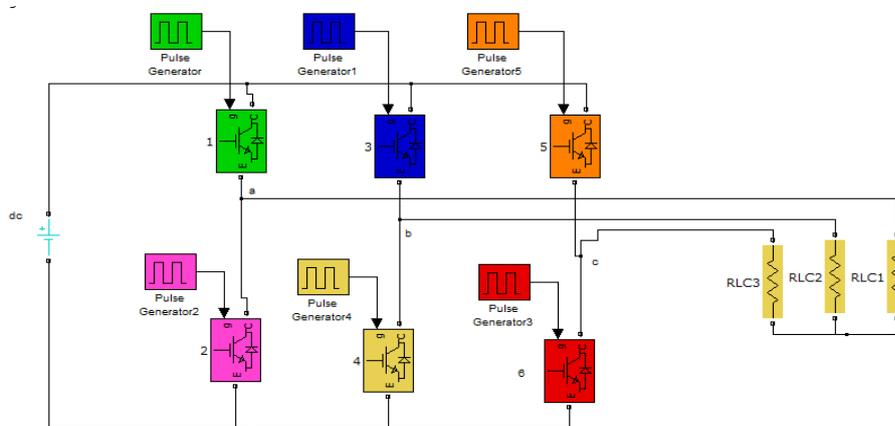


Figure 2-16 : Commande plein onde d'un onduleur triphasé

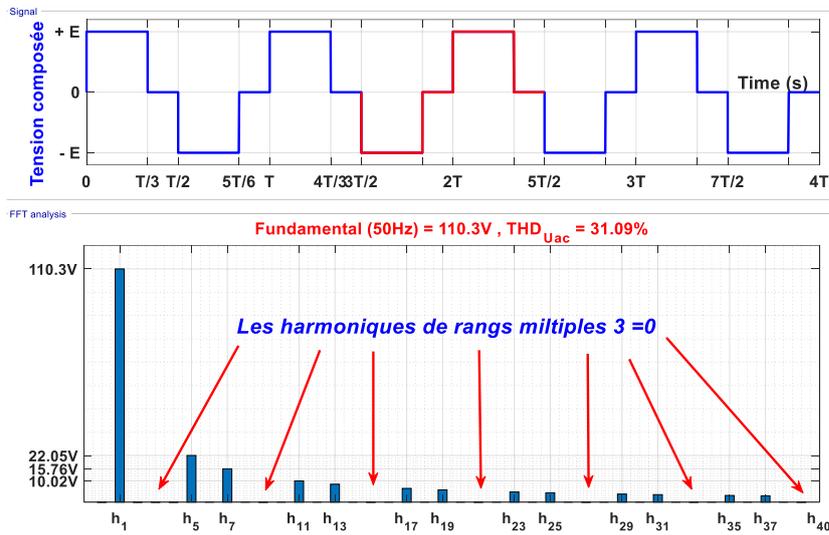


Figure 2-17 : La tension composée avec son spectre pour la commande pleine onde

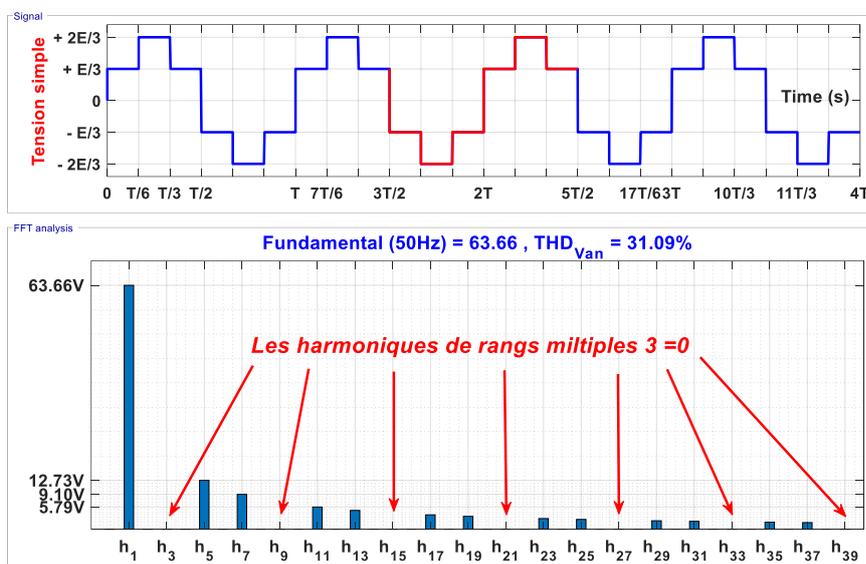


Figure 2-18 : La tension simple avec son spectre pour la commande plein onde

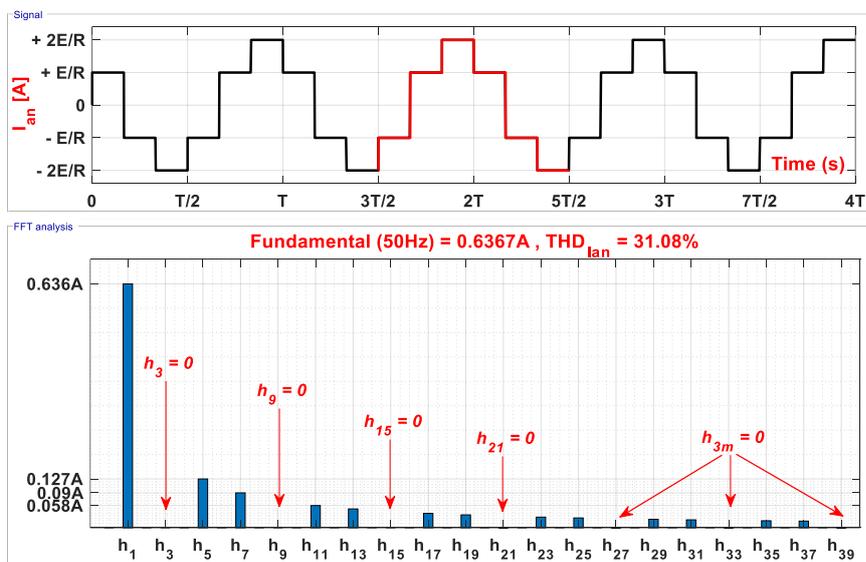


Figure 2-19 : Le courant simple avec son spectre

Interprétation des résultats : La tension générée par cette stratégie a une forme quasi rectangulaire. Les harmoniques de rang faible ont une amplitude très élevée ce qui influe négativement sur la distorsion du courant. Le taux de distorsion harmonique est très élevé (faible qualité d'énergie). La représentation du spectre d'harmonique des tensions simples et composées montre la présence des harmoniques d'ordre $2n+1$ ($n=1,2, 3, \dots$), mais les harmoniques de rangs multiples 3 sont nuls soit pour la tension simple soit pour la tension composée et la même chose pour le courant. La valeur maximale et la valeur minimale de la tension simple soit $+\frac{2}{3}E = \frac{2}{3}100 = 66.67V$ et $-\frac{2}{3}E = -\frac{2}{3}100 = -66.67V$ en successive, l'amplitude de sa composante fondamentale $V_{an1max} = \frac{2}{\pi}E = \frac{2}{\pi}100 = 63.66V$.

La valeur maximale et la valeur minimale de la tension composée soit $+E = +100$ et $-E = -100$ en successive, l'amplitude de sa composante fondamentale $U_{ab1max} = \frac{2}{\pi}E \times \sqrt{3} = 110.27V$.

▪ **Pour une charge inductive**

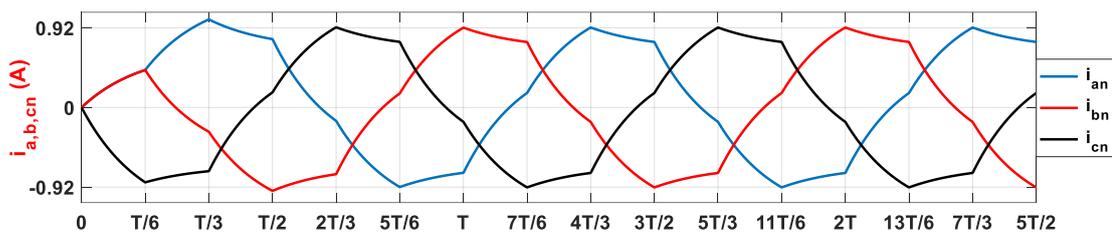


Figure 2-20 : L'allure des trois courants de phases

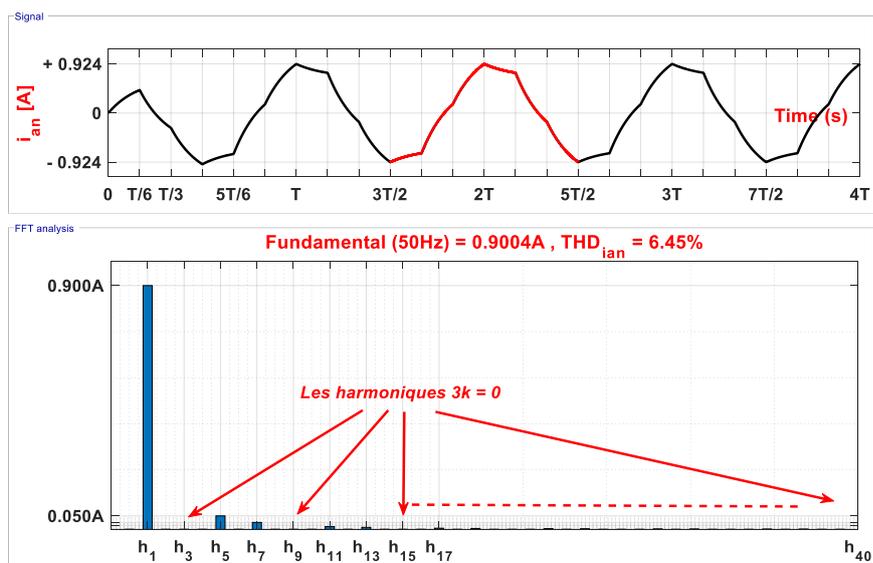


Figure 2-21 : Courant avec son spectre pour la commande plein onde d'onduleur triphasé

Interprétation : Cette commande, plus sophistiquée dans sa conception, est une première étape vers l'obtention d'un courant sinusoïdal. Pour atténuer les harmoniques contenues dans ces ondes, et surtout les celles qui sont proches de la fondamentale, on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre ou changer carrément la commande des interrupteurs. Dans une alimentation statique alternative, le filtre est un élément d'un poids et d'un prix élevés. Ainsi donc, pour diminuer le poids et le prix du filtre, on préfère dans certains cas faire appel à des techniques d'onduleurs plus sophistiquées. Les deux techniques sont la modulation de largeur d'impulsion MLI générée par la composition de signaux sinus triangle et MLI programmée, nous allons étudier la MLI sinus triangle.

2.2.2.2 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

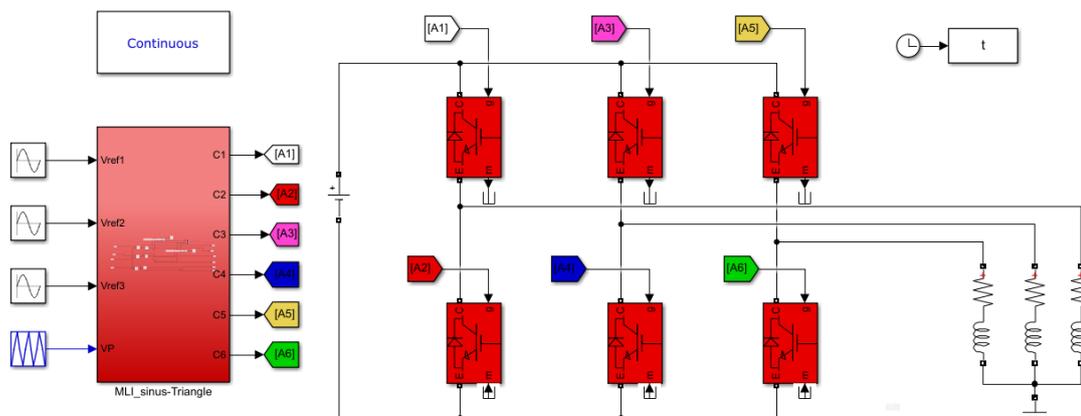


Figure 2-22 : Simulation de commande MLI d'un onduleur triphasé avec une charge inductive

Résultats et interprétations : Pour la même valeur de la charge inductive traité avec l'onduleur monophasé, les résultats obtenus pour l'onduleur triphasé seront les suivants :

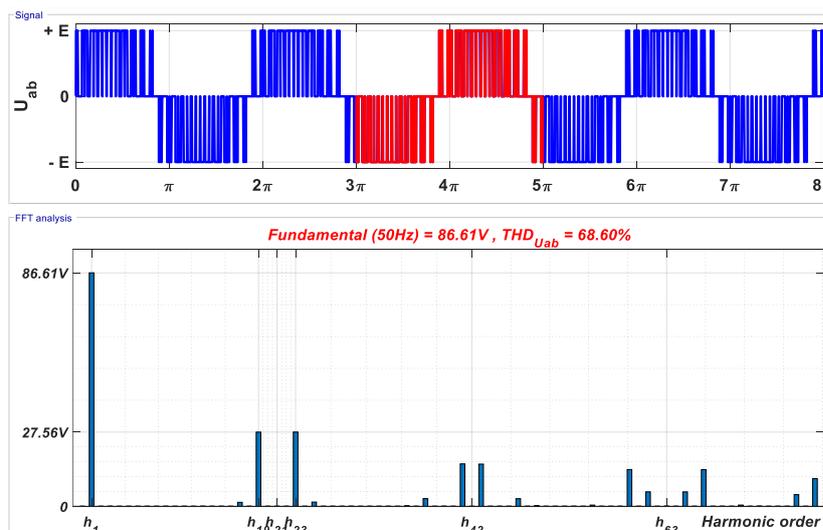


Figure 2-23 : L'allure de la tension composée avec son spectre pour m=21

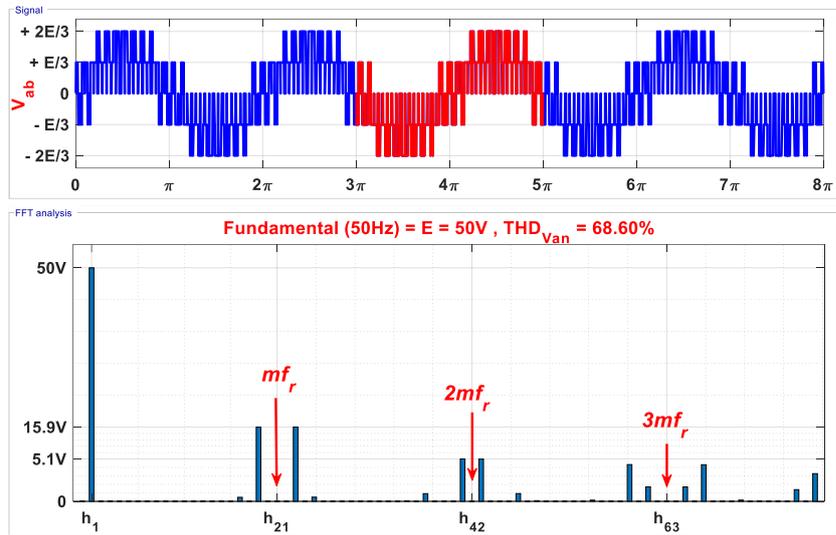


Figure 2-24 : L'allure de la tension simple avec son spectre pour $m=21$

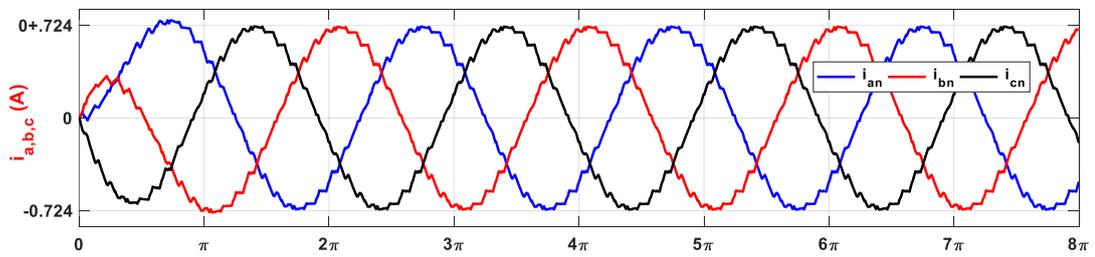


Figure 2-25 : Les trois courants de la charge inductive

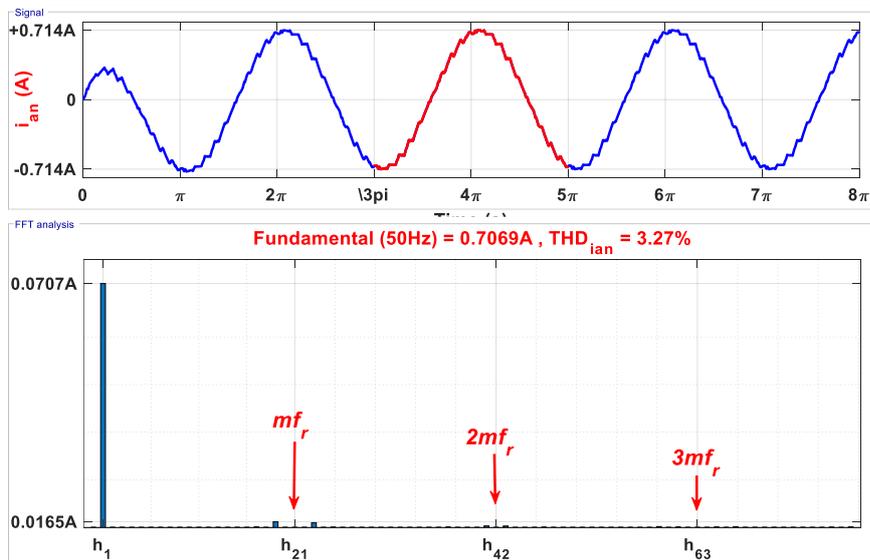


Figure 2-26 : L'allure du courant simple avec son spectre pour $m=21$

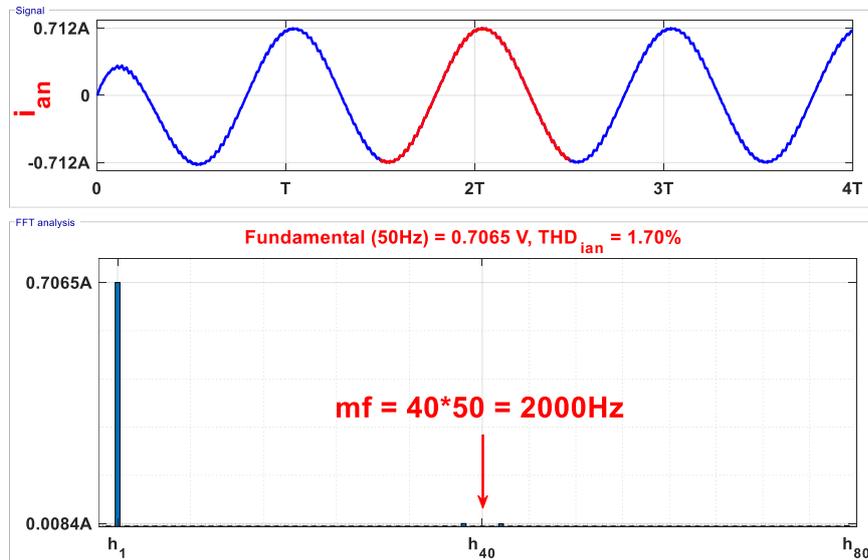


Figure 2-27 : L'allure du courant simple avec son spectre pour $m=40$

Interprétation : Si on augmente l'indice de modulation m , les harmoniques seront repoussées vers la haute fréquence avec l'apparition d'harmoniques autour des familles de la fréquence (mf_r , $2mf_r$, $3mf_r$, ...) avec une faible amplitude. L'augmentation de la fréquence de commutation améliore le THD, et on peut conclure que la technique MLI permet de :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
-

2.2.2.3 Alimentation d'un moteur asynchrone 1kW par onduleur triphasé MLI

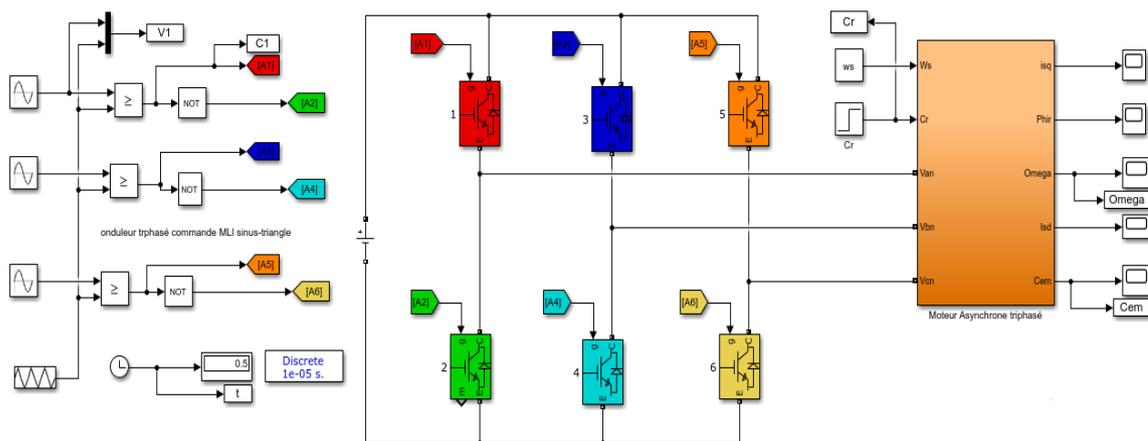


Figure 2-28 : Simulation de la MLI d'un Onduleur triphasé alimentant un moteur triphasé de 1kW

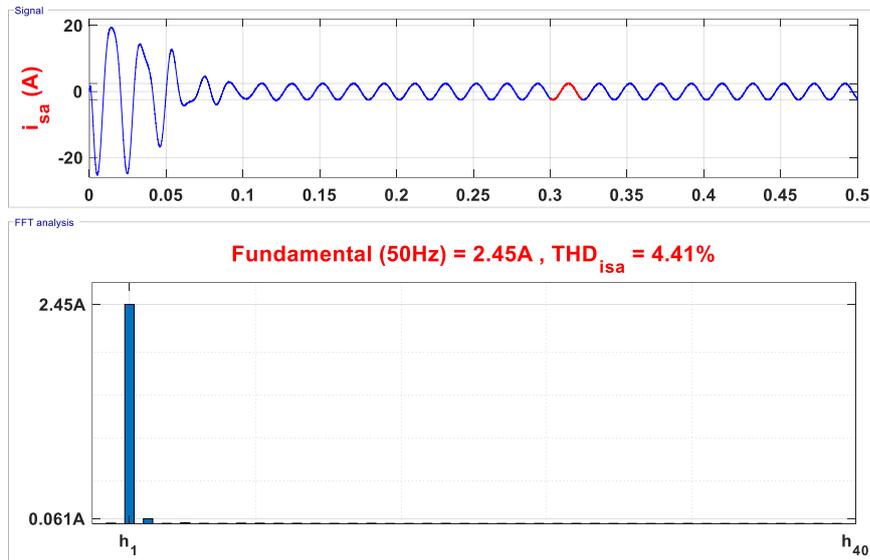


Figure 2-29 : Spectre de courant de première phase statorique i_{sa} de la MAS

Interprétation des résultats de simulation :

A l'essai à vide, la vitesse du moteur atteint sa valeur nominale **2830 tr/m** presque dans un temps de **0.11s**. Le couple est pulsatoire au démarrage ce qui engendre des bruits au niveau de la partie mécanique. Il est la résultante de l'effet des harmoniques engendrées par l'onduleur. Il atteint une valeur maximale de **18 Nm** soit 5 fois le couple nominal (3.37 Nm). En régime permanent le couple va se stabiliser sur une faible valeur de l'ordre de **0.1 Nm** qui est expliquée par l'existence du coefficient de frottement (0.0004039) qui n'est pas nul. En regardant le graphe des courants, on remarque qu'il atteint l'amplitude de **23 A**, soit 8 fois le courant nominal **2.6 A** puis se stabilisera sur la forme sinusoïdale avec sa valeur nominale presque de **2.4 A**.

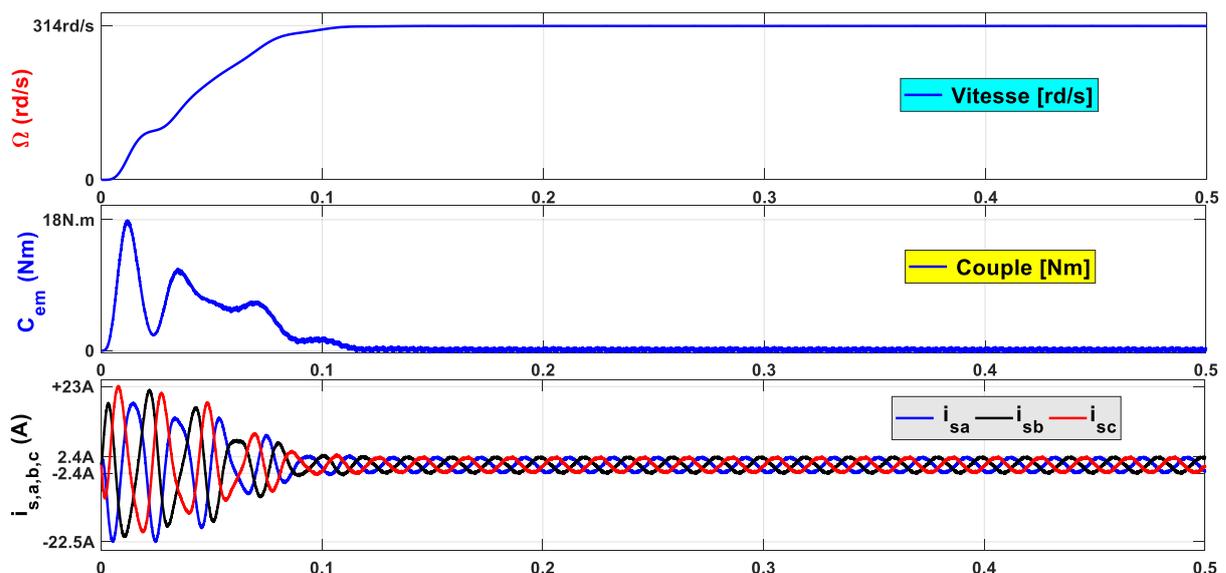


Figure 2-30 : Résultats de simulation de la machine asynchrone 1kW

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a simulé plusieurs types de commande. La commande plein onde délivre une tension comportant des harmoniques qui sont proches de la fondamentale avec une amplitude importante qui se traduit par une mauvaise qualité d'énergie, c'est pour cette raison qu'on est passé à la commande MLI sinus triangle. Avec cette technique, on a constaté que les harmoniques seront repoussées vers la haute fréquence, mais plus on augmente la fréquence de commutation plus la valeur efficace de la tension de sortie diminue. Les contraintes de cette technique sont les composants utilisés qui limitent leur exploitation au maximum.

Chapitre 03 :

Réalisation pratique et essais
expérimentaux

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons réaliser la commande de l'onduleur triphasé puis le commander par différentes techniques. Nous commençons par la présentation globale du banc expérimental du Labo et nous définissons chaque élément de montage. Après la réalisation, nous prélevons les résultats et nous les comparons d'abord avec les résultats de simulation.

3.2 Présentation générale de la maquette

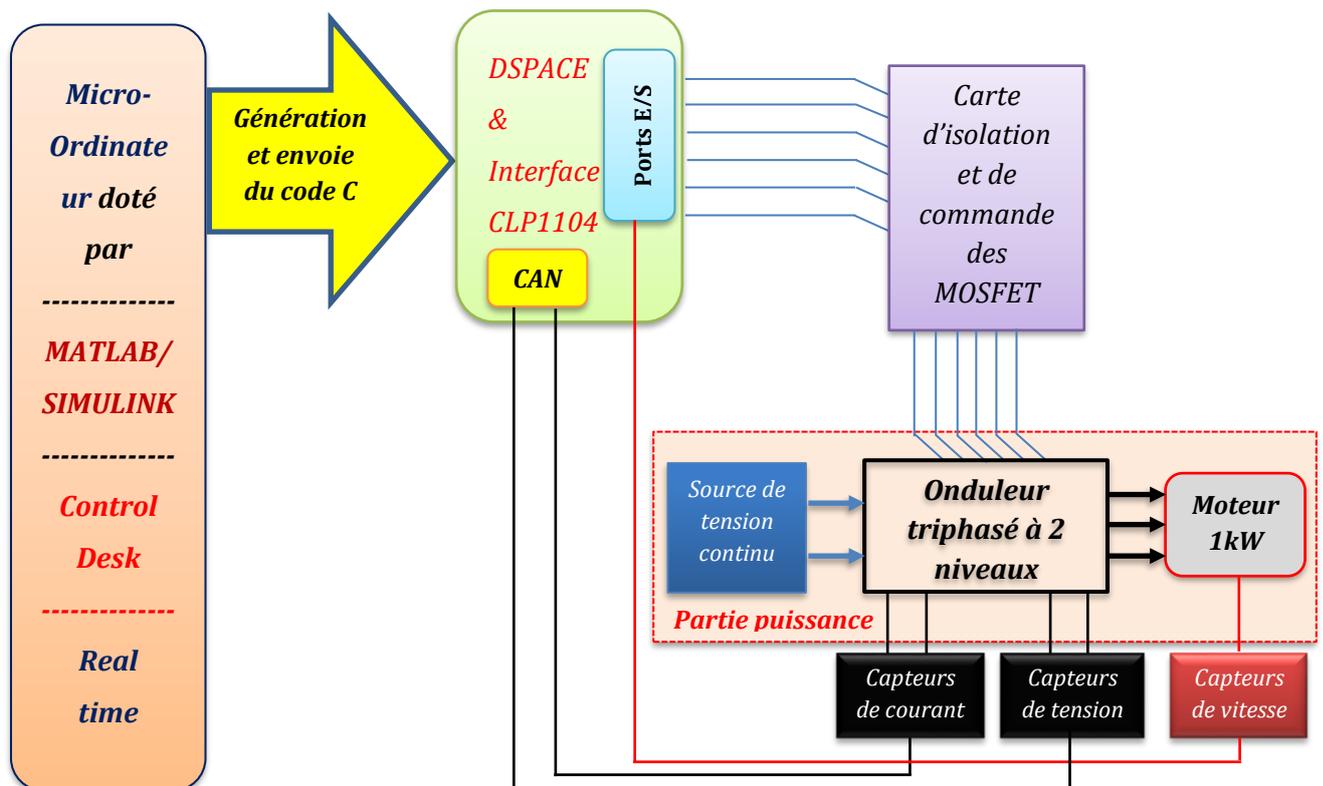


Figure 3-1 : Présentation générale de la maquette

Notre maquette est composée d'un ordinateur PC équipé par une carte dSPACE DS1104 et une interface d'entrée/sortie. Il est exploité par un logiciel Control-Desk et Matlab/Simulink, Une carte de commande conçue par nos soins pour assurer l'isolation entre la partie de commande et celle de puissance et adapte les signaux de commande délivrés par l'interface d'entrée/sortie pour attaquer les interrupteurs de l'onduleur, et un onduleur triphasé avec un moteur asynchrone à cage d'écurueil 1kW didactique.

3.2.1 dSPACE

C'est un produit allemand de la maison **dSPACE**, c'est une carte de prototypage rapide de loi de commande, sa puissance de calcul et ses **E/S** sont primordiales pour les applications. Utilisées

avec le Real-Time Interface (RTI), cette carte est entièrement programmable à partir de l’environnement de Matlab Simulink. Le fonctionnement adéquat de cette carte est permis par deux logiciels soft à savoir **Matlab/Simulink** et **Control Desk**. On peut configurer toutes les E/S graphiquement en utilisant la RTI. C’est une façon simple et rapide d’implémenter les fonctions de commande. Une interface responsable d’acquisition des signaux et de l’émission d’autres (CLP1104), elle comporte les périphériques des E/S qui permettent la communication avec le système physique.



Figure 3-2 : Carte dSPACE DS1104

3.2.1.1 Architecture interne de la carte DS1104

L'architecture interne de la carte DS1104 se présente comme illustrée dans la figure 3.3.

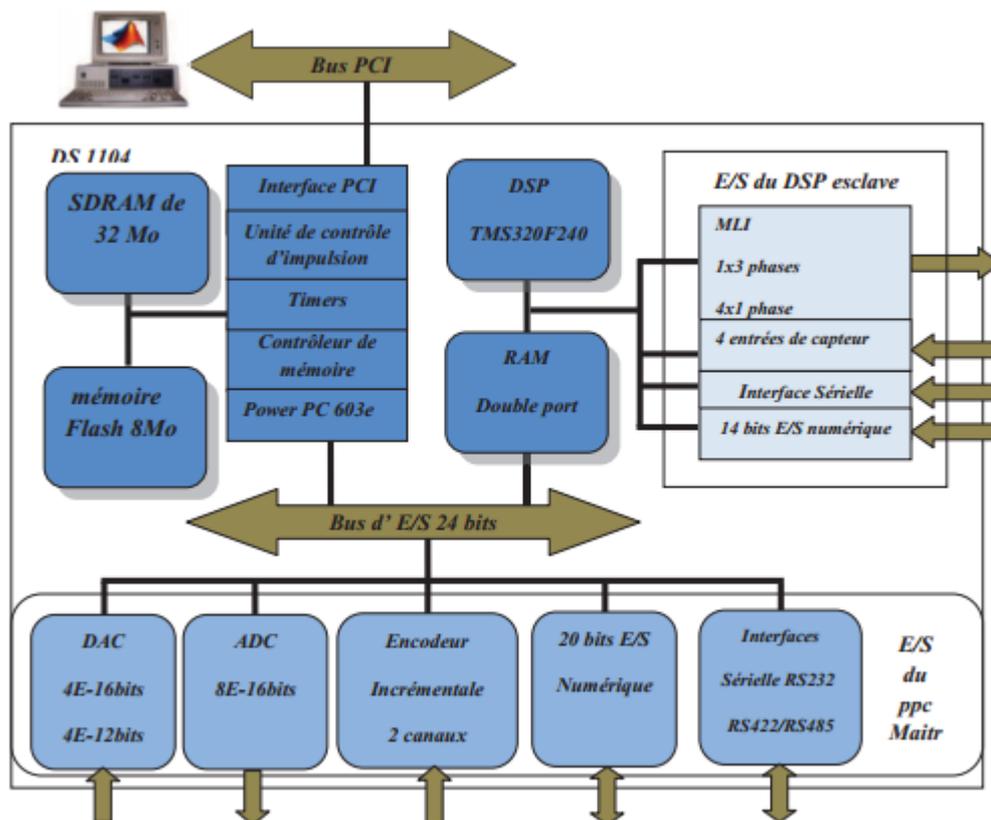


Figure 3-3 : Architecture de la carte dSPACE 1104

3.2.1.2 Domaine d'application de la carte DS1104

Elle est particulièrement appropriée pour les applications telles que : commande des moteurs électriques ; robotique etc.....

La carte DS1104 est bien adaptée car elle comporte un sous-système pour le traitement numérique des signaux qui est très performant dans le cadre de cette fonction [16].

3.2.1.3 Panel d'acquisition CLP1104

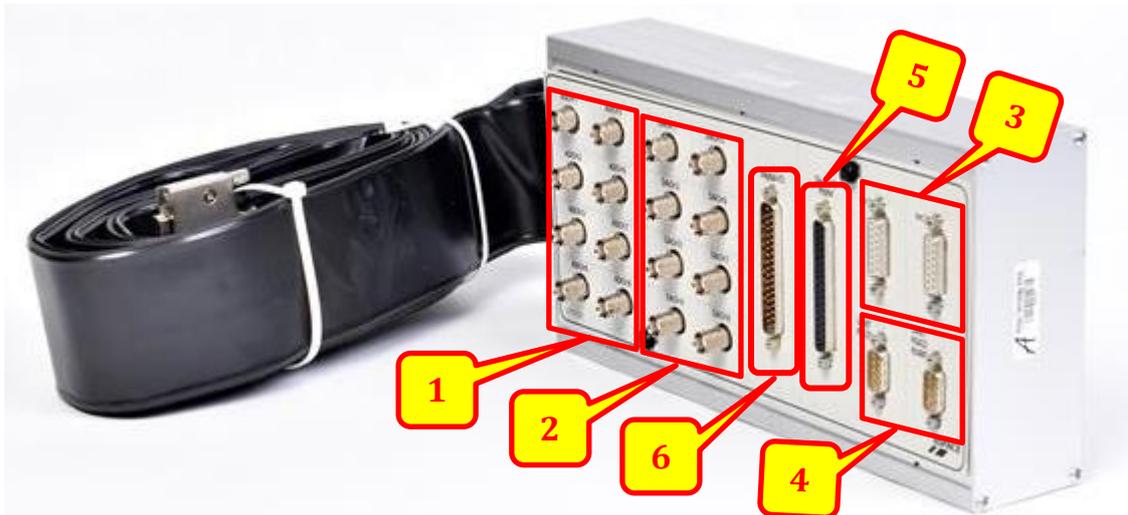
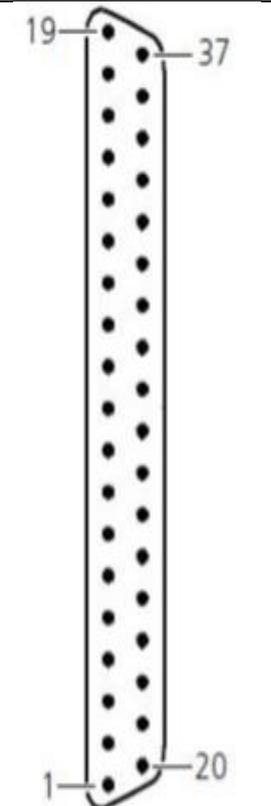


Figure 3-4 : Constitution du panel d'interface CLP1104

Ce dispositif comporte :

- 1) Huit (8) convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC.
- 2) Huit (8) convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension $\pm 10V$, utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe.
- 3) Deux entrées pour les encodeurs incrémentaux pour capture de la position et la vitesse [15].
- 4) Les ports série (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la dSPACE 1104 et les différents appareils électroniques (automate, appareil de mesure, ... etc). Ils assurent également la communication entre deux cartes dSPACE.
- 5) Entré/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
- 6) Entrée/sortie numérique 37 broches ; utilisée dans l'exploitation d'un langage de programmation [15]. La désignation de chaque broche est donnée par le tableau suivant :

Tableau 3-1 : La désignation des broches de connecteur CP37

Connecteur (CP17)	Pin	Signal	Pin	Signal
	19	GND		
	18	GND	37	VCC (+5V)
	17	GND	36	VCC (+5V)
	16	GND	35	GND
	15	IO19	34	GND
	14	IO17	33	IO18
	13	GND	32	IO16
	12	IO15	31	GND
	11	IO13	30	IO14
	10	GND	29	IO12
	9	IO11	28	GND
	8	IO9	27	IO10
	7	GND	26	IO8
	6	IO7	25	GND
	5	IO5	24	IO6
	4	GND	23	IO4
	3	IO3	22	GND
2	IO1	21	IO2	
1	GND	20	IO0	

Pour faire une connexion entre la carte l'interface E/S et la carte de commande nous étions ramenées à réaliser un câble et souder les 37 broches conformément au tableau du C37, mais nous avons utilisé seulement 12 broches ; 6 broches(IO) et 6 broches(GND) ; pour ce câble, nous avons choisi d'utiliser les broches (IO, GND) comme suit :

Q₁ → (3,1)

Q₃ → (9,7)

Q₅ → (12,13)

Q₂ → (5,4)

Q₄ → (11,10)

Q₆ → (14,17)



Figure 3-5 : La soudure de câble de connexion CP37

3.2.2 Réalisation de la carte de commande et la partie de puissance

3.2.2.1 Carte de commande

Cette carte est composée par :

- ❖ Partie d'alimentation stabilisée ;
- ❖ Partie d'isolation et d'amplification des signaux.

3.2.2.1.1 Partie d'alimentation stabilisée

Pour saturer les transistors utilisées (IRFP260N), nous avons besoin d'une tension supérieure à 5V, donc pour assurer leurs saturations par une tension de commande supérieure à 12V et pour assurer l'isolation entre la partie de commande et partie de puissance, nous avons choisi l'optocoupleur HCPL3120.

Pour définir ce processus, on a besoin de 6 alimentations de 12v. Chacun de ces six alimentations, contient sur :

- Un transformateur ;
- Un pont de diode ;
- Un étage de filtrage ;
- Un régulateur intégré.

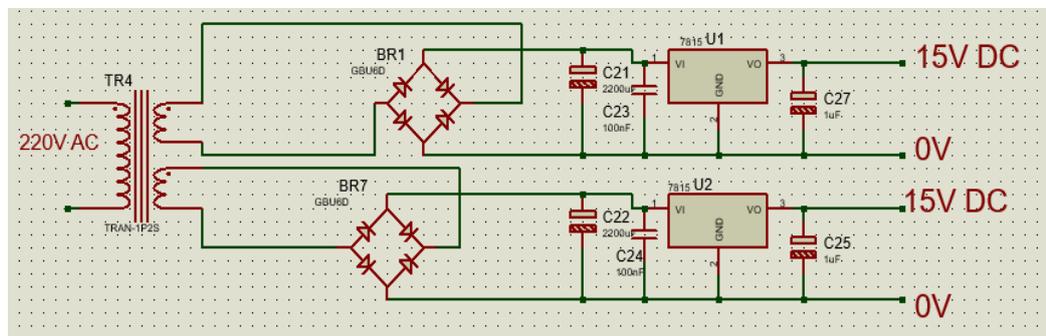


Figure 3-6 : Schéma de l'alimentation stabilisée sur PROTEUS

3.2.2.1.1.1 Transformateur

Dans le but d'avoir une alimentation continue (+15V), nous avons opté pour des transformateurs qui possèdent une bobine au primaire et deux identiques de 220V/2*12V efficaces aux secondaires (un point milieu).

- Le transformateur utilisé est de type 220V/2×12 avec une puissance de 1,2VA et une fréquence de 50-60Hz.

3.2.2.1.1.2 Redresseur (Pont de diode)

Le redressement à double alternance est obtenu à partir de la tension alternative 12V aux bornes du secondaire des transformateurs, une tension unidirectionnelle. Pour faire ceci, on a choisi un pont redresseur de moyenne puissance [17].

3.2.2.1.1.3 Filtrage (les condensateurs)

Le but du filtrage est de donner une tension sensiblement continue, le redressement étudié précédemment nous a permis de convertir une tension alternative sinusoïdale en une tension redressée (à base de caractéristique de charge et décharge de condensateur). Lorsque la capacité du condensateur est grande plus la réserve de courant ne sera importante, ça permet de mieux supporter les brusques demandes de courant provenant du circuit utilisateur [17]. Il faudra choisir un condensateur pouvant supporter la tension maximale du système.

3.2.2.1.1.4 Régulation

La stabilisation des tensions positive est réalisée par les régulateurs de tension 7805 et 7815 ce qui est un circuit intégré à 3 pattes.

- Le régulateur utilisé est de type LM7815, qui donne toujours 15V à la sortie.

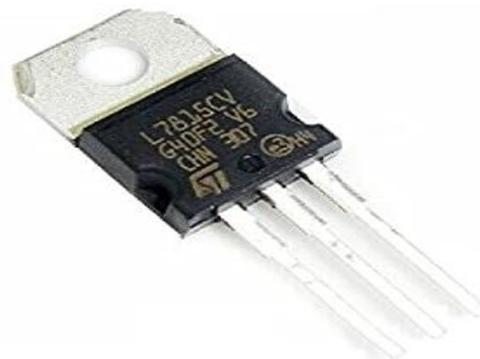


Figure 3-7 : Régulateurs de tension 15V (LM7815)

3.2.2.1.1.5 Protection après régulation

Le condensateur céramique non polarisé est usuellement utilisé pour la protection en courant contre les courts-circuits, donc une bonne régulation permet d'éliminer toute variation éventuelle de la tension pour aboutir à 15 V [17].

3.2.2.1.2 Partie d'isolation et d'amplification des signaux

3.2.2.1.2.1 Optocoupleur (HCPL-3120)

Un coupleur optique est un composant de l'électronique de commande permet de réaliser un isolement galvanique vis-à-vis de la charge (circuits de la puissance) ou d'une ligne de transmission de données [18]. Dans ce travail, on a utilisé le type HCPL3120 pour assurer l'isolation galvanique entre le circuit de commande et celui de puissance pour la protection du circuit.

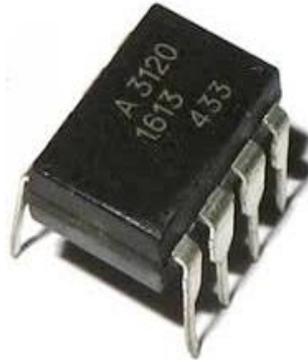


Figure 3-8 : Image de HCPL-3120

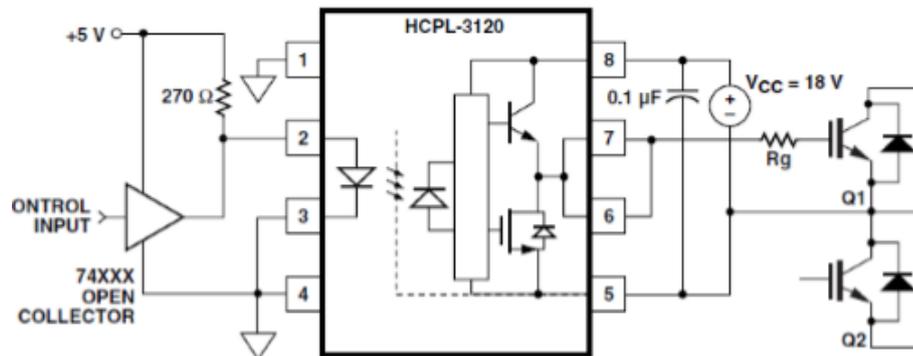


Figure 3-9 : Architecture d'optocoupleur HCPL-3120

- Dans HCPL-3120 utilisé, nous avons pris la patte 2 pour l'entrée et pattes 7 et 8 pour la sortie.

3.2.2.1.3 Réalisation de la carte de commande

Le but de cette carte est de contrôler l'onduleur triphasé à partir d'un signal de commande (l'ouvrir et la fermeture de six interrupteurs de l'onduleur).

Nous dessinons ce schéma avec logiciel PROTEUS en utilisant les bibliothèques des composants, ainsi nous pouvons tester le comportement du circuit de commande.

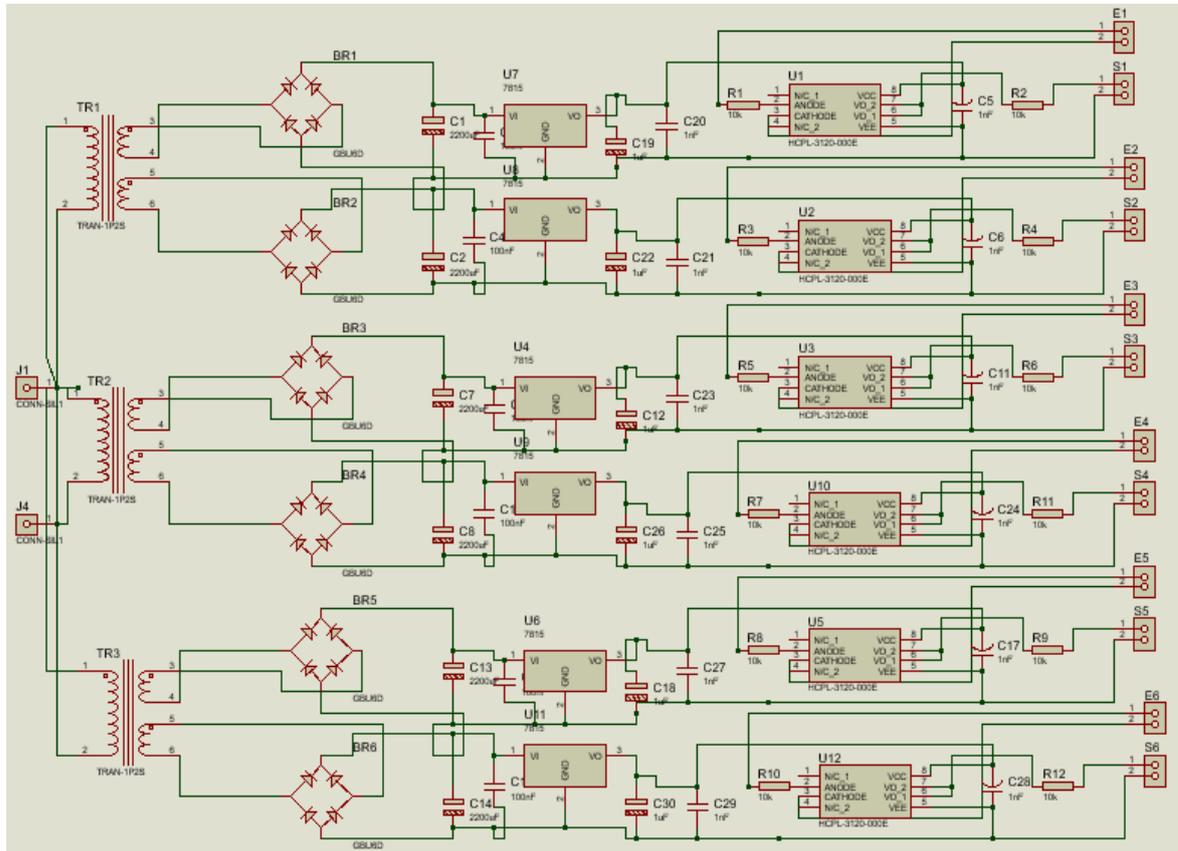


Figure 3-10 : Schéma complet de la carte de commande sur PROTEUS

À l'aide d'ISIS nous utilisons la deuxième partie du logiciel PROTEUS appelé ARES (Advanced Routing and Editing Software) pour dessiner le schéma de circuit imprimé.

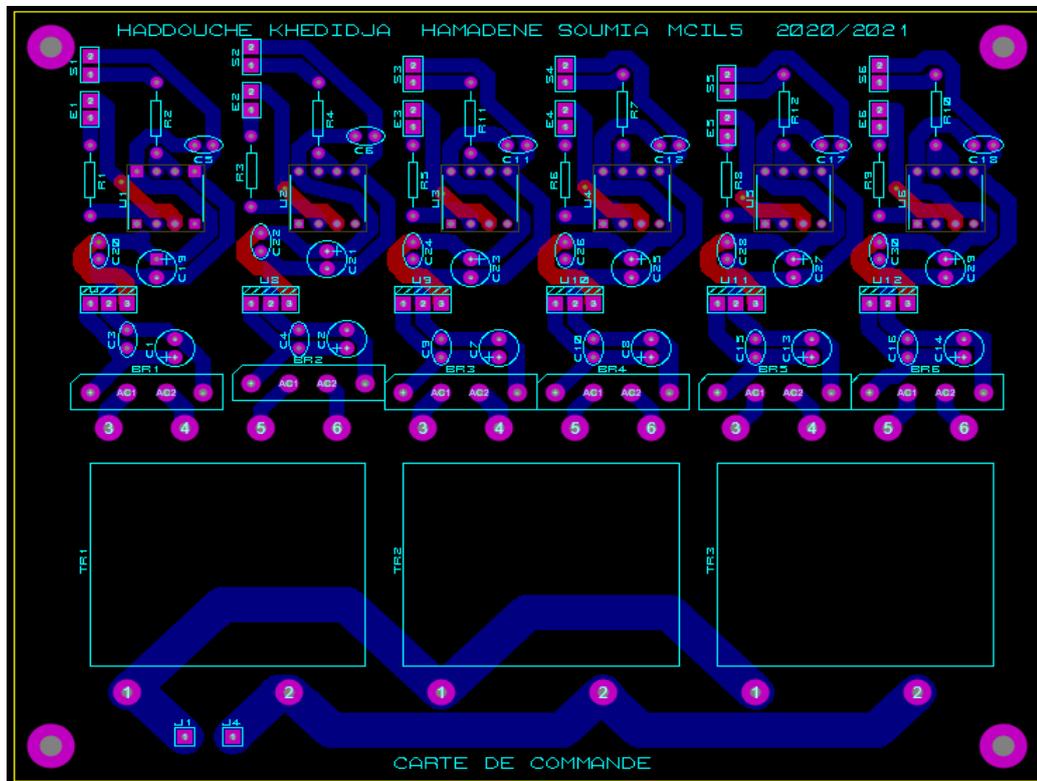


Figure 3-11 : PCB de la carte de commande

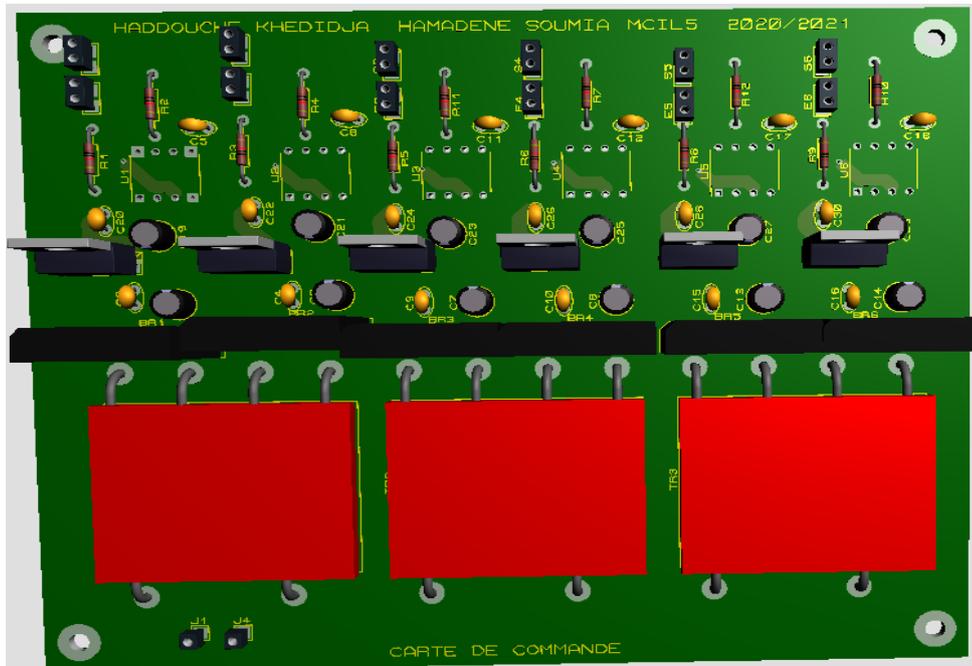


Figure 3-12 : Vision 3D de la carte de commande

3.2.2.2 Partie de puissance (onduleur triphasé)

Le circuit de puissance contient :

- Trois (3) bras, chaque bras est constitué de deux interrupteurs (MOSFET) T_i et T_i' ($i=1, 2,3$) commandés à l'ouverture et à la fermeture.
- Circuit RCD de protection (Snubber).

3.2.2.2.1 Les transistors

Le transistor est un composant actif fait partie de la famille des semi-conducteurs à trois électrodes actives, qui permet de contrôler un courant ou tension sur une des électrodes de sorties (le collecteur /le drain) grâce à une électrode d'entrée (la base /la grille) [19], il est utilisé comme un interrupteur dans le circuit ; il existe différents types de transistors et thyristors (GTO, IGBT, BJT, MOSFET ...) ; et chaque type avec ses caractéristiques, nous pouvons les résumer dans le tableau ci-dessous :

Tableau 3-2 : Différents types de transistors (GTO, IGBT, BJT, MOSFET ...)

	Tension (V)	Courant (A)	Fréquence (KHz)
GTO	Jusqu'à 5000	Jusqu'à 1000	Jusqu'à 1
BJT	Jusqu'à 1200	Jusqu'à 800	Jusqu'à 5
IGBT	Jusqu'à 1200	Jusqu'à 500	Jusqu'à 20
MOS	Jusqu'à 500	Jusqu'à 500	Jusqu'à 200

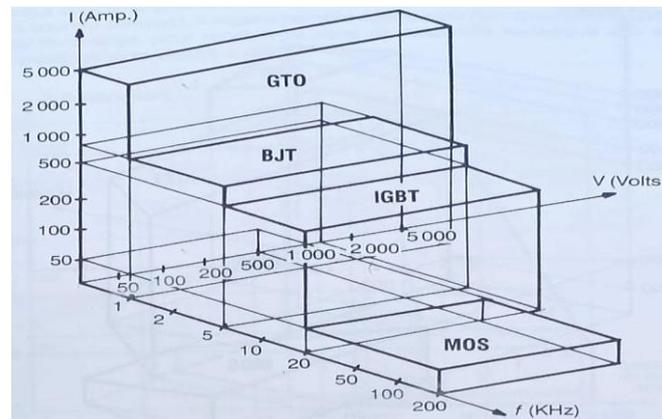


Figure 3-13 : Les caractéristiques des transistors GTO, IGBT, BJT, MOSFET

Dans ce travail T_i et T_i' sont des MOSFET shuntés en antiparallèle avec des diodes de roue libre intégrées, le type de MOSFET utilisé dans l'onduleur est le IRFP260N avec une tension max supportée de 200V et un courant de 30A.



Figure 3-14 : MOSFET IRFP260N

3.2.2.2 Circuit d'aide de commutation RCD (Snubber)

L'utilisation de tels transistors rapides dans cet onduleur introduit des surtensions qui sont dues à la présence inévitable d'inductances parasites. Il s'en suit des risques de destruction des composants. Ses surtensions apparaissent entre le collecteur et l'émetteur lors de l'ouverture des transistors, ceci peut conduire à la détérioration de celui-ci par claquage [20]. Pour remédier ce risque, chaque MOSFET est protégé par son propre réseau RCD.

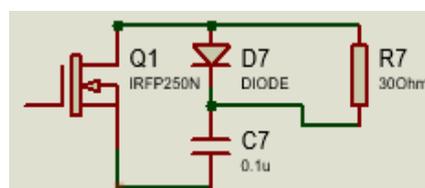


Figure 3-15 : Circuit de snubber

- **Résistance** : Son importance est d'empêcher l'allumage accidentel du transistor MOSFET par bruit externe habituellement observé au démarrage de l'amorçage de la gâchette [21], la résistance utilisée est de caractéristiques 1W/250V.

- **Condensateurs de filtrage** : Nous avons placé un condensateur de filtrage pour assurer l'équilibrage des tensions, la valeur du condensateur est de $0.1\mu\text{F}/250\text{V}$.
- **La diode** : Nous avons placé les diodes pour assurer la circulation de courant ou pour éviter le court-circuit avec la charge [21], le choix de la diode est basé sur la fréquence de commutation et ainsi que ses autres caractéristiques (tension et courant...).
- A travers le fonctionnement rapide du MOSFET, la température dépasse certaine limite (Max) ci pour ça, il est obligatoire d'utiliser un dissipateur de chaleur.

3.2.2.3 Dissipateur de chaleur

La cause principale de l'endommagement des composants dans la majorité des cas, c'est l'augmentation de température pour cela nous allons monter au dos de chaque transistor un radiateur dissipateur en aluminium que nous l'avons choisi de type métallique parce que l'aluminium est un bon conducteur de chaleur [21].

➤ Il est choisi à base de T_A température ambiante ($^{\circ}\text{C}$ ou $^{\circ}\text{K}$), P_{lost} puissance thermique (W) ; et R_{thjA} Résistance Thermique ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ou $^{\circ}\text{K}/\text{W}$). Qui sont calculées sur la base de la résistance thermique ; R_{thjB} la résistance thermique jonction-boîtier, R_{thBR} la résistance thermique boîtier-dissipateur, R_{thRA} la résistance thermique dissipateur-ambiant.

Sur l'onduleur, la résistance thermique totale peut être divisée en plusieurs parties, en fonction des surfaces de contact. En termes d'analyse thermique, il est possible de modéliser différentes connexions et températures comme un circuit électrique.

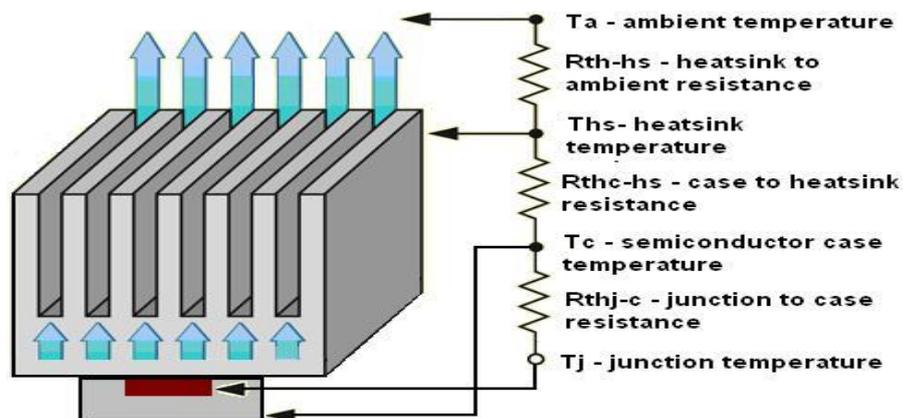


Figure 3-16 : Schéma et circuit électrique entre jonction silicium et ambiant

$$T_j = T_A + R_{thRA}P_{lost}$$

$$R_{thjA} = R_{thjB} + R_{thRA} + R_{thBR}$$

$$\text{Puissance d'énergie maximale est : } P_{\text{lost}} = \frac{T_{j\text{max}} - T_{A\text{min}}}{R_{thjB} + R_{thRA} + R_{thBR}}$$

À partir des données (Datasheet) du IRFP260N fournit en annexe, il est possible de déterminer la température maximale de la jonction, qui serait de 175°C. De plus, la température ambiante maximale sera fixée à 40°C.

Tableau 3-3 : Résistance thermique de IRFP260N

	Paramètres	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-case	—	0.50	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

D’après l’équation de la puissance d’énergie maximale : $P_{lost} = \frac{175-40}{40} = 3.375W$

Quant à la conception réelle, et avec datasheet du transistor choisi (IRFP260), il a été décidé de mettre un dissipateur à chaque MOSFET avec la structure illustrée dans la figure ci-dessous qui satisfait le dégagement de cette température.



Figure 3-17 : Dissipateur de chaleur

3.2.2.4 Réalisation de l’onduleur

Nous avons utilisé aussi le même simulateur PROTEUS pour schématiser le circuit de puissance :

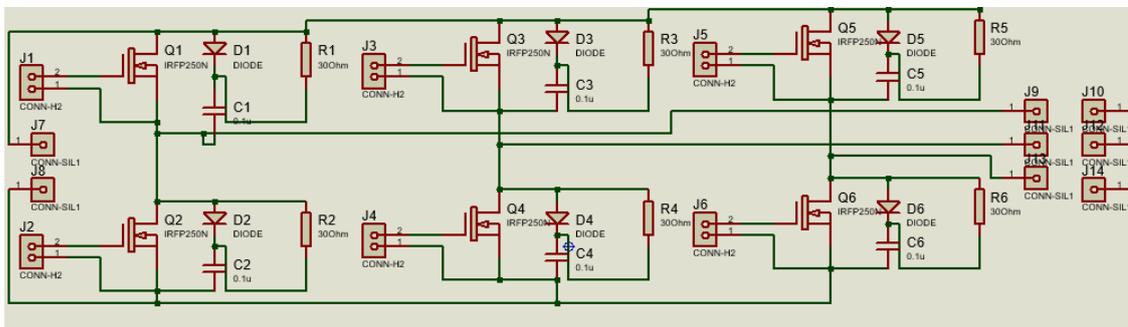


Figure 3-18 : Schéma électrique de l’onduleur sur PROTEUS

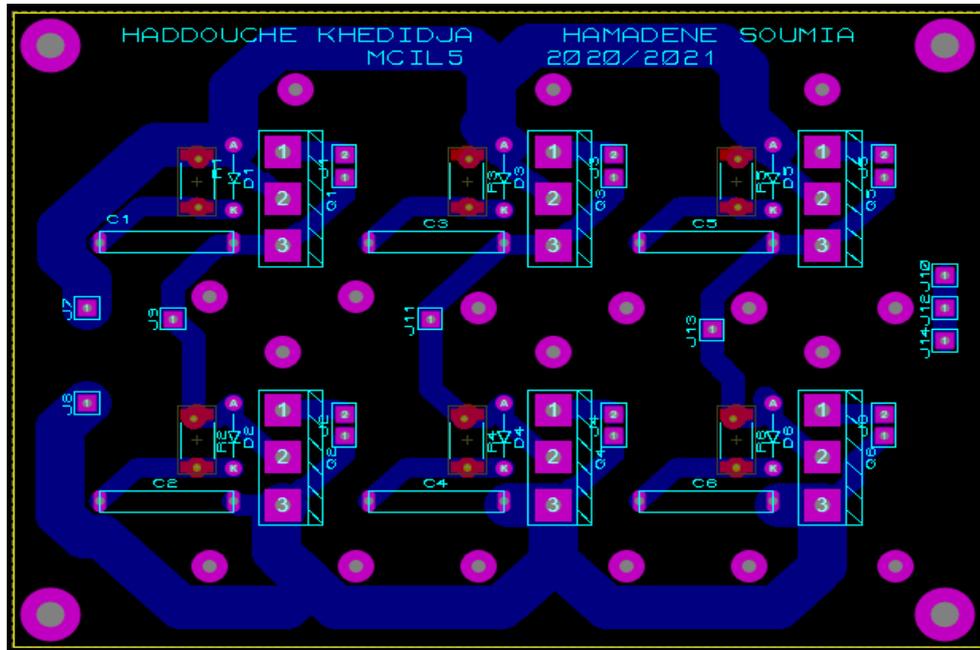


Figure 3-19 : Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES

Voici ci-dessous l'image en 3D de notre carte de puissance sur ARES :

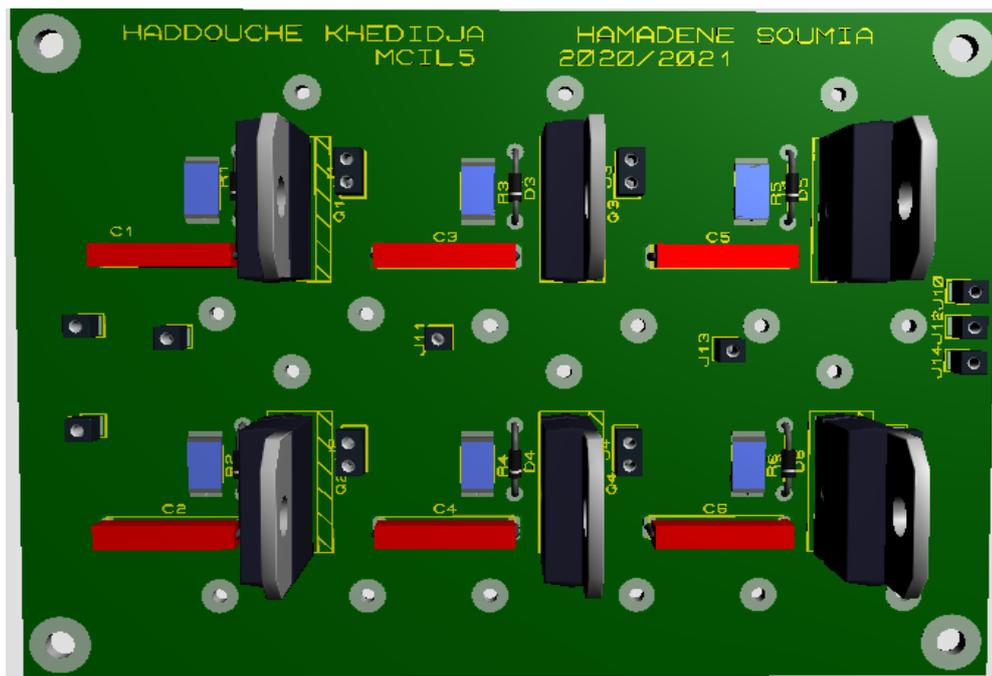


Figure 3-20 : Vision 3D de la carte de puissance

3.2.3 La charge

Dans ce travail, nous allons utiliser un moteur asynchrone 1kW comme une charge de l'onduleur qui absorbera un courant de forme pseudo-sinusoidale, car la nature inductive du moteur lisse le courant, ses caractéristiques illustrés dans la figure 3.21.

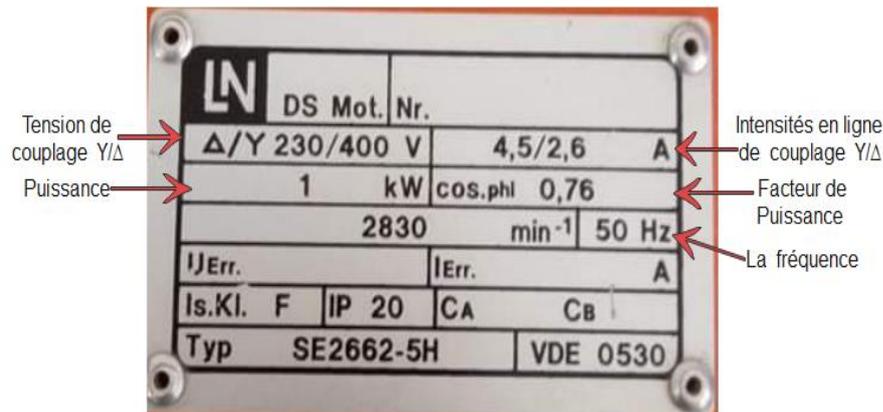


Figure 3-21 : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone 1kW

Pour alimenter ce moteur par l'onduleur qui déjà réalisé, il est nécessaire de faire quelques calculs de dimensionnement des composants.

3.2.4 Dimensionnement des composants

3.2.4.1 Choix des MOSFET

Puisque la charge est un moteur asynchrone triphasé de 1kW, avec un courant nominal de 2.6A pour le couplage étoile. On prend comme facteur de dimensionnement 1.5 pour le courant, ce qui donne un courant minimal de $2.6 \times 1.5 = 3.9A$ qui doivent être délivré par chaque phase de l'onduleur. Pour la tension moyenne, le facteur de dimensionnement est 2. Pour une tension de sortie de 230 V, la tension moyenne des composants doit être de $2 \times 230 = 460 V$.

La valeur de tension généralement rencontrée, sur les transistors ou sur les diodes, est de 600V. Au niveau de laboratoire pédagogique de l'électronique il n'existe que les transistors MOSFET IRF260N, avec les caractéristiques suivantes : $I_{DSmax} = 30 A$ et $V_{DSmax} = 200 V$, donc il ne nous reste plus qu'à le choisir. L'inconvénient de ce type MOSFET est la petite valeur de la tension maximale supportée pour chaque transistor.

3.2.4.2 Dimensionnement des MOSFET

Le dimensionnement des MOSFET utilisés dans la conception du convertisseur de puissance exige des calculs précis des pertes par conduction et par commutation qui sont mises en jeu lors du fonctionnement.

3.2.4.2.1 Pertes par conduction

Les pertes de conduction dans le MOSFET peuvent être calculées à l'aide d'une approximation de MOSFET avec la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$:

$$V_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} I_D \quad (3-1)$$

V_{DS} et I_D sont la tension drain-source et le courant de drain respectivement.

La valeur instantanée des pertes de conduction est :

$$P_{\text{cond}} = \frac{1}{T_{\text{sw}}} \int_0^{T_{\text{sw}}} R_{\text{DS(on)}} I_D^2(t) dt = R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{Drms}}^2 \quad (3-2)$$

Nous avons besoin, pour le calcul des pertes, des valeurs des courants efficaces dans les MOSFET. Pour cela, nous reprogrammons le courant mis en jeu dans les différents interrupteurs de l'onduleur par le biais de Simulink.

Les pertes par conduction dans cet interrupteur sont décrites par l'équation (3.3) :

$$P_{\text{cond}} = R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{Drms}}^2 = 0.075 \times 2.6^2 = 0.507 \text{ W} \quad (3-3)$$

Ainsi, les pertes totales dans tous les interrupteurs sont évaluées selon l'égalité (3.4) :

$$P_{\text{cond}} = 6 \times R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{Drms}}^2 = 3.042 \text{ W} \quad (3-4)$$

3.2.4.2.2 Pertes par commutation au niveau des MOSFET avec circuit d'aide à la commutation

Les faibles temps de commutation t_{rise} et t_{fall} permettent de réduire les pertes en commutation au niveau du MOSFET. Cependant il est tout à fait recommandé d'ajouter un circuit auxiliaire pour réduire ces pertes. De plus, la commutation du MOSFET est généralement assujettie à une surtension au blocage de ce dernier. L'ajout d'un circuit d'aide à commutation aura un double effet permettant d'une part de limiter les pertes par commutation et d'autre part d'écrêter la tension aux bornes du MOSFET.

3.2.4.2.2.1 Circuit d'aide à la commutation (CALC ou Snubber)

Il est essentiel de protéger le MOSFET contre les surtensions dues aux commutations rapides [16]. Des éléments de protection sont donc nécessaires pour réduire les pertes de l'interrupteur à l'ouverture (le pire cas comparé à la fermeture). Nous utilisons pour ce faire un circuit constitué d'une résistance R_s , une diode D_s et un condensateur C_s mis aux bornes du MOSFET, comme le montre le schéma de la figure 3.22.

Grâce au circuit D_s - R_s - C_s , il est possible d'éviter les surtensions à la coupure du courant dans le MOSFET. Le condensateur C_s se charge à l'ouverture du transistor via D_s et se décharge lorsque le transistor est saturé via R_s .

Durant t_{fall} le courant I_D décroît linéairement de sa valeur maximum I_{Dm} à zéro, ce qui se traduit par l'équation (3.5). Ainsi, la tension aux bornes du MOSFET a une forme quadratique définie par l'équation (3.6). Simultanément le condensateur C_s se charge avec un courant I_c et continue à se charger à courant constant, jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne $V_{dc}/2$.

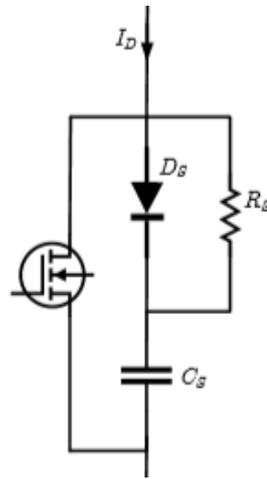


Figure 3-22 : Circuit d'aide à l'ouverture implanté

Le schéma de la figure 3.23 montre les formes d'ondes du courant et de la tension du MOSFET lors de l'ouverture de ce dernier.

$$I_D = I_{Dm} \left(1 - \frac{t}{t_{fall}}\right) \quad (3-3)$$

$$V_{DS}(t) = \frac{1}{C_s} \int I_C dt = \frac{1}{C_s} \int \frac{I_{Dm}}{t_{fall}} t dt = \frac{I_{Dm}}{2C_s t_{fall}} t^2 \quad (3-4)$$

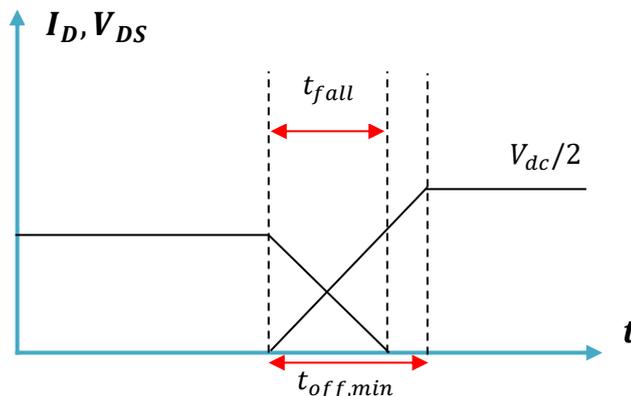


Figure 3-23 : La tension et le courant du MOSFET lors de son ouverture

Nous allons à présent calculer la valeur des différents éléments constituant ce circuit de protection à l'ouverture.

a. Détermination de la valeur du condensateur

En pratique, nous utilisons une méthode de calcul simple est largement utilisée [17].

A $t = t_{off,min}$ nous avons :

$$V_{Cs} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (3-5)$$

Durant ce temps, tout le courant I_D est dérivé dans C_s , d'où :

$$Q_{Cs} = C_s V_{Cs} = I_{Dm} t \quad (3-6)$$

D'autre part, d'après les données du constructeur :

$$t_{off,min} = t_{fall} + t_d \quad (3-7)$$

Où t_d est le temps de retard, ce qui nous permet de déterminer la valeur de C_s :

$$C_s = \frac{I_{Dm} \times t_{off,min}}{\frac{V_{dc}}{2}} \quad (3-10)$$

Détermination de la valeur de la résistance

La contrainte pour la résistance du circuit d'aide à l'ouverture est telle qu'elle empêche le courant de décharge du condensateur de dépasser le courant maximal du MOSFET [17]. Une méthode empirique consiste à choisir R_s de sorte qu'elle vérifie l'équation suivante :

$$t_{off,min} \geq 5R_s C_s \quad (3-8)$$

Ce qui nous amène à un choix de R_s :

$$R_s = 4.7568 \Omega \quad (3-9)$$

De cette manière nous nous assurons que le condensateur a le temps de se charger durant $t_{off,min}$. L'énergie emmagasinée alors dans C_s est dissipée dans R_s . Par conséquent, la puissance dissipée dans R_s qui équivaut aux pertes occasionnées par le CALC est :

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 f_d = 366.3mW \quad (3-10)$$

Par conséquent, les pertes par commutation dans tous les MOSFET sont données par l'égalité (3.14) :

$$P_{R_s} = 6 \times \left[\frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 f_d \right] = 2.1978W \quad (3-11)$$

Le calcul des pertes par commutation dans le MOSFET requiert l'expression temporelle de la tension et du courant du MOSFET donnée par les équations (3.5) et (3.6). Ces pertes peuvent être estimées, durant t_{fall} , par l'expression suivante :

$$W_c = \int_0^{t_{fall}} V_{DS}(t) I_D(t) dt \quad (3-12)$$

En remplaçant V_{DS} et I_D par leurs expressions respectives dans (3.15), nous obtenons l'expression de l'énergie dissipée lors de la commutation du MOSFET donnée par l'équation

$$(3.16) : W_C = \frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2}{24C_s} \quad (3-13)$$

Afin d'obtenir la puissance dissipée en Watt, il suffit de multiplier l'énergie par la fréquence de commutation (f_d), nous parvenons ainsi à la valeur indiquée dans l'équation (3.17) :

$$P_{\text{MOS_com}} = \frac{I_{\text{Dm}}^2 \times t_{\text{fall}}^2 \times f_d}{24C_s} = 6.1\text{mWatt} \quad (3-14)$$

Finalement, les pertes par commutation dans tous les MOSFET sont données par l'égalité (3.18)

$$P_{\text{MOS_com_tot}} = 6 \times \left[\frac{I_{\text{Dm}}^2 \times t_{\text{fall}}^2 \times f_d}{24C_s} \right] = 36.4\text{mWatt} \quad (3-15)$$

Ne considérant pas le CALC, les pertes par commutation dans le MOSFET peuvent se calculer d'après l'équation (3.17) en utilisant la capacité de sortie du MOSFET $C_{\text{DS}}=315\text{pF}$. Ces pertes sont données par l'équation (3.19) et (3.20) :

$$P_{\text{MOS_com}} = \frac{I_{\text{Dm}}^2 \times t_{\text{fall}}^2 \times f_d}{24C_s} = 58.3\text{mWatt} \quad (3-16)$$

$$P_{\text{MOS_com_tot}} = 6 \times \left[\frac{I_{\text{Dm}}^2 \times t_{\text{fall}}^2 \times f_d}{24C_s} \right] = 349.8\text{mWatt} \quad (3-17)$$

Ainsi, nous vérifions que le CALC a réellement réduit les pertes lors de la commutation de dix fois.

3.3 Les étapes de conception d'une carte électronique

Ces étapes nous pouvons les résumées sur l'organigramme suivant :

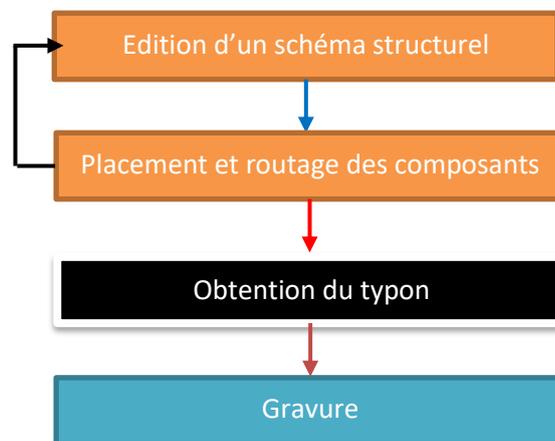


Figure 3-24 : Les étapes de conception d'une carte électronique

Ce schéma résume l'ensemble des étapes de conception d'une carte électronique :

- Elaboration du schématique ;
- Elaboration du typon avec chevelu pour une cohérence totale entre schéma et typon ;
- Routage automatique possible.

Avant de créer le typon pour le circuit, il faut bien maintenir le schéma structurel de l'onduleur triphasé.

- Transfert du circuit sur la plaque du cuivre : Cela passe par deux parier :

- Mode Opérateur (Coupe, Préparation, Insolation, Révélation, Rinçage, Gravure et Nettoyage)
- Implantation des composants et soudure (Perçage, Soudure) [18].

3.4 Résultats des circuits imprimés

Dans cette partie, nous présentons le circuit imprimé de partie puissance et celui de la commande de l'onduleur triphasé.

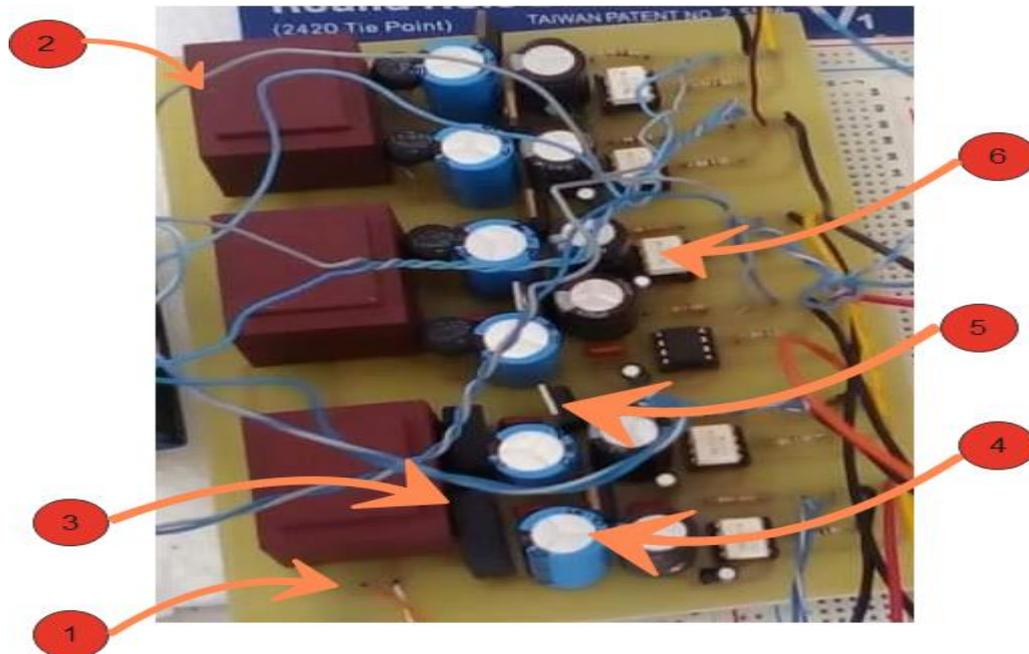


Figure 3-25 : Image réelle de la carte de commande

- 1) L'entrée de réseau 220V alternative.
- 2) Transformateur 220V/2×12V.
- 3) 3 ponts de diode.
- 4) Les condensateurs de filtrage.
- 5) Les régulateurs de tension LM 7815.
- 6) Les HCPL 3120.

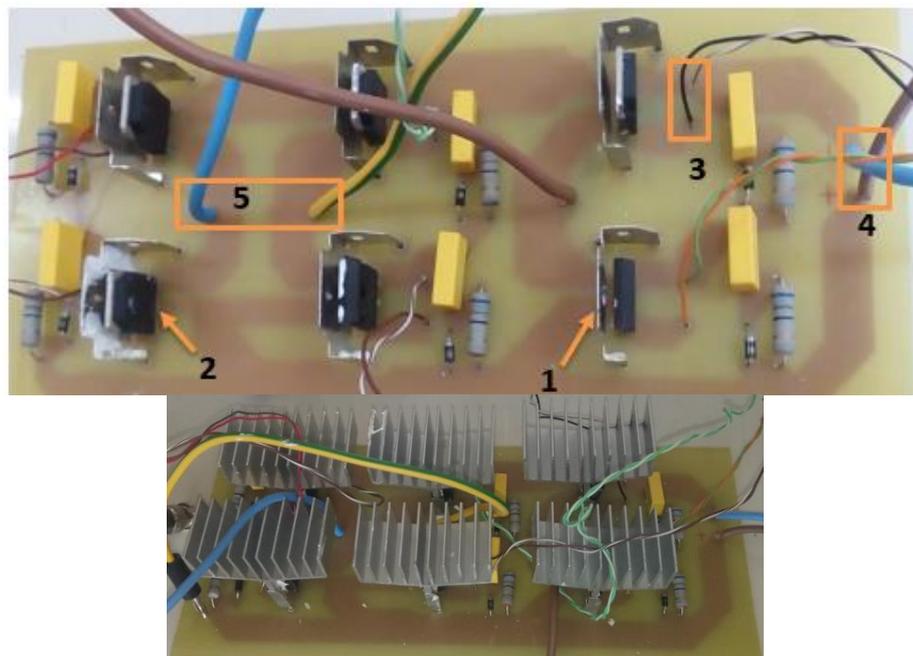


Figure 3-26 : Image réelle de la carte de puissance

1) Support de dissipateur. 2) Transistor (MOSFET). 3) L'entrée de la commande. 4) Source de tension continue. 5) La sortie triphasé de l'onduleur. 6) La sortie triphasé de l'onduleur.

3.5 Description du banc d'essais

La figure 3.27 du banc d'essais expérimentaux présentée ci-dessous. Nous avons implémenté les deux techniques de commande pour commander l'onduleur triphasé, la commande symétrique et la commande MLI.

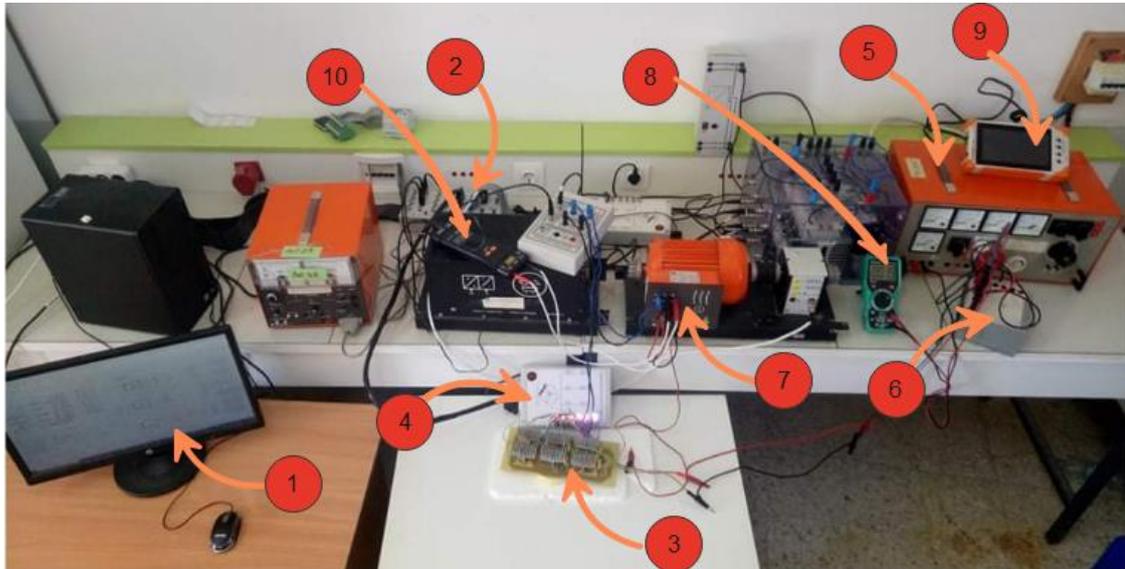


Figure 3-27 : Banc d'essais expérimental

Ce banc d'essais est constitué par : 1) Ordinateur équipé de logiciels spécifiques. 2) Module dSPACE 1104. 3) L'onduleur réalisé. 4) Carte de commande réalisée. 5) La source de tension continue variable. 6) Bloc des condensateurs pour filtrer la sortie redressée. 7) La charge (moteur). 8) Multimètre. 9) Oscilloscope. 10) Capteur de tension et capteur de courant.

❖ La source d'alimentation variable

Dispositif alimenté par une source triphasée et génère 2 types de tension alternative/continu variables. Son principe est lorsque nous tournons la manette de l'autotransformateur le nombre de spire sera modifié par conséquent la tension de sortie varier.

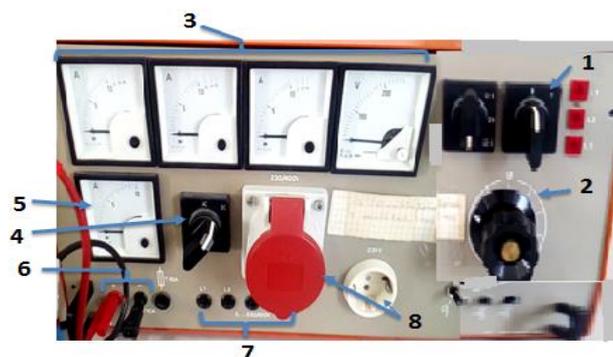


Figure 3-28 : Source de tension alternative et continue variable

1) Bouton pour mettre le dispositif à l'état on /off. 2) bouton permet de varier et commander la tension. 3) mesure de courants et de tensions des trois phases. 4) type de tension continue ou bien alternative. 5) mesure le courant de l'alimentation continue. 6) branche de l'alimentation continue. 7) branche de l'alimentation alternative. 8) source de tension triphasée alimentation directe aux réseaux 230/400V fixe.

3.6 L'algorithme de commande

La commande de l'onduleur a été faite à partir de La carte dSPACE1104 utilisée pour l'implémentation numérique des différents algorithmes de commande tel que : la commande plein onde et la commande MLI.

3.6.1 Implémentation de la commande pleine onde

Comme le montre la figure 3.29, nous avons réalisé un schéma bloc de la commande 180° dans lequel nous avons utilisé une source de tension triphasée équilibrée de valeur efficace 230V et de fréquence 50 HZ et de tension continue 100V à l'entrée de l'onduleur.

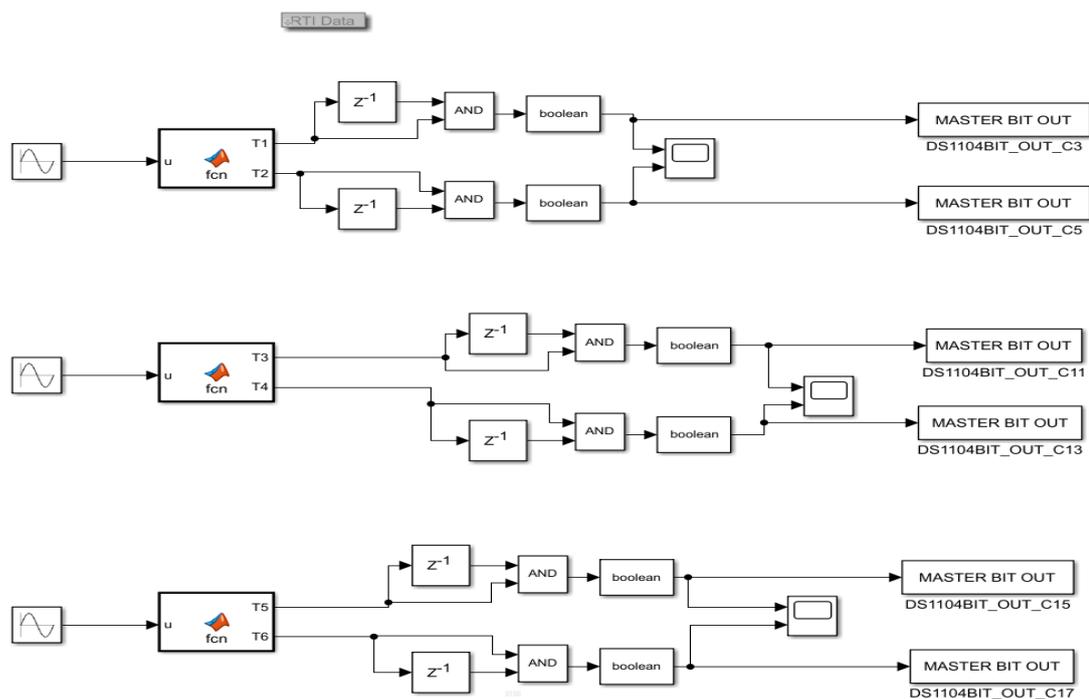


Figure 3-29 : Schéma-bloc de la commande à pleine onde

La figure 3.30 présente deux signaux de commande des interrupteurs (Q_1 et Q_3) de la fréquence 50 Hz et un temps morts choisis $1\mu\text{s}$. On montre un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs (Q_1 et Q_3) captés par un oscilloscope numérique.

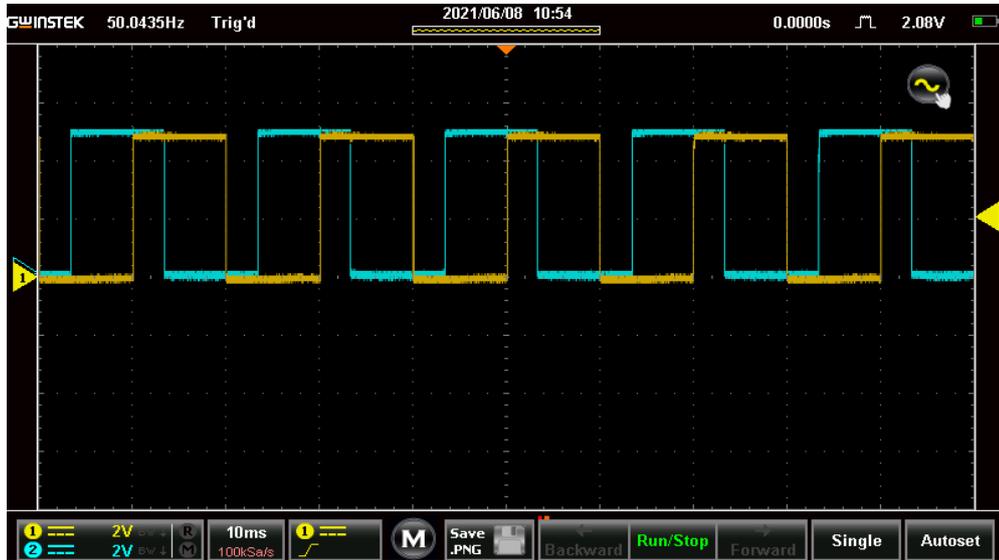


Figure 3-30 : Signaux de commande 0-5V pleine onde générées par l'interface dSPACE

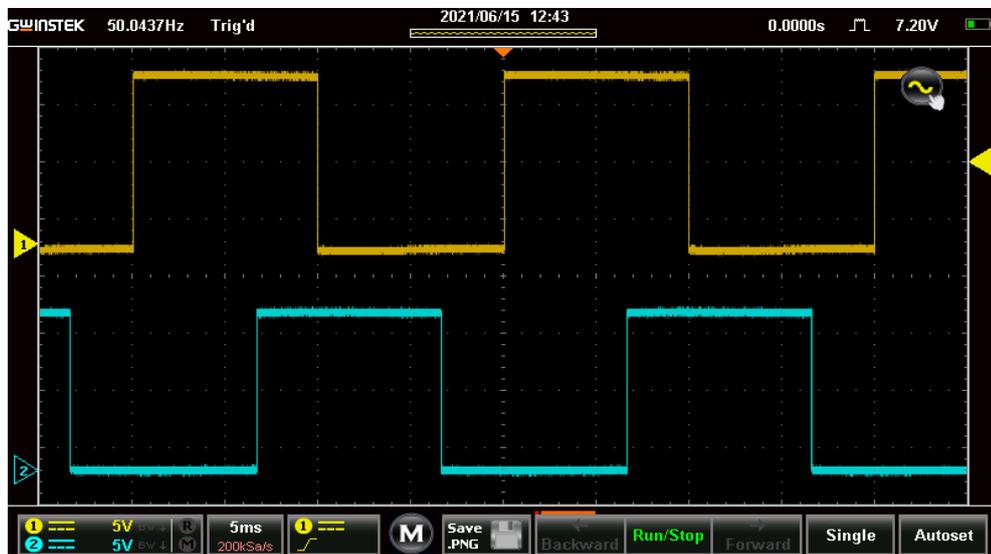


Figure 3-31 : Signaux de commande 0-15V commande pleine onde générés par HCPL

Après l'application de cette commande sur les interrupteurs de l'onduleur nous avons obtenu un signal de sortie V_{ab} , V_{bc} , V_{ac} alternative d'une amplitude 100V et une fréquence de 50 Hz.

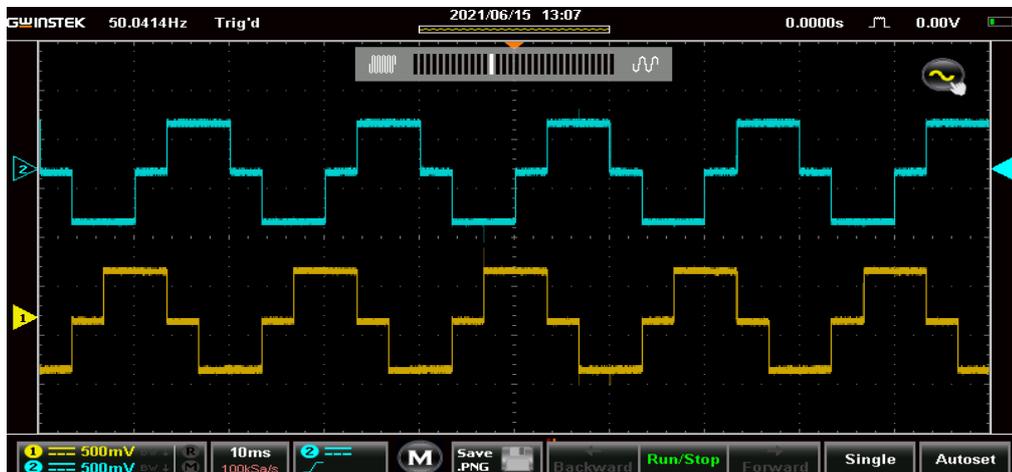


Figure 3-32 : Signaux de sortie de l'onduleur (plein onde)

Pour des tensions très élevées, notre oscilloscope n'a pas pu afficher notre signal de sortie donc on a besoin d'utiliser un capteur de tension avec un facteur ($\times 200$) qui permet de capter et afficher le signal de sortie d'amplitude plus de 100V.

3.6.1.1 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde

Les résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde ne font que confirmer les résultats de la simulation et la validation du modèle adopté. En effet les allures des tensions simples et composées captées pendant l'implémentation sont similaires à celles captées durant la simulation.

3.6.2 Implémentation de la commande MLI

Pour cela, nous avons réalisé un schéma bloc de la commande MLI dans lequel nous avons utilisé une modulatrice qui est une source de tension triphasée équilibrée de valeur efficace 230V, de fréquence de 50 HZ, d'une porteuse qui est un signal triangulaire de valeur max $V_{pmax} = r \cdot V_{rmax}$, et de fréquence $f_{pmax} = m \cdot f_{rmax}$ et de tension continue 100V à l'entrée de l'onduleur.

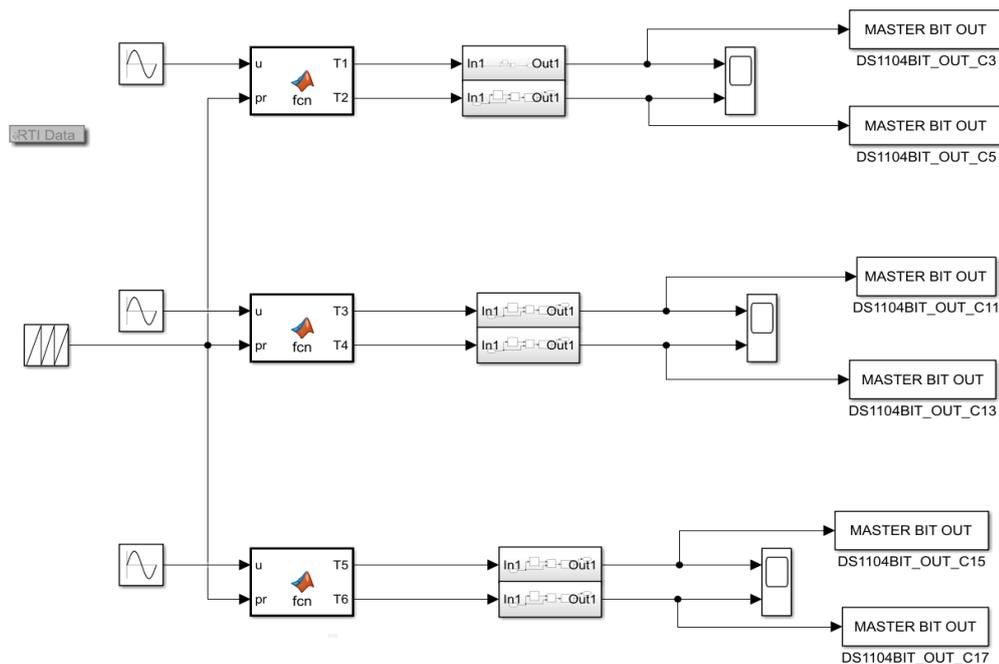


Figure 3-33 : Schéma bloc de l'implémentation de la commande MLI

Cette méthode permet de comparer entre un signal sinusoïdal (référence) et un signal triangulaire (porteuse) et générer un signal logique (0 ou 1), avec une période de commutation modifiable. Nous avons appliqué maintenant la commande MLI, on présente deux signaux Q_1 et Q_3 qui sont aussi décalé entre eux par $\frac{2\pi}{3}rd$.

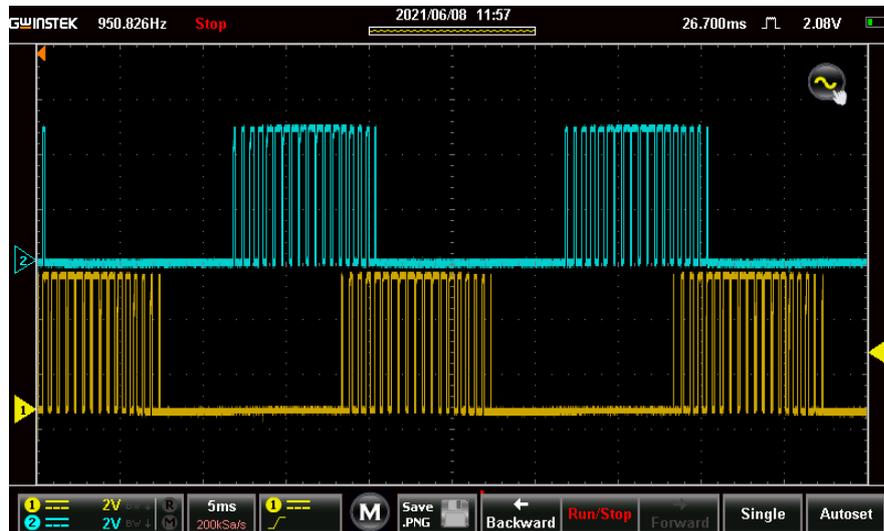


Figure 3-34 : Deux signaux de commande MLI générés par l'interface dSPACE

Les signaux de commande des interrupteurs du même bras sont complémentaires avec une fréquence 50 Hz et un temps mort environ de 10 μ s ; bien montré dans figure ci-dessous :



Figure 3-35 : Temps morts entre deux signaux de commande complémentaires MLI

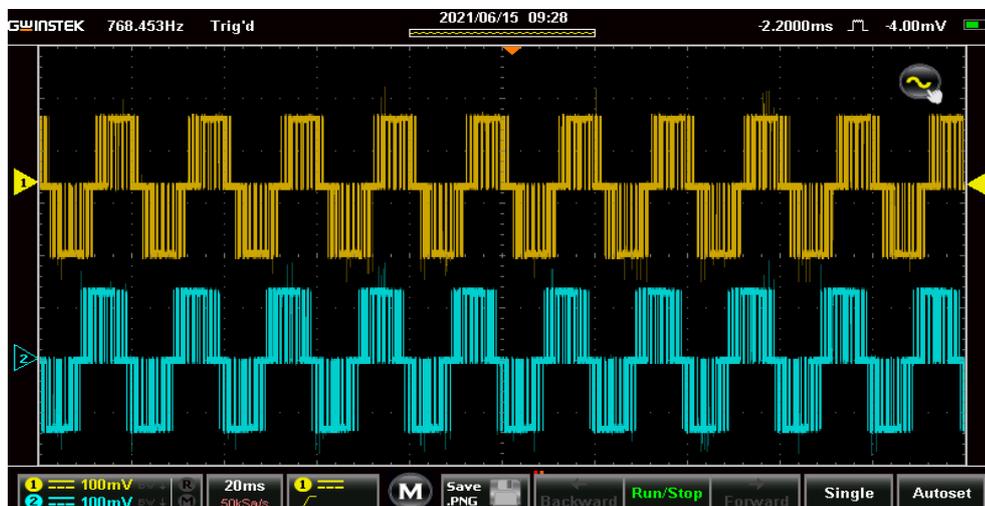


Figure 3-36 : Deux tensions composées avec E=150V pour la commande MLI

3.6.2.1 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI

La similitude des résultats de l'implémentation et de la simulation de la commande MLI nous a permis de valider le modèle de notre commande qui pourrait être utilisé ultérieurement pour diverses applications. En plus nous avons remarqué que la commande MLI nous permet d'avoir une allure de courant beaucoup plus proche de la sinusoïde.

3.7 Alimentation du moteur asynchrone 1kW par l'onduleur triphasé réalisé

3.7.1 Commande pleine onde

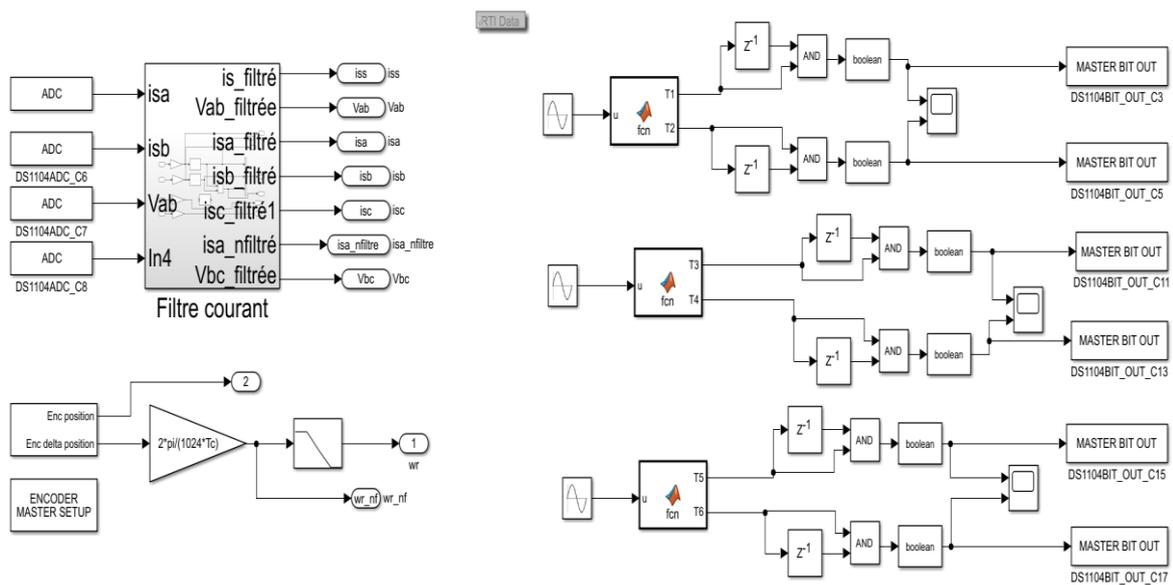
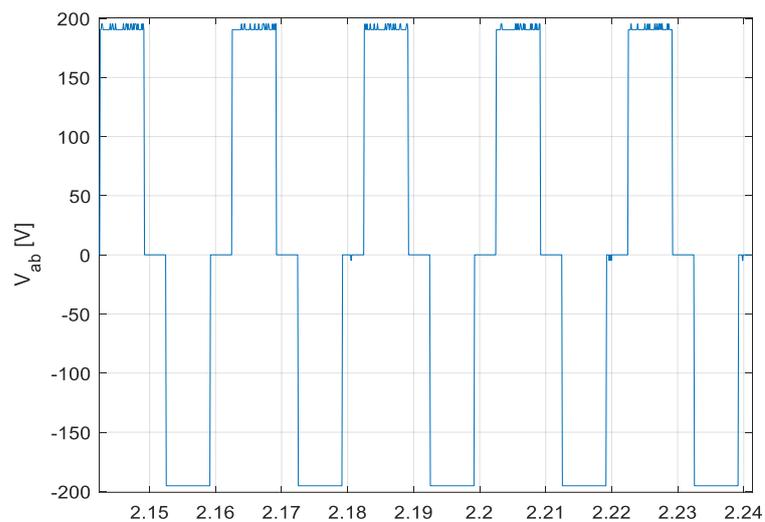


Figure 3-37 : Schéma-bloc de la commande à pleine onde pour alimenter la MAS



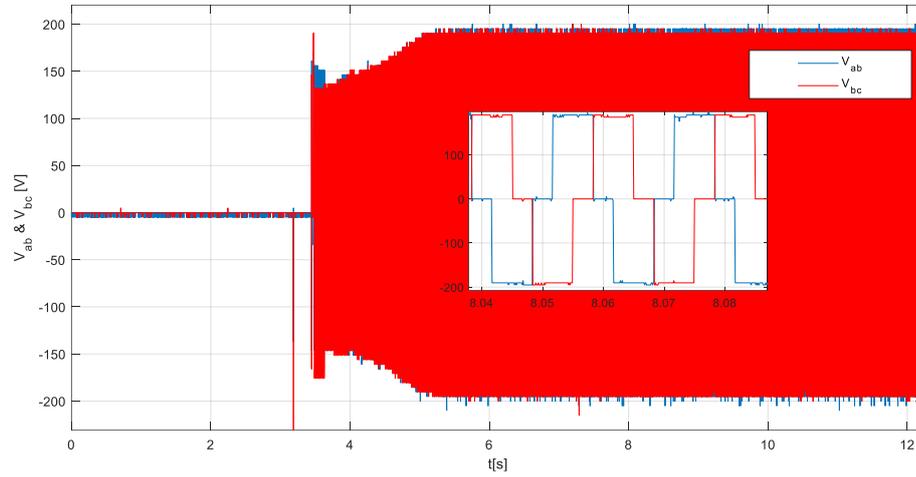


Figure 3-38 : Tensions composées de l'onduleur pour $E = 200V$

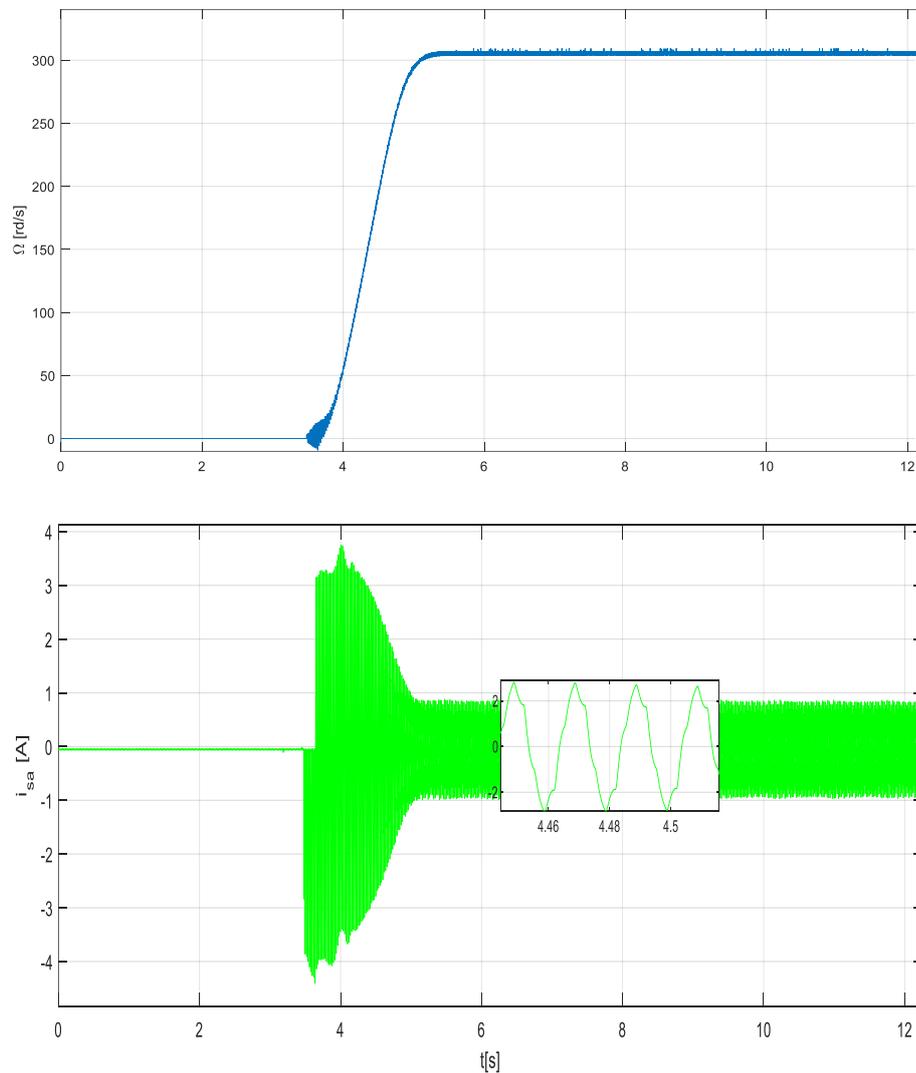


Figure 3-39 : Résultats pratiques de la machine asynchrone 1kW

3.7.1.1 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus par simulation et expérimental presque la même. La tension composée d'amplitude 200V permet d'alimenter le moteur asynchrone avec un courant de démarrage vaut 4A et sa valeur nominale atteinte (1A), après un temps de réponse de (1.55s). Même

remarque pour la vitesse, elle atteint presque sa valeur nominale (300 rad/s) après un temps de réponse de (1.55s), mais nous constatons un nombre important d'ondulation.

3.7.2 Commande MLI

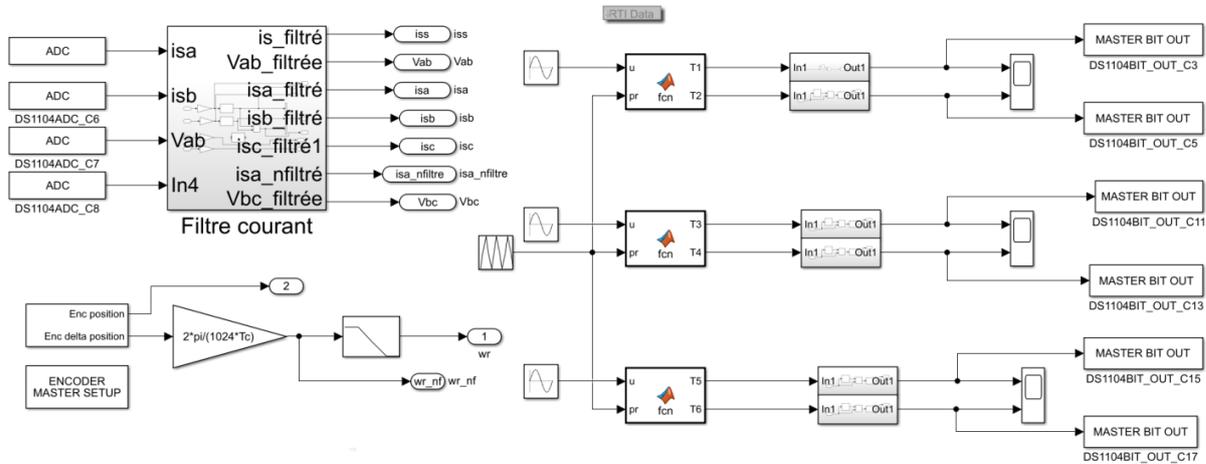


Figure 3-40 : Schéma bloc de l'ensemble MAS-Onduleur (commande MLI)

Après avoir simulé le bloc de la figure ci-dessus, nous avons obtenu les allures suivantes :

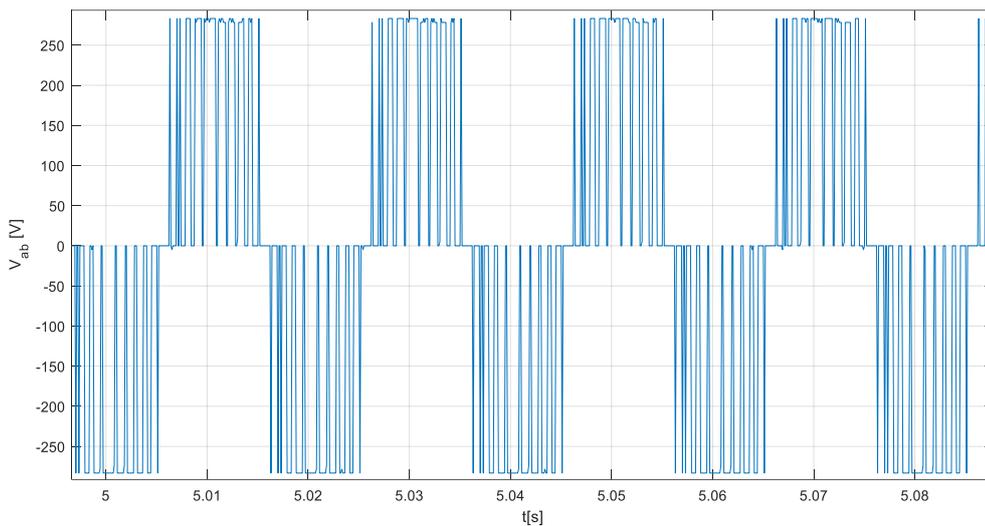


Figure 3-41 : La tension composée V_{ab} pour $m=21$ et $E=145V$

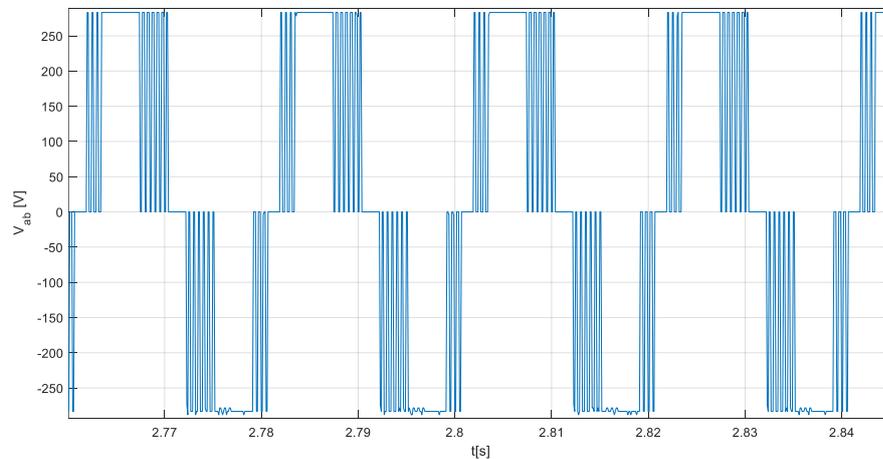


Figure 3-42 : La tension composée V_{ab} pour $m=40$ et $E=145V$

➤ Les résultats des essais pratiques pour $m=21$

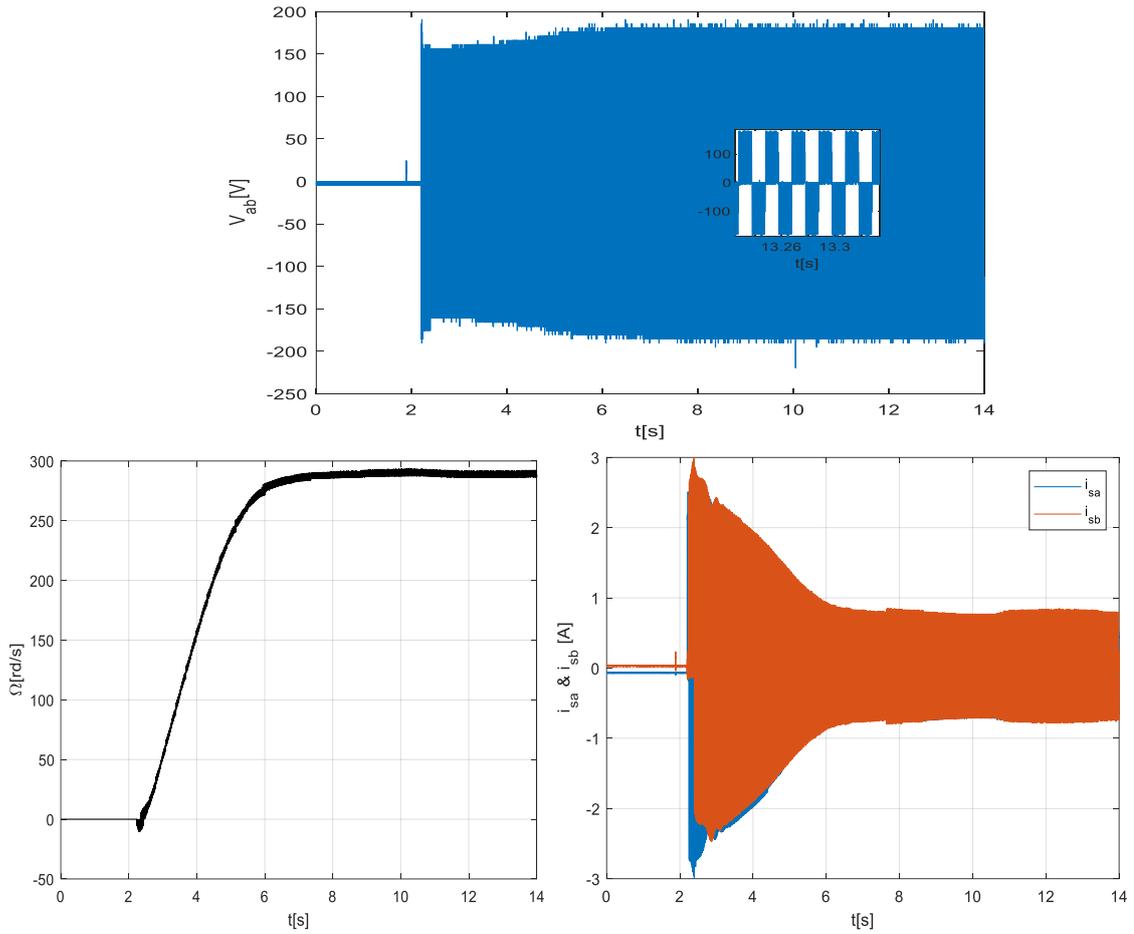
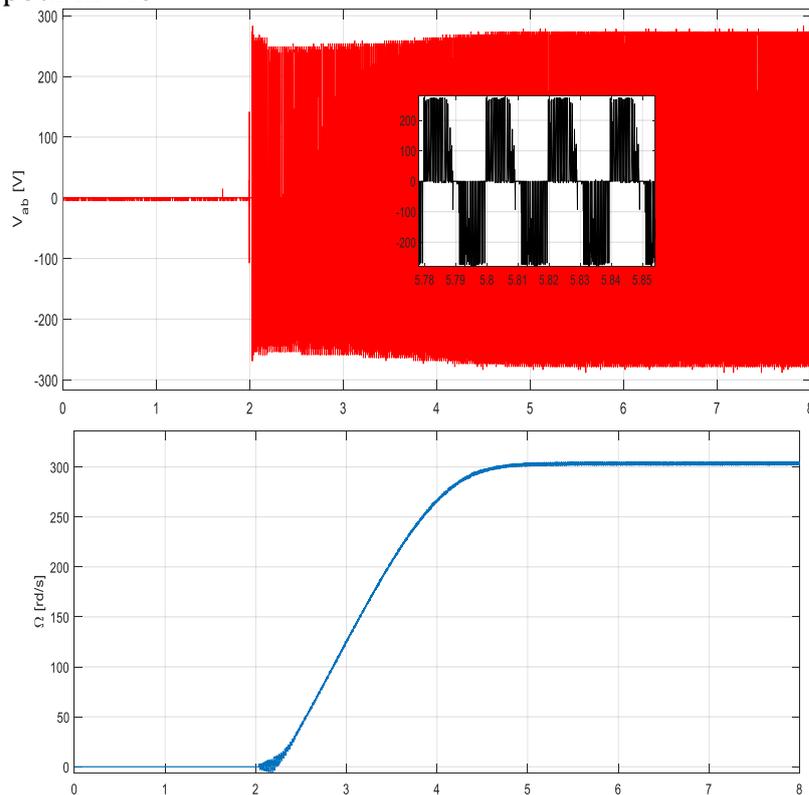


Figure 3-43 : Résultats Pratiques de la machine asynchrone 1kW pour $m=21$ et $E=145V$

➤ Résultats pour $m=40$



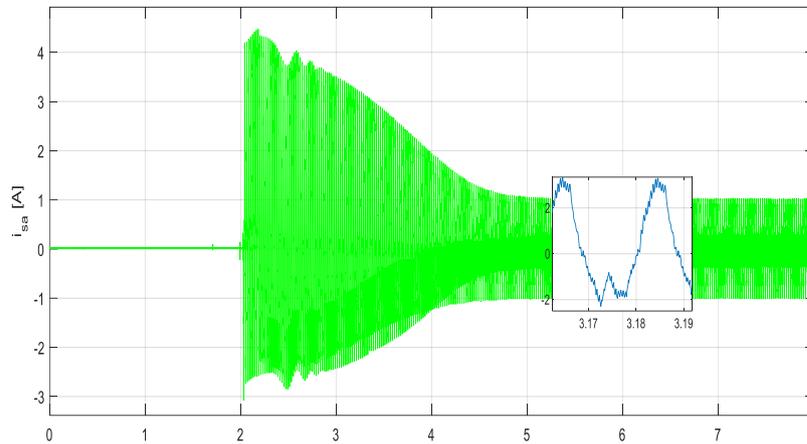


Figure 3-44 : Résultats pratiques de la machine asynchrone 1kW pour $m=40$ et $E=145V$

3.7.2.1 Interprétation des résultats

Les courbes représentent les résultats des essais pratiques de la machine asynchrone. L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (2.5 sec) pour $m=21$ et $m=40$.

Pour la tension, le résultat obtenu par simulation et expérimental presque le même. La valeur efficace de tension simple et efficace augmente lorsque l'indice de modulation augmente, pour cela, on observe que la vitesse de la MAS et les courants statorique de la MAS augmentent.

La vitesse en régime permanent se stabilise à (300 rad/s) pour $m=40$. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur (1A).

3.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux essais expérimentaux, tel que le système à étudier et de son interfaçage avec le PC, ainsi que de l'environnement logiciel c'est-à-dire le schéma généré sous Simulink associé à une interface graphique développée sous **Control Desk**. Enfin, après la réalisation de circuit imprimé, nous l'avons testé avec les commandes simulées dans le chapitre précédent, et nous avons trouvé de bons résultats coïncidant avec les résultats obtenus auparavant. Les deux techniques de commande Symétrique et MLI ont été validés par un essai de démarrage à vide d'un moteur triphasé asynchrone **1kW** alimenté par l'onduleur réalisé au niveau de laboratoire de recherche.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La finalité et la vision globale de ce projet, nous ont permis ce qui suit :

- L'application directe des enseignements acquis durant le cursus de notre formation (Electronique industriel) du côté théorique jusqu'à la réalisation des différentes étapes. Parmi lesquelles nous citons :
 - Simulation par le logiciel PROTEUS et l'obtention des typons par l'application ARES ;
 - Le choix des composants des semi-conducteurs et des éléments de l'électronique ;
 - Le dimensionnement des dissipateurs et des circuits de protection des composants actifs de l'onduleur.
 - Le déroulement d'un projet complet de la préparation de la documentation à la collecte des données et des composants, l'application des schémas primitifs ensuite le relever des contraintes rencontrées à leur résorption avec l'observation de tous les aléas qui surgissent lors des manipulations.
 - Manipulations des éléments de la commande numérique à base de microprocesseur, microcontrôleur et les drivers (dSPACE)

Notre projet de fin d'étude consiste à l'étude de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux de deux angles : la commande et la partie puissance. Il est clair d'après les résultats que la commande MLI est meilleure des deux autres pleine onde et décalée avec l'observation des critères du taux de distorsion, la forme d'onde du courant et la facilité de filtrage des harmoniques. Ce dispositif est un outil de variation de vitesse des moteurs asynchrones dont des essais ont été opérés sur un prototype de 1 kW. Les MOSFET utilisés et disponibles ont entravé nos manipulations car ils ont une tenue en tension de 200 Volt alors que le moteur selon sa plaque signalétique prévoit le raccordement à une tension en 380 Volt. Dans ce cadre, nos tentatives d'acquiescer des IGBT n'ont pas été concluantes ce qui a restreint le domaine de l'application de tel dispositif.

Comme perspective pour notre travail, nous souhaitons qu'il soit amélioré dans le futur en utilisant les techniques de commande modernes et développées avec d'autres topologies et pourquoi pas trouver une insertion dans le domaine de l'industriel réel.

Liste de composants utilisés pour la réalisation de l'onduleur

	Nom des composants	Valeur	Unités	Nombre des Unités	Nom de référence
Carte de Commande	<i>Transformateur</i>	<i>220/2*12</i>	<i>V</i>	<i>3</i>	<i>/</i>
	<i>Pont de diode</i>	<i>12</i>	<i>V</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
	<i>Condensateurs chimiques</i>	<i>2200</i>	<i>μF</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
		<i>470</i>	<i>μF</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
		<i>0.1</i>	<i>μF</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
	<i>Condensateurs céramiques</i>	<i>100</i>	<i>nF</i>	<i>12</i>	<i>/</i>
	<i>Régulateurs de tension</i>	<i>/</i>	<i>/</i>	<i>6</i>	<i>LM7815</i>
	<i>Optocoupleur</i>	<i>/</i>	<i>/</i>	<i>6</i>	<i>HCPL3120</i>
	<i>Résistance</i>	<i>330</i>	<i>Ω</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
<i>460</i>		<i>Ω</i>	<i>6</i>	<i>/</i>	
Partie Puissance	<i>Transistors MOSFET</i>	<i>/</i>	<i>/</i>	<i>6</i>	<i>IRFP260N</i>
	<i>Résistance</i>	<i>68</i>	<i>Ω</i>	<i>6</i>	<i>/</i>
	<i>Diode</i>	<i>/</i>	<i>/</i>	<i>6</i>	<i>1N4007</i>
	<i>Condensateurs céramiques</i>	<i>0.1</i>	<i>μF</i>	<i>6</i>	<i>/</i>

Datasheet MOSFET IRFP260N

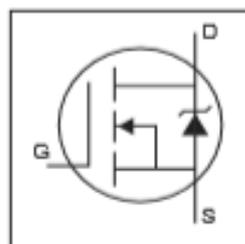
International
IR Rectifier

PD - 95007A

IRFP250NPbF

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead-Free



$$V_{DS} = 200V$$

$$R_{DS(on)} = 0.075\Omega$$

$$I_D = 30A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	30	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	21	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (1)	120	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	214	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (2)	315	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (3)	30	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (2)	21	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (4)	8.6	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

www.irf.com

1

08/18/10

IRFP250NPbF

International
IGR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{BR,DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V$, $I_D = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{BR,DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.26	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.075	Ω	$V_{GS} = 10V$, $I_D = 18A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$
g_m	Forward Transconductance	17	—	—	S	$V_{DS} = 50V$, $I_D = 18A$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 200V$, $V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 160V$, $V_{GS} = 0V$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	123	nC	$I_D = 18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	21		$V_{DS} = 180V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	57		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 8 and 13 ③
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 100V$ $I_D = 18A$ $R_G = 3.9\Omega$ $R_D = 5.5\Omega$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	43	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	41	—		
t_f	Fall Time	—	33	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 8mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2159	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	315	—		
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	83	—		

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	30	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	120		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_S = 18A$, $V_{GS} = 0V$ ②
t_r	Reverse Recovery Time	—	188	279	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_S = 18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.3	2.0	μC	$di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See Fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.9\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 18A$. (See Figure 12)③ $I_{SD} \leq 18A$, $di/dt \leq 374\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{BR,DSS}$,
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$ ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

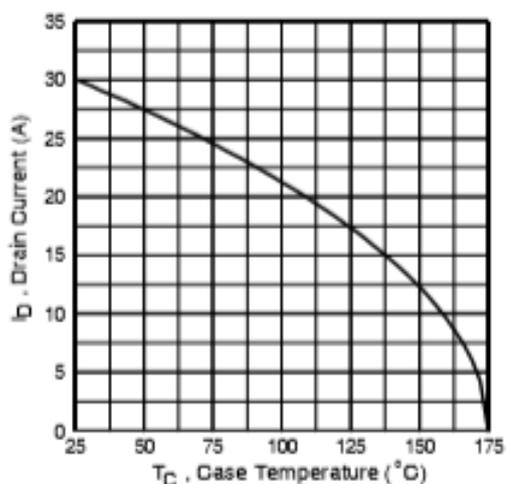


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

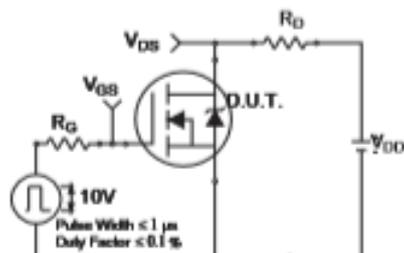


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

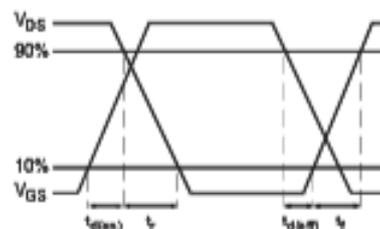


Fig 10b. Switching Time Waveforms

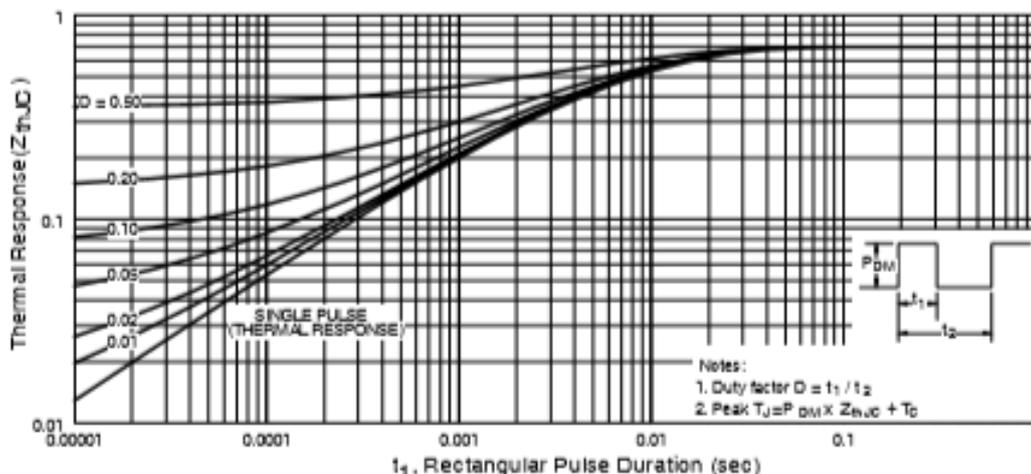


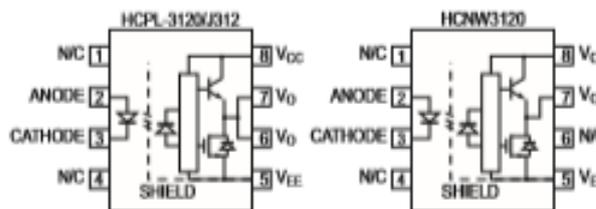
Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

Datasheet HCPL3120

Description

The HCPL-3120 contains a GaAsP LED while the HCPL-J312 and the HCNW3120 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. These optocouplers are ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by these optocouplers make them ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 series can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate. The HCNW3120 has the highest insulation voltage of $V_{IORM} = 1414 V_{peak}$ in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2. The HCPL-J312 has an insulation voltage of $V_{IORM} = 891 V_{peak}$ and the $V_{IORM} = 630 V_{peak}$ is also available with the HCPL-3120 (Option 060).

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

Features

- 2.5 A maximum peak output current
- 2.0 A minimum peak output current
- 25 kV/ μs minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500 V$
- 0.5 V maximum low level output voltage (V_{OL}) Eliminates need for negative gate drive
- $I_{CC} = 5 mA$ maximum supply current
- Under Voltage Lock-Out protection (UVLO) with hysteresis
- Wide operating V_{CC} range: 15 to 30 Volts
- 500 ns maximum switching speeds
- Industrial temperature range: $-40^{\circ}C$ to $100^{\circ}C$
- Safety Approval:

UL Recognized

3750 Vrms for 1 min. for HCPL-3120/J312

5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120

CSA Approval

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Approved

$V_{IORM} = 630 V_{peak}$ for HCPL-3120 (Option 060)

$V_{IORM} = 891 V_{peak}$ for HCPL-J312

$V_{IORM} = 1414 V_{peak}$ for HCNW3120

Applications

- IGBT/MOSFET gate drive
- AC/Brushless DC motor drives
- Industrial inverters
- Switch mode power supplies

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Applications Information

Eliminating Negative IGBT Gate Drive (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312, and HCNW3120)

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3120 has a very low maximum V_{OL} specification of 0.5V. The HCPL-3120 realizes this very low V_{OL} by using a DMOS transistor with $1\ \Omega$ (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-3120 is in the low state, the IGBT gate is shorted to the emitter by $R_g + 1\ \Omega$. Minimizing R_g and the lead inductance from the HCPL-3120 to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-

3120 on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the IGBT collector or emitter traces close to the HCPL-3120 input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3120 and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3120 input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3120.)

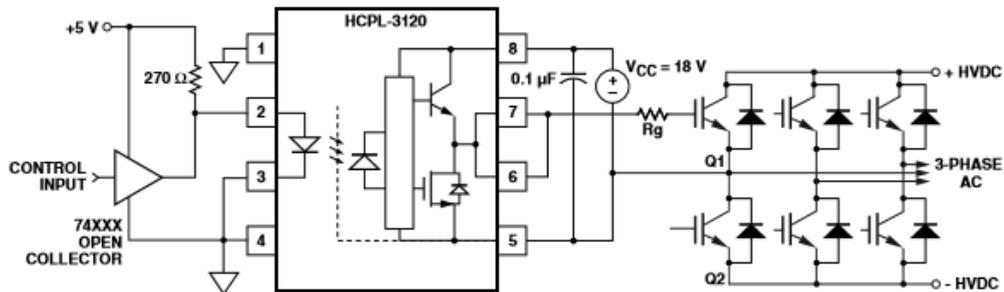


Figure 25. Recommended LED drive and application circuit.

Références bibliographiques

- [1] OKBA Salah et BEDDIAR Walid. « **Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI** », mémoire de Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'sila 2019.
- [2] BERREZZEK Farid « **Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone** » mémoire de magister, Université Badji Mokhtar. Annaba 2006.
- [3] HAMEURLAINE Sid-Ali et ZELILEF Hamza « **Commande d'un Onduleur Triphasé par les Techniques de Modulation de Largeurs d'Impulsions à Élimination Sélective d'Harmoniques** », mémoire de Master, Université Mohammed Seddik Ben Yahia – Jijel 2018.
- [4] BOUKAROURA Abdelkader, « **Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph** », mémoire de magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif 2009.
- [5] Mekaret Fayssal & Zidouri Abdelkhaliq, « **Etude, simulation et réalisation d'un mini onduleur pour systèmes photovoltaïques** », mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen 2018
- [6] G. Segulier and F. Labrique, « **Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance** », Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif, Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
- [7] Benadel HANI Choudira MESSAOUD, « **Technique de commande d'un onduleur triphasé** », projet de fin d'étude licence génie électrique.
- [8] OKBAOUI Sidiali & CHAIN Moncef, « **Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux** », mémoire de master, UNIVERSITE AMAR TELIDJI Laghouat 2019.
- [9] M. Chergui, « **Nouvelle technique de commande et optimisation d'un système de pompage photovoltaïque** » Thèse de Doctorat, Université des sciences et de technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2013.
- [10] BENHADJER Abdeslam, « **Etude, simulation et réalisation d'un onduleur triphasé pour les trains électro-diesel** », mémoire de master, Ecole supérieure en sciences appliquées-Tlemcen-2019.
- [11] M.: Wagner, "**THE IMPORTANCE OF PRINTED CIRCUIT BOARDS**" 2015 Available: <http://hardhero.com/the-importance-of-printed-circuit-boards/>.
- [12] A. S. Hadeed, "**Simulation of Power Electronics Circuits using SIMULINK**", 1st ed. Saarbruchen, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013.

- [13] *BENAOUICHA Mounir et GUERROUT Youcef. « **Réalisation d'un onduleur de tension commandé par la carte DSPACE 1104** », Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira –Bejaia 2015.*
- [14] *BENYOUB Lilia et Mr ADRAR Hamza. « **Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone En Utilisant La Carte dSPACE 1104** », Mémoire de Master, Université ABDERRAHMANE MIRA de Bejaia.*
- [15] *HEDROUG Bachir, DJENDEL Azzedine et MAOUCHE Amer. « **Etude et conception d'un onduleur monophasé géré par un ARDUINO UNO** », Mémoire DE LICENSE, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj 2019.*
- [16] *SADIOU Fateh et DEHMECHE Ibrahim. « **Réalisation d'un onduleur de tension triphasé à base d'IGBT** », Mémoire de Master Académique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF – M'SILA 2019.*
- [17] *FETITI Fadalallah. « **Etude, conception, dimensionnement et réalisation pratique d'un hacheur parallèle pour une source photovoltaïque** », Mémoire de Master, Université Mohamed Khider – Biskra2018.*
- [18] <http://for-ge.blogspot.com/transistor.html> .
- [19] *GHOUISSEM Mohammed. « **Commande par logique floue d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut** », Mémoire de Magistère, Université Mohamed Boudiaf-Oran 2015.*
- [20] *MECHERI SALAH-EDDINE. « **Réalisation d'un onduleur de tension monophasé contrôlé par une carte Arduino** », Mémoire de Master, UNIVERSITÉ CONSTANTINE I 2013.*
- [21] *Antoine GIRAUD et Emmanuel GODON. « **Onduleur pour moteur asynchrone triphasé** », Universitaire de Technologie de TOURS 2002.*