

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique**



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Réalisation d'un onduleur de tension et ses drivers
pour différents stratégies de commande**

Devant le jury composé de :

.....

Président

.....

Examineur

.....

Examineur

Dr.Labioud Chouaib

Encadrement

Présenté par :

- Bariki Hicham

- Ben Lechheb Saad

- Khalfaoui Salem

- Seriani Ali

2022/2021

Remerciements

Nous remercions avant tous ALLAH pour son aide, qui nous a guidé sur la bonne voie ses innombrables dons, ALLAH qui nous donne la santé, la volonté la patience, le courage et la force pour accomplir nos études.





*Nous tenons à exprimer toute nos gratitude à **Dr.Labiod Chouaib**, notre encadreur qui a assuré la direction de ce travail.*

*Nous remercions **Medekhel Lamine** et **Bebboukha Ali** pour leurs efforts pour nous aider à bien faire ce travail*

Nous avons profité d'un encadrement scientifique de qualité.

Nous le remercions pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour nous d'une importance capitale dans la réalisation de ce travail et pour ses conseils.

Nous remercions :

-  *Messieurs les membres de jury pour avoir accepté d'examiner notre travail.*
-  *Pour tous les enseignants qui nous ont orientés le long des cinq années*
-  *Pour tous les personnes administratives du département génie mécanique de l'université d'El-Oued.*
-  *Pour toute la promotion électromécanique 2022.*

Dédicace

الحمد لله وكفى والصلاة على الحبيب المصطفى وأهله ومن وفى أما بعد:

الحمد لله الذي وفقنا في مسيرتنا الدراسية بمذكرتنا هذه ثمرة الجهد والنجاح بفضلته تعالى مهداة الى

الوادين الكريمين حفضهما الله وأدامهما نورا لدربي.

لكل العائلة الكريمة التي ساندتني، والى رفقاءنا في المشوار الذين ساندونا في عملنا حفظهم

الله ورعاهم: الأمين، علي، مصطفى، سفيان، محمد، عبد الحكيم، حكيمة، عبد العالي، عائشة،

الساسى.

والى جميع عمال وموظفي كلية العلوم التكنولوجية وكلية العلوم الدقيقة وجميع دفعة 2022.

Bariki Hicham

Dédicace

نحمد الله كثيرا ونشكره شكرا جزيلاً لأنه سهل لنا المتبقي وأعنا على إتمام

هذا العمل اما بعد:

اهدي ثمرة جهدي الى من أسمها كريم وشأنها العظيم عندي وعند الناس اجمعين

أي ثم أي ثم أي اطال الله في عمرها

الى الذي كان دوماً بجانب صاحب الفضل الذي لم يخل يوماً على بدعمه المعنوي والمادي والى معلمي الأول **أي الغالي**

اطال الله في عمره

الى جدي العزيزة حفظها الله لنا وبارك في عمرها

الى من كانوا ولا زالوا لي سنداً في هذه الحياة **اخوتي** الأعمام بدأ بالأخت الكبرى والأم الثانية منية وزوجها عمار ثم سلمية

وزوجها سفيان ثم ابتسام وزوجها محمد الهادي ثم ريم وشافية والاخ المدلل الصغير محمد الأمين

(إلى مشاعبين ومشاعبات **أبناء إخوتي** (محمد العربي، راضية، عبد الكريم، إلهام، زين دين، وداد، الزهرة، تسنيم

والى كل من أقاربي التي تربط بينهم صلة الرحم

الى التي فارقتنا في هذه الحياة وما زالت روحها حاضرة فينا صاحبة القلب الطيب مسعودة خلفاوي رحمها الله وغفر لها

الى كل أصدقائي في الجامعة وخارج الجامعة وكل أصدقائي ومتابعينا عبر مواقع التواصل الاجتماعي

الى كل عزيز لم يذكر خلال هذا الاهداء

Khalfaoui salem

Dédicace

بسم الله الرحمن الرحيم
(قل اعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون)

صدق الله العظيم
إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك .. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك
ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك .. ولا تطيب الجنة إلا برويتك
الله جل جلاله

إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة ونصح الأمة إلى نبي الرحمة ونور العالمين
سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم
إلى من كلله الله بالهبة والوقار إلى من علمني العطاء بدون انتظار إلى من أحمل أسمه بكل افتخار
أرجو من الله أن يمد في عمرك لترى ثماراً قد حان قطافها بعد طول انتظار وستبقى كلماتك نجوم
أهتدي بها اليوم وفي الغد وإلى الأبد

والدي العزيز

إلى ملاكي في الحياة .. إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني .. إلى بسمة الحياة وسر الوجود
إلى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى أعلى الحبايب

Ben Lechheb Saad

Dédicace

اللهم لك الحمد كما ينبغي جلال وجهك وعظيم سلطانك على كل نعمة أنعمتها علينا وصلاة والسلام على سيد الخلق سيدنا محمد النبي الأبي الحبيب العالي القدر العظيم الجاه، واغني بفضلك عن سواك، وعلى آله وصحبه وسلم. أهدي عملي هذا المتواضع:

إلى عيني التي أرى بها الدنيا وملاّت قلبي وردًا وروحي عطرا...إلى قلبها الذي وسع ما في الكون من أسي فلما مرّ على...قلبا أينع، وما في القلب من قسوة فلما مرّ على قلبها رقّ، وما في الكون من ظلام فلما مرّ على قلبها أضاء

أمي الحبيبة

إلى من كلله الله بالهبة والوقار... إلى من علمني العطاء بدون انتظار... إلى من أحمل اسمه بكل افتخار... إلى مثلي الأعلى الذي تعب من أجل مستقبلي وأفنى عمره في نشأتي إلى من تحمل عناء التعب والشقاء... أرجو من الله أن يمد في عمرك

أبي الغالي

أنفسهم... إلى شمعات متقدة على أثروني من إلى الله بعد وملاذي وقوتي سندي إلى من بهم أكبر وعليهم اعتمد... إلى تنير ظلمة حياتي...إلى من بوجودهم أكتسب قوة ومحبة لا حدود لها...إلى من عرفت معهم معنى الحياة...

إخوتي

إلى شموع التي تنير درب حياتي...إلى مشاعبين و مشاغبات أبناء إخوتي...(هبيّة , عبدو, إيلاف, رزان, منتهى, نهى خالي عزيزي, رحيل, يوسف, حنين, عمران, سيدرا, آدم, أمير..)
إلى كل الأهل والأقارب إلى جميع الأصدقاء والأحباب دون استثناء
ذاكرتي من سهوا وسقطوا بقلمني أذكرهم لم ممن أعتذر وأخيرا

Ali Seriani

الملخص

الهدف من هذا العمل هو دراسة وإنجاز عاكس الجهد والقيادة الخاصة ببوابة الترانزستور من خلال تقنيات البوتسراب (Bootstrap) التي يتم التحكم فيها بواسطة تقنية PWM (PWM الجيبية ، PWM مع التكرار التسلسلي في الاعلى (PWM hystérésis) ، تباطؤ PWM).

يمكن تلخيص هذا المشروع في ثلاثة أجزاء رئيسية على النحو التالي:

أولاً، دراسة بيليوغرافية عن تصميم وطوبولوجيا الأنواع المختلفة للمحولات والدوائر وتقنيات بدء البوابات سواء بالترانزستور في الجانب العلوي من التوتر أو الجانب المنخفض من التوتر وكذلك مبدأ التشغيل وتطبيقاتها.

بعد ذلك، نمذجة ومحاكاة عاكس الجهد، واستراتيجيات التحكم مع استخراج نتائج المحاكاة، أي منحنيات الجهد والتيار وفقاً للترددات المستخدمة في المحاكاة، نقوم أيضاً بتحليل الطيف التوافقي للتيار THD الحالي للتحقق من الجودة من كل تقنية.

في الجزء الثالث، اخترنا المكونات الإلكترونية لدائرة التحكم أو لدائرة الطاقة ثم قمنا بتنفيذ النموذج المقترح على برنامج Proteus للتحقق من صحة الدوائر المقترحة وطباعة PCB على اللوحة النحاسية. أخيراً تم طباعة المكونات الإلكترونية على اللوحة في جزأين لسهولة التحقق، ثم قمنا ببرمجة أردوينو (Arduino) بمختلف تقنيات ال PWM مع المقاومة والحثية، فكانت نتائج التجربة جد مرضية.

الكلمات المفتاحية: إنجاز عاكس توتر، عاكس توتر أحادي الطور، تعديل عرض النبض، قيادة بوابة الترانزستور، تقنية البوتسراب (Bootstrap) ، العزل البصري.

Résumé:

L'objet de ce travail est l'étude et la réalisation d'un onduleur de tension et ses drivers par les techniques de bootstrap commandé par la technique MLI (MLI sinusoïdale, MLI à porteuse au-dessus, MLI hystérésis). Ce projet peut être résumé en trois grandes parties comme suit :

En premier lieu, une étude bibliographique sur la conception et la topologie des différents types des onduleurs et les circuits et les techniques d'amorçage des gâchettes soit à la côte de transistor haut ou bas ainsi que le principe de fonctionnement et leurs applications.

Ensuite, la modélisation et simulation de l'onduleur de tension, stratégies des commandes avec l'extraction des résultats de simulation soit les allures de tension et du courant selon les fréquences utilisées dans la simulation, également on fait l'analyse du spectre harmonique du courant THD pour vérifier la qualité de chaque technique.

Dans la troisième partie, nous avons choisi les composants électroniques soit pour le circuit de commande soit pour le circuit de puissance puis nous avons implémenté le modèle proposé sur le logiciel Proteus pour valider les circuits proposés et imprimer le PCB sur la plaque de cuivre. Enfin, l'installation des composants électroniques sur la plaque s'imprime en deux parties pour une vérification aisée, puis nous avons programmé l'arduino pour les différentes stratégies de la technique PWM avec une charge R et RL. Les résultats de cette expérience nous donnent un meilleur résultat souhaité.

Mots clés : Onduleur monophasé, Modulation de largeur d'impulsion, Pilote d'amorçage de gâchette, Technique Bootstrap (Gâte-Drive) , Isolation optique .

Abstract :

The object of this work is the study and the realization of a voltage inverter and its drivers by the techniques of bootstrap controlled by the PWM technique (sinusoidal PWM, PWM with height side sequence repeating , PWM hysteresis). This project can be summarized in three main parts as follows:

First, a bibliographical study on the design and the topology of the various types of the inverters and the circuits and the techniques of starting of the gates either with the high or low side transistor as well as the principle of operation and their applications.

Then, the modeling and simulation of the voltage inverter, control strategies with the extraction of the simulation results, i.e. the voltage and current curves according to the frequencies used in the simulation, we also analyze the harmonic spectrum of the current THD to check the quality of each technique.

In the third part, either we chose the electronic components for the control circuit or for the power circuit then we implemented the proposed model on the Proteus software to validate the proposed circuits and print the PCB on the copper plate. Finally, the installation of the electronic components on the plate prints in two parts for easy verification, and then we programmed the Arduino for the different strategies of the PWM technique with an R and RL load. The results of this experiment give us a better desired result.

Key Words: Realization inverter, Single Phase Inverter, Pulse Width Modulation, Gate-Drive Driver, Bootstrap Technique, Optical Isolation..

Sommaire

sommaire

LISTE DES FIGURES.....I
LISTE DES TABLEAU II
LISTE DES SYMBOLES III
INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I : ETUDE GENERALE SUR LES ONDULEURS

I.1. INTRODUCTION 3
I.2. DEFINITION DE L'ONDULEUR DE TENSION : 3
I.3. CLASSIFICATION DES ONDULEURS : 3
 I.3.1. Selon la nature de l'alimentation : 3
 I.3.2. Selon la réversibilité (Onduleurs autonomes et non autonomes) 4
 I.3.2.1. Onduleur autonome4
 I.3.2.2. Onduleur non autonome4
 I.3.3-1. Onduleur monophasé :4
 I.3.3. Selon la nature de la charge :.....4
 I.3.3-1. Onduleur Onduleur triphasé :.....5
I.4. STRUCTURE GENERALES DE L'ONDULEUR MONOPHASE : 5
I.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR : 6
 I.5.1. principe de fonctionnement sur les onduleurs monophasés : 6
 I.5.2. principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé : 7
I.6. PILOTE D'AMORÇAGE DE GACHETTE (GATE DRIVE) :..... 8
 I.6.1. Pilote d'amorçage de gâchette non isolés côté haut :..... 8
 I.6.1.1 Pilotes côté haut pour les périphériques P :.....8
 I.6.1.2 Pilotage direct du canal P :.....9
 I.6.1.3 Pilotage à décalage de niveau du canal P :.....9
 I.6.1.4 Pilotes directs côté haut pour les appareils à canal N :.....12
 I.6.1.5 Pilotage direct côté haut pour MOSFET à canal N :.....13
 I.6.1.6 Technique de Bootstrap:.....16
 I.6.1.7 Fonctionnement de base du circuit Bootstrap:.....16
 I.6.1.8 Technique Bootstrap Gâche-Drive :.....17
 I.6.2. Circuits de Pilote d'amorçage de gâchette couplés en courant alternatif :..... 18
 I.6.3. Pilote d'amorçage de gâchette couplé au transformateur :..... 21
I.7. APPLICATIONS DES ONDULEURS : 22
 I.7.1. Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif :..... 22
 I.7.2. Assurer la continuité des alimentations des secours :..... 23
 I.7.3. Applications relatives aux transports : 23
 I.7.4. L'intégration des ressources d'énergie renouvelable au réseau : 24
I.8. CONCLUSION : 24

CHAPITRE II : STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

II.1. INTRODUCTION : 25
II.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR MONOPHASE : 25

sommaire

II.2.1. Onduleur demi-point:.....	25
II.2.2. Onduleur monophasé en pont complet :.....	26
II.3. TECHNIQUE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR :	28
II.3.1. Commande décalée :	29
II.3.2. Commande Pleine Onde :	29
II.3.3. Commande MLI :.....	30
II.3.3.1 MLI simple :	30
II.3.3.2 MLI multiple.....	31
II.3.3.3 MLI Sinus triangulaire	32
II.3.3.4 MLI Hystérésis :.....	33
II.4. SIMULATION DE L'ONDULEUR MONOPHASE :	35
II.4.1. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI sinusoïdale :.....	35
II.4.2. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus :	39
II.4.3. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI hystérésis :.....	42
II.5. CONCLUSION :	46
CHAPITRE III: REALISATION ET IMPLEMENTATION DE L'ONDULEUR	
III.1. INTRODUCTION :.....	47
III.2. CHOIX DES COMPOSANTS :	47
III.2.1. Circuit de puissance de l'onduleur monophasée :	47
III.2.1.1 Choix d'interrupteur :.....	47
III.2.1.2 Le semi-conducteur utilisé :.....	49
III.2.1.3 IGBT UFG40N60 :.....	49
III.2.1.4 Radiateur :.....	49
III.2.1.5 Schéma électrique de la carte puissance.....	50
III.2.1.6 Réalisation de la carte de puissance.....	53
III.2.2. Circuit de commande de l'onduleur monophasée :	53
III.2.1.6 Les composants de la carte de commande.....	53
III.2.1.6 Schéma électrique de la cartecommande.....	53
III.3. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAIS :.....	57
III.4. COMMANDE MLI SINUSOÏDALE A PORTEUSE AU-DESSUS AVEC UNE CHARGE RESISTIVE R :	59
III.5. COMMANDE MLI SINUSOÏDALE A PORTEUSE AU-DESSUS AVEC UNE CHARGE RL INDUCTIVE :.....	60
III.6. COMMANDE MLI SINUSOÏDALE AVEC UNE CHARGE RESISTIVE R :	61
III.7. COMMANDE MLI SINUSOÏDALE AVEC UNE CHARGE RL INDUCTIVE :	62
III.8. CONCLUSION :.....	63
CONCLUSION GENERALE.....	64
BIBLIOGRAPHIE	65

Liste des Figures

Liste des Figure

CHAPITRE I :

Figure I- 1 :Principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)	3
Figure I- 2 : Types d'onduleurs monophasés	4
Figure I- 3 : Onduleur triphasé.....	5
Figure I- 4 : Structure d'un onduleur monophasée	6
Figure I- 5 : Schéma de principe de l'onduleur monophasé	6
Figure I- 6 : Schéma Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	7
Figure I- 7 : Pilotage direct pour MOSFET à canal P.....	9
Figure I- 8 : Lecteur à collecteur ouvert pour périphérique PMOS	10
Figure I- 9 : Pilote MOSFET canal P à décalage de niveau [8].....	11
Figure I- 10 : Pilotage direct du MOSFET à canal N	13
Figure I- 11 : Désactivation du MOSFET canal N côté haut.....	15
Figure I- 12 : Chemin de charge de Bootstrap	17
Figure I- 13 : Chemin de décharge du condensateur de Bootstrap	17
Figure I- 14 : Commande de grille MOSFET à couplage capacitif	19
Figure I- 15 : Tension de condensateur de couplage normalisée en fonction du rapport de service.....	20
Figure I- 16 : chaine de la commande de MS	23
Figure I- 17 : alimentation de secoure.....	23

CHAPITRE II :

Figure II. 1 : Schéma synoptique de l'onduleur demi-point.....	26
Figure II. 2 : Schéma synoptique d'onduleur monophasé en pont complet	27
Figure II. 3 : Chronogrammes de la tension et du courant pour une Command décalée.....	29
Figure II. 4 : Allure des courants et tensions par la commande asymétrie	30
Figure II. 5 : MLI d'une simple impulsion	31
Figure II. 6 : MLI multiple	31
Figure II. 7 : Principe de la commande MLI	33
Figure II. 8 : La porteuse et la modulatrice.	33
Figure II. 9 : Comparateur deux états à hystérésis de courant électrique	34
Figure II. 10 : Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.	34
Figure II. 11 : Principe de la commande en courant MLI hystérésis.....	34

Liste des Figur

Figure II. 12: Schéma de simulation commande MLI sinusoïdale de l'onduleur monophasé	35
Figure II. 13: Diagramme de simulation d'onduleur monophasé Pont complet	35
Figure II. 14: Résultats de simulation de commande MLI sinusoïdale pour $f_r= 25\text{Hz}$	35
Figure II. 15: Résultat tension et courant de simulation de la commande MLI sinusoïdale pour $f_r=25\text{Hz}$	36
Figure II. 16: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoïdale pour $f_r= 75\text{Hz}$ et 100Hz	36
Figure II. 17: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoïdale pour $f_r= 25\text{Hz}$	37
Figure II. 18: Spectre des harmoniques du courant de simulation de commande ML sinusoïdale pour $f_r=75\text{Hz}$ et 100Hz	38
Figure II. 19: Schéma de simulation commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus	39
Figure II. 20: Résultats de simulation de commande MLI sinusoïdale au-dessus pour $f_r= 100\text{Hz}$	39
Figure II. 21: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r= 25\text{Hz}$	39
Figure II. 22: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r= 75\text{Hz}$ et 100Hz	40
Figure II. 23: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r= 25\text{Hz}$	41
Figure II. 24: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r = 75\text{Hz}$ et 100Hz	41
Figure II. 25: Schéma de simulation commande MLI hystérésis	42
Figure II. 26: Résultats de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r=100\text{Hz}$	42
Figure II. 27: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r = 25\text{Hz}$	43
Figure II. 28: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r = 75\text{Hz}$ et 100Hz	43
Figure II. 29: Spectre courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r=25\text{Hz}$..	44
Figure II. 30: Spectre courant de simulation de commande MLI hystérésisé pour $f_r=75\text{Hz}$ et 100Hz	45

Liste des Figur

CHAPITRE III :

Figure III. 1: Vue en coupe de la structure de base d'un transistor bipolaire.....	48
Figure III. 2: Structure transistor MOSFET à canal N	48
Figure III. 3: Structure d'un transistor IGBT	49
Figure III. 4: IGBT UFG40N60	50
Figure III. 5: Radiateur	50
Figure III. 6: Schéma électrique de la partie puissance avec ISIS	51
Figure III. 7: Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES	52
Figure III. 8: Schéma de circuit imprimé de la partie puissance 3D	52
Figure III. 9: Photo de la carte de puissance	53
Figure III. 10: Synoptique simplifié de fonctionnement	54
Figure III. 11 : Optocoupleur hcn74.....	55
Figure III. 12: Input 2. GND 3. Output	56
Figure III. 13: Schéma de circuit imprimé de la carte commande avec ARES.....	56
Figure III. 14: Schéma de circuit imprimé de la carte commande avec ARES.....	57
Figure III. 15: Photo de la carte électronique de commande.....	57
Figure III. 16: La photo du banc d'essais expérimentaux	58
Figure III. 17: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus de charge R pour différents	59
Figure III. 18: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus de charge RL pour différents	60
Figure III. 19: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale de charge R pour différents	61
Figure III. 20: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale de charge RL pour différents.....	62

Liste des Tableau

Liste des Tableau

Chapter I

Tableau I. 1 : Fonctionnement de l'onduleur monophasé 7

Chapter II

Tableau II. 1: États de commutation de l'onduleur demi-point 26

Tableau II. 2: États de commutation de l'onduleur à pont complet 27

Tableau II. 3: Situation des interrupteurs K1-K4 selon Signal S1-S2..... 28

Tableau II. 4: Comparaison de FTT pour différents fréquences 38

Tableau II. 5: Comparaison de FTT pour différents fréquences 42

Tableau II. 6: Comparaison de FTT pour différents fréquences 45

Tableau II.7 : Comparaison de FTT pour différents fréquences.....46

Liste des Symboles

Liste des Symboles

u_c :	tension correspond
(V_a, V_b, V_c) :	les tensions de sortie
(I_a, I_b, I_c) :	des courants de sortie
W :	Pulsation du fondamentale
T :	la période
$T/3$:	le précédent
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
MOSFET :	Metal oxide semiconductor field transistor
V_{IN} :	Tension d'entrée
AC :	couplage
VDRV :	La tension
V_c :	Tension de commands
RCD :	Résistance, Condensateurs, diode
$\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots \theta_k$:	Les angles de commutations
THD :	Taux distorsion harmonique
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
IGBT :	Insulated gate bipolar transistor.
$S1$ et $S2, S3$ $S1'$ et $S2', S3'$:	Variables logiques correspondant à l'état des interrupteurs
V_{ref} :	Tension de référence
BJT :	Bipolar Junction transistor
:	Largeur d'impulsion
f_r :	La fréquence de la référence
R :	Résistance
L :	Inductanc

Introduction générale

Introduction générale

L'objet de ce travail est l'étude et la réalisation d'un onduleur de tension et ses drivers pour différents stratégies de commande. L'onduleur joue un rôle principal et important dans le domaine de l'électronique de puissance, il fait partie de la plupart des variateurs de vitesse des machines à courant alternatif, assurer la continuité des alimentations des secours UPS aussi les applications relatives aux transports...etc.

Le problème essentiel pour la réalisation d'un onduleur est le côté du circuit de commande de gâchette (gâche driver) dont son rôle est le pilotage des intercepteurs (soit Mosfet ou IGBT). A cet effet, ce travailler sur la réalisation d'un onduleur avec ses drivers pour avoir un système fiable et sans anomalies (Court-circuit, perte de commutation,...).

Dans ce travail, plusieurs techniques de contrôle de l'onduleur ont été étudiées telles que la commande décalé, asymétrique et la commande MLI (MLI sinusoïdal et MLI hystérésis...) pour améliorer les performances et la qualité de l'alimentation en tension et en courant de l'onduleur. A cet effet, pour la réalisation de l'onduleur nous sommes passés en plusieurs étapes pouvant se résumer en trois parties comme suit :

En premier chapitre, on a fait un aperçu sur la structure générale d'un onduleur et ses applications, les différents types des onduleurs avec leurs principes de fonctionnement. Aussi, le différent circuit et technique de pilotage de gâchette ont été détaillé pour le bon choix dans l'étape de réalisation.

Dans le deuxième chapitre, plusieurs stratégies de commande, selon le type de l'onduleur et les techniques de commande seront présentés pour la modélisation et simulation. Le principal objectif des techniques de commande des onduleurs est de généré un courant avec moindre Le taux de distorsion harmonique THD, et aussi d'amélioré la qualité de l'énergie généré par l'onduleur. A cet effet, le modèle mathématique de l'onduleur monophasé et les différentes stratégies de commande sera implémenté sur Simulink.

Dans le troisième chapitre, nous allons réaliser un onduleur de tension monophasé en plusieurs étapes. En premier étape, le choix de composants est très important pour assurer le bon fonctionnement de l'onduleur. En deuxième étape, la réalisation sur logicielle porteuse soit pour confirmer la validité et pour les circuits imprimer. Ensuite, le circuit de commande de pilote d'amorçage de gâchette (Gate drive) par la techniques bootstrap sera démontré avec l'ajouté le circuit d'isolation optique par optocoupleur et le circuit de puissance réaliser par des IGBTs et commandé par le circuit de commande associe avec le contrôleur (Arduino). En fin,

nous présenterons les résultats de l'application de technique MLI du contrôle pour confirmer la validation des circuits réalisé.

Chapitre I : Etude générale sur les onduleurs

I.1. Introduction

L'onduleur joue un rôle principal et important dans le domaine de l'électronique de puissance, il fait partie de la plupart des variateurs de vitesse des machines à courant alternatif, Assurer la continuité des alimentations des secours et Applications relatives aux transports...etc.

Nous allons voir dans ce chapitre un aperçu sur la structure générale d'un onduleur et ses applications, les différents types des onduleurs avec leurs principes de fonctionnement, Aussi, le différent circuit et technique de pilotage de gâchette ont été détaillé pour le bonne choix dans l'étape de réalisation.

I.2. Définition de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. Il est constitué de cellules de commutations généralement à base des IGBT ou des MOSFET. [1]



Figure I- 1 :Principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

I.3. Classification des onduleurs :

I.3.1. Selon la nature de l'alimentation :

- Onduleur de tension alimenté par une source de tension continue.
- Onduleur de courant alimenté par une source de courant continu.

La nature de la source continue est imposée par la nature du récepteur alternatif : les onduleurs de tension alimentent des récepteurs de courant, les onduleurs de courant alimentent des récepteurs de tension. C'est aux onduleurs de tension que cette étude est consacrée.

I.3.2. Selon la réversibilité (Onduleurs autonomes et non autonomes)

I.3.2.1. Onduleur autonome :

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou l'autre semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence la forme d'onde de la tension de sortie. On distingue deux types d'onduleurs autonomes [2], [3]:

- Les onduleurs de tension alimentée par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

I.3.2.2. Onduleur non autonome :

C'est le nom donné au montage redresseur tous les thyristors (pont de Great) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO, [2] [3].

I.3.3. Selon la nature de la charge :

Il y a plusieurs montages d'onduleurs.

I.3.3-1. Onduleur monophasé :

Ce type d'onduleur délivrant en sa sortie une tension alternative monophasée, on distingue différentes structures d'onduleur monophasé : onduleur en demi-point, onduleur avec transformateur à point milieu et onduleur on pont complet figure (I.2) [4].

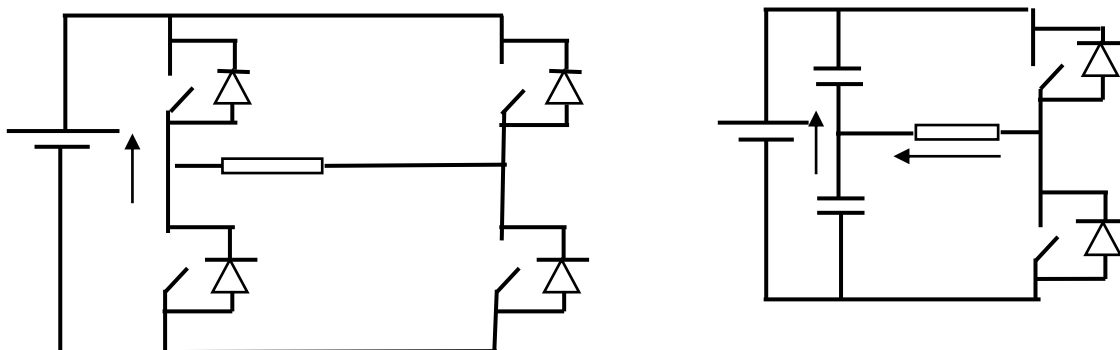


Figure I- 2 : Types d'onduleurs monophasés

I.3.3-2. Onduleur triphasé :

Un onduleur triphasé est constitué pour obtenir trois phases de la tension de sortie de l'onduleur. La structure de l'onduleur triphasé la plus connue est constituée de trois onduleurs Monophasés ou trois bras regroupés en parallèle et commandés de façon à obtenir trois tensions de sorties déphasées de 120° degrés, l'une par rapport à l'autre [4].

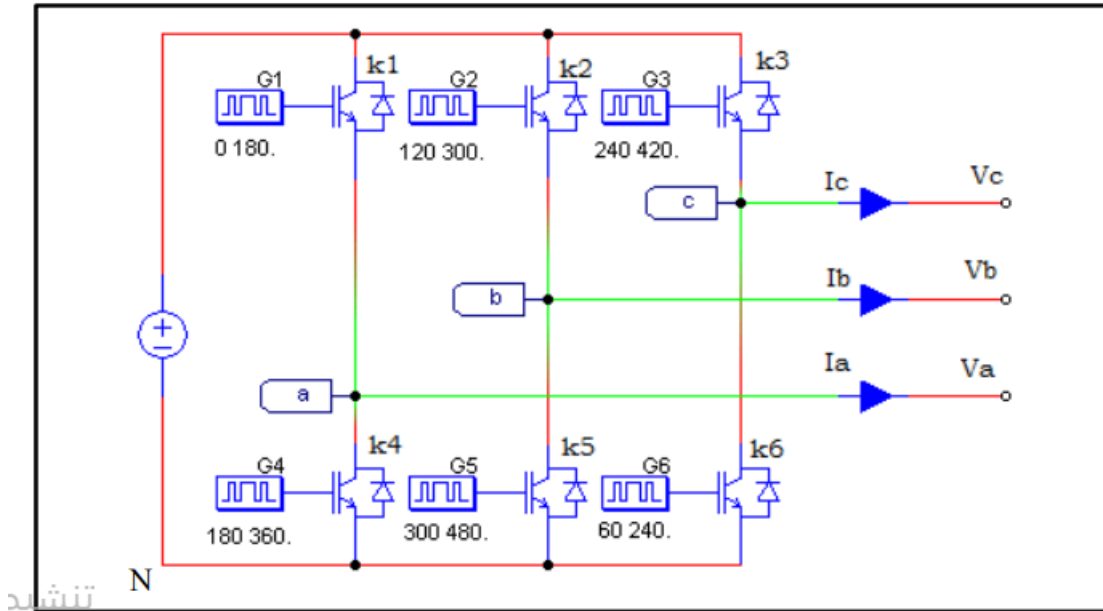


Figure I- 3 : Onduleur triphasé

I.4. Structure générales de l'onduleur monophasé :

L'onduleur est composé de quatre transistors avec une diode antiparallèle pour chacun

Les transistors k_1 et K_2 comme k_3 et K_4 sont complémentaires en théorie c'est-à-dire que lorsque l'un deux sont ouvert l'autre est fermé et inversement.

Dans la théorie seulement car les commutations réelles des interrupteurs de puissance ne sont pas instantanées. La configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors sont fermés, car la tension de bus (de l'ordre de plusieurs centaines de volts) est mise en court-circuit. Un courant très important se déverse alors dans les transistors entraînant leur destruction. C'est donc cette configuration que l'on va éviter. On ouvrira donc l'un des transistors avant de fermer l'autre. Le temps de sécurité entre l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre est appelé « temps mort ». Il doit être parfaitement calibré pour un fonctionnement optimal de l'onduleur. Le moteur étant un circuit inductif qui n'apprécie pas les discontinuités de courants, c'est pour cela que chaque transistor possède une diode en anti parallèle. Pour laisser passer le courant pendant les phases où les deux transistors sont ouverts [5].

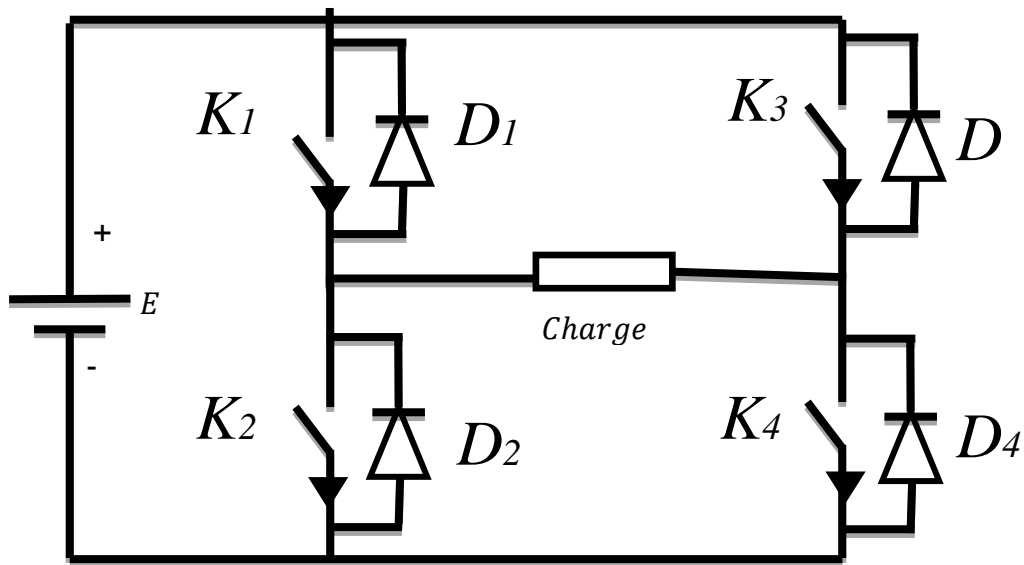


Figure I- 4: Structure d'un onduleur monophasé

I.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur :

I.5.1. principe de fonctionnement sur les onduleurs monophasés :

Il comporte quatre interrupteurs de puissance désignés par S1, S2, S3 et S4. [6]

L'analyse de cette structure montre à l'évidence qu'il est possible d'imposer aux bornes de la charge un courant et une tension u de forme alternative. Le montage consiste deux bras, chaque bras est composé de deux étages d'interrupteurs. Chaque étage comporte deux composants semi-conducteurs (transistors IGBT ou MOSFET) avec une diode en antiparallèle comme dans la Figure (I.5) où :

T1, T2, T3, T4 : Transistors de puissance.

D1, D2, D3, D4 : Diodes de puissance.

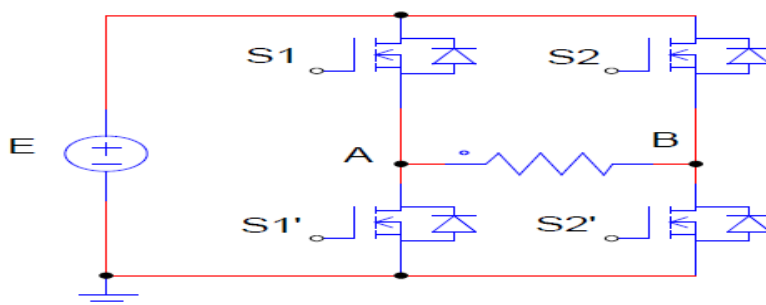


Figure I- 5: Schéma de principe de l'onduleur monophasé

Le tableau suivant résume le fonctionnement de l'onduleur monophasé :

Tableau I. 1 : Fonctionnement de l'onduleur monophasé

	Bras 1		Bras 2		Tension u_c
	S1	S2	S3	S4	
Cas 1	Passent	Bloqué	Passent	Bloqué	$u_c = 0$
Cas 2	Passent	Bloqué	Bloqué	Passent	$u_c = E$
Cas 3	Bloqué	Passent	Passent	Bloqué	$u_c = -E$
Cas 4	Bloqué	Passent	Bloqué	Passent	$u_c = 0$

On doit noter qu'une telle structure permet d'imposer en fait trois niveaux de tension, c'est-à-dire $u_c = E$, $u_c = -E$ ainsi que, $u_c = 0$, ce dernier niveau de tension correspond à une phase de roue libre, sans échange d'énergie entre les deux sources. Suivant le type de commande adopté, ce troisième niveau peut être ou non mis à contribution [6].

I.5.2. principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

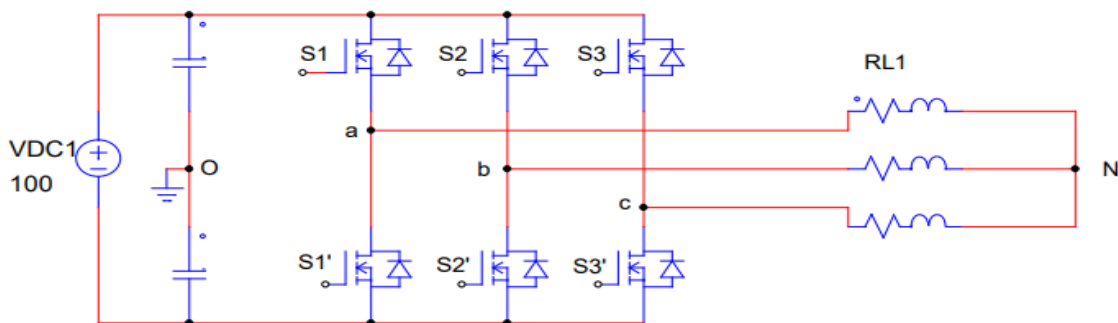


Figure I- 6: Schéma Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la figure (I.6) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaire deux à deux, 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 prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de T/3 sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- ✓ S1 pour $wt = 0$ et S1' pour $wt = \pi$.
- ✓ S2 pour $wt = 2\pi/3$ et S2' pour $wt = \pi + 2\pi/3$

- ✓ S3 pour $\omega t = 4\pi/3$ et S3' pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est Déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées Entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par Exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre «N» et le point milieu «0» du la source, Donc supprimer celui- ci, on obtient alors l'onduleur triphasé Proprement dit [6].

I.6. Pilote d'amorçage de gâchette (Gate drive) :

I.6.1. Pilote d'amorçage de gâchette non isolés côté haut :

Les circuits de commande de Pilote d'amorçage de gâchette non isolés côté haut peuvent être classés selon le type de dispositif qu'ils commandent ou selon le type de circuit de commande impliqué. En conséquence, ils sont différenciés selon que des dispositifs à canal P ou à canal N sont utilisés ou s'ils mettent en œuvre une commande directe, une commande à décalage de niveau ou une technique d'amorçage. Quoi qu'il en soit, la conception des haut-parleurs nécessite plus d'attention et la liste de contrôle suivante peut être utile pour couvrir tous les aspects de la conception [7] :

- Efficacité
- Exigences de polarisation et d'alimentation
- Limitations de vitesse
- Limite maximale du cycle de service
- implications dv/dt
- Conditions de démarrage
- Fonctionnement transitoire
- Taille du condensateur de dérivation
- Disposition, considérations de mise à la terre

I.6.1.1. Pilotes côté haut pour les périphériques P :

Channel Dans ce groupe de circuits, la borne source du commutateur MOSFET à canal P est connectée au rail d'entrée positif. Le pilote applique un signal d'activation d'amplitude

négative à la porte par rapport à la source de l'appareil. Cela signifie que la sortie du contrôleur MLI(PWM) doit être inversée et référencée au rail d'entrée positif. Étant donné que la tension d'entrée peut être considérée comme une source de tension continue, les pilotes de canal P côté haut n'ont pas à osciller entre de grandes différences de potentiel sur la base de la fréquence de commutation, mais ils doivent fonctionner sur toute la plage de tension d'entrée. De plus, le pilote est référencé à un potentiel de masse alternatif en raison de la faible impédance alternative de la source de tension d'entrée.

I.6.1.2. Pilotage direct du canal P :

Le cas le plus simple des pilotes côté haut à canal P est pilotage direct, qui peut être mis en œuvre si la tension d'entrée maximale est inférieure à la tension de claquage gâchette - source de l'appareil. Un domaine d'application typique est celui des convertisseurs CC/CC d'entrée de 12 V utilisant un MOSFET à canal P, similaire au schéma de la Figure (I.7) Notez que le signal de sortie MLKI (PWM) inversé est facilement disponible dans certains contrôleurs dédiés aux dispositifs à canal P.

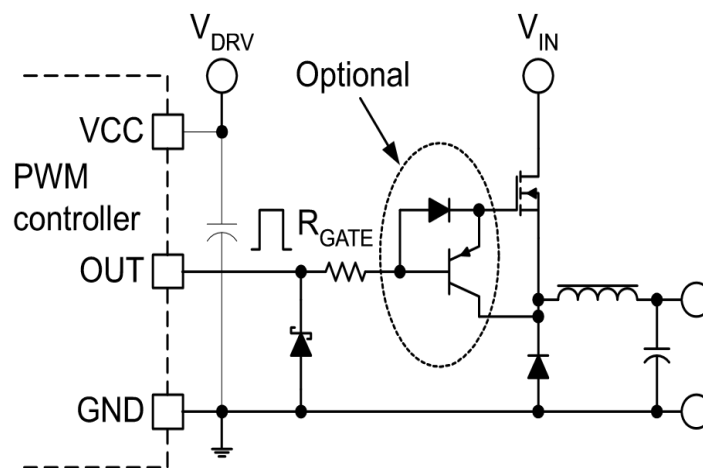


Figure I- 7: Pilotage direct pour MOSFET à canal P

Le fonctionnement du circuit est similaire à celui du pilote direct référencé à la terre pour les dispositifs à canal N. La différence significative est le chemin du courant de commande de pilote d'amorçage de gâchette, qui ne circule jamais dans les connexions à la terre. Au lieu de cela, les courants de charge et de décharge élevés de gâchette sont conduits par l'interconnexion positive du rail. Par conséquent, pour minimiser l'inductance de boucle dans la commande de pilote d'amorçage de gâchette, des pistes larges ou un plan sont souhaitables pour l'entrée positive [7].

I.6.1.3. Pilotage à décalage de niveau du canal P :

Pour les tensions d'entrée dépassant la limite de tension gâchette -source du MOSFET, des circuits de commande de grille à décalage de niveau sont nécessaires. La technique de décalage de niveau la plus simple consiste à utiliser un pilote à collecteur ouvert, comme illustré à la figure (I.8) Malheureusement, les décapeurs de niveau à collecteur ouvert ne conviennent pas pour piloter directement des MOSFET dans une application à grande vitesse.

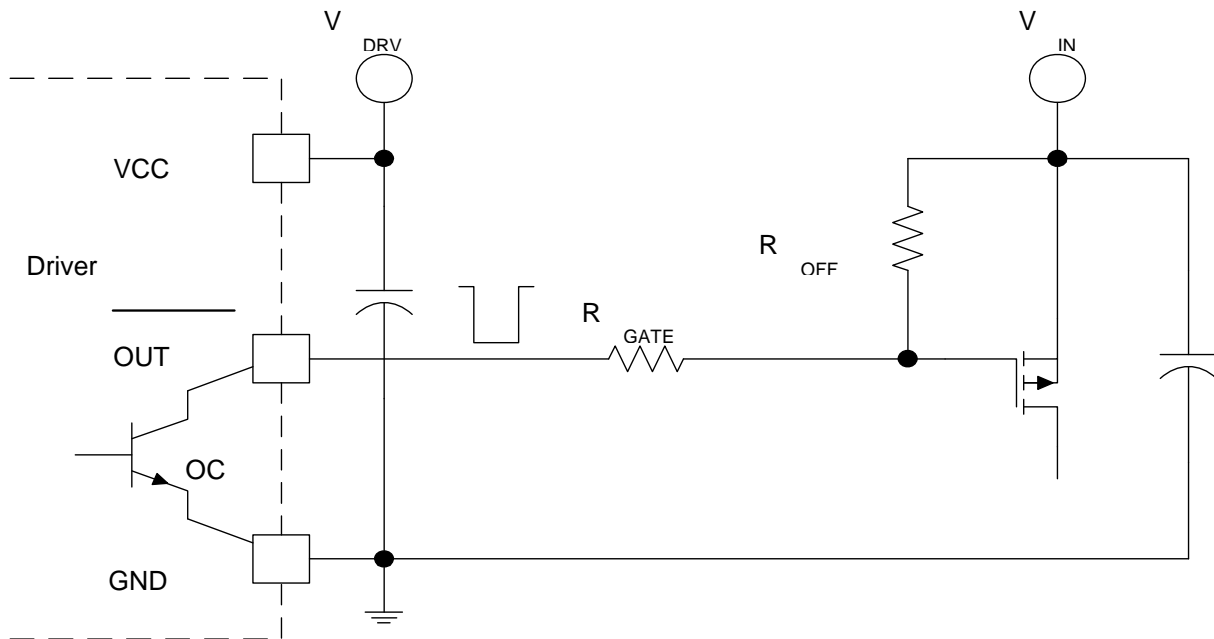


Figure I- 8: Lecteur à collecteur ouvert pour périphérique PMOS

Les problèmes sont nombreux avec cette mise en œuvre à commencer par la plage de tension d'entrée limitée en raison de la tension nominale du transistor à collecteur ouvert. Mais l'obstacle le plus inhibiteur est l'impédance élevée du lecteur. Les deux résistances, R_{OFF} et R_{GATE} doivent être une résistance de valeur élevée pour limiter le courant continu dans le pilote pendant la période de conduction du commutateur. De plus, l'amplitude de commande de pilote d'amorçage de gâchette dépend du rapport de diviseur de résistance et du niveau de tension d'entrée. La vitesse de commutation et l'immunité dv/dt sont sévèrement limitées, ce qui exclut ce circuit des applications de commutation. Néanmoins, cette interface de décalage de niveau très simple peut être utilisée pour piloter des commutateurs dans des limiteurs de courant d'appel ou des applications similaires où la vitesse n'est pas une considération importante.

La figure (I.9) montre un circuit de commande de pilote d'amorçage de gâchette à décalage de niveau qui convient aux applications à grande vitesse et fonctionne de manière

transparente avec les contrôleurs MLI (PWM) ordinaires. Le principe de changement de niveau du collecteur ouvert est facilement reconnaissable en entrée d'un étage bipolaire totempole driver. Le décaleur de niveau sert à deux fins dans cette mise en œuvre ; il inverse la sortie MLI (PWM) et référence le signal MLI (PWM) au rail d'entrée.

La vitesse d'allumage est rapide, définie par R_{GATE} et R_2 . Pendant le temps de marche du commutateur, un petit courant continu circule dans le décaleur de niveau, maintenant le pilote polarisé dans le bon état. La puissance de commande de pilote d'amorçage de gâchette et le courant de décalage de niveau sont fournis par l'entrée positive de l'étage de puissance, qui est généralement bien contournée.

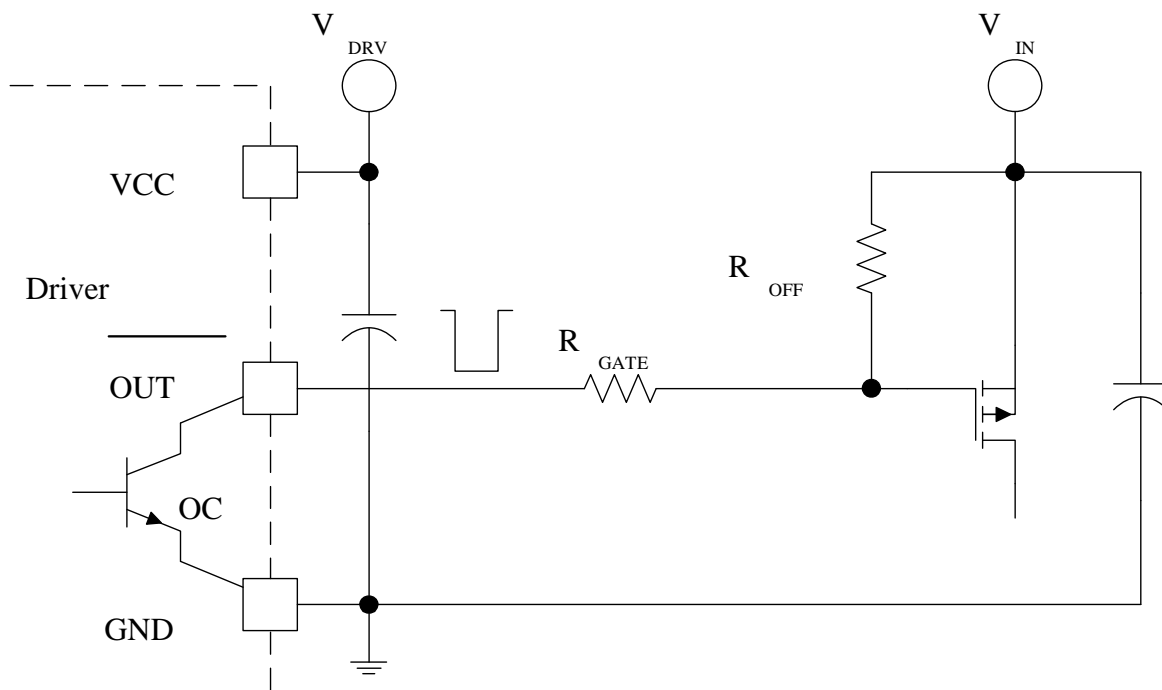


Figure I- 9: Pilote MOSFET canal P à décalage de niveau [8]

La consommation d'énergie du pilote a une partie dépendante de la fréquence basée sur la charge de pilote d'amorçage de gâchette du commutateur principal et une partie dépendante du rapport cyclique et de la tension d'entrée due au courant circulant dans le décaler de niveau.

$V_{IN'DMAX}$

$$P_{DRIVE} = Q_G \times V_{DRV} \times F_{DRV} + \frac{V_{IN} \times D_{MAX}}{R_1 + R_2} \quad (I.1)$$

L'un des inconvénients de ce circuit est que VDRV est toujours fonction de la tension d'entrée en raison du diviseur R1, R2. Dans la plupart des cas, des circuits de protection peuvent être nécessaires pour empêcher une tension excessive entre les bornes gâchette - source. Une autre difficulté potentielle est la saturation du transistor de décalage de niveau non, qui peut prolonger le temps de désactivation autrement défini par R1 et RGATE. Heureusement, ces deux défauts peuvent être résolus en déplaçant R2 entre l'émetteur de QINV et GND. Le circuit résultant fournit une amplitude de commande de pilote d'amorçage de gâchette constante et une vitesse de commutation rapide et symétrique lors de l'activation et de la désactivation. L'immunité dv/dt du schéma de commande est principalement définie par la résistance R1. Une résistance de valeur inférieure améliorera l'immunité contre l'activation induite par dv/dt mais augmentera également les pertes de puissance du décaler de niveau. Notez également que cette solution dispose d'un mécanisme d'auto-polarisation intégré lors de la mise sous tension. Alors que le contrôleur MLI (PWM) est toujours inactif, QINV est éteint et la pilote d'amorçage de gâchette du MOSFET principal est maintenue en dessous de son seuil par R1 et le transistor non supérieur du pilote totem pole. Portez une attention particulière aux transitoires de tension d'entrée rapides, car ils pourraient provoquer une activation induite par dv/dt pendant l'état désactivé du transistor MOSFET à canal P.

En général, les pilotes de décalage de niveau CC ont un rendement relativement faible et une dissipation de puissance limitée au-dessus d'un certain niveau de tension d'entrée. Le compromis fondamental est d'équilibrer la vitesse de commutation et la consommation d'énergie du décaler de niveau pour répondre à toutes les exigences sous toute la plage de tension d'entrée.

I.6.1.4. Pilotes directs côté haut pour les appareils à canal N :

La majorité des applications d'alimentation utilisent des MOSFET à canal N comme interrupteur d'alimentation principal en raison de leur prix inférieur, de leur vitesse supérieure et de leur faible résistance à l'état passant. L'utilisation de dispositifs à canal N comme commutateur côté haut nécessite un circuit de commande de pilote d'amorçage de gâchette qui est référencé à la source du MOSFET.

Le pilote doit tolérer les violentes variations de tension se produisant lors des transitions de commutation et piloter la gâchette du MOSFET au-dessus du rail d'alimentation positif de l'alimentation. Dans la plupart des cas, la tension de commande de pilote

d'amorçage de gâchette doit être supérieure à la potentiel DC le plus élevé disponible dans le circuit. Toutes ces difficultés font de la conception du pilote côté haut une tâche difficile.

I.6.1.5. Pilotage direct côté haut pour MOSFET à canal N :

Dans les applications côté haut les plus simples, le MOSFET peut être piloté directement par le contrôleur MLI (PWM) ou par un pilote référencé au sol. Deux conditions doivent être remplies pour cette candidature :

$$V_{DRV} < V_{GS_{MAX}}$$

$$V_{IN} < V_{DRV} - V_{GS0.MILLER} \quad (I.2)$$

Un schéma d'application typique est illustré à la Figure (I.10) avec un circuit de désactivation pnp en option.

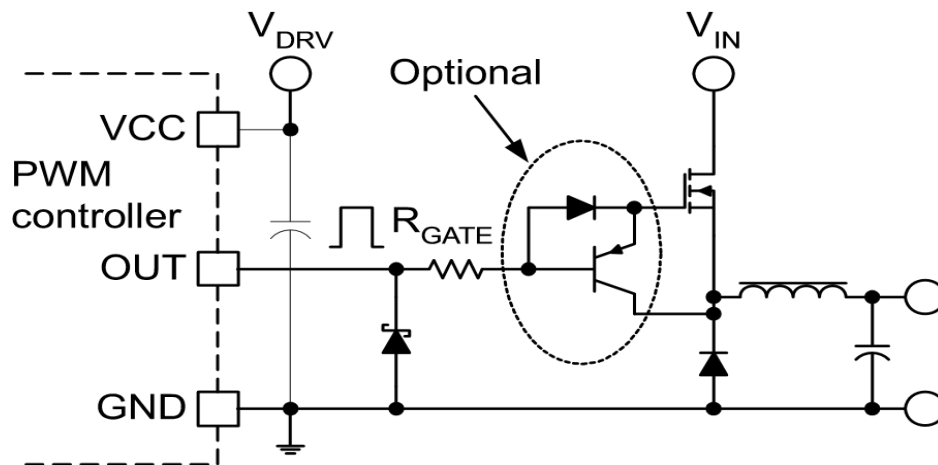


Figure I- 10: Pilotage direct du MOSFET à canal N

En regardant le fonctionnement de base du circuit - négligez le transistor de désactivation pnp pour l'instant - il existe deux différences majeures avec cette configuration par rapport au schéma de commande référencé à la masse. Puisque le drain est connecté au rail d'entrée CC positif, l'action de commutation a lieu à la borne source de l'appareil. Il s'agit toujours de la même commutation inductive bridée avec des intervalles d'activation et de désactivation identiques.

Mais du point de vue de la conception de la commande de pilote d'amorçage de gâchette, il s'agit d'un circuit complètement différent. Notez que le courant de commande de pilote d'amorçage de gâchette ne peut pas retourner à la masse au niveau de la borne source. Au lieu de cela, il doit passer par la charge, connectée à la source de l'appareil. En mode

courant d'inductance discontinu, le courant de charge de gâchette doit passer par l'inductance de sortie et la charge. En mode courant d'inductance continu, cependant, la boucle peut être fermée via la jonction pn conductrice de la diode de redressement. A l'arrêt, le courant de décharge de pilote d'amorçage de gâchette passe par la diode redresseuse connectée entre la masse et la source du MOSFET. Dans tous les modes de fonctionnement, les courants de charge et de décharge du condensateur CGD traversent le condensateur de dérivation haute fréquence de l'étage de puissance.

Le résultat net de toutes ces différences est l'augmentation de l'inductance de source parasite due à davantage de composants et à une plus grande surface de boucle impliquée dans le circuit de commande de pilote d'amorçage de gâchette. Comme présenté précédemment, l'inductance de la source a un effet de rétroaction négative sur la commande de pilote d'amorçage de gâchette et ralentit les actions de commutation dans le circuit.

L'autre différence significative dans l'entraînement direct côté haut est le comportement de la source - le nœud de commutation du circuit. En prêtant une attention particulière à la forme d'onde source du MOSFET lors de la mise hors tension, une tension négative importante peut être observée. La figure (I.11) illustre cette action de commutation plutôt complexe [7].

Lorsque la désactivation est initiée en tirant la borne de pilote d'amorçage de gâchette vers la masse, les capacités d'entrée du MOSFET sont rapidement déchargées à la tension du plateau de Miller. L'appareil est toujours complètement allumé, la totalité du courant de charge circule à travers le drain vers la source et la chute de tension est faible. Ensuite, dans la région de Miller, le MOSFET fonctionne comme un suiveur de source.

La source tombe avec la pilote d'amorçage de gâchette, et tandis que la tension aux bornes du drain à la source augmente, la tension gâchette à la source reste constante au niveau VGS, Miller. Le dv/dt est limité par la commande de pilote d'amorçage de gâchette l'impédance et le condensateur CGD de l'appareil. Une fois que la source tombe à environ 0,7 V sous la terre, la diode de redressement est censée fixer le nœud de commutation à la terre.

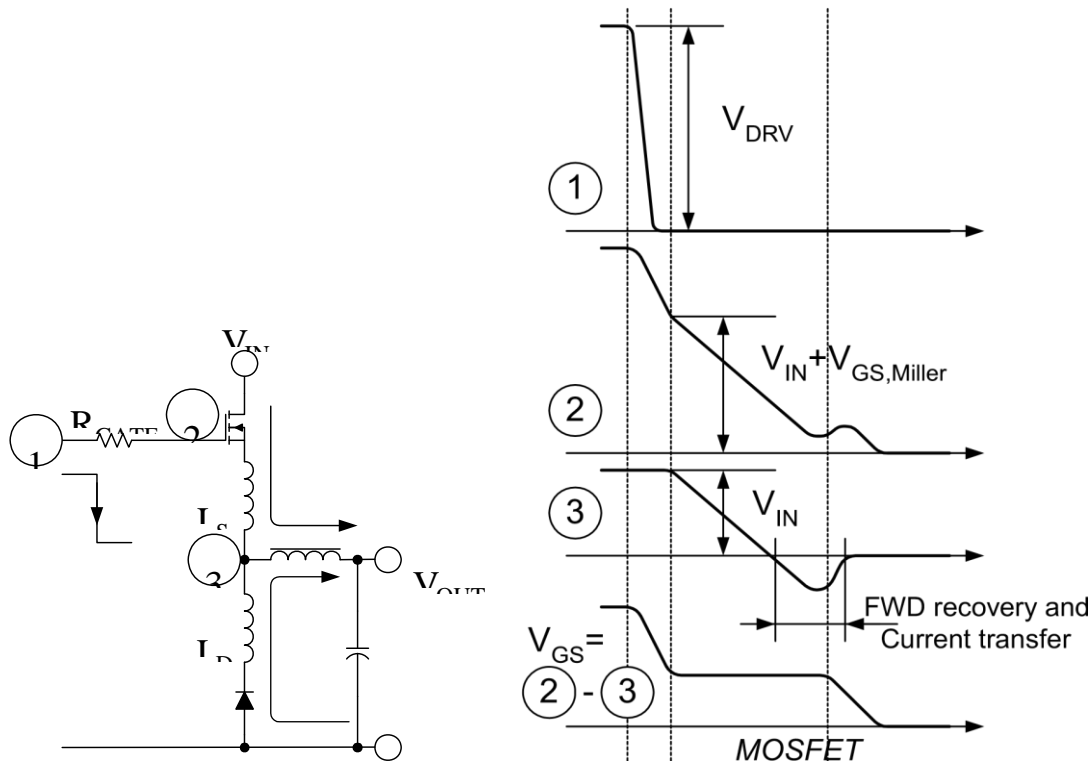


Figure I- 11: Désactivation du MOSFET canal N côté haut

En fait, la source peut tomber bien au-dessous du sol pendant une courte période de temps jusqu'à ce que la diode de redressement passe par son processus de récupération directe et que le courant surmonte l'effet des inductances parasites. Une fois que le courant de charge est complètement transféré du MOSFET à la diode, le nœud de commutation peut revenir à sa tension finale, une chute de diode sous terre.

Cette excursion négative de la tension de source représente un problème important pour le circuit de commande de pilote d'amorçage de gâchette.

Des diodes lentes, des valeurs d'inductance parasites élevées peuvent provoquer une tension négative excessive à la source du MOSFET et peuvent tirer la broche de sortie du pilote sous terre. Pour protéger le pilote, une diode Schottky à faible chute de tension directe peut être connectée entre la broche de sortie et la masse, comme indiqué sur la figure (I.10) Un autre aspect à prendre en compte est que lorsque la borne de pilote d'amorçage de gâchette atteint 0 V, le courant de décharge de pilote d'amorçage de gâchette devient nul. Une traction négative supplémentaire sur la borne de gâchette et le MOSFET commence à se rallumer. En fin de compte, le système trouve un équilibre très délicat où le courant de décharge de pilote d'amorçage de gâchette et la chute de tension aux bornes des inductances parasites entraînent le même di/dt dans le courant de l'appareil.

Même le circuit d'accélération de désactivation optionnel représenté sur la figure (I.10) ne peut pas aider pendant la pointe de tension négative de la jonction de commutation. Le transistor pnp s'éteint lorsque la pilote d'amorçage de gâchette tombe à un VBE au-dessus du sol et que le MOSFET est laissé seul pendant le transitoire de tension négative. Faites également attention à la tolérance réduite au bruit pendant l'état d'arrêt de l'interrupteur principal. La source est à plusieurs centaines de millivolts sous le sol et la pilote d'amorçage de gâchette est maintenue à environ 0,7 V au-dessus du sol. Cette tension positive aux bornes de la pilote d'amorçage de gâchette² par rapport à la source est dangereusement proche de la tension de seuil, en particulier pour les dispositifs de niveau logique et à des températures élevées [7].

I.6.1.6. Technique de Bootstrap :

Lors de l'utilisation de configurations en demi-pont, il est nécessaire de générer une polarisation côté haut pour piloter la grille du FET côté haut référencé au nœud de commutation. L'un des moyens les plus populaires et les plus rentables pour concepteurs pour ce faire est l'utilisation d'un circuit de boots rap qui se compose d'un condensateur, d'une diode, d'une résistance et d'un condensateur de dérivation [8].

Ce rapport d'application expliquera le fonctionnement de ce circuit, les composants clés des circuits de boots rap et leur impact sur la commande de grille. Cette note d'application mettra l'accent sur les commandes de porte en demi-pont utilisant pilotes sans diode de bootstrap intégrée, ce qui donne aux concepteurs de la flexibilité et réduit la dissipation de puissance dans le circuit intégré de pilote de grille. De plus, il discutera des considérations de mise en page pour les différents composants de ce circuit.

I.6.1.7. Fonctionnement de base du circuit Bootstrap :

Un circuit boots rap est utilisé dans les configurations en demi-pont pour fournir une polarisation au FET côté haut. La figure I.12 montre le chemin de charge d'un circuit d'amorçage dans une configuration en demi-pont simplifiée utilisant UCC27710, le pilote en demi-pont 620 V de TI avec verrouillage. Lorsque le FET côté bas est activé (le FET côté haut est désactivé), la broche HS et le nœud de commutation sont tirés à la masse ; l'alimentation de polarisation VDD, à travers le condensateur de dérivation, charge le condensateur de boots rap à travers la diode d'amorçage et la résistance.

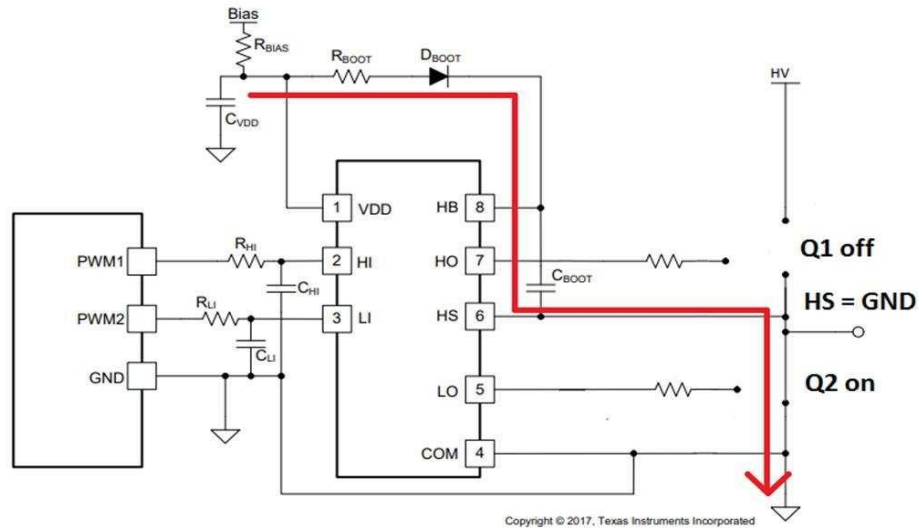


Figure I- 12: Chemin de charge de Bootstrap

Lorsque le FET côté bas est désactivé et que le côté haut est activé, la broche HS du pilote de grille et le nœud de commutation sont tirés vers le bus haute tension HV ; le condensateur d'amorçage décharge une partie de la tension stockée (accumulée pendant la séquence de charge) vers le FET côté haut via les broches HO et HS du pilote de grille, comme illustré à la figure (I.13).

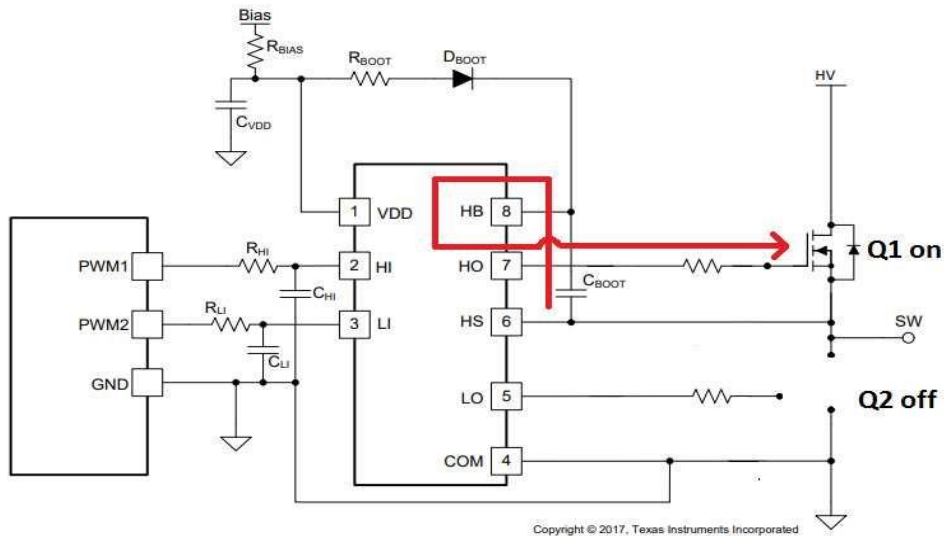


Figure I- 13: Chemin de décharge du condensateur de Bootstrap

I.6.1.8. Technique Bootstrap Gâte-Drive :

Lorsque les niveaux de tension d'entrée interdisent l'utilisation de circuits d'attaque de grille directe pour les MOSFET à canal N côté haut, le principe de la technique d'attaque de grille de bootstrap peut être envisagée. Cette méthode utilise une commande de grille et un

circuit de polarisation associé, tous deux référencés à la source du transistor MOSFET principal. Le pilote et le circuit de polarisation oscillent entre les deux rails de tension d'entrée avec la source de l'appareil. Cependant, le pilote et sa polarisation flottante peuvent être mis en œuvre par des éléments de circuit basse tension puisque la tension d'entrée n'est jamais appliquée sur leurs composants. Le pilote et le signal de commande référencé à la masse sont reliés par un circuit de décalage de niveau, qui doit tolérer la différence de tension élevée et les courants de commutation capacitifs considérables entre les circuits côté haut flottant et côté bas référencés à la terre [7].

I.6.2. Circuits de Pilote d'amorçage de gâchette couplés en courant alternatif :

Le couplage CA dans le chemin d'attaque de grille fournit un simple décalage de niveau pour le signal d'attaque de pilote d'amorçage de gâchette. L'objectif principal du couplage AC est de modifier les tensions de pilote d'amorçage de gâchette d'activation et de désactivation du MOSFET principal, par opposition aux commandes de pilote d'amorçage de gâchette côté haut où l'intérêt principal est de combler les grandes différences de potentiel. Dans un exemple référencé à la masse comme celui de la figure (I.14) la porte est pilotée entre les niveaux $-V_{CL}$ et $V_{DRV}-V_{CL}$ au lieu des niveaux de tension de sortie d'origine du pilote, 0 V et V_{DRV} . La tension, V_{CL} est déterminée par le réseau de fixation de diodes et elle est développée à travers le condensateur de couplage. L'avantage de cette technique est un moyen simple de fournir une polarisation négative pour la pilote d'amorçage de gâchette lors de la désactivation et pendant l'état désactivé du commutateur afin d'améliorer la vitesse de désactivation et l'immunité dv/dt du MOSFET. Le compromis est une vitesse d'activation légèrement réduite et une résistance $R_{DS(on)}$ potentiellement plus élevée en raison de la tension d'entraînement positive plus faible.

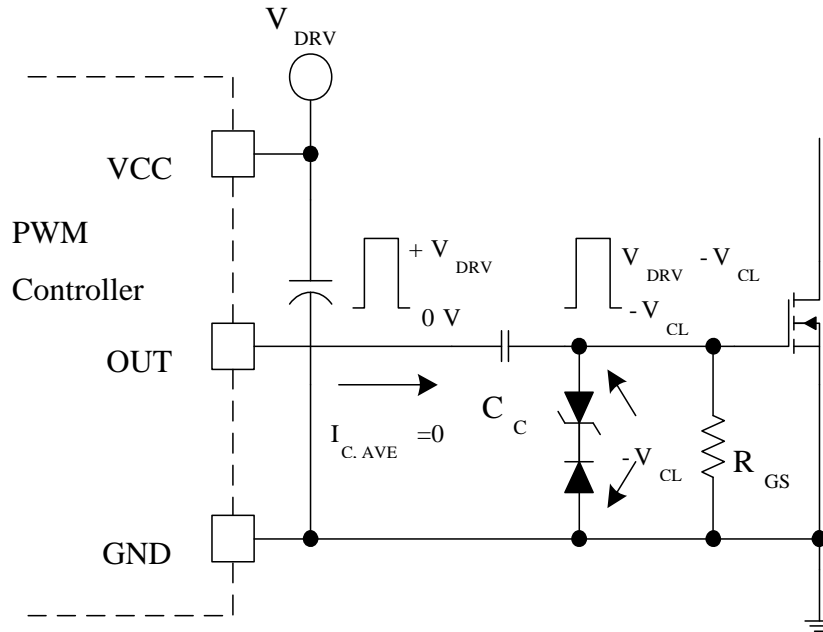


Figure I- 14: Commande de grille MOSFET à couplage capacitif

Les composants fondamentaux du couplage AC sont le condensateur de couplage C_C et la résistance de charge gâchette -source R_{GS} .

La résistance joue un rôle crucial lors de la mise sous tension, en tirant la porte vers le bas. C'est le seul mécanisme qui maintient le MOSFET éteint au démarrage en raison de l'effet de blocage du condensateur de couplage entre la sortie du pilote et l'amorçage de gâchette de l'appareil. De plus, R_{GS} fournit un chemin pour un courant à travers le condensateur de couplage. Sans cette composante de courant, la tension ne serait pas autorisée à s'accumuler à travers C_C .

Théoriquement, à chaque cycle de commutation, la même quantité de charge totale de pilote d'amorçage de gâchette serait délivrée puis supprimée à travers le condensateur et la charge nette passant par C_C serait nulle.

Le même concept peut être appliqué pour un fonctionnement en régime permanent afin de déterminer la tension continue aux bornes du condensateur de couplage avec R_{GS} dans le circuit. En supposant qu'il n'y a pas de circuit de blocage, une tension V_C constante aux bornes du condensateur et un cycle de service constant D , le courant de R_{GS} peut être représenté comme une composante de charge supplémentaire passant par C_C [7].

Circuits d'entraînement de pilote d'amorçage de gâchette couplés en courant alternatif.

En conséquence, la charge totale délivrée via le condensateur de couplage lors de la mise sous tension et du temps d'activation consécutif du MOSFET est indiquée dans l'équation (I.3).

$$Q_{C.ON} = Q_G + \frac{V_{DRV} - V_C}{R_{GS}} \times \frac{D}{V_{DRV}} \quad (I.3)$$

En suivant les mêmes considérations pour l'arrêt et les temps d'arrêt successifs de l'interrupteur, la charge totale peut être calculée comme indiqué dans l'équation (I.4).

$$Q_{C.OFF} = Q_G + \frac{V_C}{R_{GS}} \times \frac{1-D}{F_{DRV}} \quad (I.4)$$

Pour un fonctionnement en régime permanent, les deux charges doivent être égales.

La résolution des équations pour V_C détermine la tension aux bornes du condensateur de couplage.

$$V_C = F_{DRV} \times D \quad (I.5)$$

Cette relation bien connue met en évidence la dépendance du rapport cyclique de la tension du condensateur de couplage. Lorsque le rapport cyclique varie, V_C change et les tensions d'activation et de désactivation du MOSFET s'ajustent en conséquence. Comme l'illustre la figure (I.15) à des rapports cycliques faibles, la polarisation négative pendant la désactivation est réduite, tandis qu'à des rapports cycliques importants, la tension d'activation devient insuffisante.

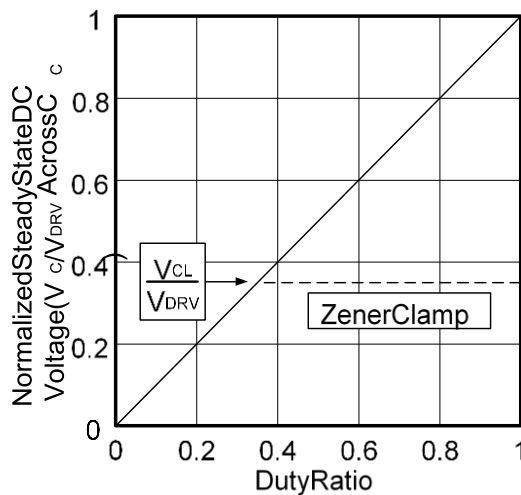


Figure I- 15: Tension de condensateur de couplage normalisée en fonction du rapport de service

La tension d'amorçage inadéquate à des rapports cycliques élevés peut être résolue en utilisant un circuit de blocage connecté en parallèle à R_{GS} , comme illustré à la figure (I.14)

Son effet sur la tension du condensateur de couplage est également illustré à la figure (I.15) Comme la tension du condensateur de couplage est limitée par la pince, la tension de polarisation négative maximale de la pilote d'amorçage de gâchette est déterminée. Etant donné que l'amplitude de commande de pilote d'amorçage de gâchette n'est pas affectée par le circuit de couplage AC, une tension d'amorçage minimale peut être assurée pour toute la plage de cycle de service [7] .

I.6.3. Pilote d'amorçage de gâchette couplé au transformateur :

Avant l'apparition des circuits intégrés de commande de pilote d'amorçage de gâchette haute tension, l'utilisation d'un transformateur de commande de pilote d'amorçage de gâchette était la seule solution viable pour piloter des commutateurs <aujourd'hui, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients au service d'applications différentes. Les pilotes côté haut intégrés sont pratiques, utilisent une plus petite surface de circuit imprimé mais ont des retards d'activation et de désactivation importants. La solution couplée à un transformateur correctement conçue a des retards négligeables et peut fonctionner avec des différences de potentiel plus élevées. Habituellement, cela prend plus de composants et nécessite la conception d'un transformateur ou au moins la compréhension de son fonctionnement et de ses spécifications.

Avant de se concentrer sur les circuits de commande de pilote d'amorçage de gâchette, certains problèmes communs à toutes les conceptions de transformateurs et leur corrélation avec les transformateurs de commande de pilote d'amorçage de gâchette seront passés en revue.

- Les transformateurs ont au moins deux enroulements. L'utilisation d'enroulements primaires et secondaires séparés facilite l'isolation. Le rapport de tours entre le primaire et le secondaire permet une mise à l'échelle de la tension. Dans le transformateur de commande de pilote d'amorçage de gâchette, la mise à l'échelle de la tension n'est généralement pas nécessaire, mais l'isolation est une caractéristique importante.

- Idéalement le transformateur ne stocke pas d'énergie, il n'y a pas de dérogation. Le soi-disant "transformateur" Fly back est en réalité des inductances couplées. Néanmoins, de petites quantités d'énergie sont stockées dans de vrais transformateurs dans les régions non magnétiques entre les enroulements et dans de petits entrefers où les moitiés de noyau se rejoignent. Ce stockage d'énergie est représenté par la fuite et l'inductance magnétisante. Dans les transformateurs de puissance, la réduction de l'inductance de fuite est importante pour

minimiser le stockage d'énergie et ainsi maintenir un rendement élevé. Le transformateur de commande de pilote d'amorçage de gâchette gère une puissance moyenne très faible, mais il délivre des courants de crête élevés à l'activation et à la désactivation. Pour éviter les retards dans le chemin d'attaque de la pilote d'amorçage de gâchette, une faible inductance de fuite est toujours impérative [7].

- La loi de Faraday exige que la tension moyenne aux bornes de l'enroulement du transformateur soit nulle sur une période de temps. Même une petite composante CC peut provoquer un « marche » de flux et une éventuelle saturation du noyau. Cette règle aura un impact substantiel sur la conception des commandes de pilote d'amorçage de gâchette couplées à un transformateur contrôlées par des circuits MLI (PWM) asymétriques.

- La saturation du noyau limite le produit volt-seconde appliqué sur les enroulements. La conception du transformateur doit anticiper le produit volt seconde maximum dans toutes les conditions de fonctionnement, qui doit inclure les pires cas transitoires avec un rapport cyclique maximum et une tension d'entrée maximum en même temps. La seule relaxation pour la conception des transformateurs de commande de pilote d'amorçage de gâchette est leur tension d'alimentation régulée.

- Une partie importante de la période de commutation peut être réservée pour réinitialiser le noyau du transformateur de puissance principal dans les applications asymétriques (fonctionnant uniquement dans le premier quadrant du plan B-H) telles que le convertisseur direct. L'intervalle de temps de réinitialisation limite le rapport cyclique de fonctionnement du transformateur. C'est rarement un problème, même dans les conceptions de transformateurs pilote d'amorçage de gâchette à extrémité unique, car ils doivent être couplés en courant alternatif, ils fonctionnent donc avec une magnétisation bidirectionnelle [7].

I.7. Applications des onduleurs :

De nombreux domaines ont entraîné une utilisation accrue des onduleurs. Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple :

I.7.1. Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif :

Le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur [9].

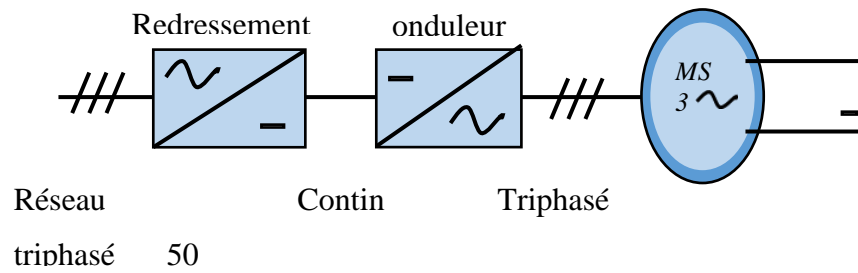


Figure I- 16: chaîne de la commande de MS

I.7.2. Assurer la continuité des alimentations des secours :

L'onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur

Pour assurer la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries [10].

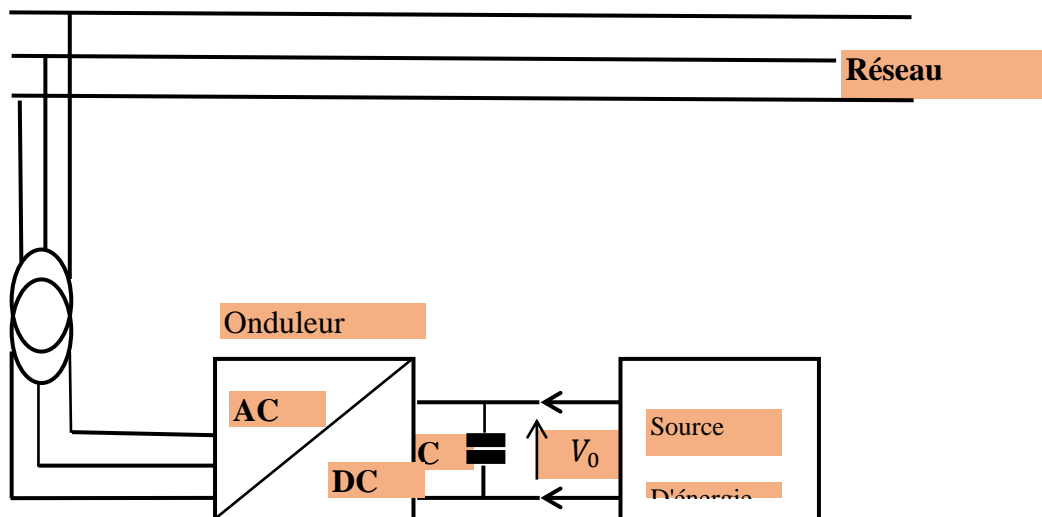


Figure I- 17: alimentation de secours

I.7.3. Applications relatives aux transports :

- Transport ferroviaire : Les motrices actuellement développées sont mues par des machines alternatives asynchrones. Pour contrôler la vitesse de rotation de ces dernières, on doit pouvoir faire varier la fréquence de leur l'alimentation. Cela est réalisé par un onduleur. [11] Exemple TGV, trains, Tramway.

- Transport Aériens et maritimes : Tout avion produit lui-même l'énergie électrique dont il a besoin pour le fonctionnement de ces équipements de bord [11].

I.7.4. L'intégration des ressources d'énergie renouvelable au réseau :

Si les centrales renouvelables sont censées à terme supplanter les centrales conventionnelles dans toutes leurs fonctions dans le système électrique, elles doivent aussi assurer la stabilité par la participation aux services systèmes, notamment au réglage de fréquence et de tension. Pour participer au réglage de fréquence, une centrale doit être en mesure de changer sa puissance de sortie rapidement suite à un appel [7].

Pour ce faire, la centrale doit prévoir dans son plan de production des marges de manœuvre par rapport à ses limites de puissance qui lui permettent de revoir son injection au réseau à la hausse ou à la baisse. Pour les centrales à prévisibilité limitée telles que les centrales photovoltaïques et éoliennes, on ne peut pas garantir ces marges à l'avance. Les systèmes de stockage peuvent alors fonctionner comme réserve bidirectionnelle pendant les phases durant lesquelles ils ne prévoient pas de charge ou de décharge selon le plan de production [7].

I.8. Conclusion :

À l'issue de ce chapitre, nous avons montré l'importance de l'onduleur et ses applications dans le domaine de l'électronique de puissance ainsi ses différents types et sa structure générale, ceci nous amène dans le chapitre suivant à discuter les différentes stratégies de commande d'un onduleur monophasé ou triphasé, nous discutons également la modélisation de charge et les différentes techniques de commande utilisé selon le domaine d'application.

Chapitre II : Stratégies de commande de l'onduleur

II.1. Introduction :

Dans le domaine de l'électronique de puissance, il existe plusieurs stratégies de commande, selon le type de l'onduleur et les techniques de commande utilisés.

Le principal objectif des techniques de commande des onduleurs est de générer un courant avec moins de distorsion harmonique THD, et aussi d'améliorer la qualité de l'énergie générée par l'onduleur. Dans ce présent chapitre nous allons présenter le modèle mathématique de l'onduleur monophasé et les différentes stratégies de commande avec les simulations sur Simulink.

II.2. Modélisation de l'onduleur monophasé :

Le convertisseur de l'électronique de puissance qui convertit le courant continu en courant alternatif à la base de la fréquence de sortie souhaitée est appelé un onduleur. Le but de l'onduleur est de prendre le courant continu d'une source de batterie et de le convertir en courant alternatif (AC). Ces onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles telles que l'alimentation sans coupure (UPS), les entraînements de moteur à courant alternatif, l'alimentation de secours, etc. Les onduleurs fonctionnent généralement selon la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique MLI est une technique très avancée et utile dans la mesure où la largeur d'impulsion est très différente en utilisant une méthode différente. Les onduleurs MLI sont utilisés pour contrôler la tension de sortie nominale en fonction de la charge. La tension de sortie change avec le changement de charge. Ainsi, en utilisant la technique MLI, nous pouvons corriger le changement de tension de sortie en modifiant la largeur d'impulsion.

II.2.1. Onduleur demi-point:

Le circuit d'alimentation et la forme d'onde de sortie sont comme indiqué sur la figure II.1.

Le circuit de l'onduleur se compose de deux interrupteurs d'alimentation comme indiqué sur la figure(II.1).

Les commutateurs peuvent être des Transistors, MOSFET, IGBT, etc. Deux commutateurs représentés par S1 et S2. Deux diodes sont connectées en parallèle à l'interrupteur d'alimentation pour bloquer la tension inverse. Si nous utilisons IGBT avec diode interne comme interrupteur d'alimentation, il n'est pas nécessaire d'utiliser une diode parallèle en raison de sa construction interne [12].

Le fonctionnement de base de l'onduleur demi-point peut se diviser en deux parties :
 Si le commutateur S1 est activé pendant T/2 de période, la tension de sortie est de $V_{dc}/2$
 Si le commutateur S2 est activé pendant T/2 Période, la tension de sortie est de $-V_{dc}/2$
 L'opération de commutation est effectuée de telle sorte que deux interrupteurs ne sont pas allumés en même temps, s'il s'agit alors d'un court-circuit de deux interrupteurs à travers l'entrée CC, ce qui provoque un flux de courant élevé qui est très nocif pour les interrupteurs de puissance.

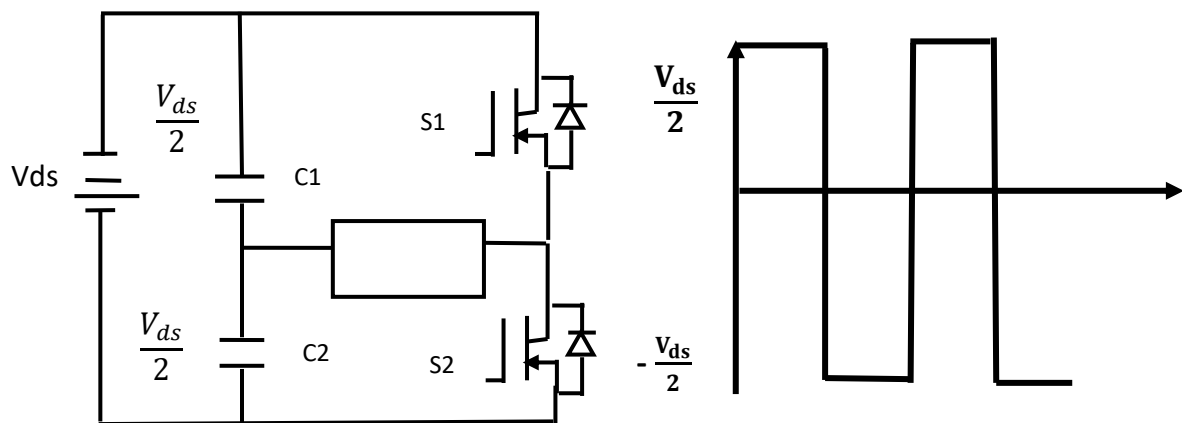


Figure II. 1: Schéma synoptique de l'onduleur demi-point

Tableau II. 1: États de commutation de l'onduleur demi-point

S ₁	S ₂	V ₀
ON	OFF	$\frac{V_{dc}}{2}$
OFF	ON	$-\frac{V_{dc}}{2}$

II.2.2. Onduleur monophasé en pont complet :

Un circuit onduleur monophasé en pont complet et sa forme d'onde de sortie sont illustrés à la figure (II.2) se compose de quatre interrupteurs de puissance et est utilisé dans des applications de puissance nominale plus élevée.

Les quatre commutateurs sont nommés S1, S2, S3 et S4, comme indiqué sur la figure.
 II.2 Les opérations de l'onduleur monophasé à pont complet peuvent être divisées en deux cas.

- Les interrupteurs S1 et S4 sont fermés et maintenus fermés pendant une demi-période et S2 et S3 sont éteints. A ce moment, la tension de sortie aux bornes de la charge est égale à V_{dc} .
- Lorsque S2 et S3 sont fermés, les interrupteurs S1 et S4 sont ouverts, alors à ce moment la tension de sortie est égale à $-V_{dc}$.

La tension de sortie passera alternativement d'une demi-période positive à une demi-période négative.

Comme dans l'onduleur en demi-point, pour éviter tout court-circuit sur l'alimentation CC, les commutateurs S1 et S4 doivent être à l'état « on » tandis que S2 et S3 doivent être à l'état « off ». Pour éviter ce type de problème, un temps mort est donné entre deux opérations de commutation [13].

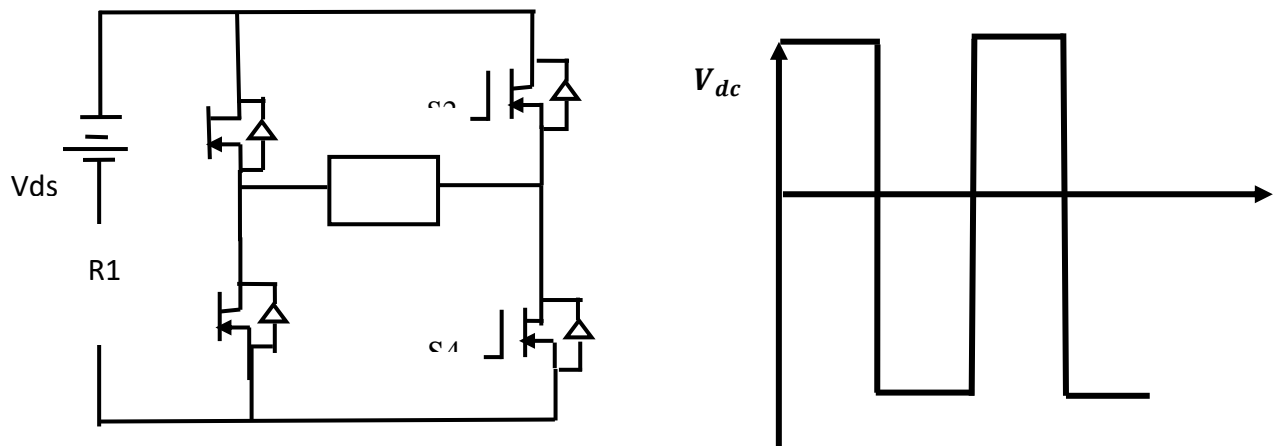


Figure II. 2: Schéma synoptique d'onduleur monophasé en pont complet

État de commutation

Tableau II. 2: États de commutation de l'onduleur à pont complet

S1	S2	S3	S4	V _a	V ₀	V _{a0}
ON	OFF	OFF	ON	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	Vdc
OFF	ON	ON	OFF	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	-Vdc
ON	OFF	ON	OFF	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
OFF	ON	OFF	ON	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0

Dans cette partie, le modèle mathématique de l'onduleur monophasé sera développé en fonction de chaque situation des interrupteurs [13].

$$V_{Lo} = \left\{ \begin{array}{cccc} -V_{dc} & k1 & k2 & \text{fermée} \\ V_{dc} & k3 & k4 & \text{fermée} \\ 0 & k1 & k4 & \text{fermée} \\ 0 & k3 & k2 & \text{fermée} \end{array} \right\} \quad (\text{II.1})$$

Pour plus de simplification, nous avons S1 lié à K1 et K4 et S2 lié à K3 et K2 où :

Tableau II. 3: Situation des interrupteurs K1-K4 selon Signal S1-S2

Signal		K ₁	K ₄
S ₁	0	0	1
	1	1	0
Signal		K ₃	K ₂
S ₂	0	0	1
	1	1	0

Selon le tableau (II.3) et l'équation, nous pouvons développer le modèle mathématique de l'onduleur monophasé comme ci-dessous [13]:

$$V_{lo} = \begin{cases} 0 \\ -V_{dc} \\ 0 \\ V_{dc} \end{cases} \quad \begin{array}{l} S1 = 0, \quad S2 = 0 \\ S1 = 1, \quad S2 = 0 \\ S1 = 1, \quad S1 = 1 \\ S1 = 0, \quad s1 = 1 \end{array} \quad (\text{II.2})$$

$$V_{lo} = V_{dc}[-1 \quad 1] \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$V_{lo} = V_{dc}[-S1 \quad +S2] \quad (\text{II.4})$$

II.3. Technique de commande de l'onduleur :

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des Interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Quatre façons de commande peuvent être utilisées [14]:

- Commande décalée
- Commande Pleine Onde
- MLI simple
- MLI multiple
- MLI Sinus triangulaire

- MLI Hystérésis

II.3.1. Commande décalée :

Dans l'onduleur en pont à commande décalée, la commande des transistors présente un décalage de durée t_0 , cette commande du pont n'est plus symétrique Figure (II.4) [15].

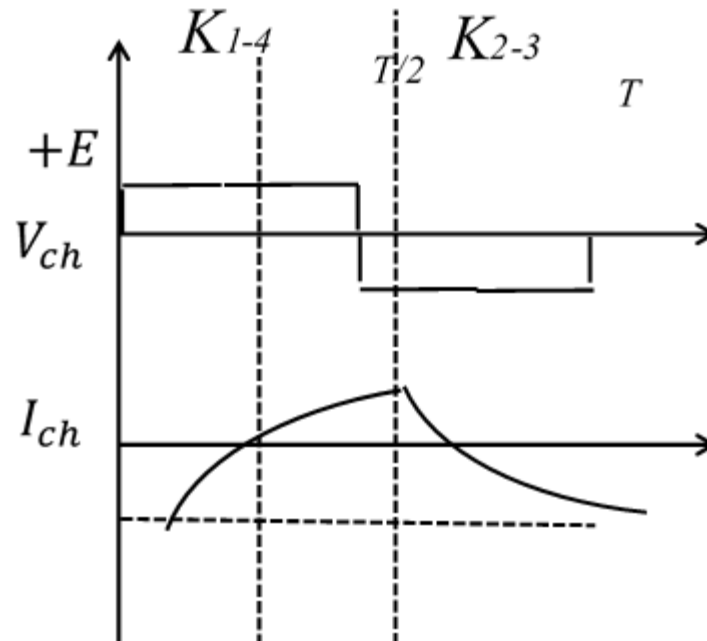


Figure II. 3: Chronogrammes de la tension et du courant pour une Commande décalée

II.3.2. Commande Pleine Onde :

La commande pleine onde est une commande complémentaire où le signal de synchronisation a une fréquence constante ainsi qu'un rapport cyclique constant égal à un de Cette stratégie de commande est la plus simple à mettre en œuvre, on applique cette commande sur un onduleur en pont, chaque interrupteur est fermé pendant une moitié de la période. On obtient l'allure Figure (II.4)

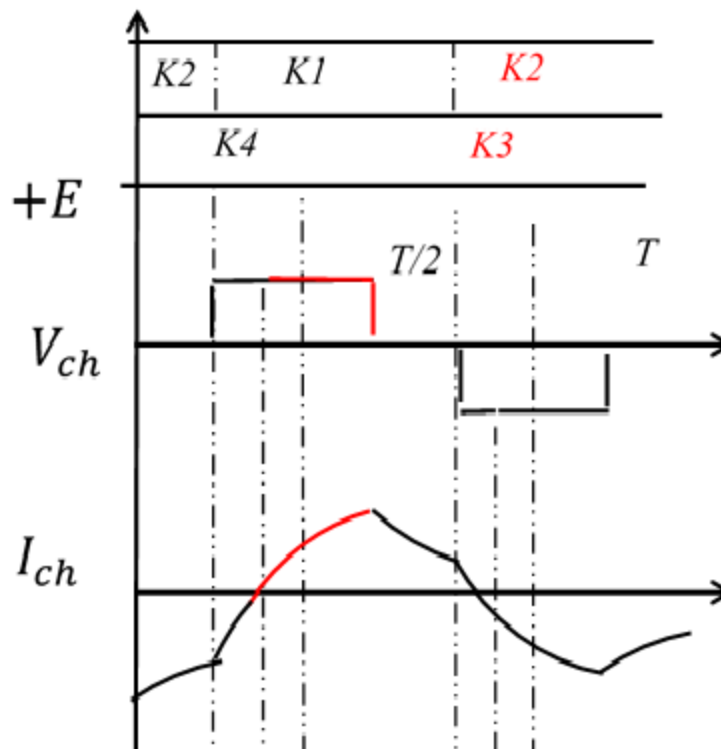


Figure II. 4: Allure des courants et tensions par la commande asymétrie

II.3.3. Commande MLI :

II.3.3.1. MLI simple :

Dans la technique MLI simple on utilise seulement une seule impulsion par demi-cycle ou la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur. Dans cette méthode on compare un signal de référence d'amplitude, avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude A_p .

La figure (II.5) ci-dessous montre la génération des signaux de commande et de sortie d'un onduleur monophasé à pont complet utilisant la modulation MLI simple. La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant A_r , de 0 à A_p , la largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à 180° [16].

La relation A_r/ A_p est la variable de contrôle et s'appelle "index de modulation d'amplitude" de la tension de sortie.

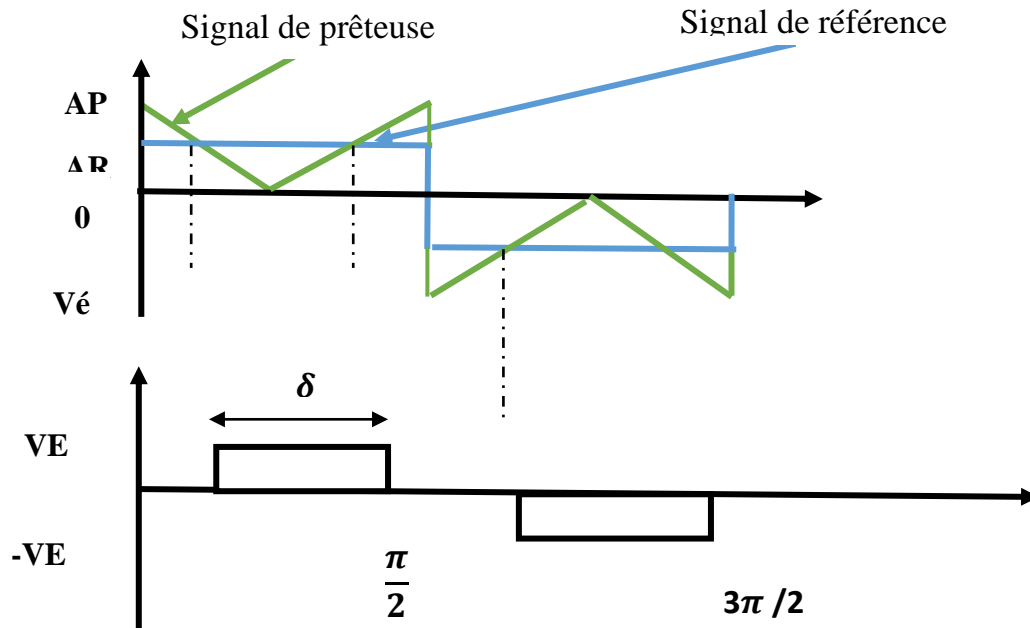


Figure II. 5: MLI d'une simple impulsion

II.3.3.2. MLI multiple :

Cette technique permet de diminuer les harmoniques en ajoutant plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie. Les impulsions de commande des interrupteurs s'obtiennent par les intersections d'un signal de référence et d'un signal porteur triangulaire [16].

La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie f_r et la fréquence porteuse f_p , du signal détermine le nombre d'impulsions durant la demi alternance, avec le nombre d'impulsion par demi cycle est donné par :

$$N_{impulsion} = \frac{f_p}{2.f_r}$$

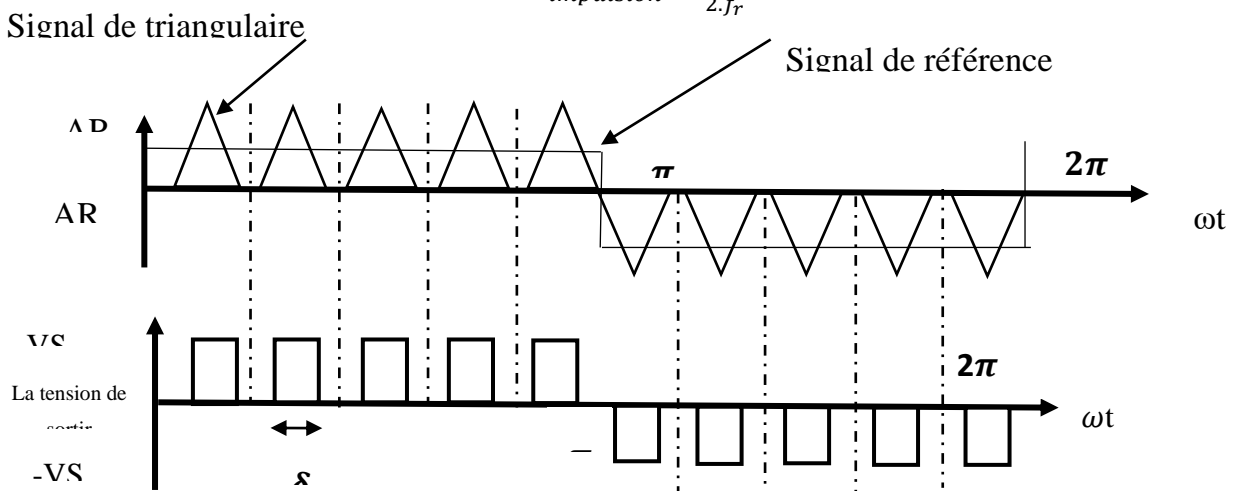


Figure II. 6: MLI multiple

II.3.3.3. MLI Sinus triangulaire :

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé permet la variation à la fois de l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de référence, sinusoïdales (modulations) et d'une porteuse triangulaire [17].

Le principe de la stratégie de commande triangulé – sinusoïdale consiste à commander chaque bras en comparant le signal de référence (modulatrice) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Les signaux de références sont données par :

$$V_{ref}(t) = \begin{cases} v_{Aref} = v_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s) \\ v_{Bref} = v_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{Cref} = v_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.5)$$

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ V_{pm} \left(3 - \frac{4t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (II.6)$$

Où $T_p = \frac{1}{f_p}$ et $f_p = m \cdot f_s$, avec m l'indice de modulation : égal au rapport de la fréquence

de la porteuse à la fréquence de la référence.

Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}) [17].

Le mode de fonctionnement de cette technique est:

- Si $V_{ref}(t) > V_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{ref}(t) < V_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

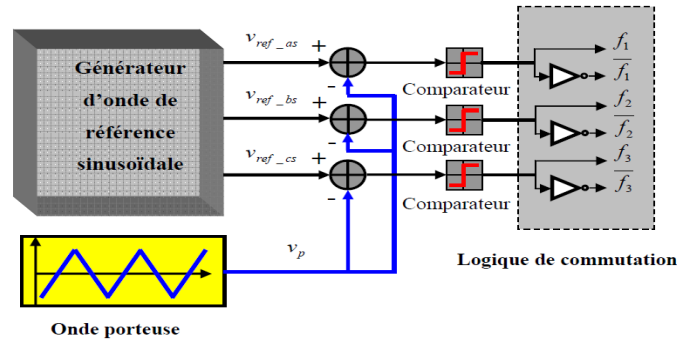


Figure II. 7: Principe de la commande MLI

Les résultats de simulation de la MLI montrent les signaux classiques de cette méthode :

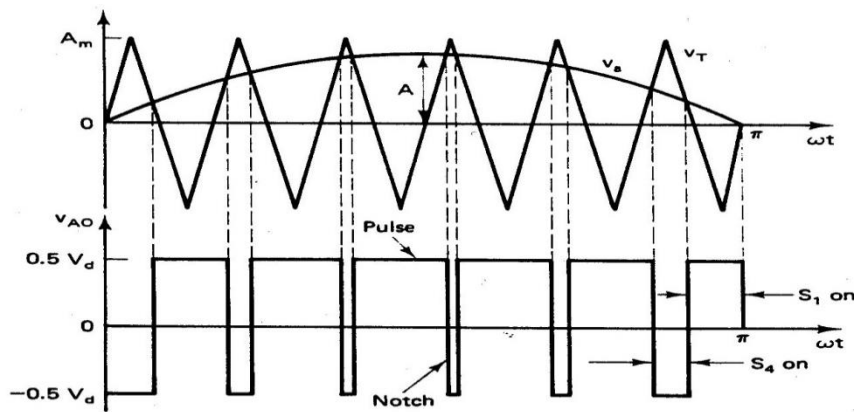


Figure II. 8: La porteuse et la modulatrice.

II.3.3.4. MLI Hystérésis :

Ce type de comparateur ne nécessite pas d'analyse préalable de processus. Le choix de longueur de cycle d'hystérésis conditionne la précision sur les courants ainsi que la fréquence de commutation.

La figure (II.9) représente le comparateur à hystérésis [18].

$$\text{Si : } |I_{\text{ref}} - I| < \frac{h}{2} \quad \text{alors } K_j = 1 \text{ et } \bar{s} = 0$$

$$\text{Si : } |I_{\text{ref}} - I| > \frac{h}{2} \quad \text{alors } K_j = 0 \text{ et } \bar{s} = 1$$

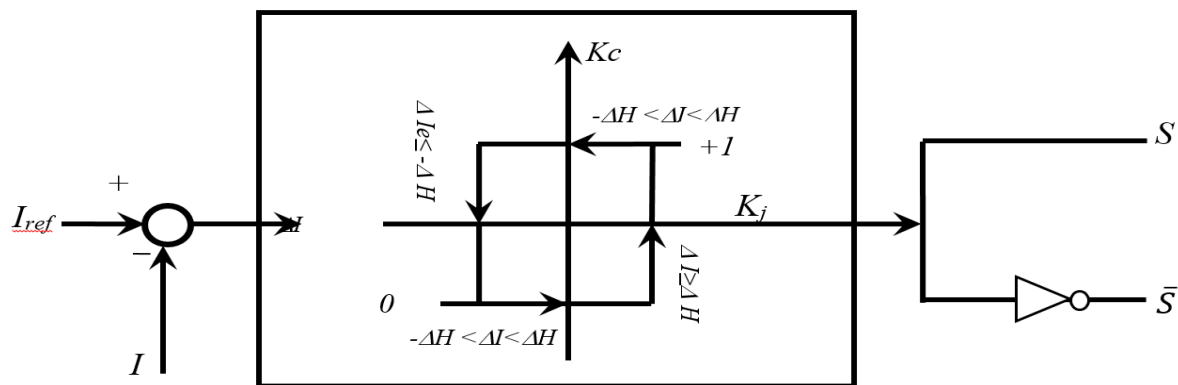


Figure II. 9: Comparateur deux états à hystérésis de courant électrique

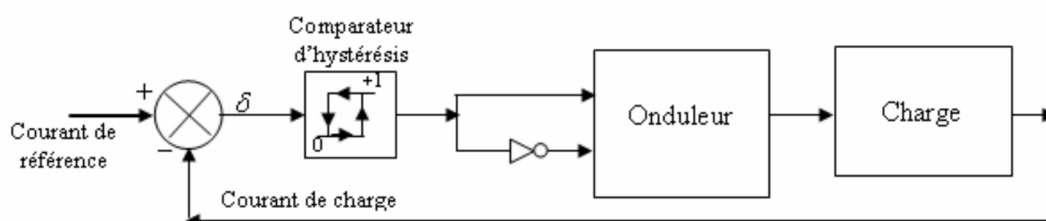


Figure II. 10: Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.

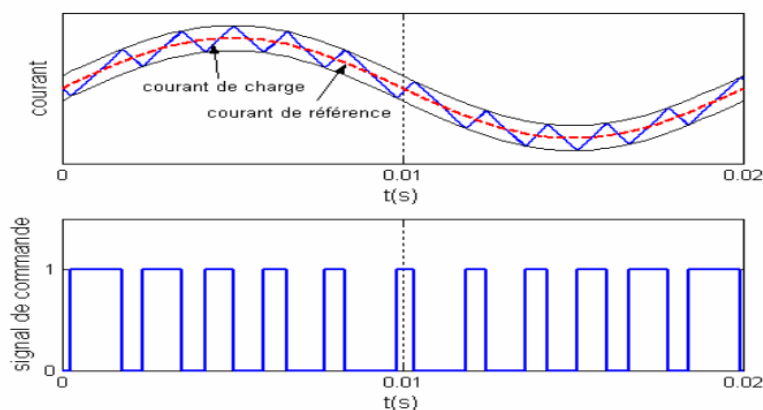


Figure II. 11: Principe de la commande en courant MLI hystérésis.

Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (II.11), la détection de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel la plus élevée sup (δ) ou la plus faible inf(δ) permet d'imposer l'état d'hystérésis [18].

La technique de commande par MLI hystérésis, elle présente aussi le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, et l'interférence entre les phases dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé ou connexion delta.

II.4. Simulation de l'onduleur monophasé :

II.4.1. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI sinusoïdale :

L'onduleur est un dispositif très important pour le contrôle du moteur à induction, dans cette partie, nous avons associé l'onduleur à la dernière simulation d'IM monophasé. le schéma de simulation du moteur à induction monophasé et de l'onduleur a été présenté. En outre, dans la figure(II.12), le détail de l'onduleur pont complet Simulink.

• Simulation sur Simulink Matlab :

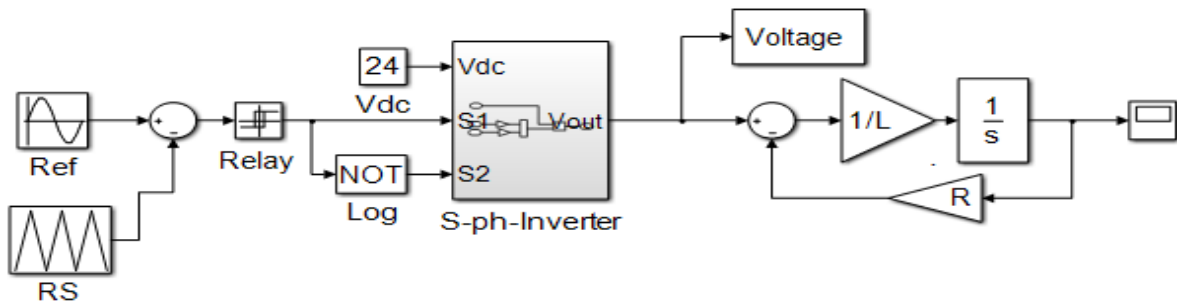


Figure II. 12: Schéma de simulation commande MLI sinusoïdale de l'onduleur monophasé

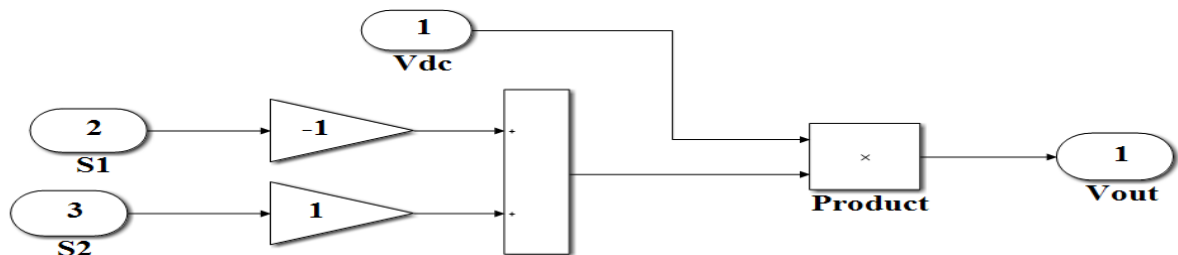


Figure II. 13: Diagramme de simulation d'onduleur monophasé Pont complet

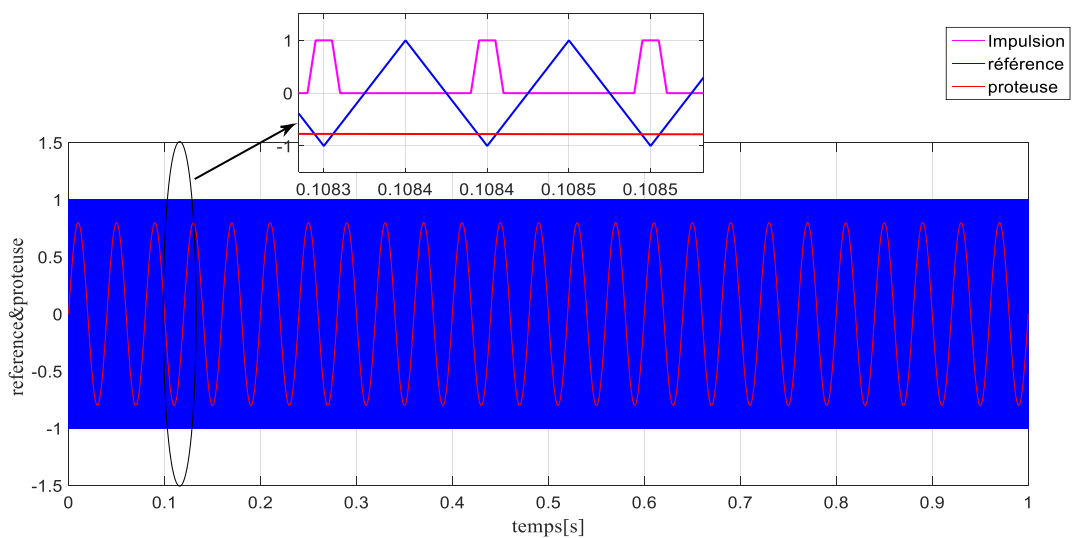


Figure II. 14: Résultats de simulation de commande MLI sinusoïdale pour $f_r= 25\text{Hz}$

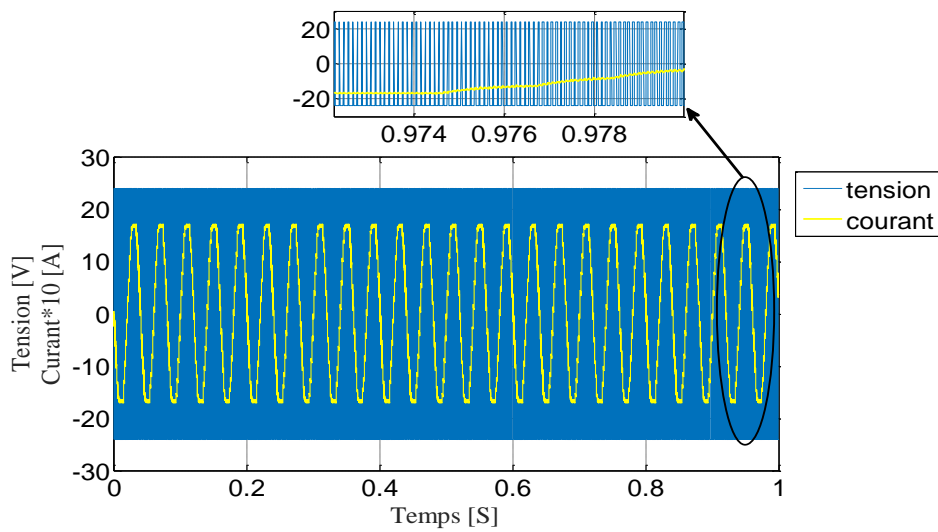


Figure II. 15: Résultat tension et courant de simulation de la commande MLI sinusoidale pour $f_r=25\text{Hz}$

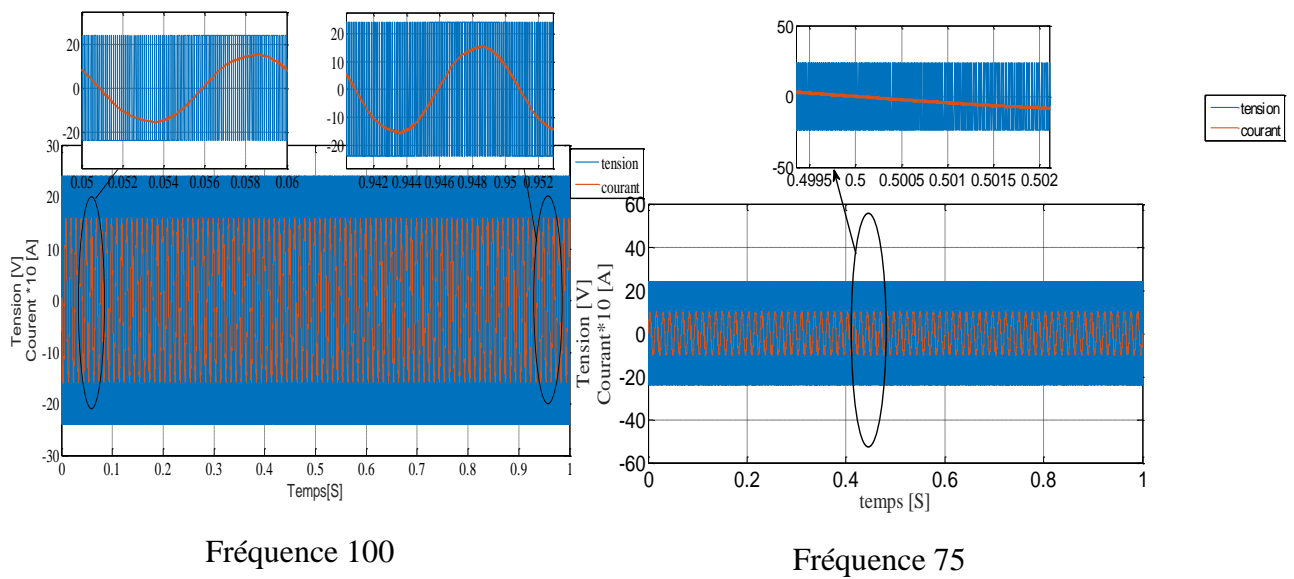


Figure II. 16: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoidale pour $f_r= 75\text{Hz}$ et 100Hz

• Discussions et interprétations :

D'après la figure (II.14) nous remarquons que la fréquence de Porteuse est fixée tout le temps par 10 KHz. La variation de porteuse est -1et +1 donc la variation de longueur d'impulsion est variée selon la valeur de référence . Lorsque la valeur de référence augmente, la valeur de largeur d'impulsion est augmentée et vice versa ou diminuée.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.15) D'après ces résultats, nous remarquons clairement que :

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / - 24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (25 Hz).
- Le courant varie dans l'intervalle : +1.9A /-1.9A

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.16). D'après ces résultats, nous on remarque clairement que :

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / -24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (75 Hz)
 - Le courant varie dans l'intervalle : +1A /-1A.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.16) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / - 24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (100 Hz)
- Le courant varie dans l'intervalle : +1.5A /-1.5

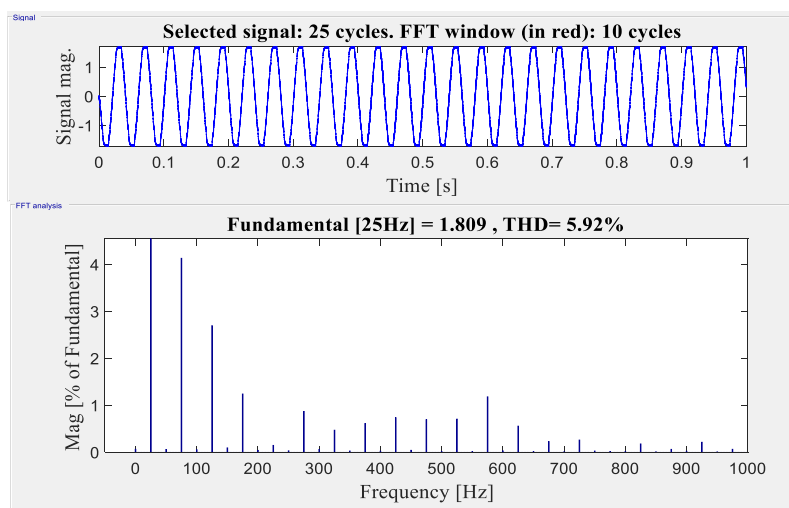


Figure II. 17: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoïdale pour $f_r= 25\text{Hz}$

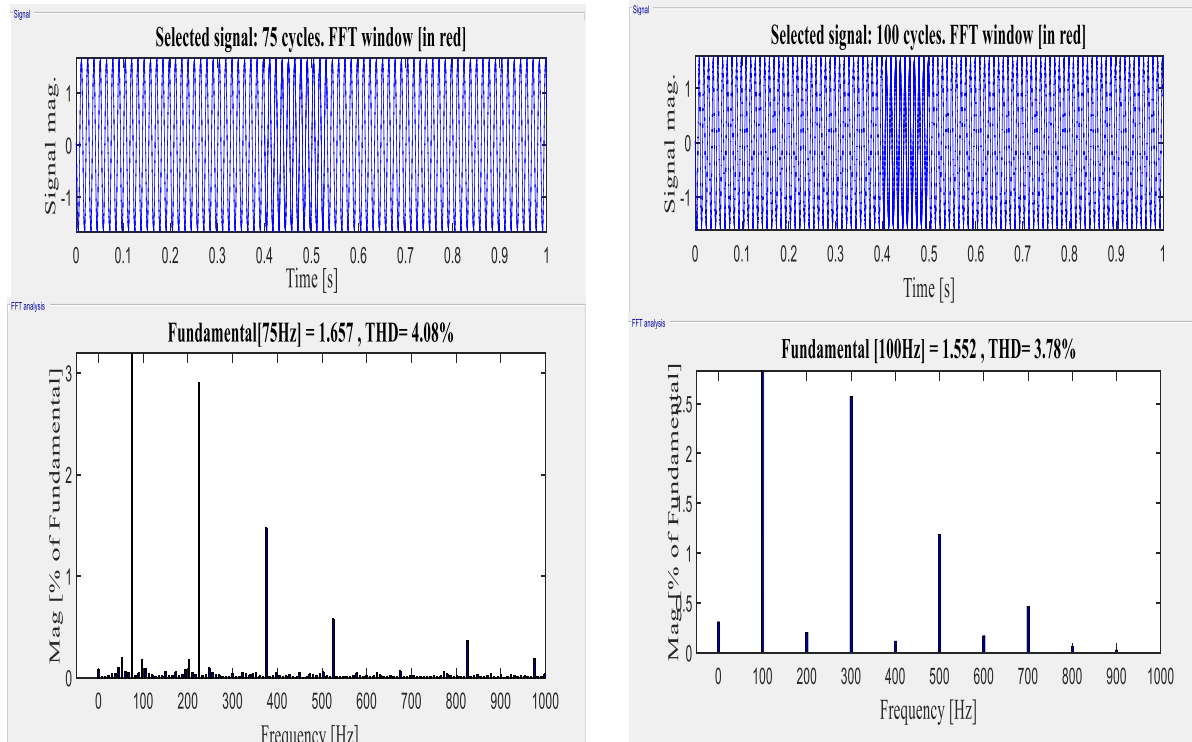


Figure II. 18: Spectre des harmoniques du courant de simulation de commande ML sinusoïdale pour $f_r=75\text{Hz}$ et 100Hz

• **Discussions et interprétations :**

La Figure (II.17) montre des différentes harmoniques qui provoquent cette distorsion. Ainsi, le taux de distorsion harmonique est plus faible dans ce cas par rapport au contrôle plein onde de sorte que le THD est de 5,92 %.

Tableau II. 4: Comparaison de FTT pour différents fréquences

Type de commande	Fr (Hz)	THD
commande MLI sinusoïdale	25	5,92
	75	4.08
	100	3.78

Tableau (II.4) : montre que le taux de distorsion harmonique THD actuel à chaque incrément de fréquence, le rapport diminue.

II.4.2. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus :

• Montage

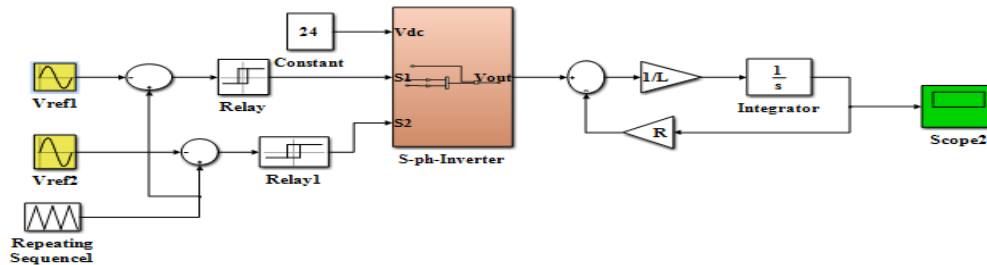


Figure II. 19: Schéma de simulation commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus

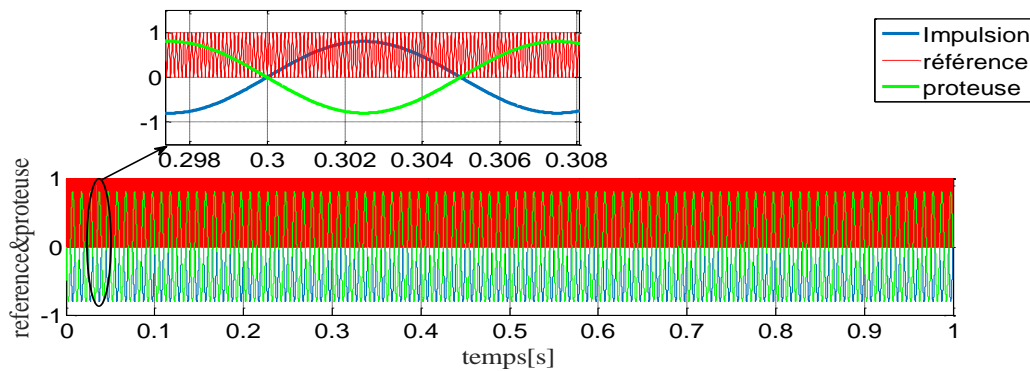


Figure II. 20: Résultats de simulation de commande MLI sinusoïdale au-dessus pour $f_r=100\text{Hz}$

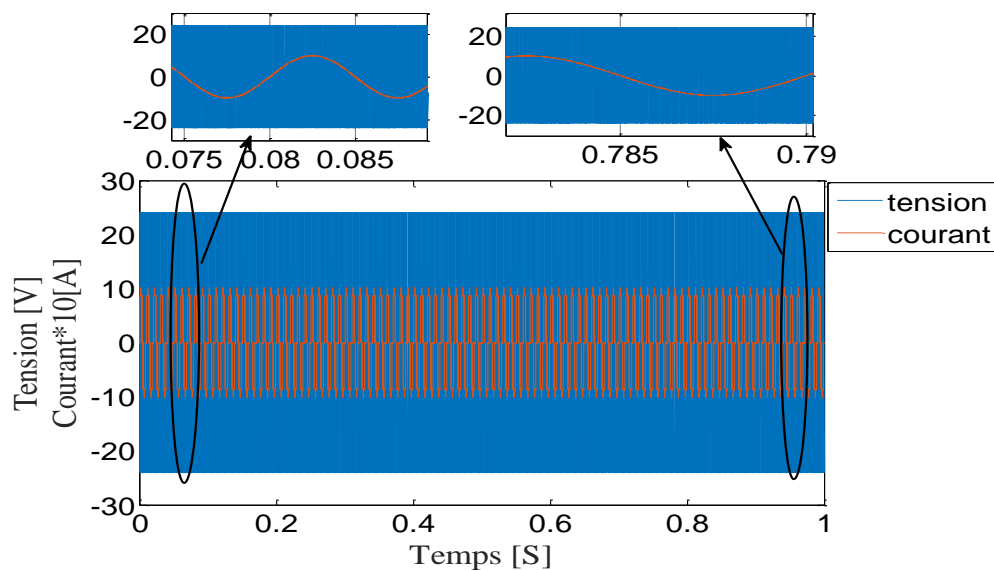


Figure II. 21: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r=25\text{Hz}$

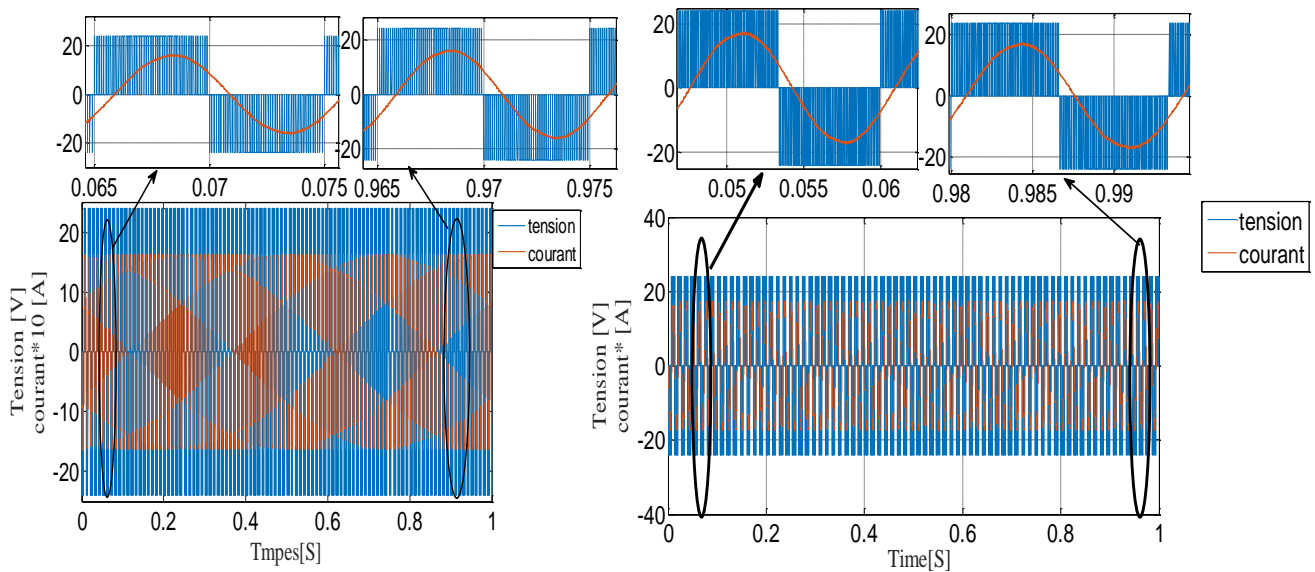


Figure II. 22: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus pour $f_r = 75\text{Hz}$ et 100Hz

• **Discussions et interprétations :**

D'après la Figure (II.20), nous remarquons que la variance de l'onde porteuse est de +1 et -1 pour l'onde d'impulsion au-dessus de référence avec fréquence de porteuse 10 KHz. Lorsque la valeur de la largeur d'impulsion augmente, la valeur de la protéase diminue et vice versa. Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.21) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / -24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (25 Hz).
- Une onde de courant électrique en début de courbe est supérieure à une onde de courant en fin de courbe.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.22) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / -24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (75 Hz).
- Le spectre par défaut d'un courant électrique augmente lorsque le spectre par défaut d'une tension est positif et diminue lorsque le spectre par défaut d'une tension est négatif.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.22) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / - 24V

- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (100 Hz) .
- Le spectre par défaut d'un courant électrique augmente lorsque l'état du spectre par défaut d'une tension passe du négatif au positif et diminue lorsque le spectre par défaut d'une tension passe du positif au négatif.

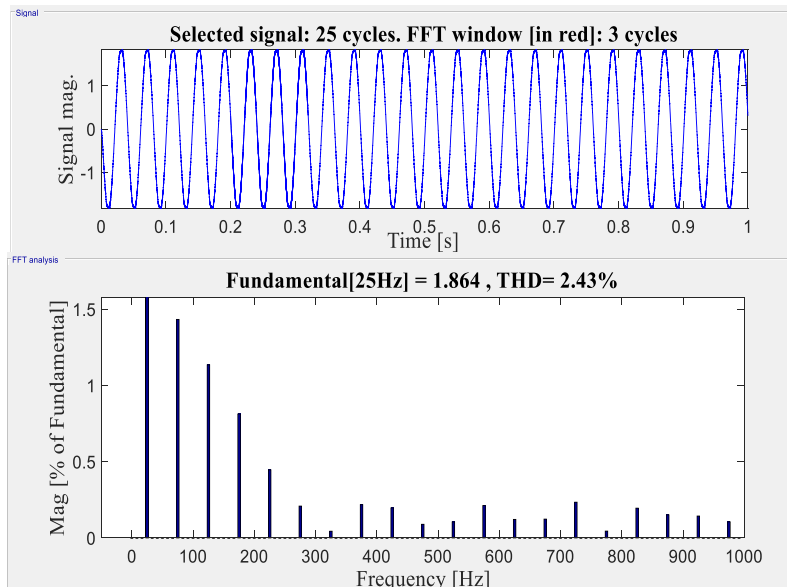


Figure II. 23: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoidale à porteuse au-dessus pour $f_r = 25\text{Hz}$

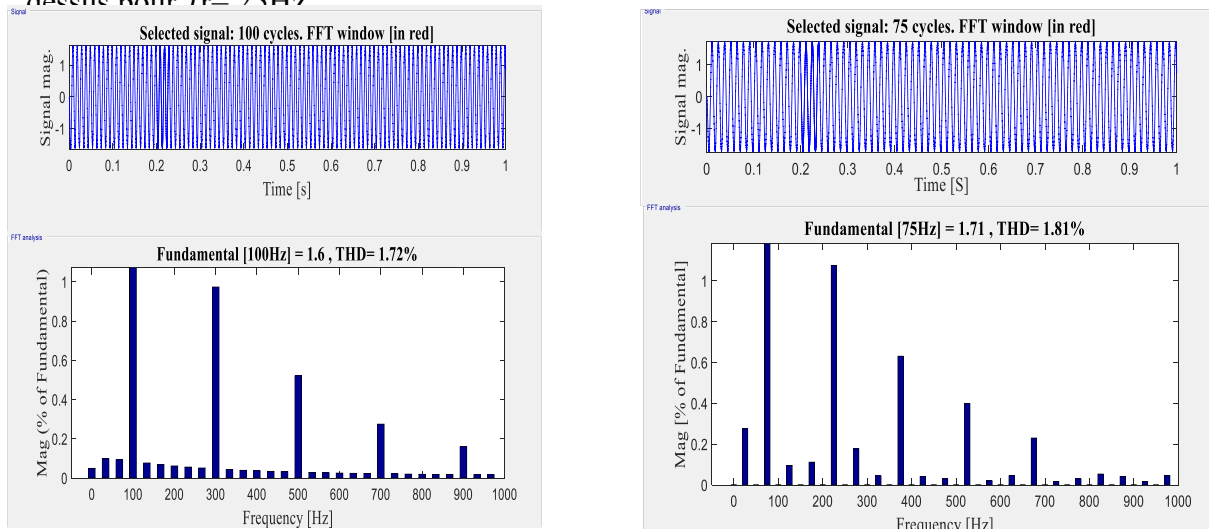


Figure II. 24: Spectre courant de simulation de commande MLI sinusoidale à porteuse au-dessus pour $f_r = 75\text{Hz}$ et 100Hz

• **Discussions et interprétations :**

La Figure (II.23) montre des différentes harmoniques qui provoquent cette distorsion. Ainsi, le taux de distorsion harmonique est plus faible dans ce cas par rapport au contrôle plein onde de sorte que le THD est de 2.43 %.

Tableau II. 5: Comparaison de FTT pour différents fréquences

Type de commande	Fr (Hz)	THD
commande MLI sinusoïdale à porteuse au- dessus	25	2.43
	75	1.81
	100	1.72

• **Interprétation des résultats de tableau :**

Dans tableau (II.5) : montre que le taux de distorsion harmonique THD actuel à chaque incrément de fréquence, le rapport diminue.

II.4.3. Simulation du modèle de l'onduleur monophasé pour commande MLI hystérésis :

• **Montage :**

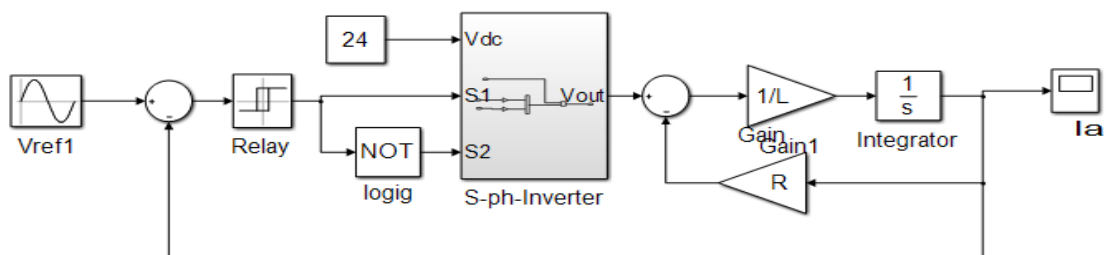


Figure II. 25: Schéma de simulation commande MLI hystérésis

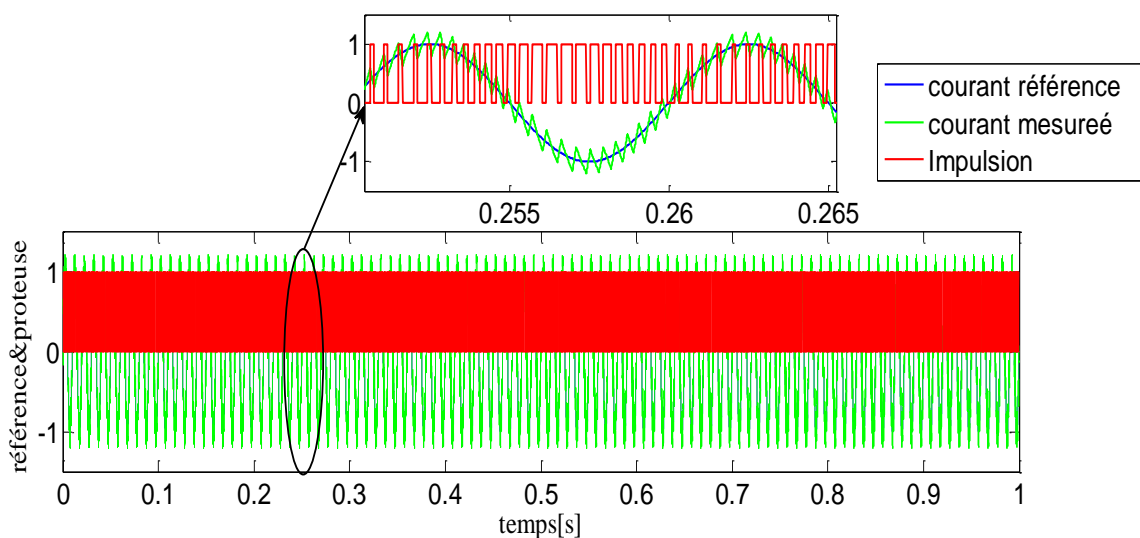


Figure II. 26: Résultats de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r=100\text{Hz}$

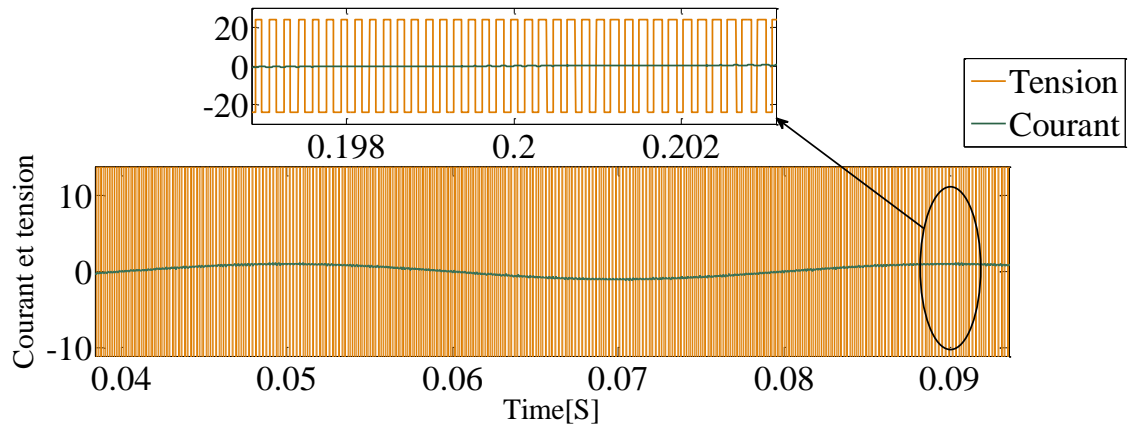


Figure II. 27: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r = 25\text{Hz}$

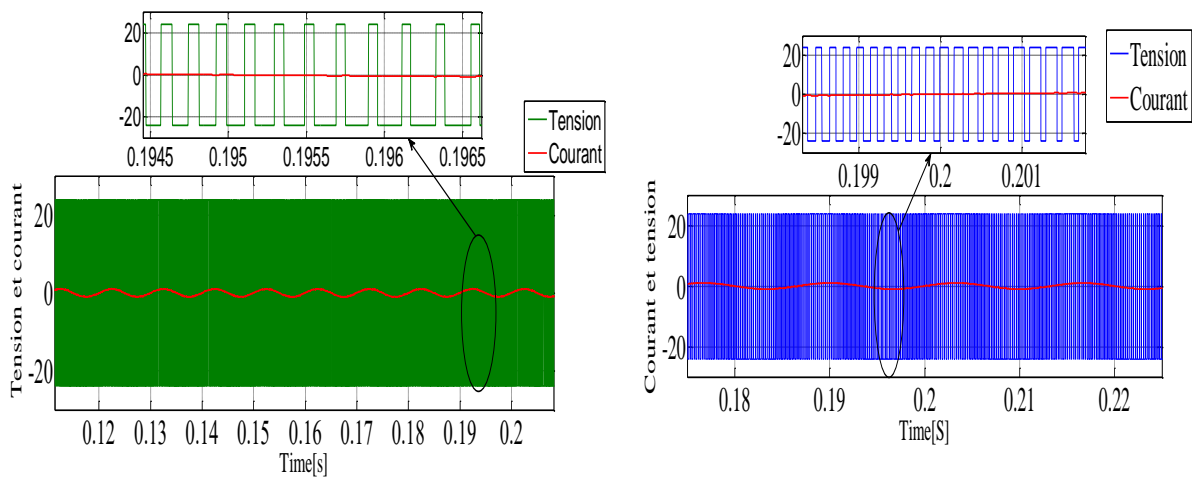


Figure II. 28: Résultat tension et courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r = 75\text{Hz}$ et 100Hz

• **Discussions et interprétations :**

D'après la figure (II.26), nous remarquons que l'impulsion est stationnaire entre 0 et 1 pendant la durée prise et la variation par défaut de la forme d'onde pour le courant mesuré et le courant de fréquence est +1 et -1 pour changer la variance parasite en conséquence. Et si on augmente la valeur du courant mesuré, la valeur du courant de fréquence augmente avec lui. Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.27) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / - 24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (25 Hz).
- Spectre hypothétique de la courbe de courant à la fin d'une longueur d'onde plus grande et d'une durée plus longue.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.28) D'après ces résultats, nous

On remarque clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / - 24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (75 Hz).
- Le spectre par défaut de la courbe de courant au début d'une petite longueur d'onde et de courte durée.
- Spectre hypothétique de la courbe de courant à la fin d'une longueur d'onde plus grande et d'une durée plus longue.

D'après les résultats obtenus par la figure (II.28), nous remarquons clairement que:

- La tension est continu Elle comporte 2 niveaux : + 24V / -24V
- La sortie du convertisseur DC/AC est quasi sinusoïdale et comporte des ondulations à la fréquence de la porteuse (100 Hz).
- Le spectre par défaut de la courbe de courant au début d'une petite longueur d'onde et de courte durée.

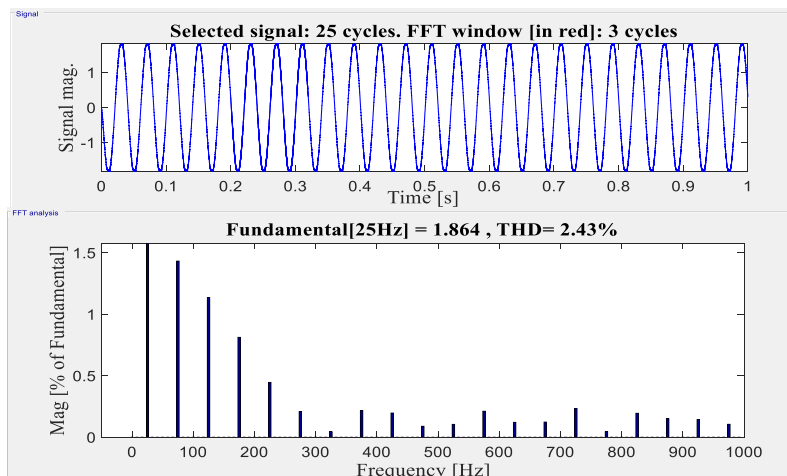


Figure II. 29: Spectre courant de simulation de commande MLI hystérésis pour $f_r=25\text{Hz}$

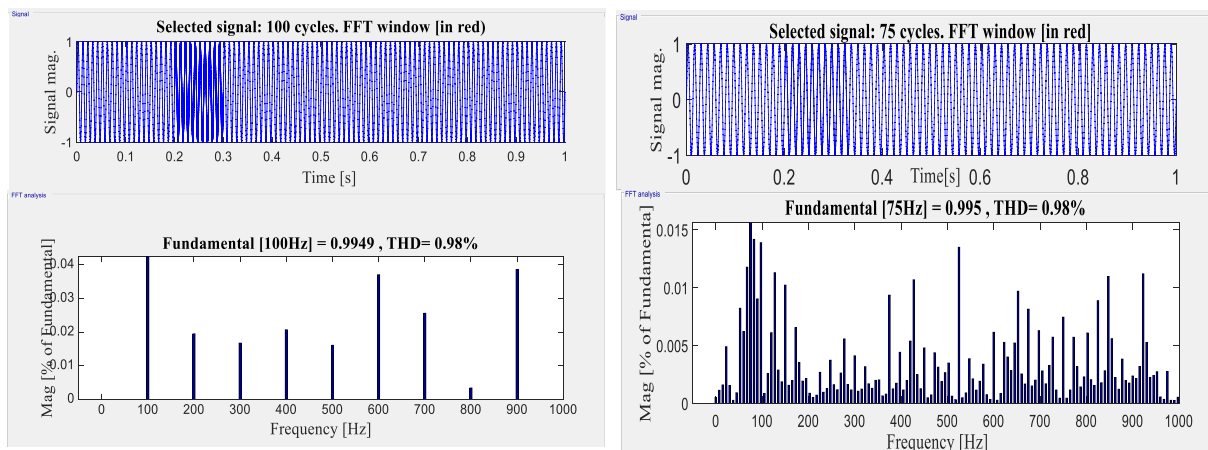


Figure II. 30: Spectre courant de simulation de commande MLI hystérisé pour $f_r=75\text{Hz}$ et 100Hz

• **Discussions et interprétations :**

L'analyse spectrale présente les différents harmoniques qui sont la cause de cette distorsion. Ainsi le taux de distorsion harmonique pour cette technique est mieux que les techniques des commandes MLI sin et MLI sin porteuse au-dessus tel que le THD égale 2.43%.

Tableau II. 6: Comparaison de FTT pour différents fréquences

Type de commande	Fr (Hz)	THD
Commande MLI hystérisé	25	2.43
	75	0.98
	100	0.98

Dans tableau (II.6) : Le taux de distorsion harmonique actuel aux fréquences 25 et 75 et 100 a à peu près le même rapport. Du tableau de comparaison des prix à la technique de contrôle de l'onduleur, on trouve que le THD est constant de commande MLI l'hystérésis est meilleure que les autres types de commande.

D'autre part, le nombre de commutation de le technique MLI hystérésis et plus que les autres techniques mais les pertes de commutation très important.

- **Comparaison entre commande MLI sinusoïdale et sinusoïdale à porteuse au-dessus et hystérésis :**

Tableau II.7 : Comparaison de FTT pour différents fréquences

Type de commande	f_r (Hz)	THD
Commande MLI sinusoïdale	25	5.92
	100	3.78
Commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus	25	2.43
	100	1.72
Commande MLI hysteresis	25	2.43
	100	0.98

- **Interprétation des résultats de tableau :**

Dans Tableau (II.7) : Lorsque le commande MLI sinusoïdale Ma poche est plus haute par rapport à le commande MLI hystérésis Et cela est dû au fait que le commande MLI sinusoïdale contrôlent le nombre d'ondes, tandis que le commande MLI hystérésé fonctionnent pour comparer avec le courant réel.

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et simulation de l'onduleur monophasé ainsi que les différentes stratégies de commande des onduleurs. Les techniques commande réalise sur simulation sont : MLI sinusoïdale, MLI sinusoïdale porteuse au-dessus, MLI hystérésé.

Les résultats de la simulation présentée des différences dans le THD lorsque on change la technique de commande. En plus, la fréquence de porteuse ou le nombre de commutations donne effet important sur la distorsion d'harmoniques.

Ce chapitre conte étude théorique pour la partie réalisation pratique d'onduleur monophasée dans le chapitre suivant.

Chapitre *III*: Réalisation et implémentation de l'onduleur

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre nous allons réaliser un onduleur de tension monophasé. En premier lieu, le choix de composants est très important pour assurer le bon fonctionnement de l'onduleur.

Dans l'onduleur on a deux parties essentielles, soit le circuit de commande et de puissance. Pour le circuit de commande on a le circuit de pilote d'amorçage de gâchette (Gate drive) par la techniques bootstrap comme bien démontré dans le chapitre 1, aussi on a ajouté le circuit d'isolation optique par optocoupleur.

Le circuit de puissance réaliser par des IGBTs et commandé par le circuit de commande et le contrôleur. En fin, nous présenterons les résultats de l'application de technique MLI du contrôle pour confirmer la validation des circuits réalisé.

III.2. Choix des composants :

En commençant par la présentation des différents composants intervenants dans sa réalisation, comme vu dans le premier chapitre la partie puissance il comporte quatre IGBT, monter au dos de chaque IGBT un radiateur.

III.2.1. Circuit de puissance de l'onduleur monophasée :

III.2.1.1. Choix d'interrupteur :

- **Le transistor :**

Le premier transistor à été créé par shockley en 1951, ce dispositif extraordinaire emballa les esprits et chacun prédit de multiples applications à ce nouveau dispositif. L'impact du transistor sur l'électronique fut énorme, il à permit la création déroutes sortes de dispositifs tels les circuits intégrés le micro processeurs, presque tous les appareils électroniques conçus actuellement comportent ce dispositif [19].

- **Le transistor bipolaire à jonction (BJT) :**

Le transistor BJT (Bipolaire jonction Transistor) ou transistor bipolaire à jonction, est un interrupteur électronique doté de trois régions à semi-conducteurs séparées par deux jonctions PN, ces trois régions sont appelées : Emetteur, Base et Collecteur.

La jonction PN reliant la région de la base à celle de l'émetteur est appelée :

- Jonction Base-Emetteur.

- La jonction reliant la région de la base à celle de collecteur est appelée :

Jonction Base-collecteur.

- **Structure et symbole du transistor bipolaire :**

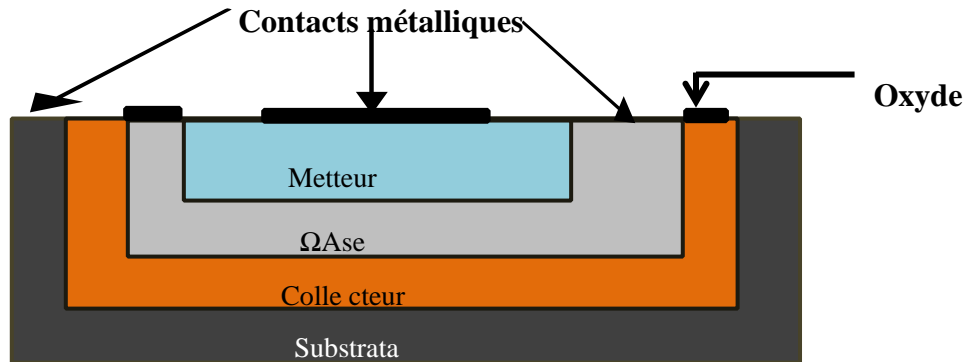


Figure III. 1: Vue en coupe de la structure de base d'un transistor bipolaire

- **Transistors MOSFET :**

La grille métallique est isolée du substrat semi-conducteur par une couche d'oxyde d'où le nom de MOS (métal oxyde semi-conducteur). Par action sur la tension de commande v_{GS} , on varie le passage de courant « I_D » du drain vers la source [20].

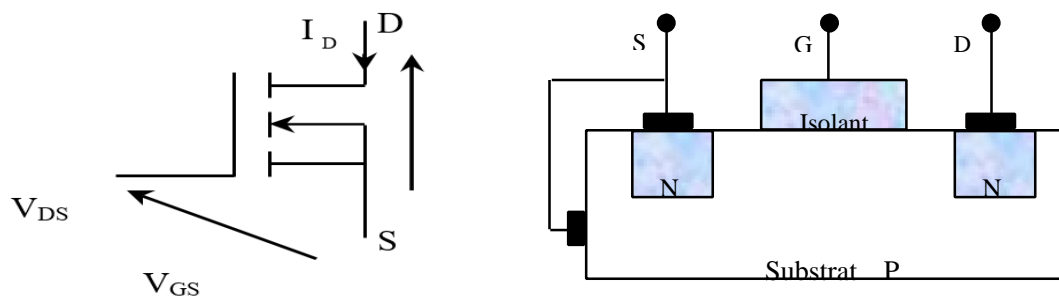


Figure III. 2: Structure transistor MOSFET à canal N

- **Le transistor IGBT :** (Insulated Gate Bipolar Transistor ou transistor à grille isolée).

C'est un interrupteur électronique qui représente un compromis entre les différents avantages des MOSFETS et Bipolaire, il est similaire au MOSFET (en possédant une importante impédance de grille autorisant une commutation rapide et une faible énergie de commande) et au bipolaire en possédant des tensions très élevées au blocage et courants élevé à la conduction. Il est largement utilisé par les applications comprises entre 600V et 4,5KV [20].

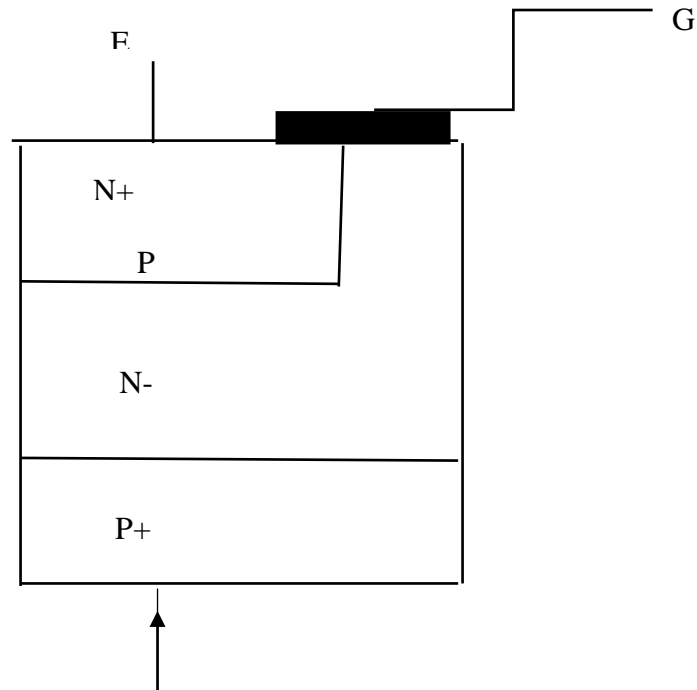


Figure III. 3: Structure d'un transistor IGBT

III.2.1.2. Le semi-conducteur utilisé :

Dans ce travail nous allons utiliser le modules d'IGBT UFG40N60, nous donnons sur l'estimation dynamique de dv/dt , avalanche de Répétitive a évalué, trou de support central d'isolement, la commutation rapide, facilité de la mise en parallèle, conditions simples d'entraînement.

III.2.1.3. IGBT UFG40N60 :

Utilisant la nouvelle technologie Field Stop IGBT, les IGBT Field Stop d' ON Semi-conducteur offrent des performances optimales pour les onduleurs solaires, les onduleurs, les soudeuses, les fours à micro-ondes, les télécommunications, les applications ESS et PFC où de faibles pertes de conduction et de commutation sont essentielles [21].

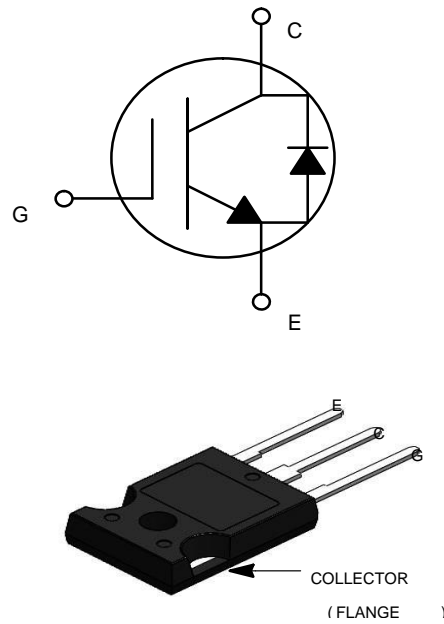


Figure III. 4: IGBT UFG40N60

III.2.1.4. Radiateur :

La cause principale de l'endommagement des composants dans la majorité des cas, c'est l'augmentation de température pour cela on va monter au dos de chaque IGBT un radiateur dissipateur en aluminium représenté sur la Figure (III.5) l'utilisation de ce métal parceque l'aluminium est un bon conducteur de chaleur.



Figure III. 5: Radiateur

III.2.1.5. Schéma électrique de la carte puissance :

La simulation c'est le premier et la grande étape dans la réalisation d'une carte électronique dans ce travail on utilise des outils de simulation fonctionnelle et électronique come peut le voir sur le Figure (III.6) on dessine cette schéma avec logiciel PORTEUSE la partie ISIS en utilisant les bibliothèques des composantes, ainsi nous pouvons tester le comportement du circuit.

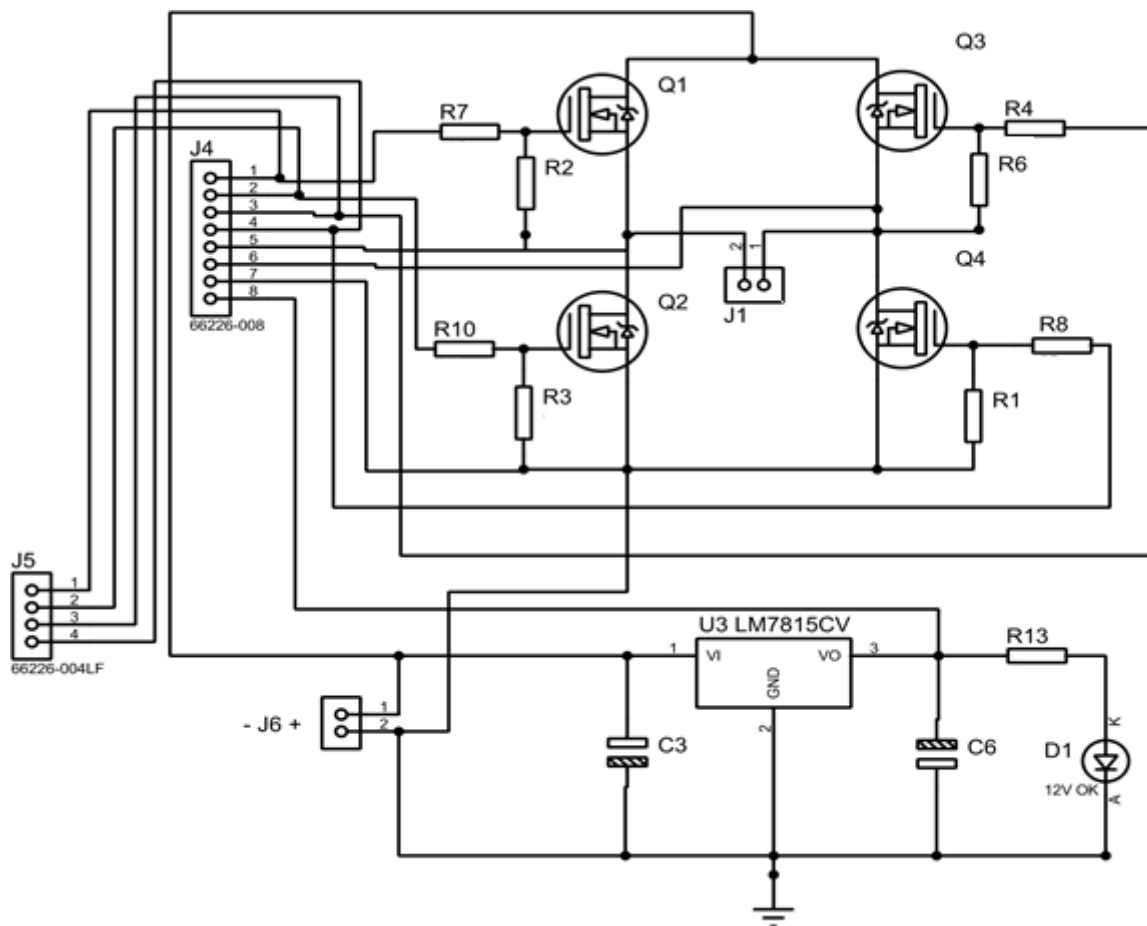


Figure III. 6: Schéma électrique de la partie puissance avec ISIS

Après nous avons préparé et simulé correctement le circuit à l'aide d'ISIS on utilise la deuxième partie de logiciel PORTEUSE appelé ARES pour dessiné le schéma de circuit imprimé. L'avantage d'utiliser ARES est on pourra facilement la réalisation des plusieurs circuits imprimés identiques, et fabriquer des circuits imprimés complexes ainsi que cela est représenté le schéma de circuit imprimé de la partie puissance sur la Figure (III.7) plaçant les composants et traçant les pistes directement.



Figure III. 7: Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES

Une fois les connexions établies il est possible d'effectuer un routage automatique des pistes. Le routage est régi par des à certaines conditions (thermiques, électrostatiques, ...). On peut ainsi obtenir sa réalisation parfois plus complexe qu'il n'y paraît.

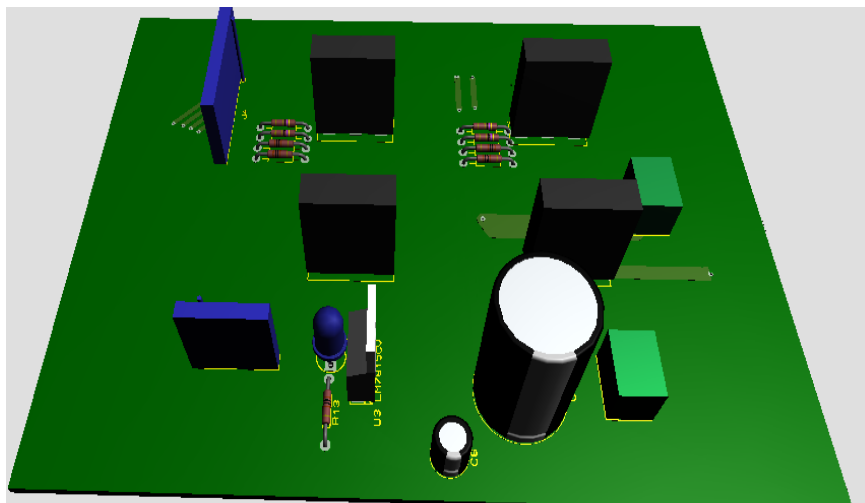


Figure III. 8: Schéma de circuit imprimé de la partie puissance 3D

III.2.1.6. Réalisation de la carte de puissance :

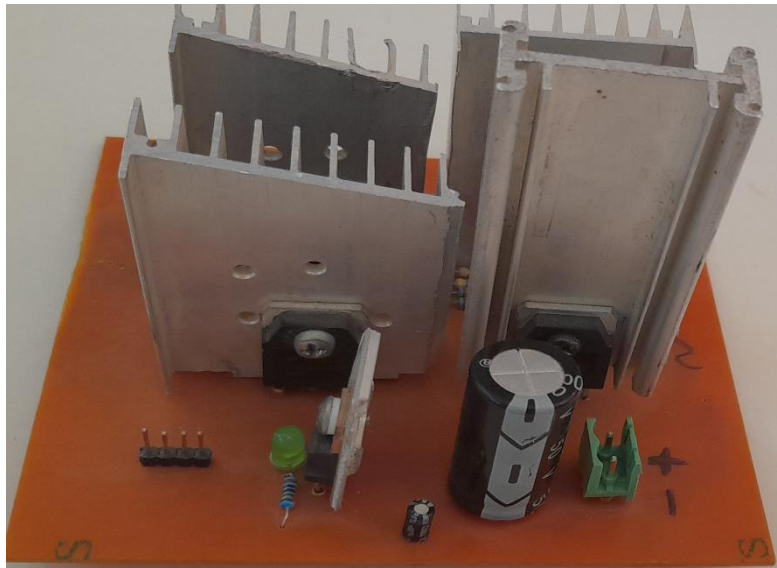


Figure III. 9: Photo de la carte de puissance

III.2.2. Circuit de commande de l'onduleur monophasé :

Dans cette partie on va réaliser un montage qui va faire la conversion numérique analogique d'impulsion générée par la carte Arduino et assurer la tension suffisante pour attaquer la grille d'MOSFET de notre carte.

III.2.2.1. Les composants de la carte de commande :

Les composants utilisés pour la réalisation de la carte de commande, nous allons parler ci-dessous :

- **Driver IR2113:**

L'IR2113 (IRF2113 de International Rectifier) c'est un circuit intégré voir la Figure (III.10) (a) à grande vitesse, constitué 14 pins, il ya de pin utilisé pour garantir une impulsion suffisante pour commander un transistor MOSFET ou un IGBT de la parte puissance, la Figure (III.10) (b) présente un synoptique simplifié de fonctionnement du circuit IR2113 dans sa mise en œuvre.

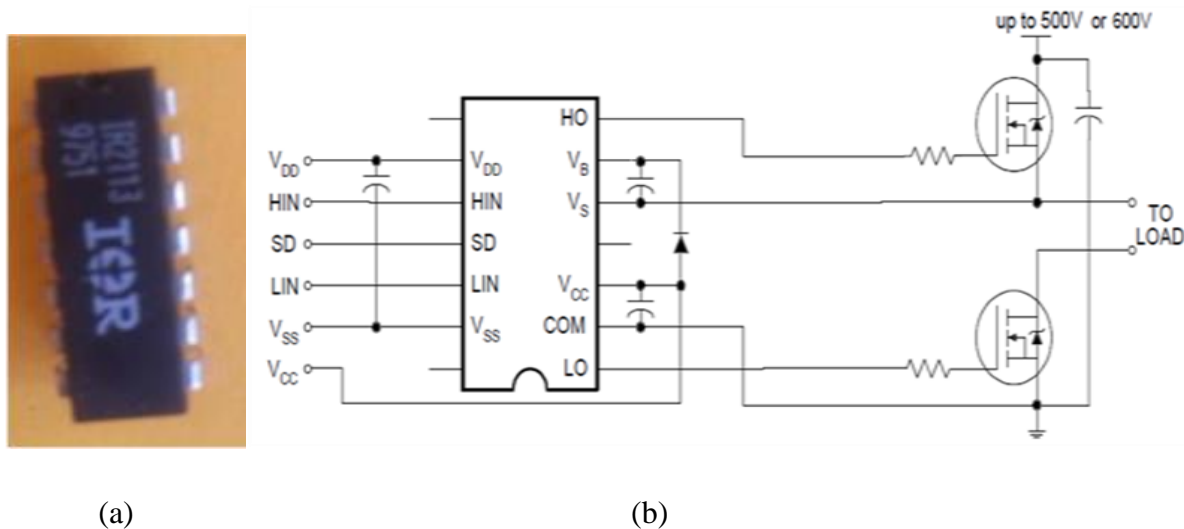


Figure III. 10: Synoptique simplifié de fonctionnement

Ce circuit constitue aussi un système de protection son rôle est de bloquer le fonctionnement du circuit de commande en cas où la tension d'alimentation +15V diminue (en dessous de 10V), et il surveille le courant de charge de l'onduleur côté continu donc il protège le circuit de puissance contre les surintensités de défaut. Les impulsions complémentaires avec un décalage nommé

'Dead time' (pour éviter la conduction de deux interrupteurs d'un seul bras au même temps il est d'ordre des microsecondes), le décalage entre l'impulsion d'interrupteur [22].

- **Optocoupleur HCN74 :**

Le CNY74-2 et le CNY74-4 consistent en un phototransistor couplé optiquement à une diode émettrice infrarouge à l'arséniure de gallium dans un fil 8, resp. Boîtiers doubles en ligne en plastique à 16 fils.

Les éléments sont montés sur une grille de connexion en technique coplanaire, fournissant une distance fixe entre l'entrée et la sortie pour les exigences de sécurité les plus élevées.

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. Il s'appelle un coupleur optique ou photo coupleur (optocoupleur ou optoisolation) est constitué d'un émetteur (DEL : diode électroluminescente), d'un récepteur (photodiode, phototransistor, photothyristor, phototriac), dans ce travail on utilise le type

HCN74 pour assurer l'isolation galvanique entre le circuit de commande et celui de puissance pour la protection du circuit [23].

Parmi les problèmes rencontrés avec l'optocoupleur utilisé, le CNY-74-4 est lourd ou le retard de l'impulsion générée par le contrôleur par rapport à l'impulsion des gâchettes atteignant jusqu'à 40 μ s.

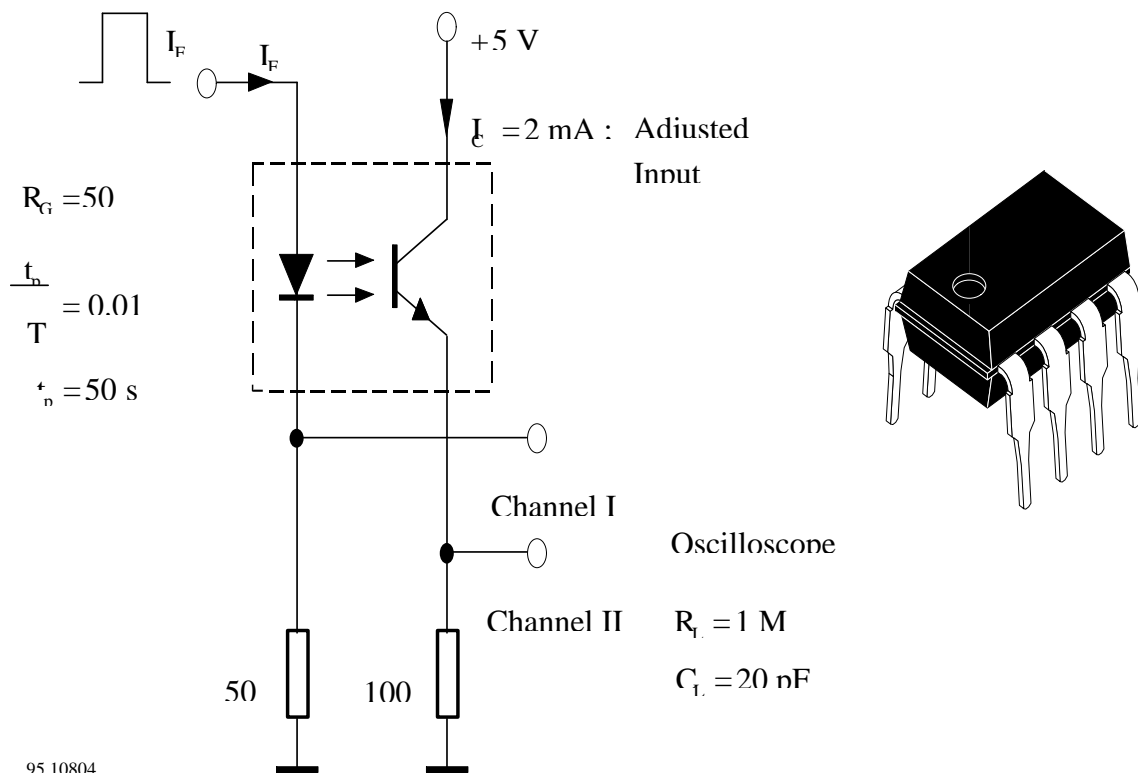


Figure III. 11 : Optocoupleur hcn74

- **Régulateur de tension LM7805:**

Les régulateurs à borne positive sont disponibles dans le boîtier TO-220/D-PAK et avec plusieurs tensions de sortie fixes, ce qui les rend utiles dans une large gamme d'applications. Chaque type utilise une limitation de courant interne, un arrêt thermique et une protection de zone de fonctionnement sûre, ce qui le rend essentiellement indestructible. Si une dissipation thermique adéquate est fournie, ils peuvent fournir un courant de sortie supérieur à 1 A. Bien que conçus principalement comme des régulateurs de tension fixes, ces dispositifs peuvent être utilisés avec des composants externes pour obtenir des tensions et des courants réglables [24].

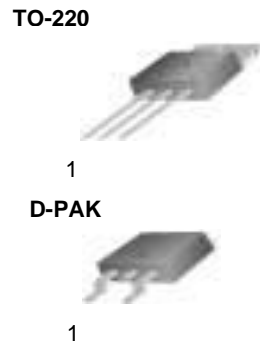


Figure III. 12: Input 2. GND 3. Output

III.2.2.2. Schéma électrique de la carte commande:

On a utilisé le logiciel ISIS PCB lay-out pour tracer le circuit de commande

Afin d'alimenter les composants avec (5, +15V,-15V), il faut réaliser un carte pour assurer l'alimentation car les composants demandent une alimentation pour.

Le schéma de circuit imprimé suivant est réalisé avec le logiciel «ARES » PCB :

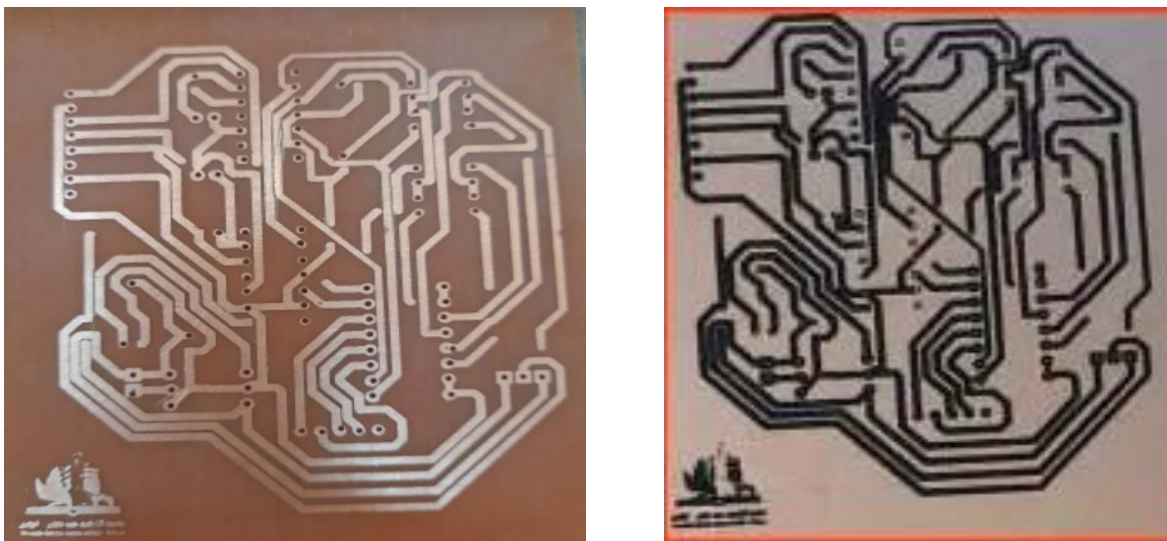


Figure III. 13: Schéma de circuit imprimé de la carte commande avec ARES

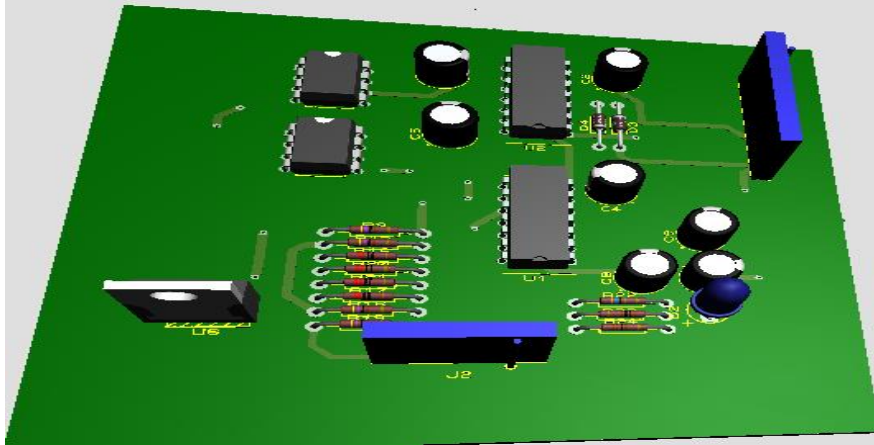


Figure III. 14: Schéma de circuit imprimé de la carte commande avec ARES

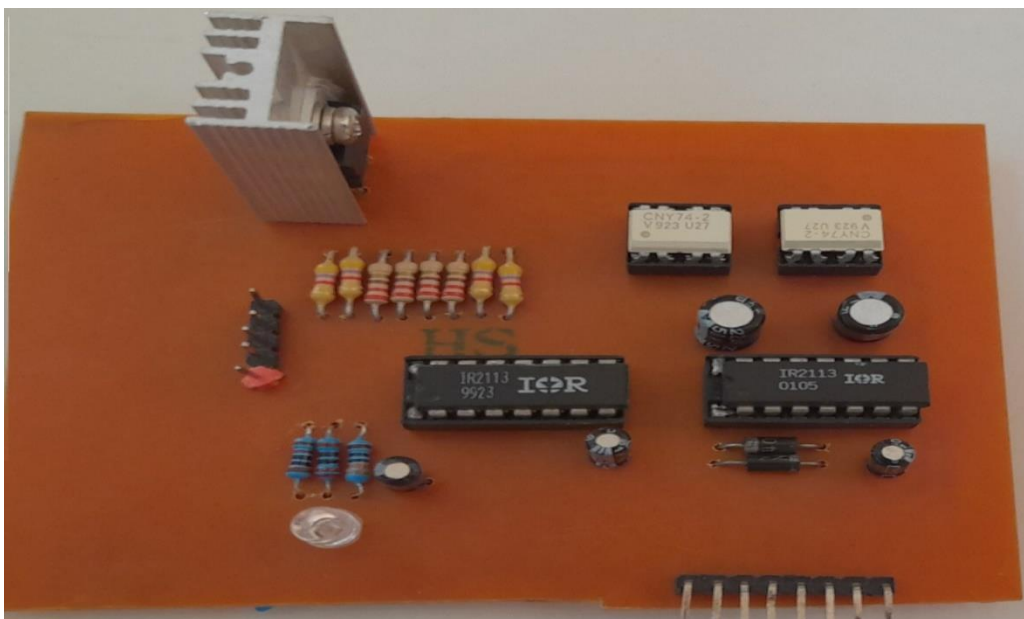


Figure III. 15: Photo de la carte électronique de commande

Après la réalisation du circuit imprimé et le soudage les composants dans la carte, maintenant on utilise les impulsions produit du circuit de commande pour attaquer les IGBTs de circuit de puissance.

III.3. Description du banc d'essais :

Le banc d'essai utilisé lors de mon projet de fin d'étude a été l'implémentation deux programmes de commande. Le premier programme créer la commande MLI sinusoïdale et l'autre créer la commande MLI à porteuse au-dessus, cette commande l'introduction d'une nouvelle carte de commande à base de l'Arduino Uno.

La photo du banc d'essais expérimentaux présenté sur la Figure (III.16) :

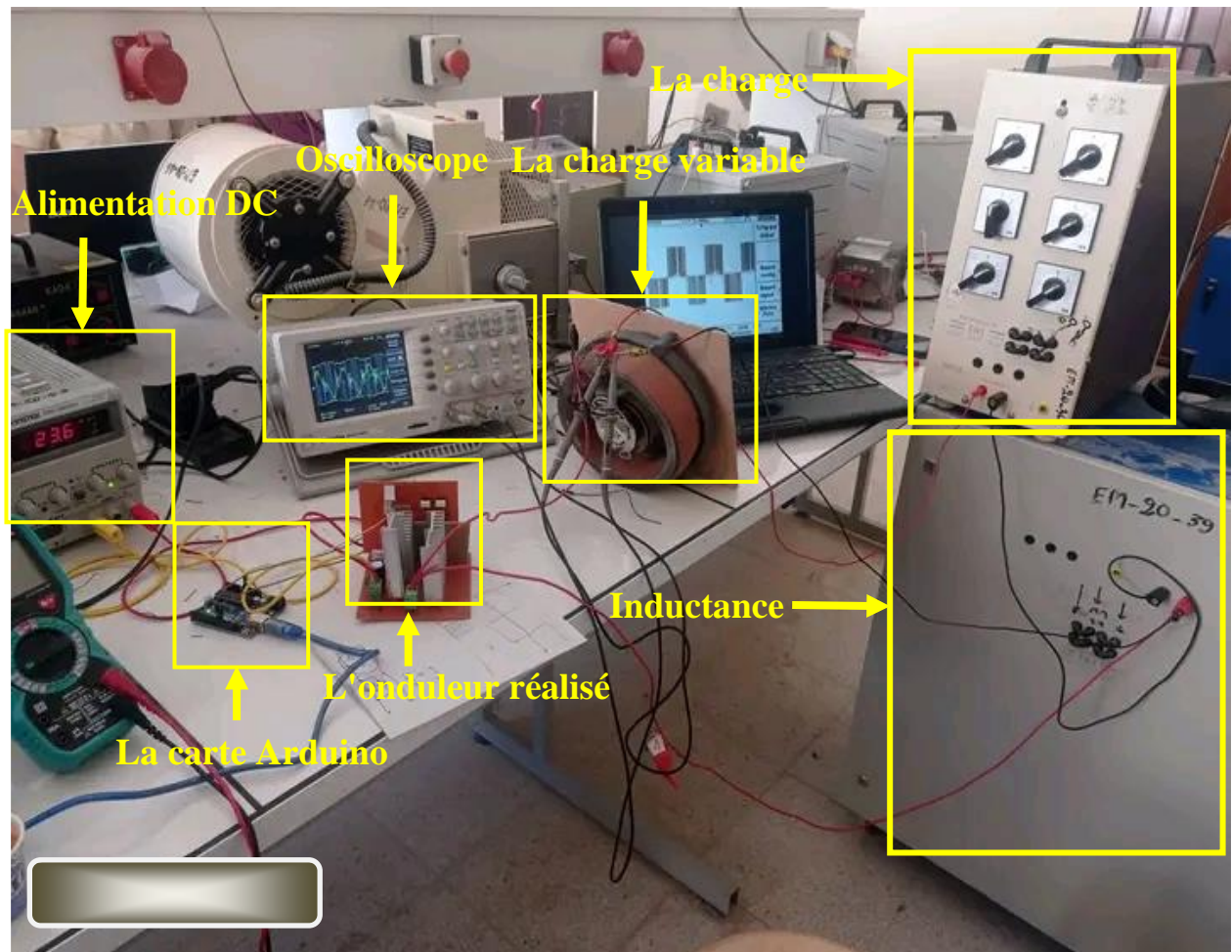
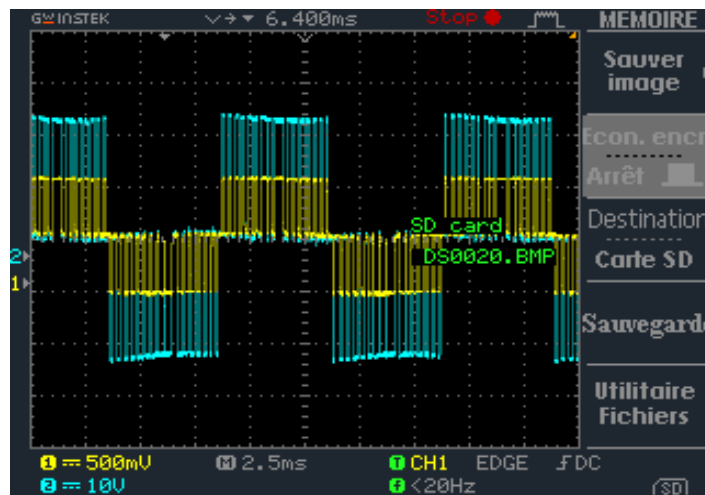


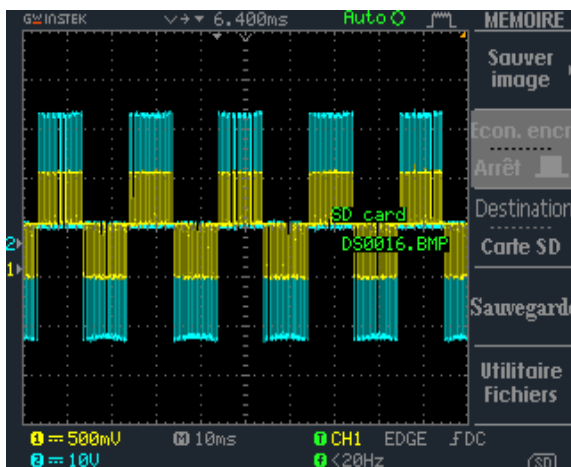
Figure III. 16: La photo du banc d'essais expérimentaux

Nous appliquons la commande MLI sinusoïdale à la charge appliquée à la charge résistive puis appliquons la même chose à la charge (résistance + inductance).

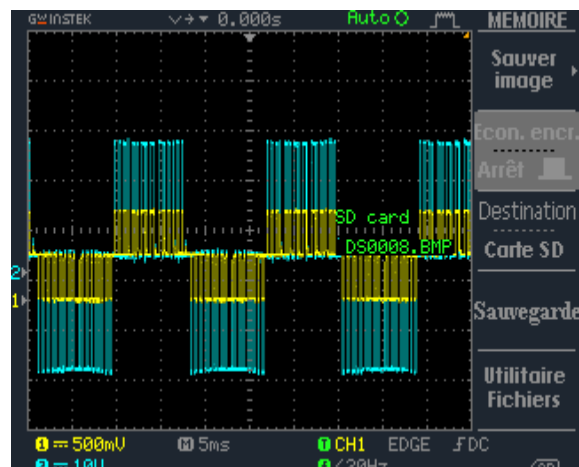
III.4. Commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus avec une charge résistive R :



Référence 25Hz



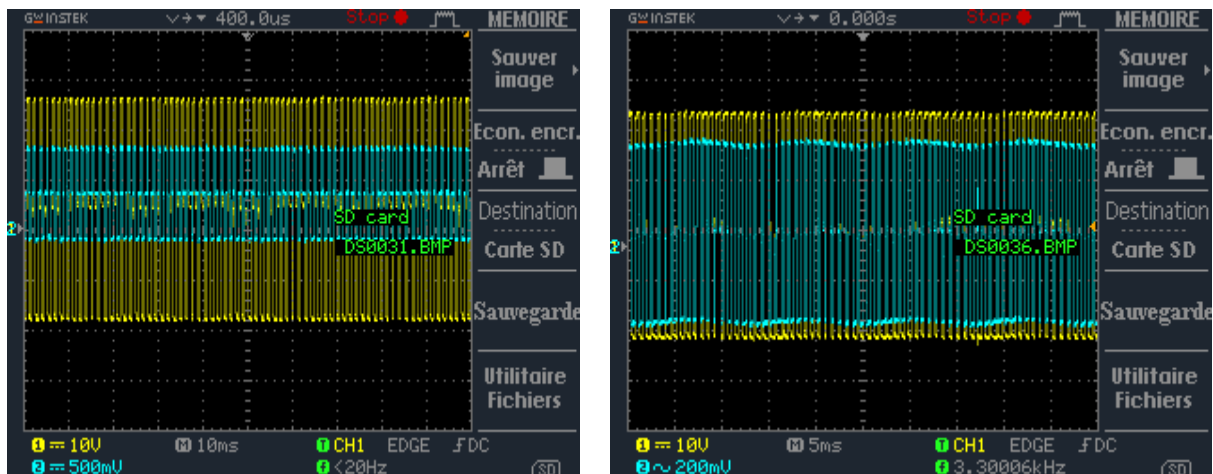
Référence 100Hz



Référence 50Hz

Figure III. 17: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale à porteuse au-dessus de charge R pour différents

III.5. Commande MLI sinusoidale à porteuse au-dessus avec une charge RL inductive



Référence 100Hz

Référence 50Hz

:

Figure III. 18: Tension et courant de commande MLI sinusoidale à porteuse au-dessus de charge RL pour différents

- **Discussions et interprétations :**

Figure(III.17), pressant la commande MLI sinusoidale pour différent valeur de fréquence remarqué la forme de la courante simulie à la fourme de tension a causé la charge résistive :

- La valeur pare de la tension est 24v et -24v a pour la tension continu est 24 V_{dc}.
- Le courant pesante 500mV dons la valeur max du courant +0.5A et -0.5

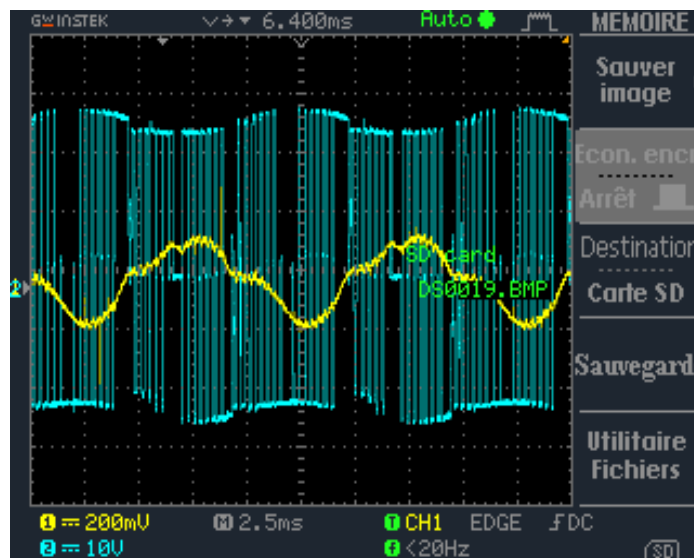
Figure(III.18), pressant la commande MLI sinusoidale à porteuse au-dessus pour différent valeur de fréquence remarqué la forme du courant à plus proche a la fourme sinusoidale à porteuse au-dessus de tension a causé la charge inductive :

- La valeur pare de la tension est 24v et -24v a pour la tension continu est 24 V_{dc} .
- Le courant pesante 500mV dons la valeur max du courant :

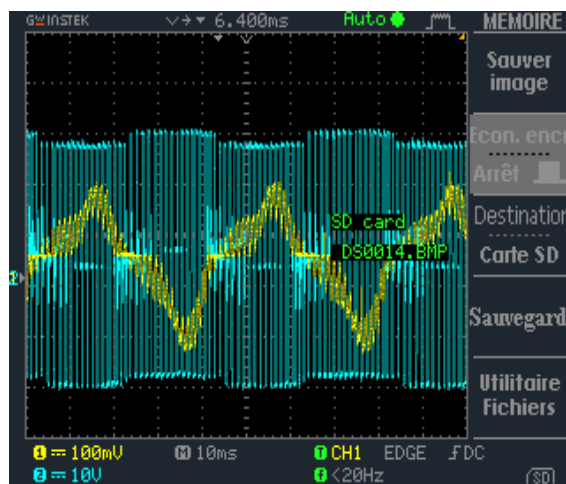
50Hz : +0.38A et -0.38A

100Hz : +0.5A et -0.5A

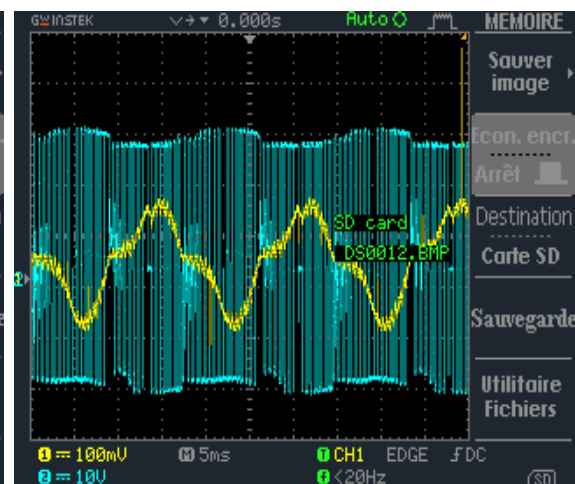
III.6. Commande MLI sinusoïdale avec une charge résistive R :



Référence 25Hz



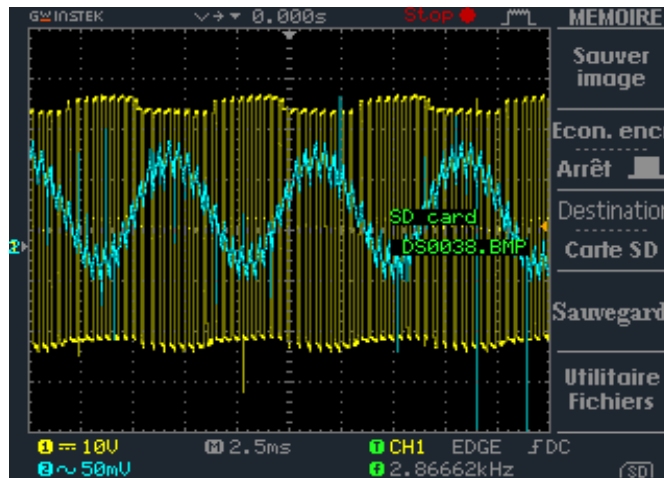
Référence 100Hz



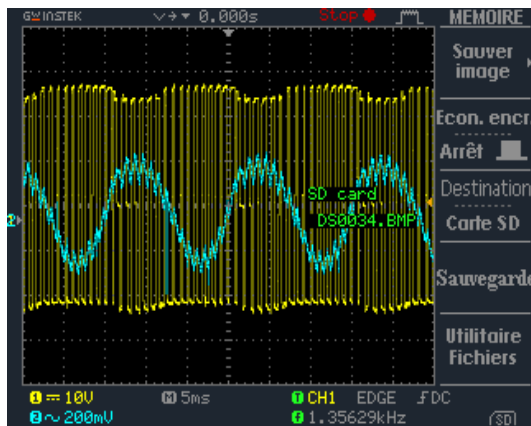
Référence 50Hz

Figure III. 19: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale de charge R pour différents

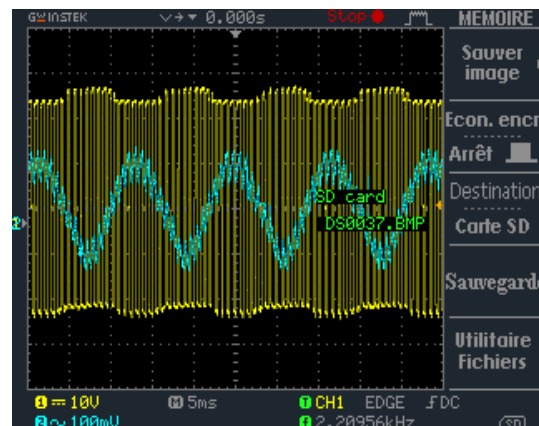
III.7. Commande MLI sinusoïdale avec une charge RL inductive :



Référence 25Hz



Référence 100Hz



Référence 50Hz

Figure III. 20: Tension et courant de commande MLI sinusoïdale de charge RL pour différents

• **Discussions et interprétations :**

Figure (III.19), pressant la commande MLI sinusoïdale pour différent valeur de fréquence remarqué la forme de la courante simulie à la fourme de tension a causé la charge résistive :

- La valeur pare de la tension est 24v et -24v a pour la tension continu est 24 V_{dc}.
- Le courant pesante 100mV dans la valeur max du courant :

50Hz : +0.09A et -0.19A.

100Hz :+0.1A et -0.2A.

Figure(III.20), pressant la commande MLI sinusoïdale pour différent valeur de fréquence remarqué la forme du courant à plus proche a la fourme sinusoïdale à porteuse au-dessus de tension a causé la charge inductive :

- La valeur pare de la tension est 24v et -24v a pour la tension continu est $24 V_{dc}$.
- Le courant pesante 200mV dons la valeur max du courant +0.1A et -0.1A

III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons réalisé l'onduleur monophasé avec différentes techniques de contrôle MLI pour assurer la mise en service avec le bon fonctionnement de l'onduleur. Tout d'abord, le choix des composants électroniques, soit des IGBT, soit des pilotes de gâchette. Puis réalisation sur le logiciel Proteus pour confirmer la validité du choix puis pour désigner le PCB (Printed Circuit Board) pour imprimer le circuit en plaque de cuivre.

Enfin la réalisation dudit onduleur a été achevée, après la soudure du composant au circuit imprimé, les tests de l'onduleur confirment l'efficacité et le mode de fonctionnement de l'onduleur avec différentes techniques MLI selon la forme du courant est plus proche sous forme sinusoïdale.

Comme perspective de suivre ce travail est la réalisation d'un onduleur triphasé avec des techniques de contrôle prédictif et la technique MLI.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail vise à présenter une étude théorique, simulation et réalisation pratique de l'onduleur monophasée à mise en place de bancs d'essais expérimentaux.

Le mémoire est organisé en trois chapitres comme suite :

Le chapitre 1 : nous avons montré l'importance de l'onduleur et ses applications dans le domaine de l'électronique de puissance ainsi ses différents types et sa structure générale ainsi que les différents circuits et technique de pilotage de gâchette.

Le chapitre 2 : nous avons présenté la modélisation et simulation de l'onduleur monophasé ainsi que les différentes stratégies de commande des onduleurs. Les techniques commande réalise sur simulation sont : MLI sinusoïdale, MLI sinusoïdale porteuse au-dessus, MLI hystérisé, Les résultats de la simulation présentée des différences dans le THD lorsque on change la technique de commande.

Chapitre 3 : dans ce chapitre, nous avons réalisé l'onduleur monophasé avec différentes techniques de contrôle MLI pour assurer la mise en service avec le bon fonctionnement de l'onduleur. Tout d'abord, le choix des composants électroniques, soit des IGBT, soit des pilotes de gâchette. Puis l'implémentation sur le logiciel Proteus pour confirmer la validité du choix puis pour désigner le PCB (Printed Circuit Board) pour imprimer le circuit en plaque de cuivre.

Enfin la réalisation dudit onduleur a été achevée, après la soudure du composant au circuit imprimé, les tests de l'onduleur confirment l'efficacité et le mode de fonctionnement de l'onduleur avec différentes techniques MLI selon la forme du courant est plus proche sous forme sinusoïdale.

Comme perspective de suivre ce travail est la réalisation d'un onduleur triphasé avec des techniques de contrôle prédictif et la technique MLI.

Bibliographie

- [1] S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternatif (volume 4). Edition tec doc, 1995.
- [2] Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [3] T. Wildi : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).
- [4] Aissamane Alia, MISE EN ŒUVRE D'ALGORITHME MLI VECTORIELLE AVEC UNE CARTE DSPACE DS 1102, Mémoire de fin d'études Présenté en vue de l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique, UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU, 2008.
- [5] Prof : MR KOUDAIR BOUBKER CPGE Réda Slaoui-Agadir SI-GE TSI-Spé 2017/18.
- [6] Henri FOCH, Professeur " Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications", universités Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse 10 nov. 1998.
- [7] F.Mnif, Y.Dubé, K.AI-Haddad, " Étude de Nouvelles Approches de Commande d'un Convertisseur de Puissance CC-CA" Proceeding of the Electrical and Computer Conference. Ottawa, sept. 1990, pp.33.5.1-33.5.4.
- [8] F.Boudjema, M.Bascardin, P. Bidan, J.C. Marpinard, M. Valentin and J.L.Abautit, " VSS Approach to a Full Bridge Converter of AC Sine Voltage" Proc. of the IEEE Electronics Specialists Conference 1989 , pp. 84-88
- [9] G. Dauphin-Tanguy, Les bond graphs et leur application en mécatronique, Techniques d'ingénieur, traiter Informatique industrielle, S 7 2222, 1999.
- [10] M. Vergé, D. Jaume. Modélisation structurée des systèmes avec les Bond-Graphs, Editions TECHNIP 2004.
- [11] M. Chami, Modélisation et simulation des systèmes multi-physiques à l'aide de réseaux dynamiques hybrides à composants : Application à la conversion d'énergie et au transport électrique terrestre. Thèse de Doctorat université de Franche-Comté et de l.
- [12] Web site:<https://circuitdigest.com/electronic-circuits/single-phase-half-bridge-and-full-bridgeinverter-circuit-using-matlab>.
- [13] Web_site:https://www.academia.edu/10869401/single_phase_inverter_control_by_spwm_technique.
- [14] Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques».

- [15] P. Barrade: 'Electronique de Puissance: Méthodologie et Convertisseurs Elémentaires/ Lausanne Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première édition 2006.
- [16] BENMIRA Hassan. Implantation de la commande vectorielle spatiale dans un circuit dédié. Université du québec 2003. MLI simple et multiple.
- [17] Dr. Labiod Chouaib cours « Modélisation de l'association convertisseurs-machines »Année universitaire : 2021/2022.
- [18] M. Madjid BOUDJEDAIMI « Commande d'un onduleur par des approches basées sur des réseaux de neurones artificiels »Thèse Magister, soutenu le 27/09/2009 (com hystérisé).
- [19] Henri FOCH, Professeur " Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications", universités Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse 10 nov. 1998.
- [20] Mr: SOYED-Abdessam Cours d'électronique de puissance 93 .
- [21] IGBT UFG40N60 Datasheet(site internet, www.onsemi.com).
- [22] Driver IR2113 Datasheet(site internet, www.irf.com).
- [23] Optocoupleur HCN74 Datasheet(site internet, www.vishay.com).
- [24] Régulateur de tension LM7805 Datasheet (site internet, www.fairchildsemi.com).