

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université A. MIRA – BEJAIA



Faculté de Technologie  
Département de Génie électrique  
Spécialité : Energies renouvelables

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme de Master

Thème

*ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE CARTE  
D'AUTO-PILOTAGE POUR LES  
CONVERTISSEURS STATIQUES*

*Réalisé par :*

*Mme Amrane Anais*

*Mr Madi Khaled*

*Encadré par :*

*Pr. Rekioua Toufik*

*Co-Encadré par :*

*Mr Azil A/Ghani*

*Promotion 2023/2024*

## ***Remerciements***

Le travail de ce mémoire a été réalisé au **laboratoire de Technologie Industrielle et de L'information(LTII)** de l'université de Bejaia sous la direction du professeur REKIOUA Toufik.

Nous remercions tout d'abord Allah qui nous a aidés à surmonter les difficultés, et de nous avoir donné la volonté et le courage pour élaborer ce travail.

Nos remerciements vont à notre promoteur Le Professeur REKIOUA Toufik, d'avoir dirigé ce mémoire, ainsi que pour ses conseils et aide précieuse.

Nos remerciements vont aussi à notre Co- promoteur Mr Azil A/Ghani pour son aide.

Nos remerciements vont aux doctorants présents au laboratoire pour leur aide et conseils.

Nous remercions les membres du jury pour avoir accepté de juger ce travail et nous avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Nous remercions vivement tous les enseignants d'Electrotechnique.

## *Dédicaces*

*À mon cher défunt père, Lui qui croyait toujours en moi et qui aurait été fier.*

*À ma chère mère, pour son amour inconditionnel*

*À mon frère, mon pilier sur lequel je me suis toujours appuyé.*

*À ma belle-sœur et à ma petite Océane que j'adore.*

*À mon fiancé, mes tatas, et toute ma famille pour leurs encouragements, source  
infinie de soutien et d'amour.*

*À mes amies, et sans oublier Happy.*

*Avec gratitude et amour infini, je vous dédie ce travail.*

*ANAIS. A*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce mémoire à mes chers parents, dont le soutien indéfectible et les sacrifices constants ont rendu ce travail possible.*

*À ma mère, pour son amour inconditionnel, ses encouragements, et ses nombreux conseils avisés.*

*À mon père, pour sa patience, sa sagesse, et son soutien sans faille.*

*Vous êtes ma source d'inspiration et je vous dois tout.*

*Je remercie également mes sœurs et mon frère pour leur présence et leur encouragement tout au long de ce parcours. Votre ténacité, votre bravoure, et votre bienveillance m'ont constamment motivé.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers ma chère fiancée, qui m'a soutenu sans réserve dans tous les aspects de ma vie.*

*Merci pour ton écoute, ta compréhension, et tes conseils précieux.*

*Enfin, je souhaite exprimer ma gratitude à mon ami Abel Ali, pour son temps, son aide, son soutien et ses précieux conseils tout au long de cette aventure.*

*Que ce travail soit bénéfique et une source de fierté pour nous tous.*

*KHALED.M*

## Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	1
<i>Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs</i> .....	2
I.1 Introduction.....	3
I.2 Semi-conducteur de puissance .....	3
I.2.1 Diode de puissance.....	3
Définition .....	3
I.2.1.2 Principe de fonctionnement : .....	4
I.2.1.3 Caractéristiques statiques d'une diode .....	4
I.2.2 Thyristor .....	5
I.2.2.1 Définition.....	5
I.2.2.2 Principe de fonctionnement .....	6
I.2.2.3 Caractéristiques statiques d'un thyristor.....	6
I.2.3 Thyristor GTO .....	7
I.2.3.1 Définition.....	7
I.2.3.2 Principe de fonctionnement .....	7
I.2.3.3 Caractéristiques statistiques d'un thyristor GTO.....	8
I.2.4 Transistor bipolaire.....	9
I.2.4 Définition.....	9
I.2.4.2 Principe de fonctionnement .....	9
I.2.4.3 Les états du transistor bipolaire .....	9
I.2.4.4 Caractéristiques statiques du transistor bipolaire .....	10
I.2.5 Transistor MOSFET .....	10
I.2.5.1 Définition.....	10
I.2.5.1 Caractéristiques statiques du transistor MOSFET :.....	11

I.2.6 Transistor IGBT.....	11
I.2.6.1 Définition.....	11
I.2.6.2 Principe de fonctionnement.....	12
I.2.6.3 Caractéristiques statiques : .....	12
I.3 Notion de commutation dans les interrupteurs .....	13
I.3.1 Caractéristiques dynamiques (modes de commutation).....	13
I.3.2 La commutation spontanée (naturelle) : .....	13
I.3.3 La commutation commandée (forcée) : .....	14
I.3.4 Caractéristiques des commutations commandées et spontanée : .....	14
I.4 Les Convertisseurs DC/DC (Hacheurs).....	15
I.5 Conclusion .....	16
<i>CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs .....</i>	<i>17</i>
II.1 Introduction .....	18
II.2 Onduleur en demi-pont.....	18
a) Structure et fonctionnement de l'onduleur en demi-pont.....	18
II.3 Onduleur monophasé en pont ou pont en H .....	20
II.3.1 Commande à onde pleine : .....	20
II.3.2 Par la modulation de largeur d'impulsion : .....	21
II.3.3 Circuits driver (ou de commande) de la grille : .....	22
II.3.4 Mise en œuvre des protections : .....	23
II.4 Conclusion.....	24
<i>Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS</i>	
<i>D'ONDULEUR.....</i>	<i>25</i>
III.1 Introduction .....	26
III.1.2 Description du Driver.....	26
III.2 Conception du Driver .....	29
III.2.1 L'optocoupleur HCPL 3120 .....	29

III.2.2 Inverseur TC4069UB .....	31
III.2.3 Driver IR2110 .....	32
III.3 Étude de la commande et simulation sur Proteus.....	35
III.3.1 Présentation du logiciel PROTEUS.....	35
III.3.2 ISIS .....	36
III.3.3 ARES .....	36
III.3.4 Vue 3D de la carte.....	37
III.4 Simulation du système par le logiciel ISIS .....	38
III.5 Circuit de retard.....	39
III.6 Simulation et visualisation du signal du Temps mort.....	40
III.7 Simulation global de la carte Driver et visualisation des signaux finaux : .....	41
III.8 Visualisation du signal à la sortie de l'onduleur .....	42
III.9 Conclusion :.....	43
<i>CHAPITRE IV : Essais expérimentaux et résultats .....</i>	<i>44</i>
IV.1 Introduction .....	45
IV.1.1 Description du banc d'essais .....	45
IV.2 Essais sur les composants de la carte de commande .....	46
IV.2.1 Essais sur L'optocoupleur HCPL3120.....	46
IV.2.2 Essais sur l'inverseur TC4069UB.....	48
IV.2.3 Essai sur le circuit RC.....	49
IV.2.4 Visualisation du signal du temps mort. ....	49
IV.2.5 Essais sur le driver IR2110 .....	51
IV.3 visualisation des signaux finaux .....	52
IV.4 Test final et visualisation des signaux du bras de l'onduleur .....	53

## Liste des tableaux

Tableau 1 : Caractéristiques des commutations commandées et spontanées [10].	15
Tableau 2 : Etats de commutations d'un pont en H [12].	21
TABLEAU 3 : CARACTERISTIQUES DU DRIVER	29
Tableau 4 : Avantages de l'alimentation DC-DC « TRACO ».	34
Tableau 5 : Avantages du capteur de courant.	34



## Liste des figures

Figure I. 1 Symbole d'une diode. ....	3
Figure I. 2 Caractéristique réelle d'une diode.....	5
Figure I. 3 Caractéristique idéale d'une diode.....	5
Figure I. 4 : Symbole d'un Thyristor. ....	5
Figure I. 5 Caractéristique réelle d'un thyristor. ....	7
Figure I. 6 Caractéristique idéale d'un thyristor. ....	7
Figure I. 7 Caractéristique idéale d'un thyristor GTO. ....	8
Figure I. 8 : Symbole d'un transistor bipolaire. ....	9
Figure I. 9 : Symbole d'un transistor MOSFET.....	10
Figure I. 10 : Symbole d'un transistor IGBT. ....	11
Figure I. 11 : Caractéristique idéale d'un transistor de puissance. ....	12
Figure I. 12 commutation spontanée (amorçage et blocage). ....	13
Figure I. 13 commutation commandée (amorçage et blocage).....	14
Figure II. 1: Structure de l'onduleur en demi-pont. ....	19
Figure II. 2 Signaux de commande de Tr1 et Tr. ....	19
Figure II. 3 Tension alternative à la sortie de l'onduleur. ....	19
Figure II. 4 Structure de l'onduleur monophasé en pont. ....	20
Figure II. 5 Principe de la MLI. ....	21
Figure II. 6 Onduleur en pont sortie bipolaire. ....	22
Figure II. 7 : Transistor haut (Q1) and transistor bas (Q2) commande la grille. ....	23
Figure II. 8 Driver Semi-Kron. ....	24
Figure III 1 Image de la carte commande (Driver). ....	26
Figure III 2 Image d'un Optocoupleur HCPL3120.....	30
Figure III 3 Digramme fonctionnel d'optocoupleur.....	30
Figure III 4 Inverseur (4069UB).....	31
Figure III 5 Diagramme fonctionnel de l'inverseur. ....	31
Figure III 6 Image du Driver IR2110.....	32
Figure III 7 Digramme fonctionnel du Driver IR2110. ....	33

Figure III 8 Illustration du TRACO utilisé. ....	33
Figure III 9 capteur de courant LEM25E.....	34
Figure III 10: Proteus 8.13. ....	35
Figure III 11 : Interface Proteus ISIS. ....	36
Figure III.12 : Interface Proteus ARES.....	37
Figure III.13 : Vue 3D de la carte commande.....	38
Figure III.14 : Représentation des signaux inversés sur Proteus. ....	39
Figure III.15 : Image du circuit RC de la carte Driver.....	40
Figure III.16 : Représentation du temps mort.....	41
Figure III.17 : Le circuit complet de la carte commande réalisée. ....	41
Figure III.18 : Signaux finaux du circuit de la carte commande. ....	42
Figure III.19 : Signal final à la sortie de l'onduleur.....	43
Figure IV. 1 : plateforme d'essai.....	45
Figure IV. 2 Signal d'entrée de l'optocoupleur HCPL3120. ....	46
Figure IV. 3 Signal de sorti de l'optocoupleur HCPL3120.....	47
Figure IV. 4 Signaux de l'inverseur 4069UB.....	48
Figure IV. 5 Représentation des signaux de retard sur l'entrée et la sortie du circuit RC. ....	49
Figure IV. 6 Allure représentative du temps mort.....	50
Figure IV. 7 Allure représentative du signal du Driver 2110. ....	51
Figure IV. 8 Signaux finaux du circuit de la carte commande.....	52
Figure IV. 9 Tension à la sortie de l'onduleur. ....	53

## Nomenclature

Is	Courant d'alimentation
Vs	Tension d'alimentation de primaire
V <sub>G(on)</sub>	Tension de gâchette de sortie à l'ouverture
V <sub>G(off)</sub>	Tension de gâchette de sortie à la fermeture
R <sub>G(on)</sub>	Résistance de gâchette pour un signal ouvert
R <sub>G(off)</sub>	Résistance de gâchette pour un signal fermé
T <sub>td</sub>	Temps mort
V <sub>CEstat</sub>	Tension de référence pour V <sub>ce</sub> de surveillance
V <sub>12</sub>	Tension de phase
C <sub>ps</sub>	Capacité de primaire au secondaire
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
BJT	Bipolar junction transistor
MCT	Mos Controlled Thyristor
DC	Direct courant
AC	Alternatif courant
IB	Courant de base
IE	Courant émetteur
Tr <sub>1</sub>	Ordre de Commande 1
Tr <sub>2</sub>	Ordre de Commande

# Introduction générale

Actuellement, l'électronique de puissance joue un rôle de plus en plus important dans divers domaines énergétiques. Cela englobe l'analyse et la conception des systèmes de commande et des composants de puissance pour les convertisseurs, la structuration de ces convertisseurs, ainsi que leur application dans divers secteurs. Les dispositifs d'électronique de puissance ont grandement influencé l'évolution de ces secteurs grâce au développement des dispositifs de contrôle et de régulation de l'énergie électrique. Pour optimiser l'efficacité et la modulation du transfert d'énergie électrique, les convertisseurs nécessitent au minimum un interrupteur de puissance commandé, piloté par un circuit de commande appelé "driver", formant ainsi la structure fondamentale du convertisseur.

Dans le cadre de notre étude, nous nous penchons sur la conception d'une carte d'auto pilotage pour un bras d'onduleur. L'objectif de cette étude est donc de combiner les principes de l'électronique de puissance, des convertisseurs électroniques et de la commande

Après une brève introduction notre projet s'organise de la manière suivante :

Le chapitre initial explore les fondements de l'électronique de puissance et l'importance de la commutation dans le fonctionnement des composants.

Le deuxième chapitre plonge dans le cœur du sujet en détaillant les onduleurs de tensions utilisés.

Le troisième chapitre se tourne vers la conception pratique d'une carte d'auto-pilotage (driver) pour un bras d'onduleur. Nous explorons les composants nécessaires, leurs caractéristiques et utilités, tout en planifiant leur simulation sur le logiciel Proteus. Cette simulation permettra une analyse approfondie des signaux d'entrée et de sortie, conduisant à une optimisation efficace du circuit.

Enfin, le dernier chapitre présente la phase de validation expérimentale, où le circuit de commande est soumis à des tests pour confirmer son bon fonctionnement. Les résultats obtenus serviront de base solide pour valider la performance du système dans des conditions réelles, assurant ainsi l'efficacité de l'onduleur.

# **Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs**

### I.1 Introduction

L'électronique de puissance vise à convertir et à contrôler la puissance électrique à l'aide de composants électroniques de petite taille. Pour les fortes puissances, ces opérations doivent se faire avec des pertes minimales afin d'éviter la dissipation excessive de chaleur dans les composants, qui pourrait compromettre leur fonctionnement.

Les composants doivent fonctionner dans deux états distincts, en effectuant des transitions rapides et peu consommatrices pour respecter les contraintes thermiques. Ce processus est appelé commutation et ressemble au fonctionnement des interrupteurs mécaniques.

Ainsi, l'électronique de puissance est intrinsèquement une électronique de commutation, où les composants peuvent être modélisés comme des interrupteurs électroniques avec des états ouverts ou fermés, et des transitions d'ouverture et de fermeture [1].

### I.2 Semi-conducteur de puissance

#### I.2.1 Diode de puissance

##### Définition

La diode est un composant électronique non commandable, constitué d'une jonction PN, permettant le passage du courant électrique uniquement dans un sens, de l'Anode (A) vers la Cathode (K). En électronique de puissance, la diode agit comme un interrupteur à deux bornes, autorisant la circulation du courant uniquement de l'Anode vers la Cathode [2].

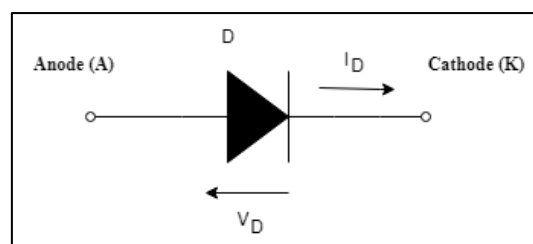


Figure I. 1 Symbole d'une diode.

### I.2.1.2 Principe de fonctionnement :

La diode peut fonctionner de deux manières :

- **Polarisation directe** : En appliquant une tension positive assez forte entre l'anode et la cathode, la diode conduit le courant.
- **Polarisation inverse** : En appliquant une tension inverse entre l'anode et la cathode, la diode bloque le courant, bien qu'un très faible courant (de l'ordre du microampère) puisse passer.

Si la tension inverse dépasse une certaine valeur (généralement 50 V ou plus), la diode « claque » et un courant inverse commence à circuler de la cathode vers l'anode. Cette tension inverse de claquage est appelée tension inverse de crête [3].

### I.2.1.3 Caractéristiques statiques d'une diode

Voici les caractéristiques statiques d'une diode :

- **À l'état passant** :
  - **Chute de tension** : Elle résulte de la tension de seuil (généralement 0,7 V pour le silicium) et de la résistance interne de la diode.
  - **Courant maximum permanent** : Il représente le courant continu maximal sûr, atteignant environ 140 ampères RMS pour les diodes les plus robustes.
- **À l'état bloqué** :
  - **Tension maximale admissible** : La diode peut supporter une tension inverse maximale, parfois dépassant 5 000 V crête. Cela assure une protection contre les tensions inverses élevées sans dommages [4].

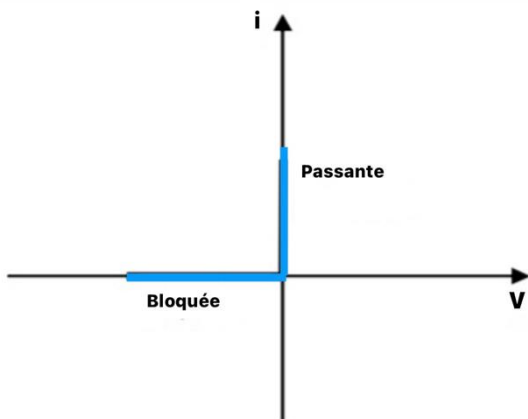


Figure I. 3 Caractéristique idéale d'une diode

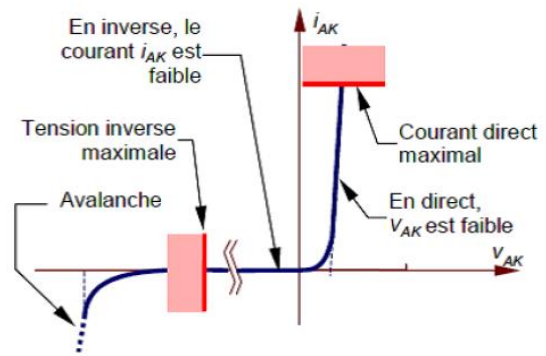


Figure I. 2 Caractéristique réelle d'une diode.

## I.2.2 Thyristor

### I.2.2.1 Définition

Le thyristor est un composant semi-conducteur de puissance semi-commandable, contrôlable lors de la fermeture. Il se compose de quatre couches PNPN et possède trois bornes :

- L'anode (A) et la cathode (K), entre lesquelles il agit comme un interrupteur.
- La gâchette (G) qui, avec la cathode, forme l'entrée de commande [4].

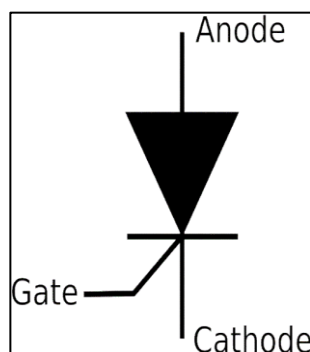


Figure I. 4 : Symbole d'un Thyristor.



### **I.2.2.2 Principe de fonctionnement**

➤ **Condition d'amorçage :**

- **Tension positive aux bornes :** Le thyristor doit être soumis à une tension positive entre son anode et sa cathode pour amorcer.
- **Impulsion de courant positive sur la gâchette (G) :** elle amorcer la conduction du thyristor. Le type de cette impulsion (positive ou négative) dépend du type de thyristor (N ou P), où le type P est le plus courant.
- **Courants élevés :** Une fois amorcé, le thyristor peut conduire des courants élevés.

➤ **Condition de blocage :**

- **Annulation de la tension  $V_{AK}=0$  :** Le thyristor se bloque lorsque la tension entre son anode et sa cathode est annulée.
- **Tension négative  $V_{AK}<0$  :** Le blocage peut également être réalisé en appliquant une tension négative aux bornes du thyristor.

➤ **Condition de maintien :**

- **Courant de maintien  $I_{AK}>I_m$  :** Pour maintenir le fonctionnement conducteur du thyristor, le courant cathode-anode doit dépasser le courant de maintien défini par le fabricant [5].

### **I.2.2.3 Caractéristiques statiques d'un thyristor**

➤ **A l'état passant :**

- **Chute de tension :** en conduction, le thyristor présente une chute de tension incluant sa tension de seuil et sa résistance interne.
- **Courant maximal admissible :** Le thyristor peut supporter un courant continu maximal (jusqu'à 100A RMS)

➤ **À l'état bloqué :**

## Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs

- **Tension maximale admissible** : Le thyristor peut résister à des tensions directes et inverses maximales
- **Temps de recouvrement** : c'est la période où une tension positive anode-cathode ne peut pas être appliquée au thyristor pour éviter un réamorçage spontané.
- **Courant de gâchette** : nécessaire pour allumer le thyristor. [4]

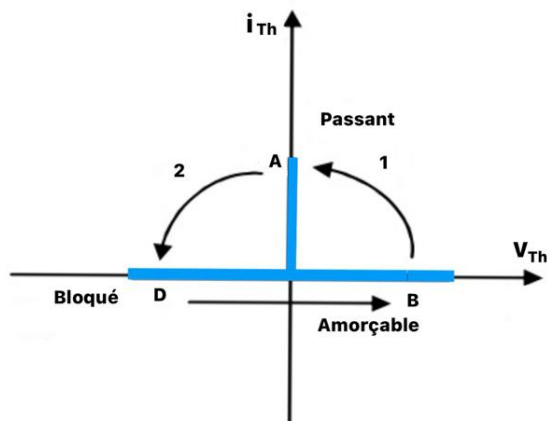


Figure I. 6 Caractéristique idéale d'un thyristor.

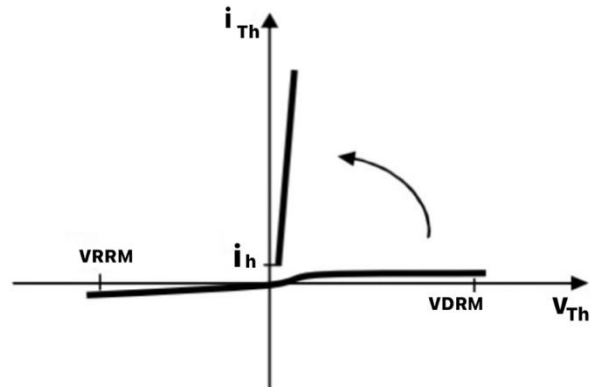


Figure I. 5 Caractéristique réelle d'un thyristor.

### I.2.3 Thyristor GTO

#### I.2.3.1 Définition

Le GTO (Gate Turn-Off Thyristor) est un composant semi-conducteur commandé pour l'ouverture et la fermeture par une impulsion de courant sur la gâchette. Il est utilisé pour contrôler des courants et des tensions élevés dans les systèmes de puissance. Contrairement au thyristor classique, le GTO peut être éteint en appliquant un courant inversé à la gâchette. [6]

#### I.2.3.2 Principe de fonctionnement

Le GTO fonctionne de manière similaire à un thyristor mais peut être bloqué en utilisant la gâchette.

- **Amorçage** : un courant positif est nécessaire à la gâchette.

## Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs

- **Blocage** : une tension négative entre la gâchette et la cathode est appliquée, suivie d'une impulsion négative à la gâchette [7].

### I.2.3.3 Caractéristiques statistiques d'un thyristor GTO

- **À l'état passant :**

- **Chute de tension** : Comprend une tension de seuil et une résistance interne.
- **Courant de maintien** : Réduit la chute de tension directe.
- **Courant maximal permanent admissible** : Indique la capacité maximale en courant continu.
- **Courant de blocage** : Utilisé pour interrompre le courant en mode passant.

- **À l'état bloqué :**

- **Tensions maximales admissibles** : Souvent asymétriques, similaires aux thyristors rapides pour des raisons similaires.
- **Temps de recouvrement** : Période minimale où le courant d'extinction doit être maintenue pour éviter un réamorçage spontané.
- **Courant de gâchette** : Permet l'allumage du composant [7].

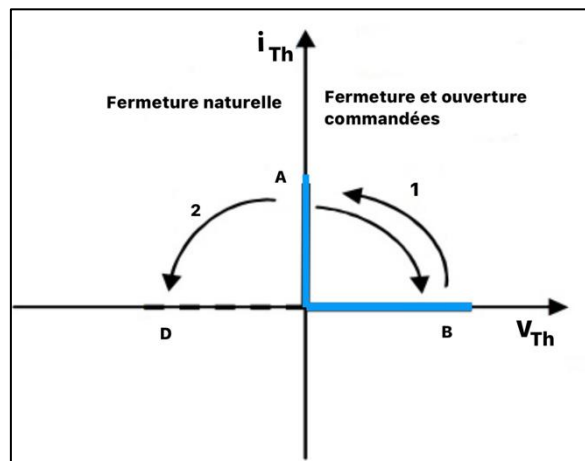


Figure I. 7 Caractéristique idéale d'un thyristor GTO.

## I.2.4 Transistor bipolaire

### I.2.4 Définition

Le transistor bipolaire est un interrupteur commandé par le courant. Il contrôle le flux de courant à travers la couche de base en ajustant le courant de base  $I_b$

Un fort courant de base fait fonctionner le transistor comme un interrupteur fermé, tandis qu'un faible courant de base le fait agir comme un interrupteur ouvert.

[6].

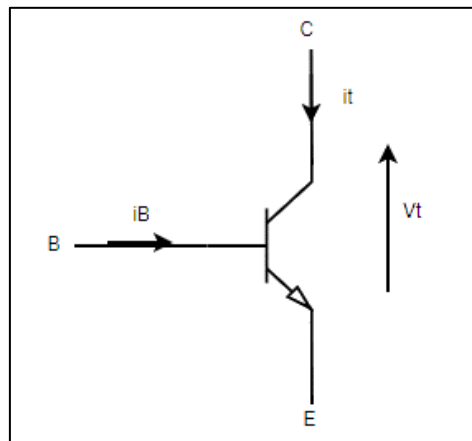


Figure I. 8 : Symbole d'un transistor bipolaire.

### I.2.4.2 Principe de fonctionnement

Alors on a deux modes de fonctionnement qui sont :

➤ **Fonctionnement linéaire :**

- Le courant collecteur  $I_C$  proportionnel au courant de base  $I_b$ , exploitant les propriétés d'amplification du transistor.

➤ **Fonctionnement non linéaire :**

- Au-delà d'un certain courant de base  $I_b$ , le courant émetteur  $I_E$  atteint une valeur maximale  $I_C$ , saturant ainsi le transistor [6].

### I.2.4.3 Les états du transistor bipolaire

➤ **État OFF (bloqué)**

## Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs

- Le courant de base est nul
- Le courant de collecteur est nul
- La tension base-émetteur est inférieure à la tension de seuil.

### ➤ État ON (saturé)

- Le courant de base est non nul.
- Le courant de collecteur atteint une valeur limite appelée « saturation »
- La tension collecteur-émetteur est proche de zéro.

### I.2.4.4 Caractéristiques statiques du transistor bipolaire

- **Zone active** : La partie de la droite de charge statique entre les points de blocage et de saturation Définie par :  $I_C \text{ blocage} \leq I_C \leq I_C \text{ saturation}$
- **Point de saturation** : Le transistor se comporte comme un interrupteur fermé.
- **Point de blocage** : Le transistor se comporte comme un interrupteur ouvert [6].

## I.2.5 Transistor MOSFET

### I.2.5.1 Définition

Le transistor MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) est un type de transistor à effet de champ qui utilise un oxyde isolant pour contrôler le flux de courant à travers un canal semi-conducteur. Il comporte trois régions principales : la source, le drain et la grille (gate). La grille, séparée du canal par un oxyde isolant, agit comme une porte pour contrôler le courant entre la source et le drain. Les MOSFETs sont populaires en raison de leur

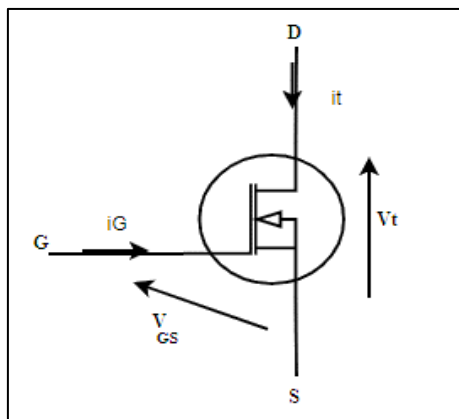


Figure I. 9 : Symbole d'un transistor MOSFET.

faible consommation d'énergie, de leur capacité à supporter des tensions élevées et de leur rapidité de commutation [7].

### I.2.5.1 Caractéristiques statiques du transistor MOSFET

➤ **À l'état passant :**

- Une tension de commande pour activer et désactiver le composant.
- Une résistance interne.
- Un courant maximal permanent admissible.

➤ **À l'état bloqué :**

- Une tension directe maximale admissible, pouvant dépasser 1000 V [4].

### I.2.6 Transistor IGBT

#### I.2.6.1 Définition

Est un composant électronique contrôlé par une tension  $V_{GE}$  (Gâchette-Émetteur). Il est constitué d'un MOSFET intégré à un transistor bipolaire, combinant ainsi les avantages des deux types de transistors [4].

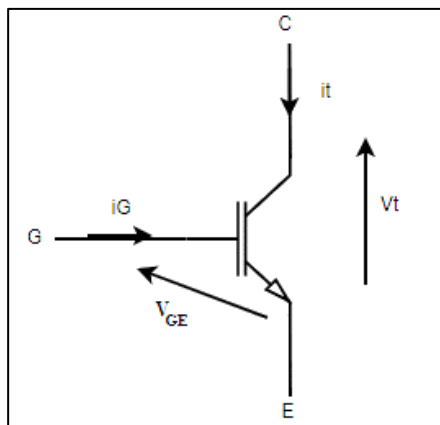


Figure I. 10 : Symbole d'un transistor IGBT.

### I.2.6.2 Principe de fonctionnement

➤ **État bloqué :**

- Le transistor IGBT limite le courant entre l'émetteur et le collecteur lorsque la tension de commande est insuffisante, dans cet état le courant de fuite est très faible.

➤ **État saturé :**

- Le transistor IGBT permet un courant maximal entre l'émetteur et le collecteur lorsque la tension de commande est suffisante, dans cet état le courant de saturation est maximal et la tension de saturation est minimale [8].

### I.2.6.3 Caractéristiques statiques :

Le transistor IGBT possède les caractéristiques suivantes :

➤ **État passant :**

- Chute de tension comprenant une tension de seuil.
- Une résistance interne.
- Un courant maximal permanent admissible.

➤ **État bloqué :**

- Une tension directe maximale admissible [4].

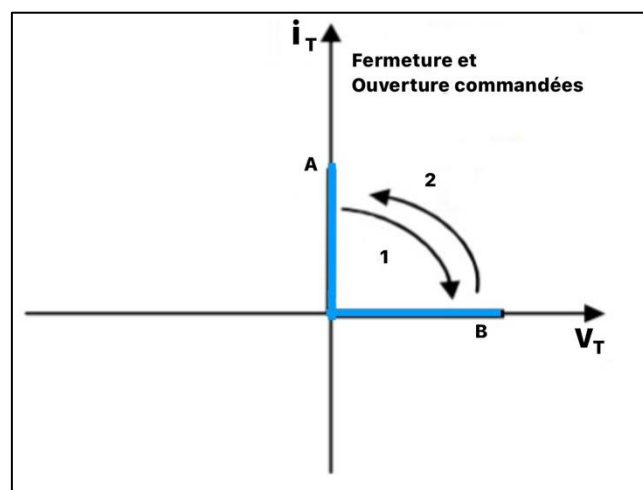


Figure I. 11 : Caractéristique idéale d'un transistor de puissance.

### I.3 Notion de commutation dans les interrupteurs

#### I.3.1 Caractéristiques dynamiques (modes de commutation)

La caractéristique statique d'un interrupteur est insuffisante pour décrire ses propriétés dynamiques, c'est-à-dire la manière dont l'interrupteur passe de l'état bloqué à l'état passant, ou inversement. La caractéristique dynamique de commutation correspond à la trajectoire suivie par le point de fonctionnement pendant la commutation de l'interrupteur, pour passer d'un demi-axe à un autre demi-axe perpendiculaire.

Cette trajectoire ne peut se faire que dans les quadrants où  $i_k \cdot V_k > 0$  car l'interrupteur est considéré comme un récepteur (élément dissipatif).

Lors de l'amorçage et du blocage, il existe deux modes de changement d'état pour les interrupteurs : la commutation spontanée et la commutation commandée [9].

#### I.3.2 La commutation spontanée (naturelle)

C'est un type de commutation assuré par une diode. Le passage de l'état de conduction à l'état bloqué ne peut se faire qu'à courant nul, et le passage de l'état bloqué à l'état de conduction ne peut se faire qu'à tension nulle. Le changement d'état est provoqué par l'environnement dans lequel se trouve l'interrupteur.

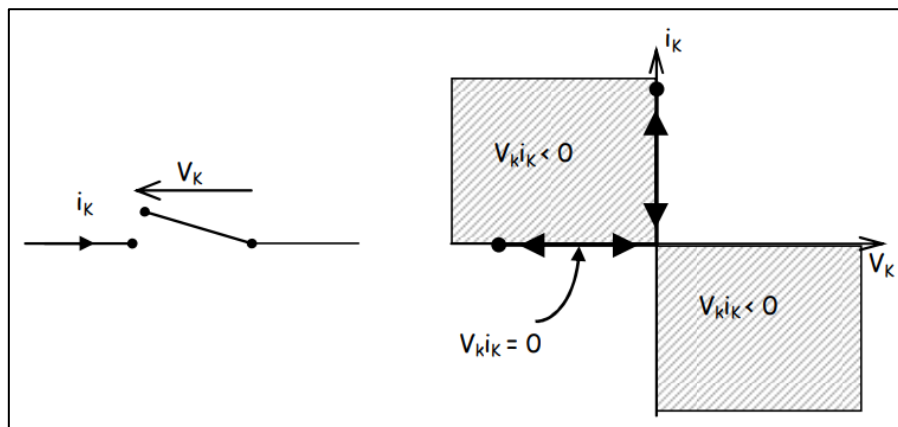


Figure I. 12 commutation spontanée (amorçage et blocage).

Les changements d'état se font en suivant les axes, donc sans pertes d'énergie. Ces pertes sont qualifiées de pertes par commutation. [9]



### I.3.3 La commutation commandée (forcée)

La commutation commandée (ou forcée) est un type de commutation assurée par les transistors et les thyristors, où le passage de l'état de conduction à l'état bloqué, ou inversement, est déclenché par une commande externe. Cette commande, appliquée à la borne de contrôle du composant, permet un contrôle précis du moment de la commutation.

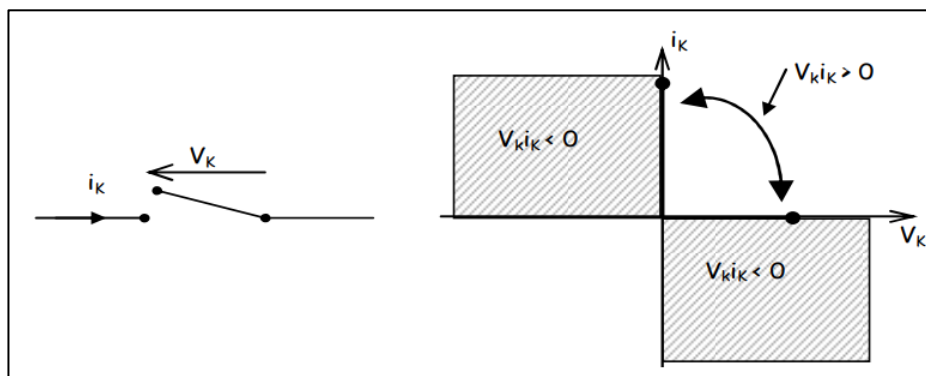
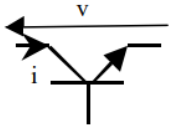
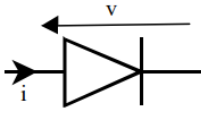


Figure I. 13 commutation commandée (amorçage et blocage).

Le changement d'état se fait en traversant le plan où  $V_k \cdot i_k > 0$ . Ainsi, l'interrupteur subit des pertes par commutation, (ce qui le rend dissipatif) [9].

### I.3.4 Caractéristiques des commutations commandées et spontanée :

Commutation commandée	Commutation spontanée
 Transistor	 Diode

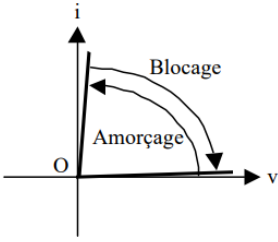
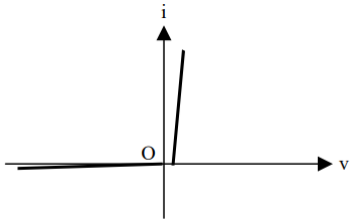
	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Instant de commutation contrôlé par l'intermédiaire de l'électrode de commande.</li> <li>• Changement d'état au sein du quadrant.</li> <li>• Trajectoire de commutation imposée par le circuit extérieur, au sein du même quadrant.</li> <li>• Pertes par commutation importantes car le point de fonctionnement se déplace dans le quadrant dissipatif, lors d'une commutation.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Changement d'état imposé par le circuit extérieur.</li> <li>• Changement d'état accompagné d'un changement de quadrant, avec passage obligatoire par l'origine O.</li> <li>• Trajectoire lors de la commutation imposée.</li> <li>• Pertes par commutation faibles, car le point de fonctionnement suit une trajectoire qui reste proche des axes lors du changement d'état.</li> </ul>

Tableau 1 : Caractéristiques des commutations commandées et spontanées [10].

#### I.4 Les Convertisseurs DC/DC (Hacheurs)

Les hacheurs réalisent une conversion continu-continu. Placés entre un générateur et un récepteur, tous deux en courant continu, ils permettent de régler la tension appliquée au récepteur ou le courant qui y circule. Ils peuvent être directs ou indirects.

- **Hacheurs directs** : Ces hacheurs relient un générateur et un récepteur où l'un se comporte comme une source de tension et l'autre comme une source de courant, conformément à la règle d'alternance des sources. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent de modifier les connexions entre le générateur et le récepteur.
- **Hacheurs indirects** : Ces hacheurs relient un générateur et un récepteur de même nature. Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire de courant ou de tension, selon que le générateur et le récepteur sont des sources de tension ou de courant.

## *Chapitre I : Commutation et semi-conducteurs*

L'élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur puis la transmet au récepteur en fonction des connexions établies par les interrupteurs [11].

### **I.5 Conclusion**

Après avoir examiné et étudié en profondeur les principes de la commutation et des semi-conducteurs, nous avons acquis les connaissances nécessaires pour concevoir un driver pour la commande d'un onduleur. Ce driver sera capable de respecter toutes les conditions techniques et opérationnelles requises. En comprenant les caractéristiques des semi-conducteurs et les mécanismes de commutation, nous pouvons garantir une fiabilité optimale du système.

# **CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs**

### II.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet l'échange de puissance entre une source à courant continu et une source alternatif. Les onduleurs peuvent être classés en deux grandes catégories : les onduleurs non autonomes et les onduleurs autonomes. Il existe également un type intermédiaire, appelé onduleur à commutation par la charge ou onduleur à résonance, et nous distinguons également deux types d'onduleur : onduleur de tension et onduleur de courant, ceci dépend de la source d'entrée si c'est une source de tension ou de courant.

Les onduleurs utilisés sont des onduleurs de tension, il utilise des interrupteurs électroniques, tels que les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET. Le principe de fonctionnement est basé sur la commutation forcée capables de commuter de fortes valeurs de courant et de tension à des fréquences de découpage de plusieurs dizaines de kHz, et de conduire le courant dans les deux sens.

Selon le type d'application, les onduleurs peuvent fournir une tension ou courant alternatives de fréquence ou d'amplitude variables comme ils peuvent fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence ou d'amplitude fixes [1].

Les onduleurs sont classés en fonction du nombre de phase (monophasé ou triphasé) présent à la sortie, en fonction de la grandeur (tension ou courant) à transformer et enfin en fonction du mode de commutation des interrupteurs.

### II.2 Onduleur en demi-pont

#### a) Structure et fonctionnement de l'onduleur en demi-pont

L'onduleur en demi-pont est un onduleur monophasé à deux niveaux dont la structure apparaît à la Figure II.1. Ce bras d'onduleur est formé par deux composants semi-conducteurs à électrode de commande ( $T_{r1}$  et  $\underline{T}_{r1}$ ) ayant chacun une diode ( $D_1$  et  $\underline{D}_1$ ) connectée en antiparallèle à ses bornes pour assurer la circulation du courant en sens inverse dans l'interrupteur en cas de nécessité. De plus, on dispose d'une source de tension continue à point milieu M et la tension de sortie de l'onduleur est recueillie entre le point M et le point de sortie (1) du bras. Il est à noter que les composants ( $T_{r1}$  et  $\underline{T}_{r1}$ ) peuvent être un des composants à semi-conducteur le mieux adapté à l'application envisagée : BJT, MOSFET, MCT, IGBT,

## CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs

GTO, IGCT, etc. Cependant, les plus utilisés sont le MOSFET et l'IGBT au vu de la puissance mise en jeu et du domaine d'applications liés à cette structure [12].

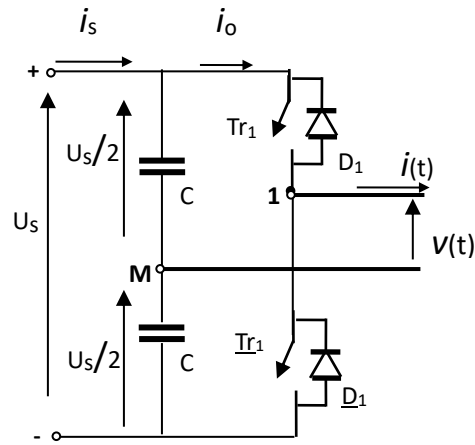


Figure II. 1: Structure de l'onduleur en demi-pont.



Figure II. 2 Signaux de commande de Tr1 et Tr.

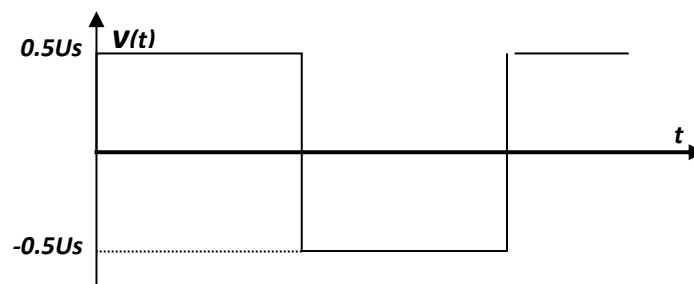


Figure II. 3 : Tension alternative à la sortie de l'onduleur.

### II.3 Onduleur monophasé en pont ou pont en H

#### II.3.1 Commande à onde pleine

Le pont en H (Figure II.4) est constitué par la mise en parallèle de deux bras d'onduleur offrant ainsi deux points de sortie (1) et (2) pour l'onduleur où doit être connecté le récepteur (ce qui dessine la forme en H d'où l'origine du nom de cet onduleur). Cette topologie permet d'éviter le recours à une source DC à point milieu et un seul condensateur C est nécessaire. Chaque bras a son propre signal de commande  $S_{1,2} \in [1 \ 0]$  de plus pour les raisons déjà évoquées au §2.1, les deux signaux de commande des 2 transistors du même bras sont complémentaires. Comme l'onduleur utilise 2 signaux de commandes ainsi on a  $2^2=4$  états de commutations sont générés par  $S_1$  et  $S_2$  (Tableau 2) [12].

La tension aux bornes du récepteur  $v=v_{12}$  peut être exprimée dans sa forme la plus générale suivante :

$$v(t) = v_{1M} - v_{2M} = (S_1 - S_2)U_s$$

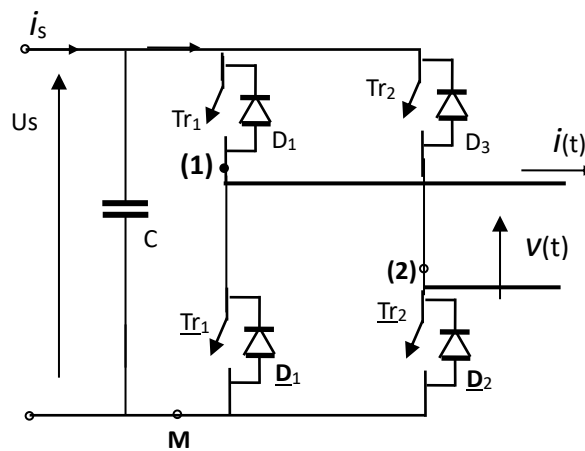


Figure II. 4 Structure de l'onduleur monophasé en pont.

Etat de commutation	Ordre de Commande de $Tr_1$	Ordre de Commande de $Tr_2$	Tension de phase $v_{12}$
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b><math>U_s</math></b>
<b>2</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>

3	0	1	-Us
4	0	0	0

Tableau 2 : Etats de commutations d'un pont en H [12].

### II.2.2 Par la modulation de largeur d'impulsion

La commande de l'onduleur par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de générer, par alternance de la tension alternative, une tension commutée en forme de créneaux de largeurs variables. Elle permet ainsi, d'obtenir une fondamentale de la tension variable en amplitude et en fréquence [12].

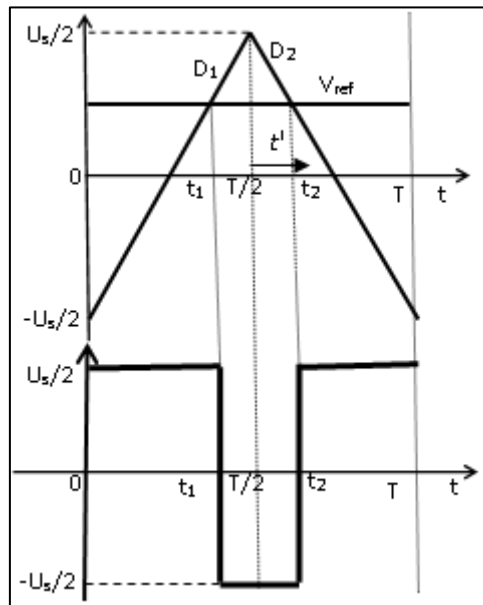


Figure II. 5 Principe de la MLI.

Cette technique MLI est caractérisée par deux paramètres :

- **L'indice de modulation m** : égal au rapport de la fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) à celle de la référence ( $f_{ref}$ ) :

$$m = f_p / f_{ref} \text{ Et } m > 1$$

- **Le coefficient de réglage r** : égal au rapport de l'amplitude de la référence  $\hat{v}_{ref}$  à celle de la porteuse  $\hat{v}_p$  :



## CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs

$$r = \hat{V}_{ref} / \hat{V}_p$$

La modulation est dite synchrone si  $m$  est entier, elle est dite asynchrone dans le cas contraire. Pour un bras d'onduleur ou onduleur en demi-pont de la Fi2. 1, le signal de commande  $S_1$  de l'interrupteur  $Tr_1$  et la forme de la tension de sortie  $v_{1M}$  sont tels indiqués à la Figure II.6. Le signal  $S_1$  est obtenu par comparaison de  $v_{ref}(t)$  à  $v_p(t)$  en effet : si  $v_{ref}(t) > v_p(t)$  alors  $S_1=1$  sinon  $S_1=0$ . Il est à noter que le signal de commande  $\underline{S}_1$  est le complémentaire de  $S_1$  [12].

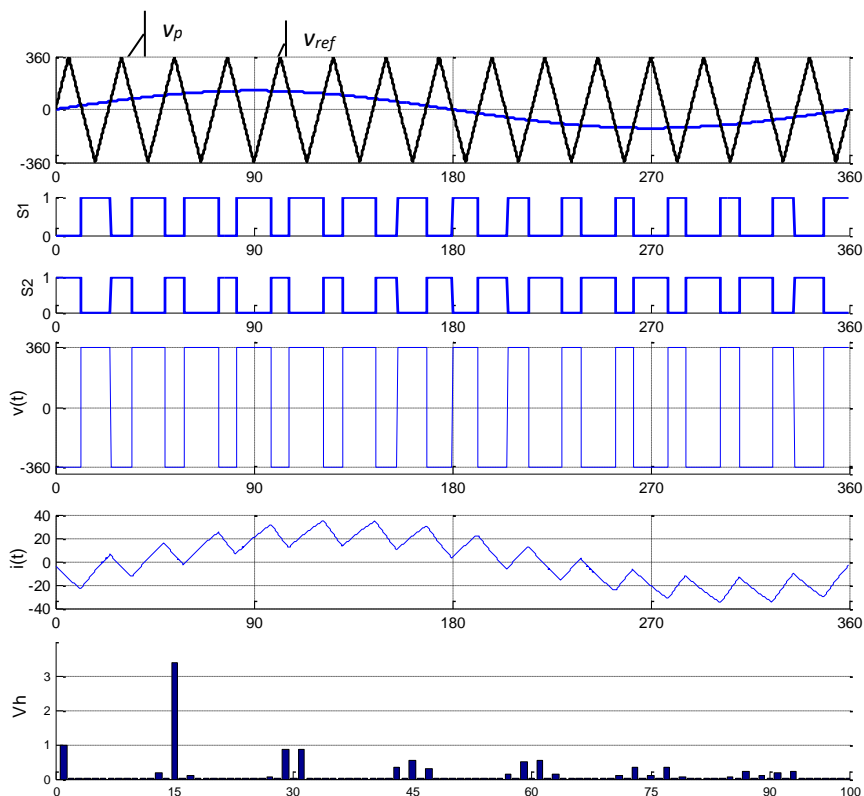


Figure II. 6 Onduleur en pont sortie bipolaire.

### II.3.3 Circuits driver (ou de commande) de la grille

Le circuit de commande de grille (driver) dépend en général de la structure du convertisseur de puissance, du type de récepteur et du composant semi-conducteur de puissance. Les circuits driver sont réalisés dans deux schémas fondamentaux : schéma avec interrupteur « coté masse (transistor bas Q2) » et le schéma avec interrupteur « coté source d'alimentation (transistor haut Q1) ». Dans la réalisation « coté source d'alimentation (Q1) »,

## CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs

la source du transistor MOSFET ou l'émetteur de l'IGBT du composant de puissance peut flotter entre la masse et le rail haute tension de l'alimentation de puissance. Dans la réalisation « coté masse (Q1) », la source ou l'émetteur est toujours mise à la masse. Un exemple de ces deux types apparaît dans la topologie demi-pont, représentée à la figure II.7. Dans cette configuration,  $Q_1$  et  $Q_2$  sont toujours dans des états opposés. Quand  $Q_1$  est allumé,  $Q_2$  est ouvert et vice-versa. Quand  $Q_1$  passe de l'état ouvert à l'état fermé, la tension au niveau de la source du MOSFET passe du potentiel de la masse à celui du rail haute tension de l'alimentation de puissance. Ceci signifie que la tension appliquée à la grille doit aussi pouvoir flotter. Aussi, les circuits Driver de grille doivent avoir une certaine forme d'isolement, ou la possibilité de pouvoir flotter. Par contre,  $Q_2$  a toujours sa source ou son émetteur mis à la masse aussi la tension du driver de la grille peut avoir pour référence la même masse. Cette disposition conduit à un circuit Driver beaucoup plus simple [12].

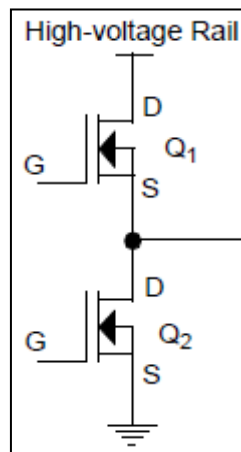


Figure II. 7 :  
Transistor haut  
(Q1) and  
transistor bas  
(Q2) commande  
la grille.

### II.3.4 Mise en œuvre des protections :

La mise en œuvre des onduleurs implique un minimum de protection :

- Ajustage de la vitesse de commutation  $R_g$
- limitation de la tension de commande Grille
- Eviter le court-circuit des sources de tension

## CHAPITRE II : Généralités sur les onduleurs

- Détection de courants forts [12].

La figure II.8 représente le Driver SEMIKRON SKH11, qui permet de réaliser ses fonctions

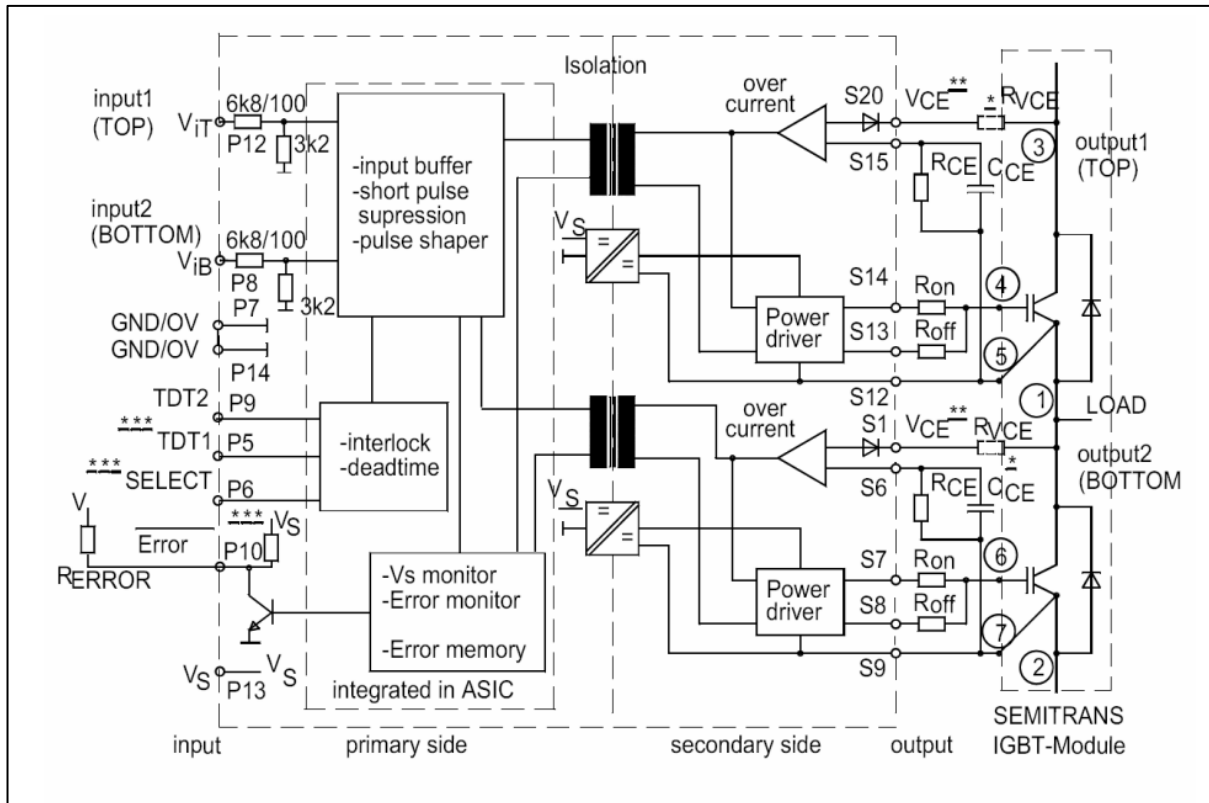


Figure II. 8 Driver Semi-Kron.

### II.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté une vue d'ensemble des onduleurs, Nous avons également exploré les différentes techniques de commande des onduleurs, telles que la modulation par largeur d'impulsion (MLI), ont été discutées pour montrer comment elles optimisent le fonctionnement des onduleurs. Au chapitre suivant sera consacré à la conception de la carte protection qu'on appelle Driver d'un bras d'onduleur.

# **Chapitre III : Conception de la carte d'autopilotage d'un bras d'onduleur**

## *Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR*

### **III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous aborderons la conception de la carte d'auto pilotage (Driver) et sa simulation sur Proteus. Nous présenterons les composants de la carte, en examinant leurs rôles et caractéristiques spécifiques et nous utiliserons le logiciel Proteus pour simuler le circuit, ce qui nous permettra de visualiser les signaux d'entrée et de sortie de chaque composant. Cette simulation facilitera la vérification et l'optimisation du fonctionnement du circuit. Cette approche pratique nous aidera à mieux comprendre l'application et le comportement du circuit en conditions réelles, tout en assurant le bon développement et la validation de la carte d'auto pilotage.

### **III.1.2 Description du Driver**

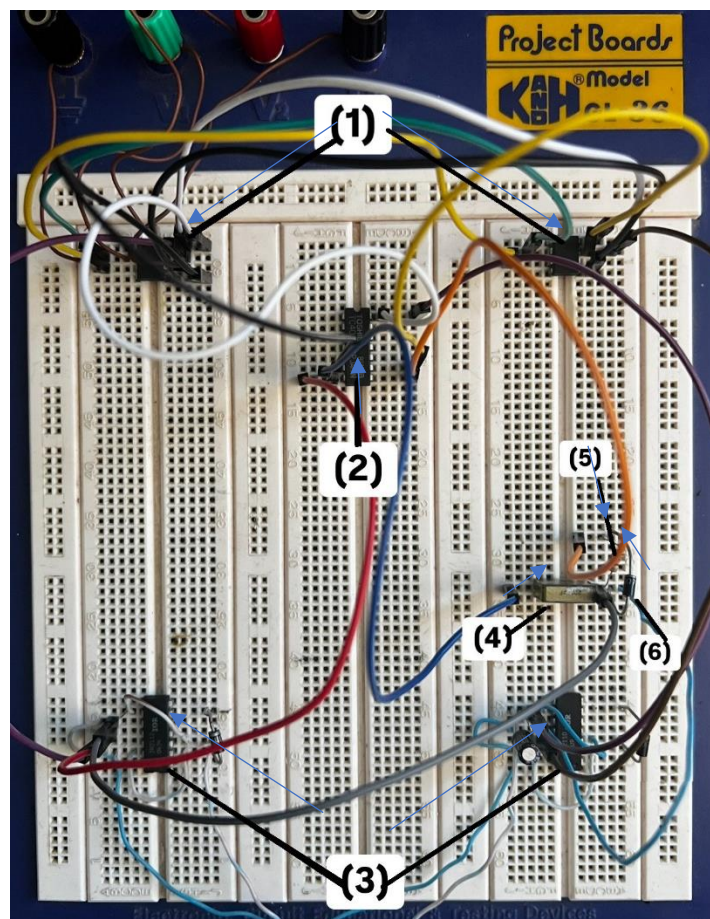


Figure III 1 : Image de la carte commande (Driver).

## *Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR*

- (1) **Optocoupleur (HCPL3120)**
- (2) **Inverseur (TC4069UB)**
- (3) **Driver IR2110**
- (4) **Capacité (2200pF)**
- (5) **Résistance (6,8k $\Omega$ )**
- (6) **Diode (IN4007)**

La carte commande (Driver) ou SEMIKRON SKHI est un composant électronique permettant de transmettre des informations entre deux parties tout en les isolant électriquement. Et c'est un circuit intégré avec une entrée (émetteur) et une sortie (récepteur), utilisé pour commander les bras de l'onduleur de tension, elle assure le pilotage des transistors de puissance tels que les IGBT ou les MOSFET, et les alimentations à découpage [13].

### ➤ **Avantages de la carte Driver**

- **Simplicité d'Alimentation** : Utilise une alimentation unique de +15V non isolée, simplifiant la conception même dans des systèmes à 3 phases.
- **Haute Capacité dv/dt** : Transformateurs magnétiques capables de supporter des taux de changement de tension jusqu'à 75 kV/ $\mu$ s, permettant une commutation rapide et efficace.
- **Isolation Renforcée** : Isolation jusqu'à 4 kV entre le contrôle et l'IGBT, garantissant la sécurité et la fiabilité en empêchant les surtensions de se propager.
- **Courant de Crête Élevé** : Capacité de courant de crête jusqu'à 30 A, assurant une charge et une décharge rapides de la capacité de grille, crucial pour des applications haute puissance.
- **Protection Contre le Shoot-through** : Verrouillage haut/bas intégré pour empêcher la commutation simultanée des IGBT de la même branche, évitant les conditions de shoot-through.
- **Paramètres Ajustables** : Temps mort,  $V_{ce}$ ,  $R_{GON/OFF}$  réglables pour optimiser les performances en fonction des besoins spécifiques de l'application.

### **Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR**

- **Détection et Signalisation des Défauts** : Mémoire de défauts fournissant un signal d'erreur au système de contrôle pour faciliter la détection et le diagnostic des défaillances.
- **Protection Sous-Tension** : Protection intégrée contre la sous-tension pour éviter les défaillances potentielles des IGBT, assurant une commutation correcte et protégeant les composants [13].

#### ➤ **Caractéristiques de la carte commande (Driver)**

Voici les caractéristiques du driver [14] ;

<b>Symbole</b>	<b>Conditions</b>	<b>Min</b>	<b>Max</b>	<b>Type</b>	<b>Unité</b>
<b>Vs</b>	Tension d'alimentation de primaire	14.4	15.6	15.6	V
<b>Is</b>	Courant d'alimentation (max)	///	///	0.32	A
<b>V<sub>G(on)</sub></b>	Tension de gâchette de sortie à l'ouverture	///	///	+15	V
<b>V<sub>G(off)</sub></b>	Tension de gâchette de sortie à la fermeture	///	///	-8	V
<b>T<sub>td</sub></b>	Temps mort	///	///	10	μs
<b>V<sub>CEstat</sub></b>	Tension de référence pour V <sub>ce</sub> de surveillance	///	///	5.2	V
<b>R<sub>G(on)</sub></b>	Résistance de gâchette pour un signal ouvert	///	///	22	Ω

## *Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR*

<b>RG(off)</b>	Résistance de gâchette pour un signal fermé	///	///	22	$\Omega$
<b>Cps</b>	Capacité de primaire au secondaire	///	///	12	pF

TABLEAU 3 : CARACTERISTIQUES DU DRIVER

### **III.2 Conception du Driver**

Pour la conception de notre carte nous avons utilisé les composants suivants :

#### **III.2.1 L'optocoupleur HCPL 3120**

Un optocoupleur est un dispositif permettant de transmettre des informations entre deux parties électroniques tout en les isolant électriquement l'une de l'autre. Il se compose d'un émetteur et d'un récepteur. En d'autres termes, c'est un composant doté d'une entrée (l'émetteur) et d'une sortie (le récepteur).

- **Principe de fonctionnement d'un Optocoupleur** : Un optocoupleur est composé d'une source lumineuse, généralement une LED, et d'un détecteur de lumière, comme un phototransistor ou une photodiode. Ces deux composants sont encapsulés ensemble dans un boîtier opaque pour éviter les interférences lumineuses extérieures [15].

**Un Optocoupleur remplit deux fonctions principales :**

1. **Isolation galvanique** : Il permet de déconnecter électriquement une partie d'un circuit d'une autre partie sensible, tout en permettant la communication entre elles via un lien optique. Ainsi, aucun risque d'endommager l'une ou l'autre des parties. Cette isolation est réalisée grâce à une diode émettrice d'un côté et un photorécepteur de l'autre, le tout étant intégré dans un boîtier hermétique à la lumière.



### Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

2. **Adaptation de tensions** : L'optocoupleur transmet une information binaire ("1" ou "0") sous forme de signal lumineux. Il peut donc recevoir une commande en 5V à l'entrée et produire une sortie en 15V. [15]

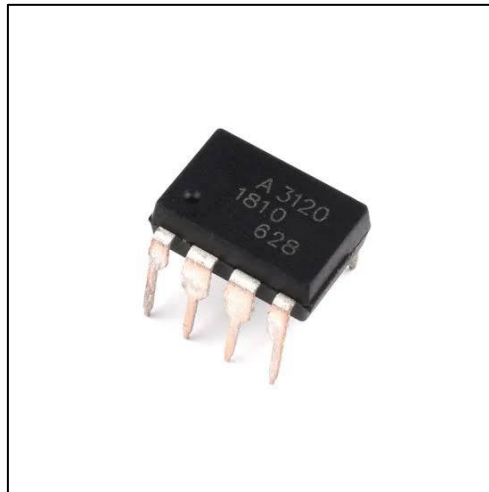


Figure III 2 : Image d'un Optocoupleur HCPL3120.

La figure ci-dessous (figure III.3) Indique le circuit intégré de L'optocoupleur ;

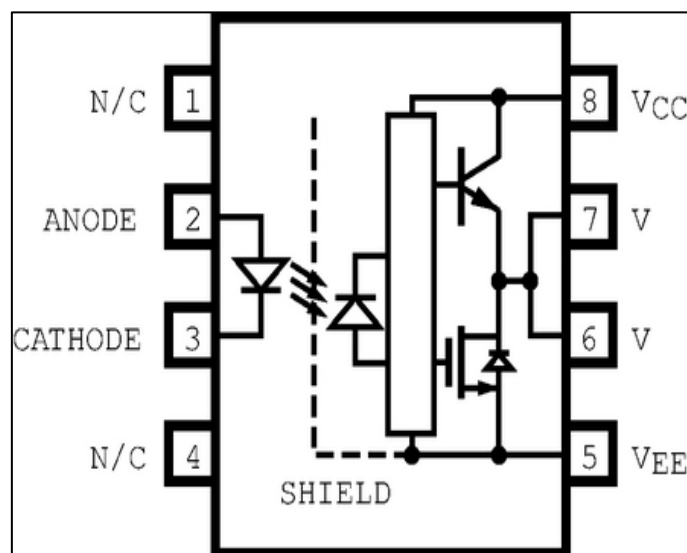


Figure III 3 : Digramme fonctionnel d'optocoupleur.

### III.2.2 Inverseur TC4069UB

Le TC4069UB contient six circuits inverseurs. Chacun de ces circuits est constitué d'un seul étage d'inversion, ce qui les rend adaptés aux applications telles que les oscillateurs CR, les oscillateurs à cristal et les amplificateurs linéaires, en plus de leur utilisation en tant qu'inverseurs. Grâce à sa configuration avec une grille de phase, le temps de propagation a été réduit [14] [16].

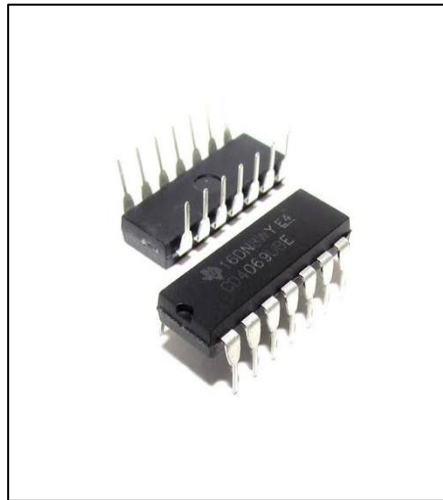


Figure III 4 : Inverseur (4069UB).

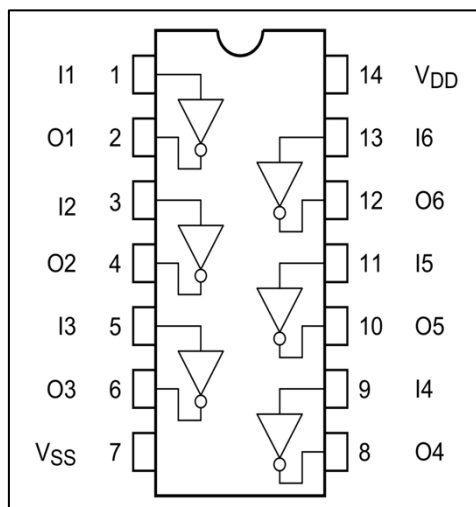


Figure III 5 : Diagramme fonctionnel de l'inverseur.

### **III.2.3 Driver IR2110**

Un driver est un dispositif électronique conçu pour contrôler la commutation de transistors de puissance haute tension tels que les IGBT et les MOSFET. Sa fonction principale est de générer des signaux de commande précis pour activer et désactiver ces transistors, permettant ainsi de réguler la tension et le courant à travers le circuit. L'IR2110 est un exemple de driver haute tension et haute vitesse spécialement conçu pour les MOSFET et les IGBT. Il dispose de canaux de sortie indépendants pour le haut et le bas, référencés côté bas, et intègre un tampon de courant d'impulsion élevé pour minimiser la conduction croisée du conducteur.

Les délais de propagation sont appariés pour une utilisation simplifiée dans les applications à haute fréquence. De plus, le canal flottant du driver peut être utilisé pour piloter un MOSFET de puissance à canal N ou un IGBT dans la configuration côté haut, prenant en charge des tensions allant jusqu'à 600 volts [17].

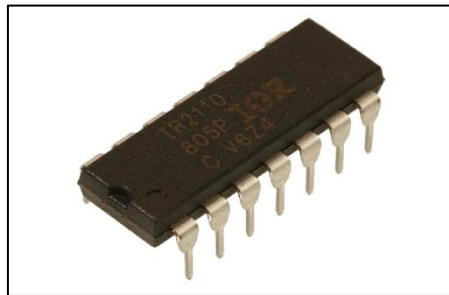


Figure III 6 Image du Driver  
IR2110.

## Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

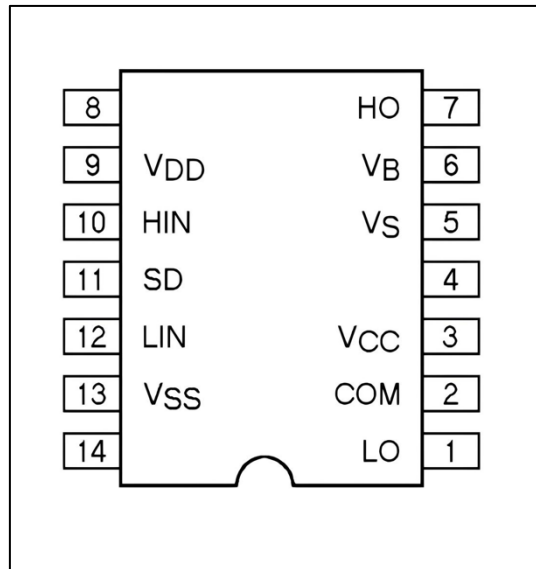


Figure III 7 : Digramme fonctionnel du Driver IR2110.

### ➤ Alimentation DC-DC TRACO :

Ce composant est indispensable pour notre circuit, car il permet de convertir une tension DC d'un niveau à un autre, fournissant ainsi les tensions nécessaires aux différents sous-systèmes du circuit de commande [9]. Nous utiliserons le modèle TEN 4811, illustré dans la figure III.8 ci-dessous ;



Figure III 8 Illustration du TRACO utilisé.

#### Avantages de l'utilisation de l'alimentation DC-DC TRACO :

- Conversion de tension DC d'un niveau à un autre.
- Fourniture d'une isolation galvanique entre différentes parties du circuit.
- Réduction des perturbations électromagnétiques (EMI).
- Compacité et facilité d'intégration dans des espaces restreints.

### Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

- Fiabilité et longue durée de vie [20].

Tableau 4 : Avantages de l'alimentation DC-DC « TRACO ».

#### ➤ Capteur de courant :

Un capteur de courant est un dispositif qui mesure l'intensité électrique qui traverse un conducteur, les capteurs à effet Hall utilisent l'effet Hall pour produire une tension proportionnelle au courant à mesurer. Ils sont précis mais peuvent être influencés par des champs magnétiques extérieurs, le modèle utilisé est le LEM25E illustré dans la figure ci-dessous III.9 [21].

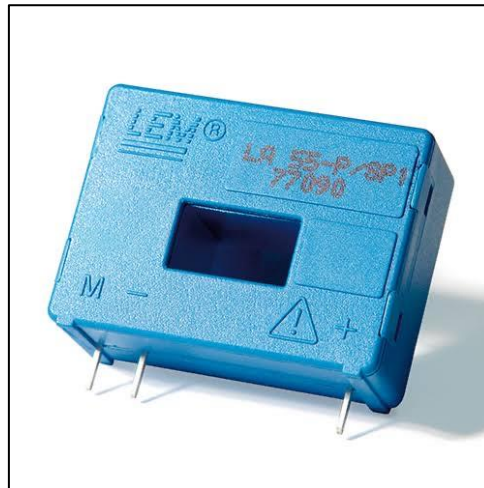


Figure III 9 : capteur de courant LEM25E.

#### Avantages du capteur de courant à effet Hall :

- **Précision** : Mesure de courants avec une précision élevée.
- **Isolation galvanique** : Séparation électrique entre circuits primaires et secondaires
- **Bande passante large** : Mesure de courants à des fréquences élevées
- **Faible chute de tension** : Chute de tension très faible.
- **Robustesse** : Résistance aux champs magnétiques externes et surintensités
- **Non intrusif** : Pas de contact direct avec le conducteur.
- **Sensibilité** : Détection de courants très faibles

Tableau 5 : Avantages du capteur de courant.

# Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

## III.3 Étude de la commande et simulation sur Proteus

### III.3.1 Présentation du logiciel PROTEUS

Proteus est une suite logicielle pour la conception électronique assistée par ordinateur, développée par Labcenter Electronics. Elle comprend deux principaux logiciels : ISIS, utilisé pour la création de schémas et la simulation électrique, et ARES, consacré à la conception de circuits imprimés. [18]

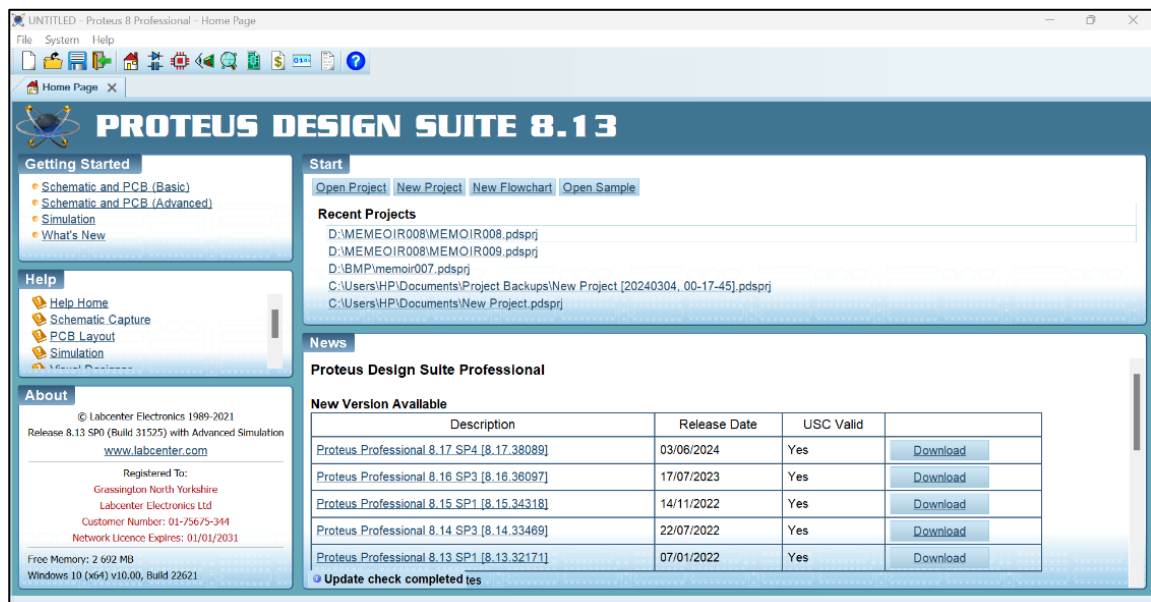


Figure III 10: Proteus 8.13.

## Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

### III.3.2 ISIS

Le logiciel ISIS de Proteus est principalement utilisé pour l'édition et la simulation de schémas électriques, facilitant la détection d'erreurs dès la conception. Il permet également d'intégrer les circuits créés dans des documentations grâce à son contrôle graphique étendu [18]. La figure III.11 Ci-dessous représente l'interface du Proteus ISIS ;

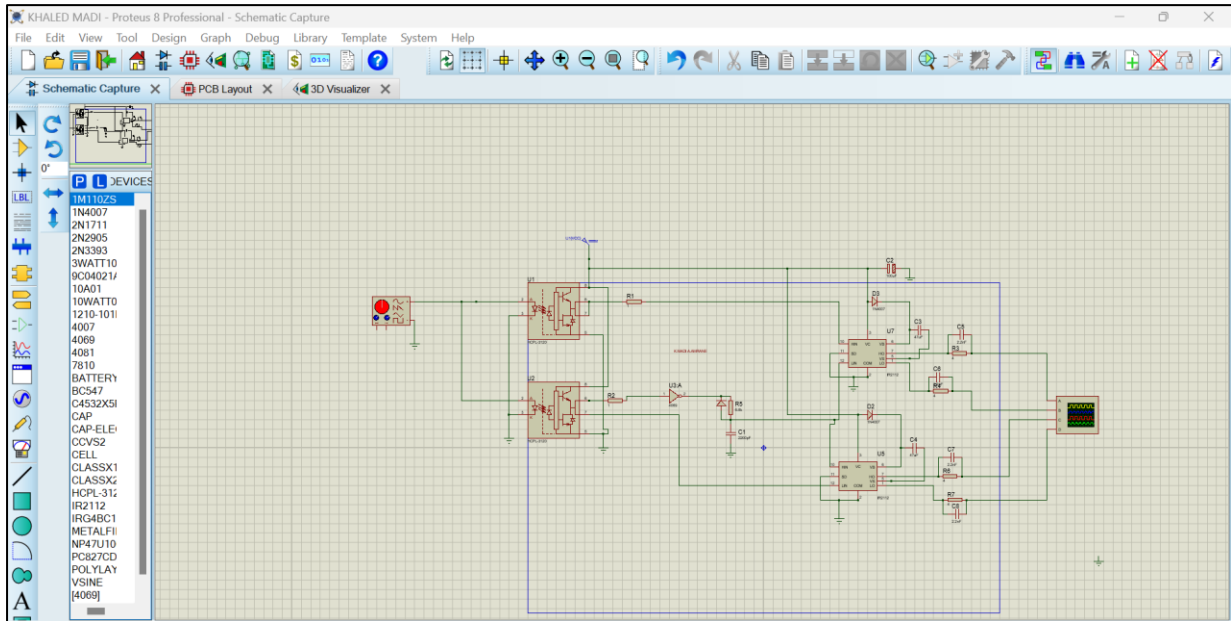


Figure III 11 : Interface Proteus ISIS.

### III.3.3 ARES

Le logiciel ARES complète ISIS en permettant l'édition et le routage de PCB. Les schémas réalisés avec ISIS peuvent être importés dans ARES pour créer des cartes électroniques, avec la possibilité de placer les composants et de réaliser le routage automatiquement, bien que l'édition manuelle soit souvent plus efficace [18].

## Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

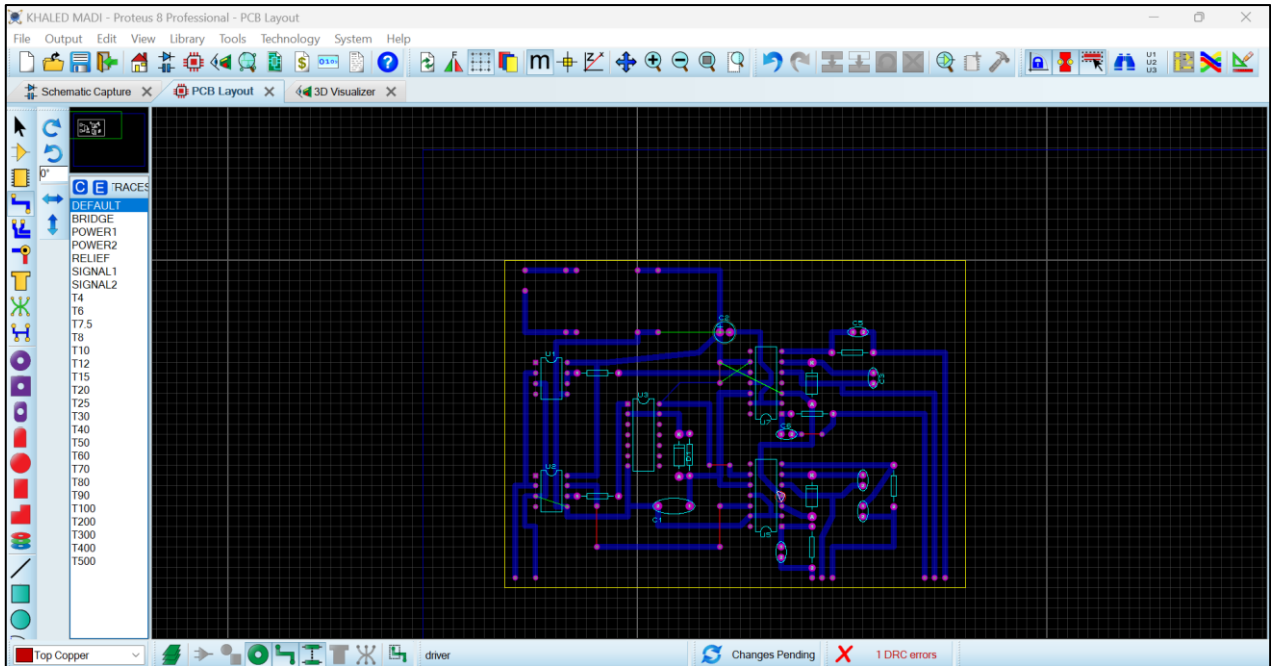
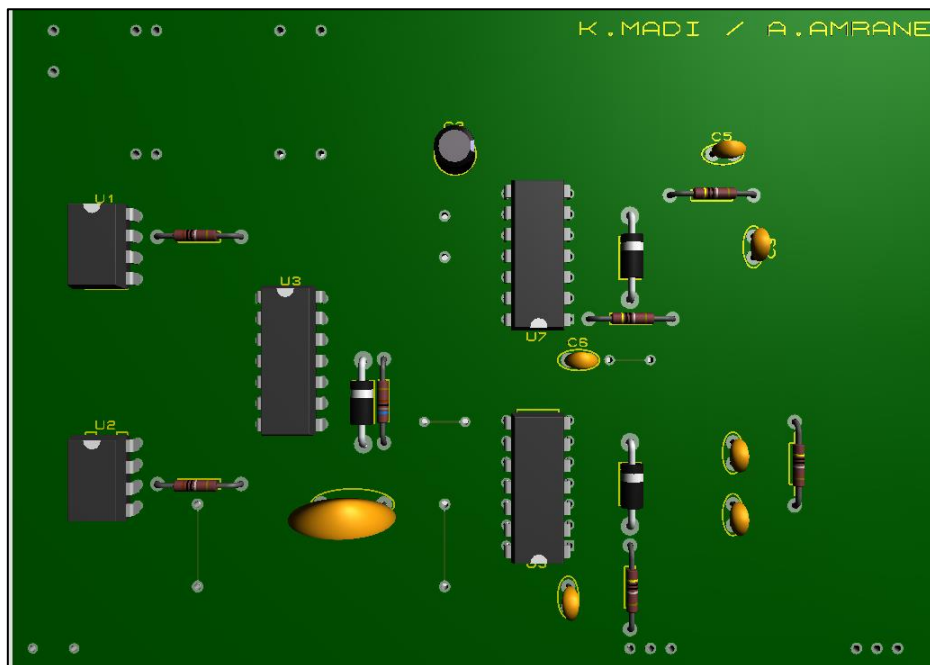


Figure III.12 : Interface Proteus ARES.

### III.3.4 Vue 3D de la carte

Après avoir créé le circuit sur Proteus ARES, nous passons à la création de la carte en 3D ;





## *Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR*

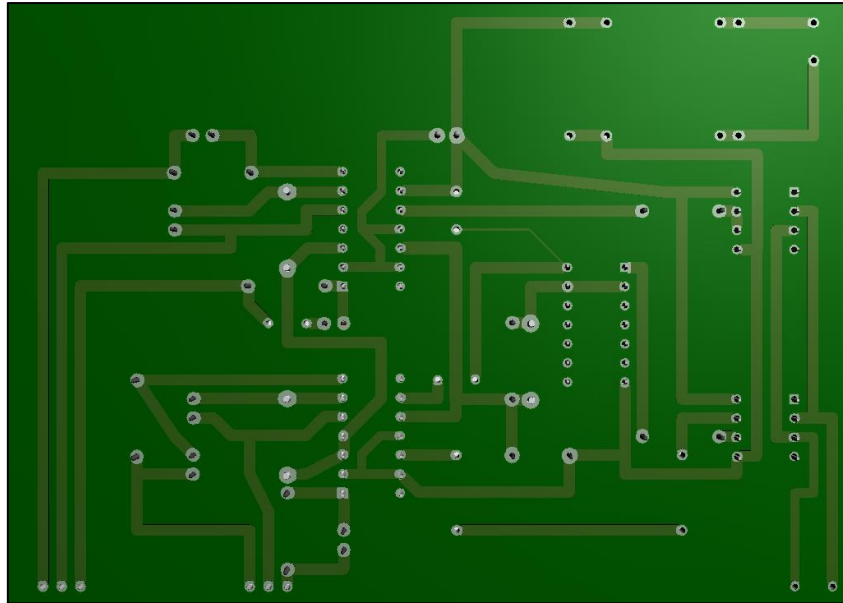


Figure III.13 : Vue 3D de la carte commande.

### **III.4 Simulation du système par le logiciel ISIS**

- **Visualisation des signaux de sortie de l'inverseur 4069 :**

Les signaux inversés montrés sur la figure III.14 garantissent la commutation des interrupteurs du circuit de puissance.

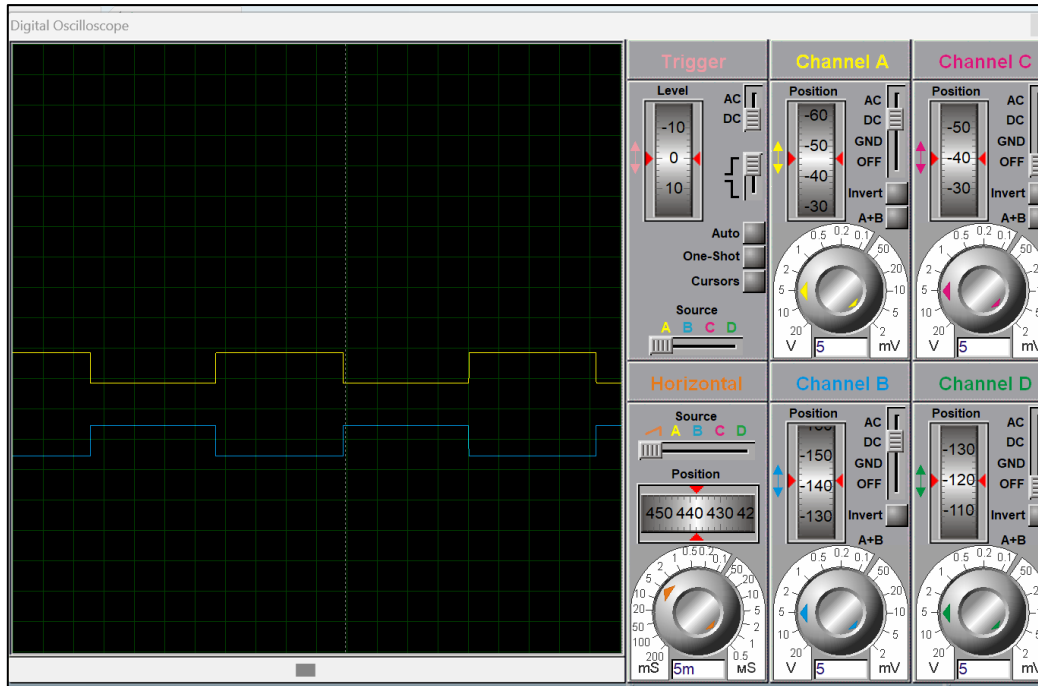


Figure III.14 : Représentation des signaux inversés sur Proteus.

### III.5 Circuit de retard

Pour éviter un court-circuit de la source d'alimentation causé par la conduction simultanée de deux transistors de puissance d'un bras de l'onduleur, il est essentiel de s'assurer qu'un signal de commande n'est envoyé à un transistor que lorsque son transistor complémentaire est bloqué. Autrement dit, la mise en conduction d'un transistor ne doit être commandée qu'après s'être assuré que le transistor complémentaire est bien bloqué

Cela nécessite la conception d'un circuit qui introduit un retard sur le front montant des signaux de commande logique [19].

## **Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR**

Ce circuit, composé d'une résistance et d'une capacité, permet de moduler le temps mort en ajustant les valeurs de ces composants, offrant ainsi une flexibilité dans le contrôle des transistors, ce retard doit être supérieur au temps de blocage d'un transistor ( $>$  ou  $\approx 5\mu\text{s}$ ). La figure III.15 ci-dessous représente le circuit RC de la carte commande (Driver).

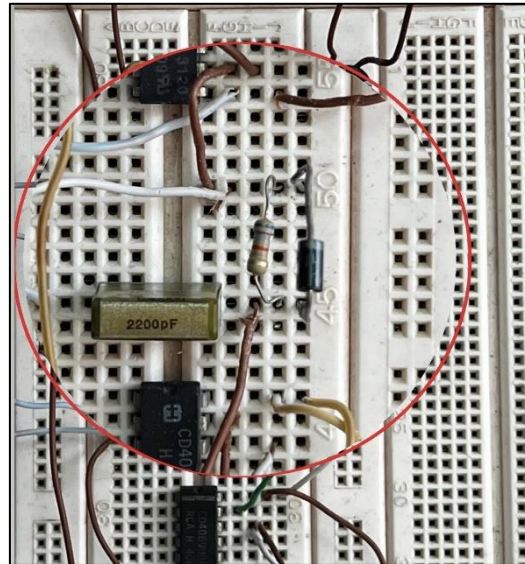


Figure III.15 : Image du circuit RC de la carte Driver.

### **III.6 Simulation et visualisation du signal du Temps mort**

Après avoir posé un circuit RC sur notre carte commande nous avons pu remarquer et visualiser un temps mort de  $10\mu\text{s}$  comme l'illustre la figure III.16 Ci-dessous ;

# Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

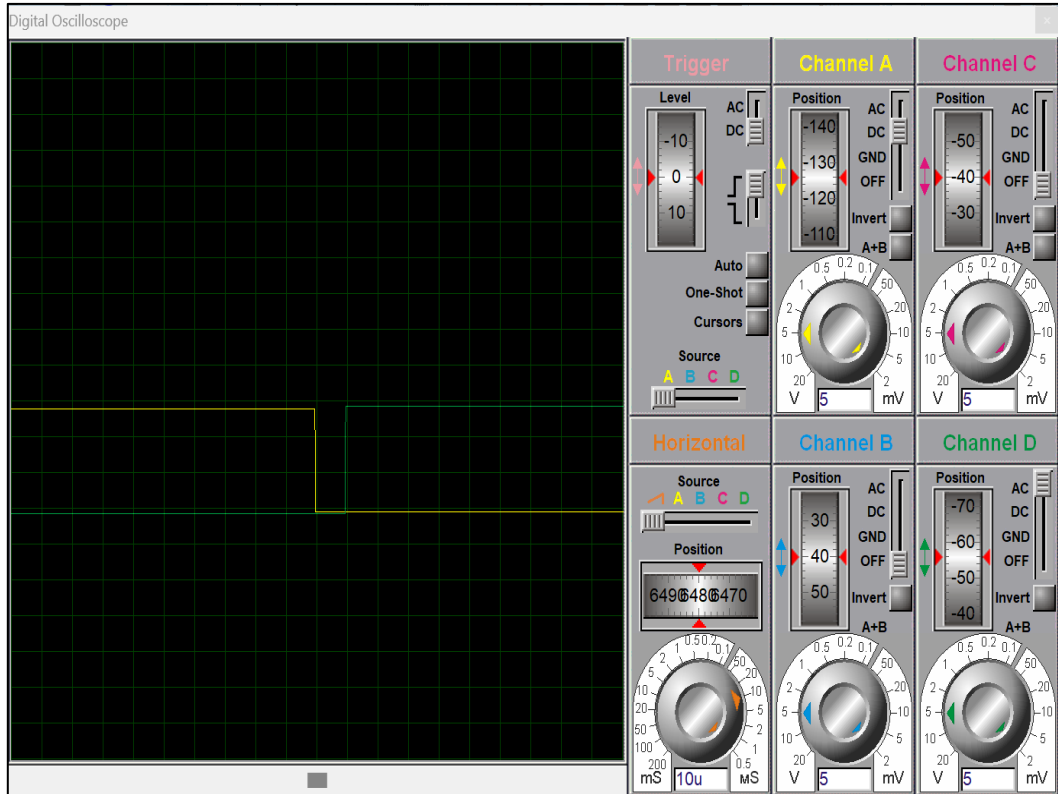


Figure III.16 : Représentation du temps mort.

## III.7 Simulation global de la carte Driver et visualisation des signaux finaux :

La figure III.17 représente un aperçu du schéma global de la carte commandée créée sur Proteus ISIS ;

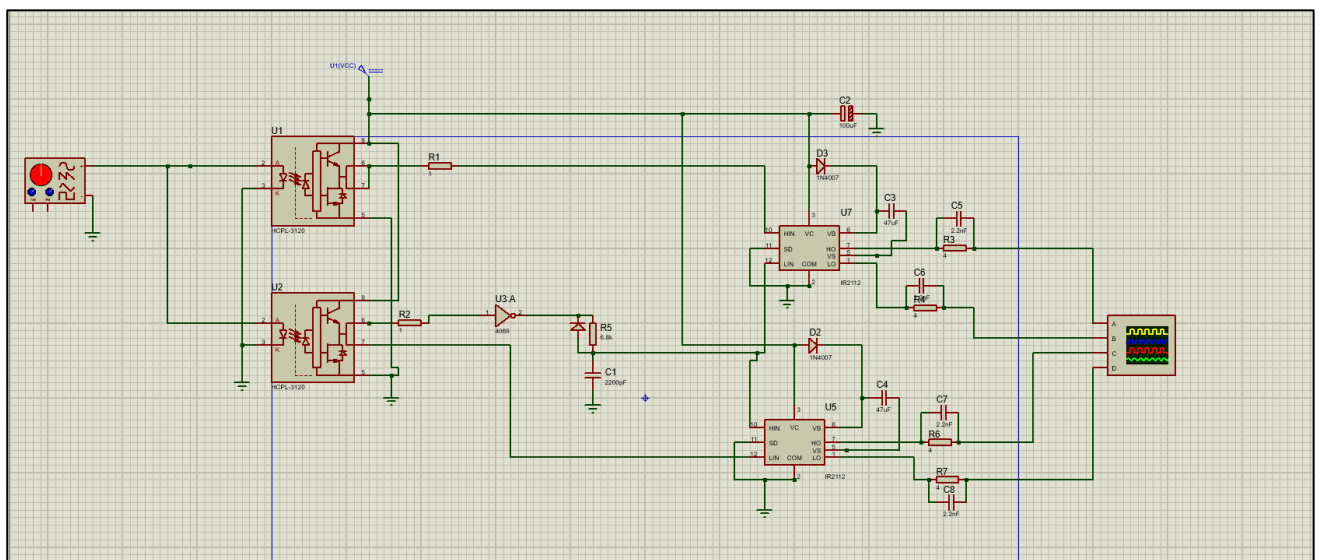


Figure III.17 : Le circuit complet de la carte commandée réalisée.

## Chapitre III : CONCEPTION DE LA CARTE D'AUTO PILOTAGE D'UN BRAS D'ONDULEUR

- Les signaux finaux du circuit de la carte commande :

La figure III.18 ci-dessus illustre les résultats de la simulation finale du circuit de la carte commande réalisée.

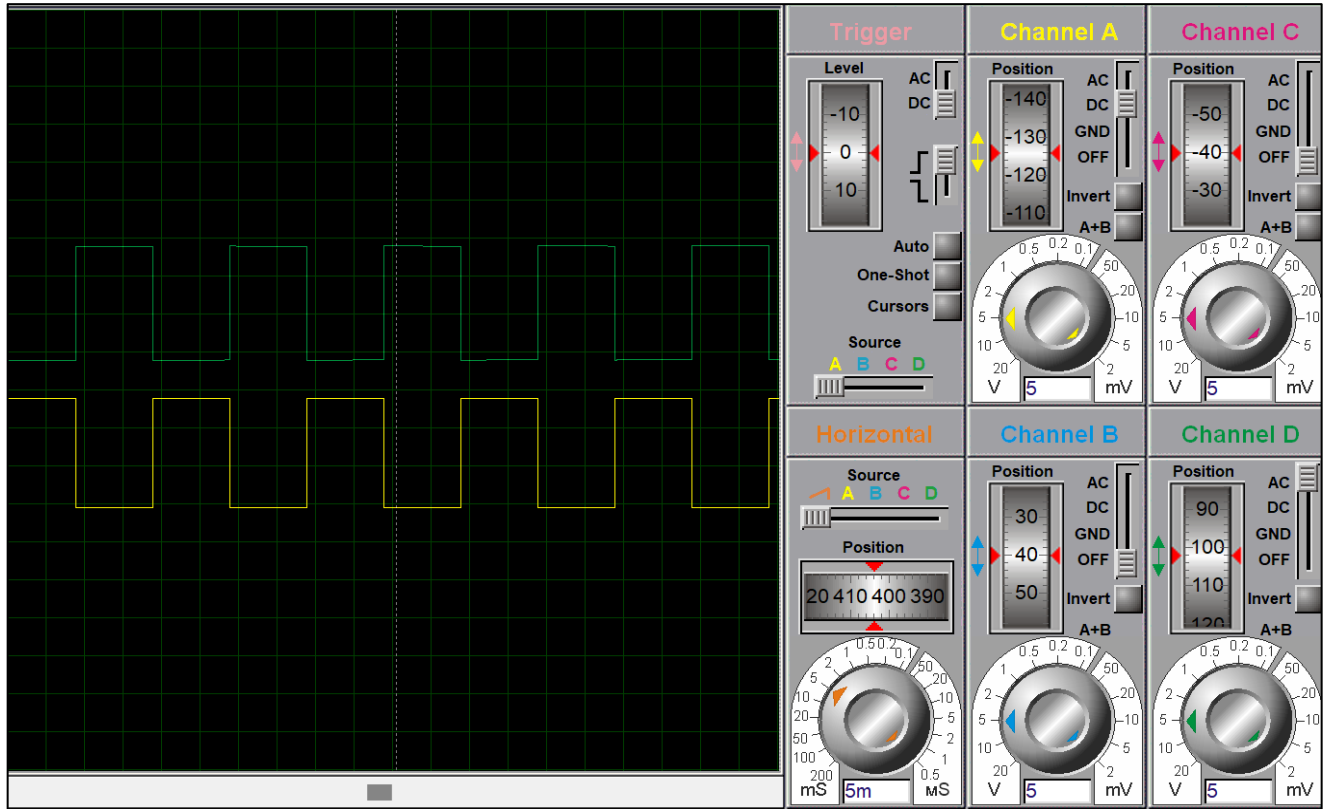


Figure III.18 : Signaux finaux du circuit de la carte commande.

### III.8 Visualisation du signal à la sortie de l'onduleur

La figure III.19 ci-dessous illustre les résultats de la simulation finale de la Tension à la sortie de l'onduleur ;

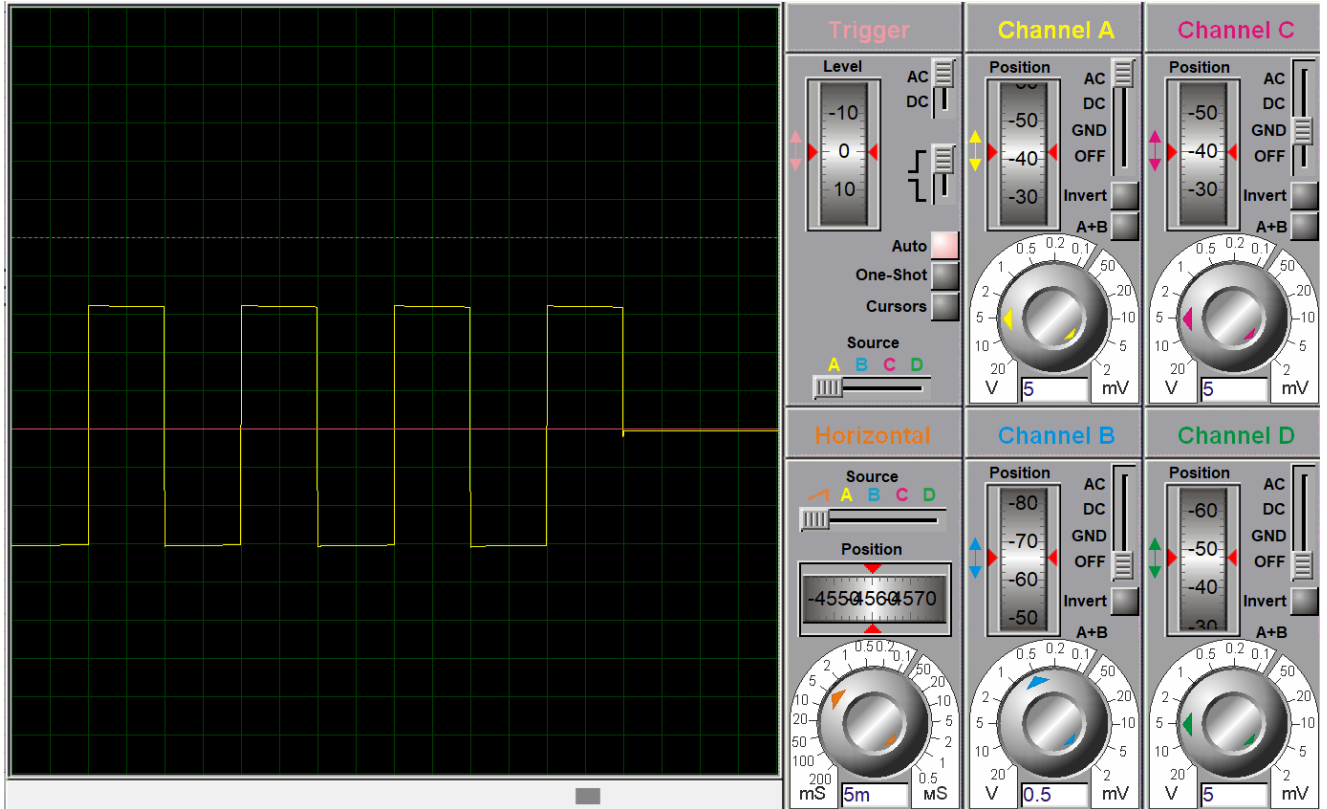


Figure III.19 : Signal final à la sortie de l'onduleur.

### III.9 Conclusion :

Sur ce Chapitre, nous avons abordé plusieurs aspects essentiels de notre projet utilisant les logiciels PROTEUS ISIS et ARES. Tout d'abord, nous avons présenté ces outils indispensables pour la conception et la simulation de circuits électroniques. Ensuite, nous avons examiné le schéma global du circuit électrique sur le logiciel, offrant une vue d'ensemble de notre système.

Nous avons poursuivi avec une explication détaillée et une démonstration du circuit de retard, soulignant son fonctionnement et son importance dans notre projet. La représentation des figures des signaux nous a permis de visualiser les performances du circuit en temps réel.

Enfin, le visionnage de la simulation finale a confirmé le bon fonctionnement et l'efficacité de notre conception, validant ainsi notre approche et nos choix techniques.

# **CHAPITRE IV : Essais expérimentaux et résultats**

### IV.1 Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous abordons la validation du circuit de commande à travers des tests expérimentaux et nous présentons les résultats obtenus.

#### IV.1.1 Description du banc d'essais

La figure IV.1 illustre le matériel utilisé pour les essais ainsi que les résultats obtenus.

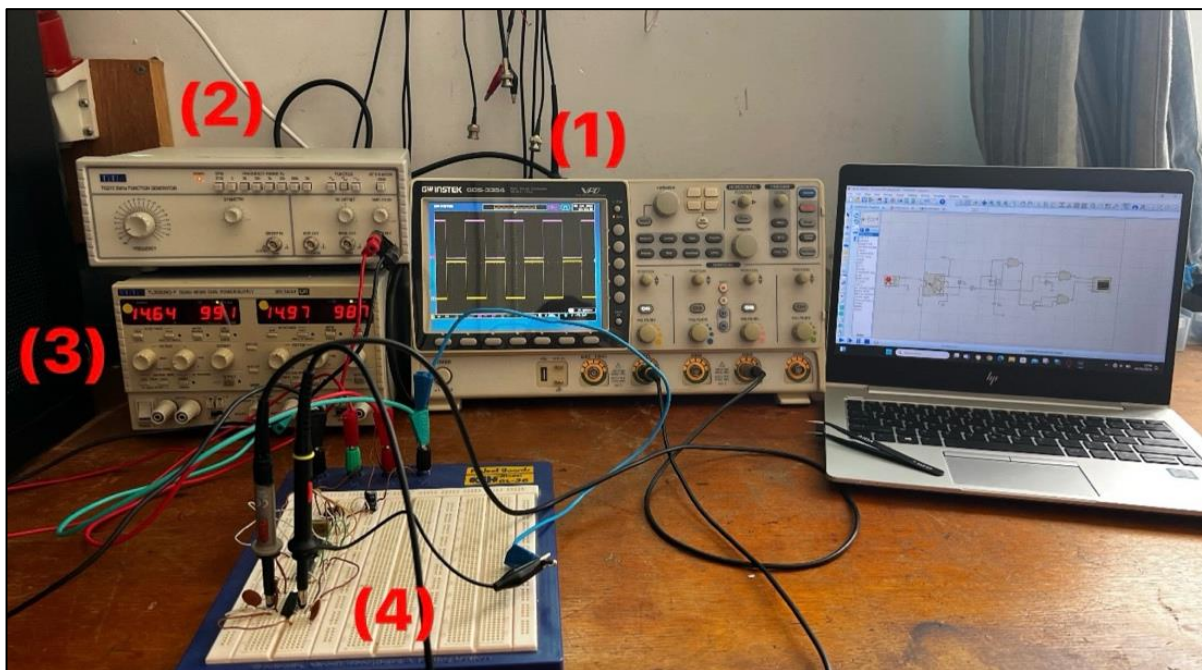


Figure IV. 1 : plateforme d'essai.

- (1) **Oscilloscope** : Un oscilloscope est un instrument de mesure électronique qui visualise les variations des signaux électriques, mesurant tension, fréquence, et période, et détectant des anomalies dans les circuits.
- (2) **GBF** : Un Générateur de Basse Fréquence (GBF) produit des signaux de différentes formes d'onde à diverses fréquences et amplitudes pour tester et analyser les circuits électroniques.



## CHAPITRE IV : Essais expérimentaux et résultats

- (3) **Source d'alimentation** : Une source d'alimentation fournit le courant et la tension nécessaires aux composants et circuits électroniques, avec des sorties fixes ou réglables, analogiques ou numériques, et permet de limiter les courants et tensions pour protéger les circuits.
- (4) **Maquette breadboard** : Une maquette est un prototype physique utilisé pour tester et valider la conception d'un produit, vérifiant ses performances, sa fiabilité avant la production.

### IV.2 Essais sur les composants de la carte de commande

Nous utilisons les mêmes valeurs que celles de la simulation pour la réalisation pratique afin d'obtenir les mêmes résultats.

#### IV.2.1 Essais sur L'optocoupleur HCPL3120

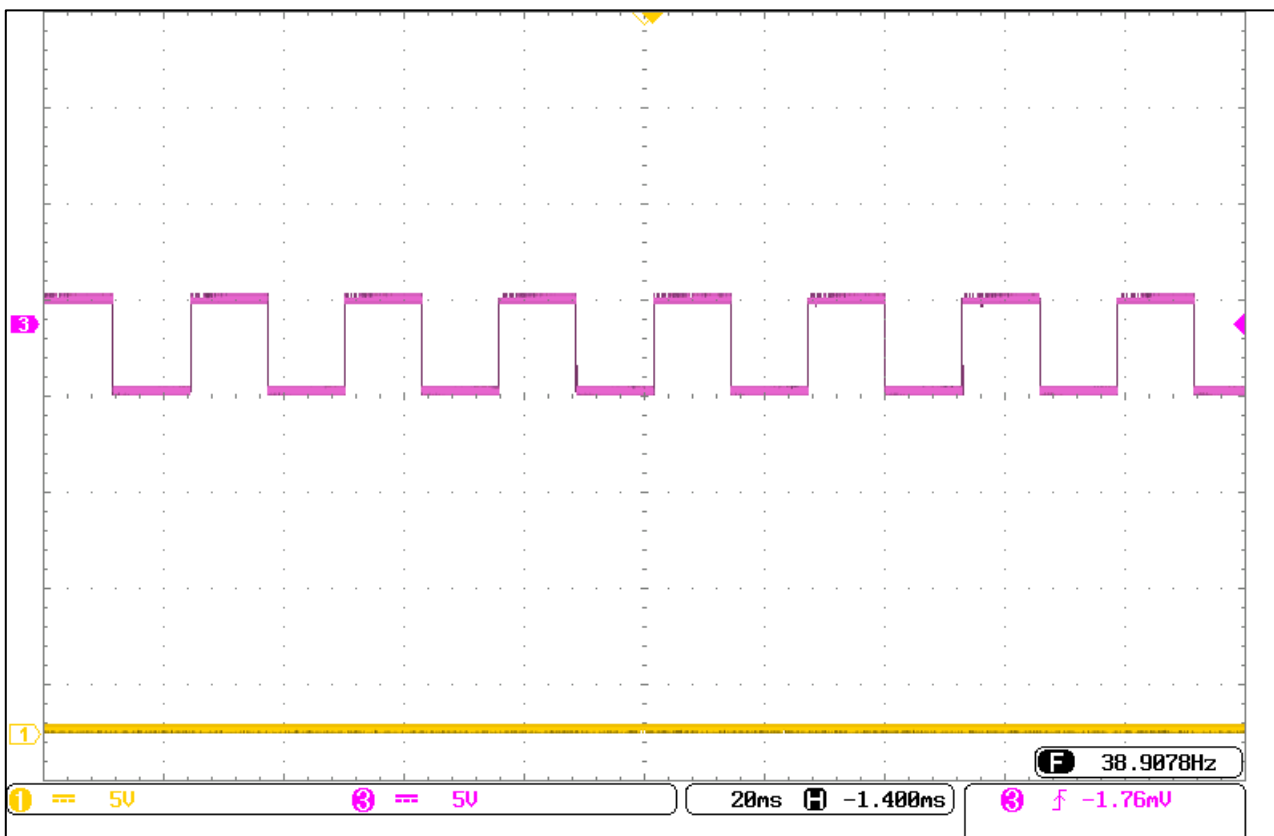


Figure IV. 2 Signal d'entrée de l'optocoupleur HCPL3120.

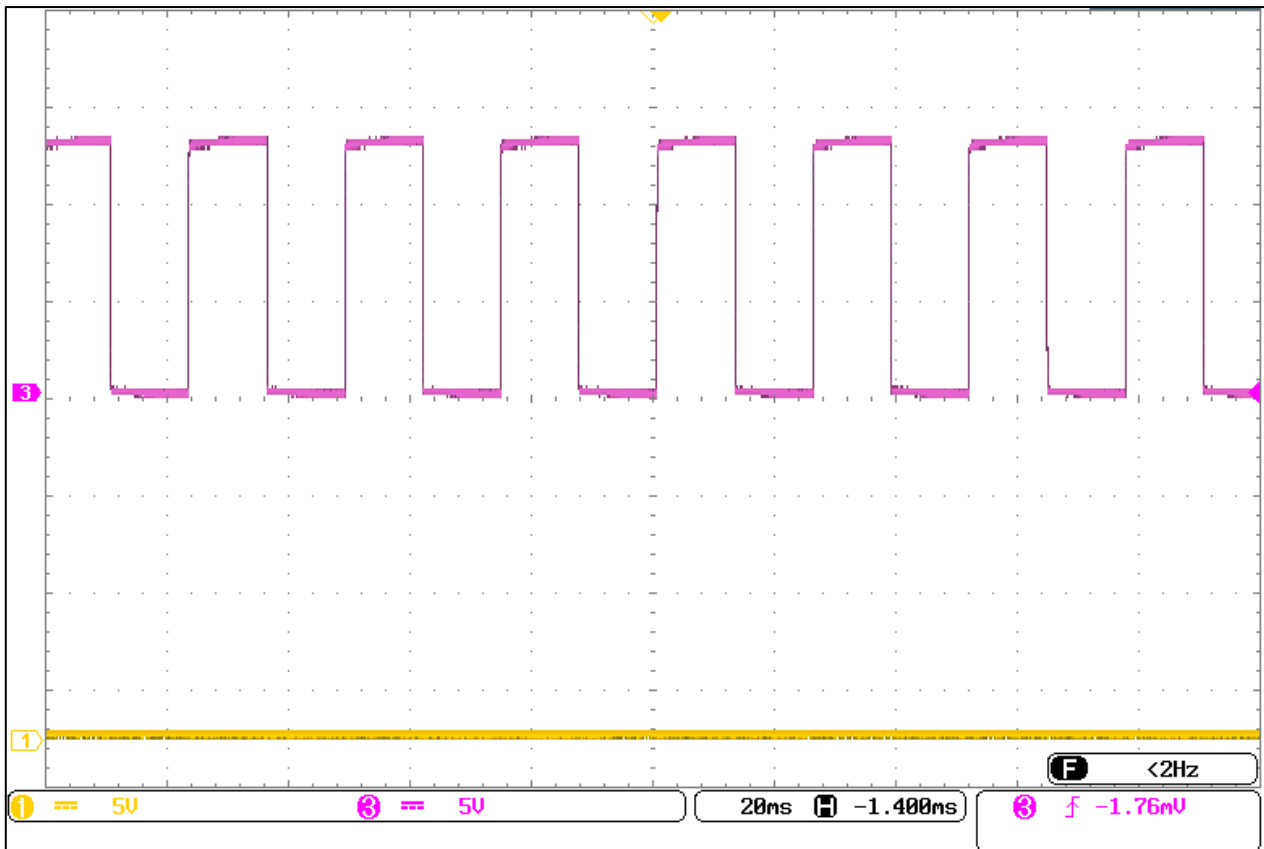


Figure IV. 3 Signal de sorti de l'optocoupleur HCPL3120.

**Interprétation :**

Les figures IV.2 et IV.3 illustrent respectivement les caractéristiques d'entrée et de sortie de l'optocoupleur. Il est clair que l'optocoupleur ne se contente pas simplement d'isoler optiquement le signal, mais il amplifie également le signal d'entrée de 5V à 15V.

### IV.2.2 Essais sur l'inverseur TC4069UB

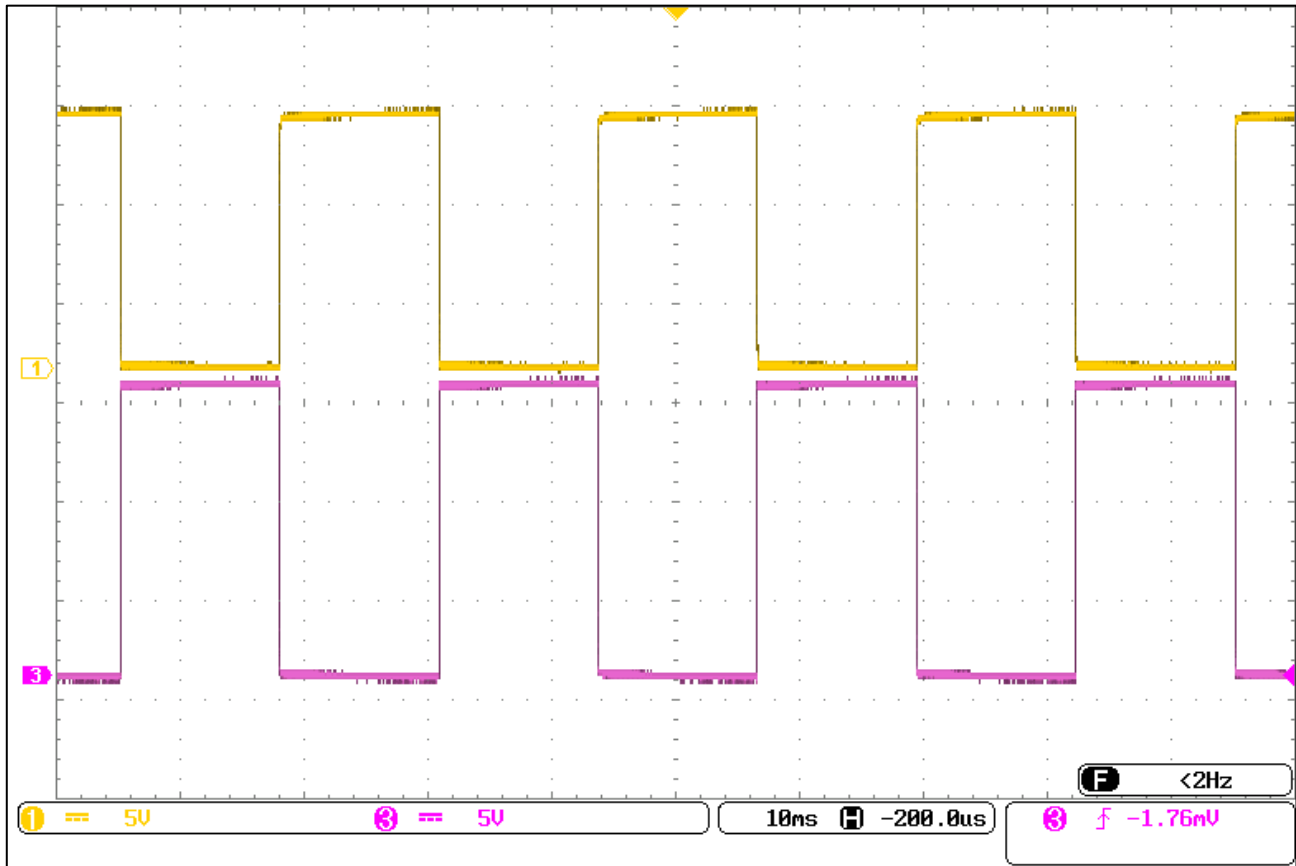


Figure IV. 4 : Signaux de l'inverseur 4069UB.

#### Interprétation :

L'analyse des signaux inversés affichés dans la figure IV.4 nous confirme que la commutation des interrupteurs du circuit de puissance est réalisée de manière efficace. Ceci est en accord avec nos observations lors de la simulation.

### IV.2.3 Essai sur le circuit RC

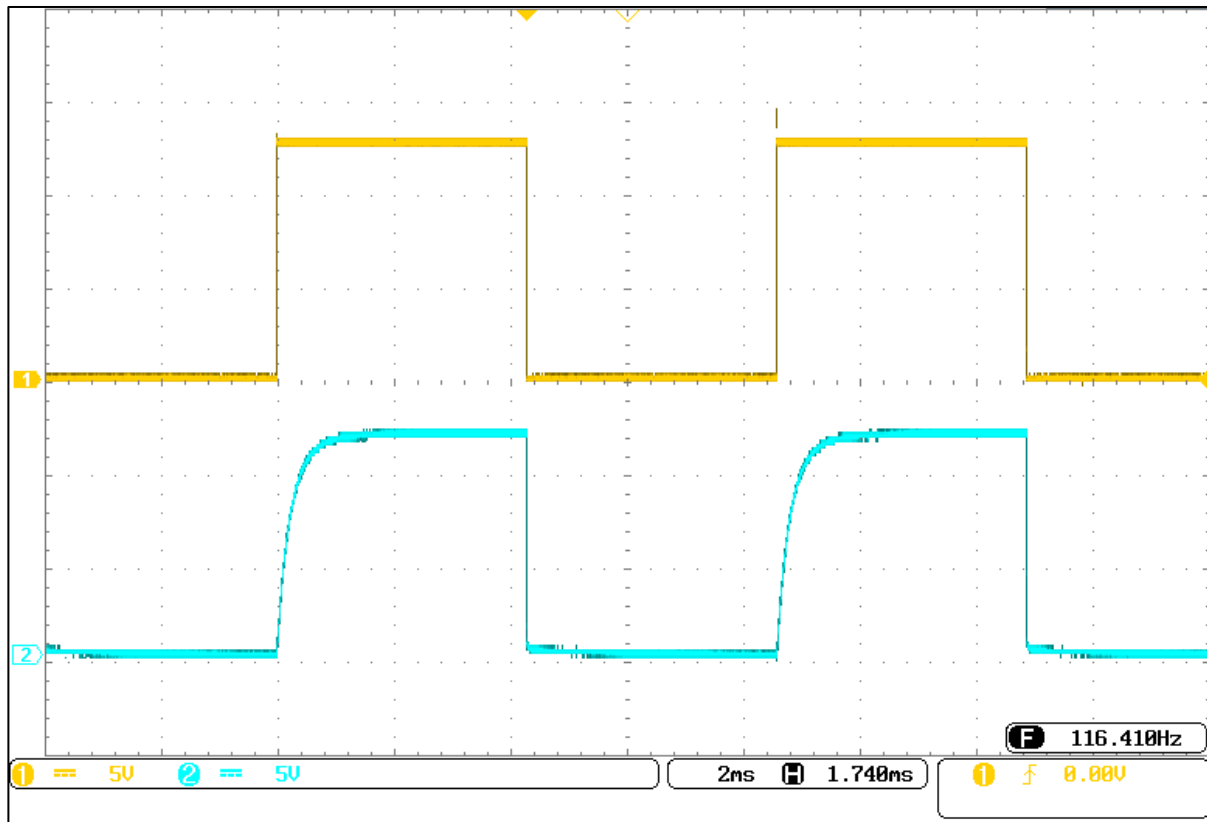


Figure IV. 5 : Représentation des signaux de retard sur l'entrée et la sortie du circuit RC.

La figure IV.5 ci-dessus nous permet de comprendre et de visualiser le temps de retard créé par le circuit RC inséré sur la carte commande.

### IV.2.4 Visualisation du signal du temps mort.

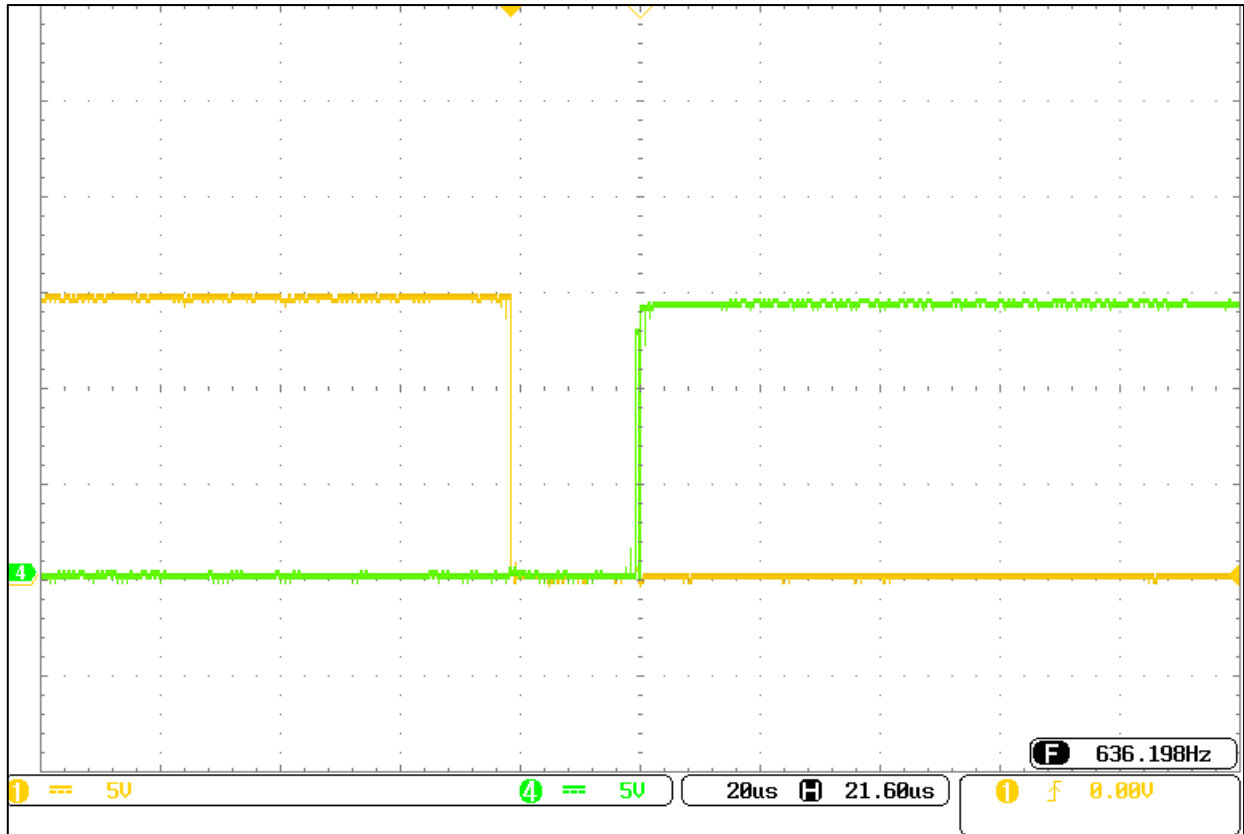


Figure IV. 6 Allure représentative du temps mort.

**Interprétation :**

La figure IV.6 montre qu'un temps mort de 20 µs élimine les risques de court-circuit, contrairement à la simulation qui indique 10 µs. Cette différence est due à des modélisations simplifiées et à des conditions idéales en simulation, qui ne tiennent pas compte des paramètres réels tels que les délais de propagation, les variations de température et les effets de charge/décharge dans les composants.

### IV.2.5 Essais sur le driver IR2110

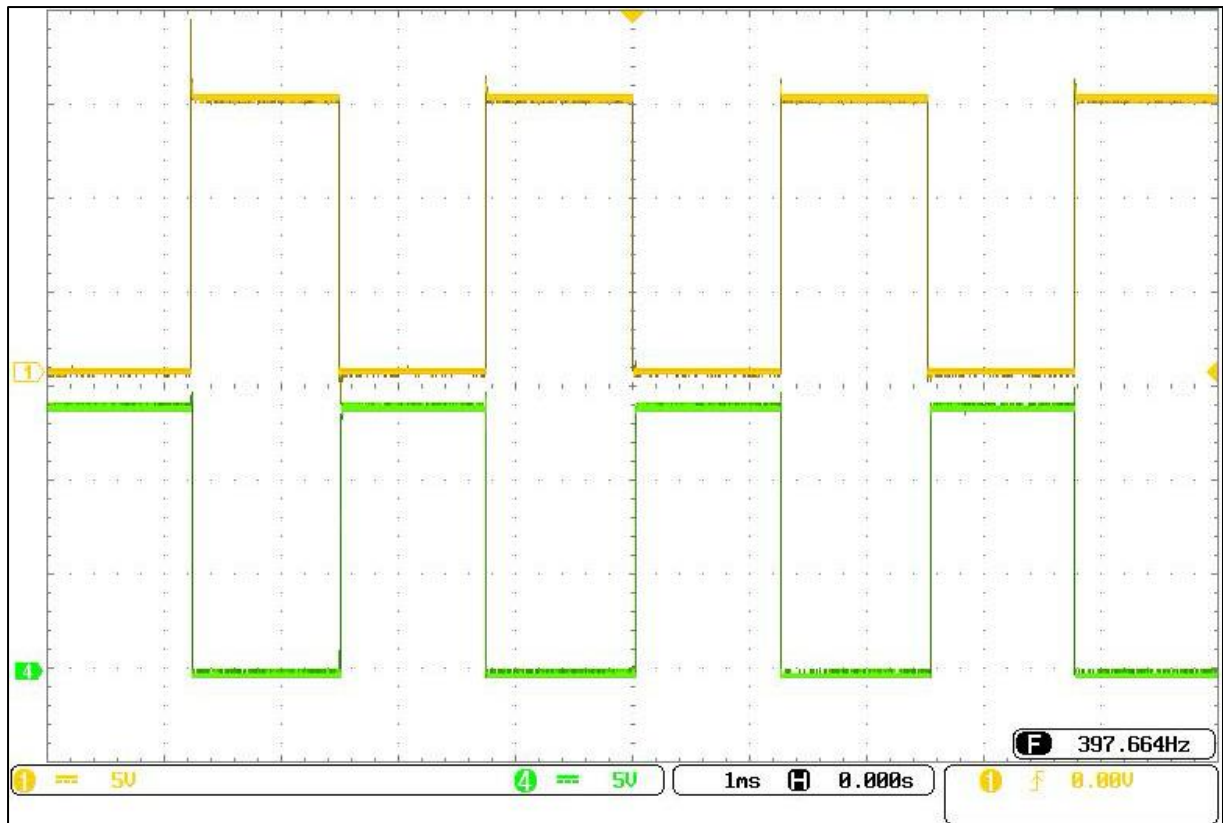


Figure IV. 7 Allure représentative du signal du Driver 2110.

#### Interprétation :

Lors de l'essai pratique sur le Driver IR2110, nous avons observé un signal identique à celui prévu par la simulation, avec un déphasage de 180 degrés. Ce déphasage correspond au signal attendu pour commander notre bras onduleur.

### IV.3 visualisation des signaux finaux

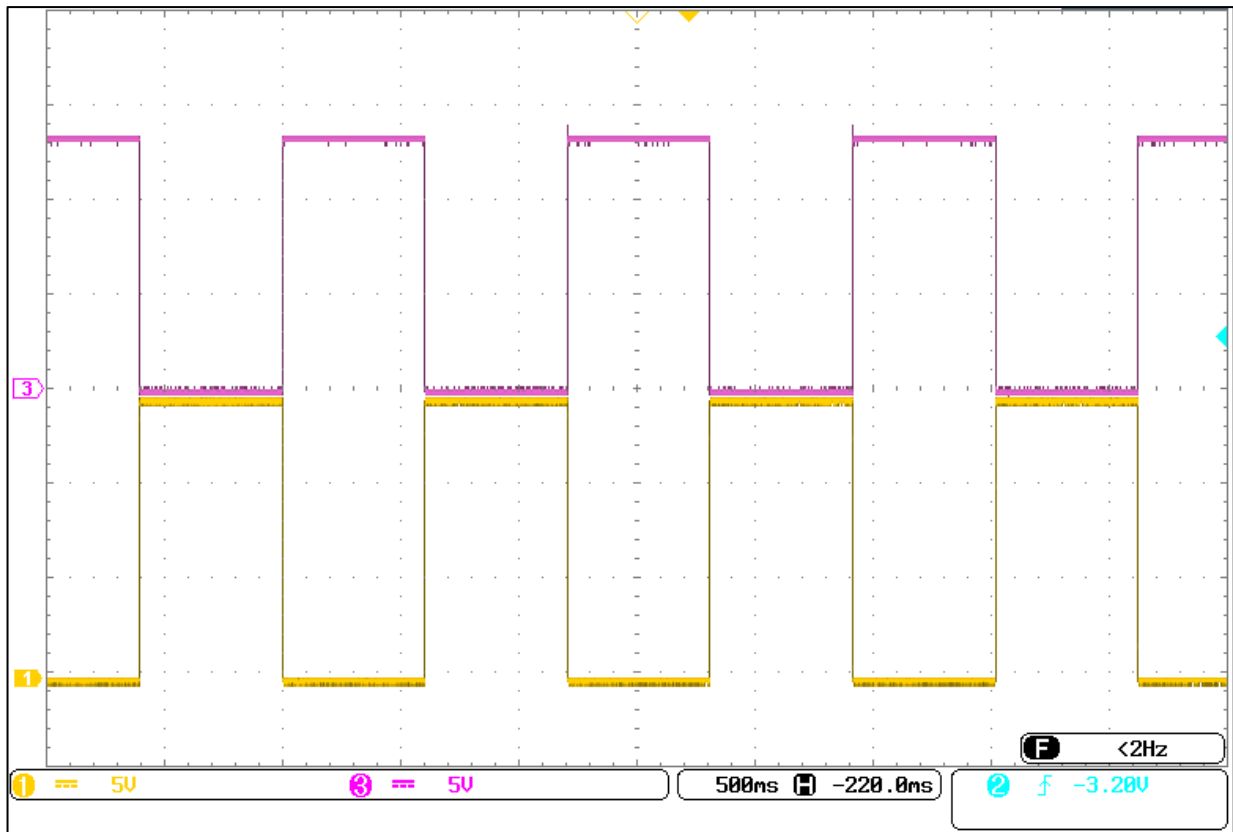


Figure IV. 8 Signaux finaux du circuit de la carte commande.

#### Interprétation :

Les signaux générés par la carte commande seront utilisés pour activer et commander le bras d'onduleur en passant par l'GBT avec un déphasage de 180 degrés (des deux signaux inverses  $s$  et  $s$  barre) tout en respectant le temps mort entre ces signaux afin d'éviter les courts circuits, la figure ci-dessous représentent les signaux finaux.

#### IV.4 Test final et visualisation des signaux du bras de l'onduleur

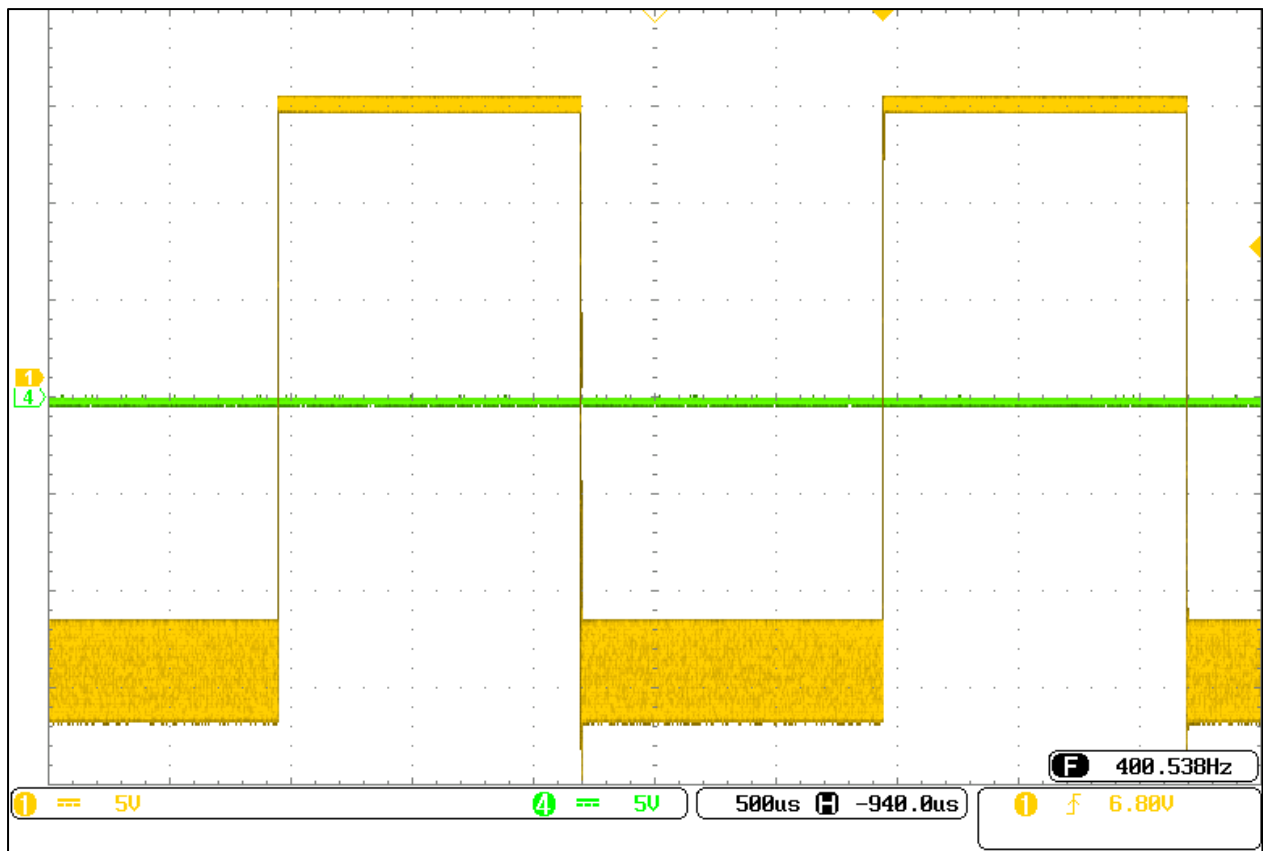


Figure IV. 9 Tension à la sortie de l'onduleur.

#### Interprétation :

La carte de commande génère les signaux nécessaires pour piloter l'onduleur (comme l'illustre la figure précédente). Et après avoir effectué un test de Continuité et de Court-circuit entre les bornes de chaque IGBT (émetteur, collecteur et grille).

L'onduleur réagit adéquatement à ces signaux, produisant une sortie stable en tension et en fréquence. Ce qui indique que la carte fonctionne correctement.



## **IV.5 Conclusion**

Dans cette partie, nous avons réalisé des tests expérimentaux complets pour évaluer le bon fonctionnement de notre carte de commande. Ces essais ont été conçus pour reproduire les conditions réelles d'utilisation et ont permis de recueillir des données concrètes sur les performances de la carte commande, les résultats de ces tests ont été comparés aux simulations détaillées présentées précédemment, et cette comparaison a confirmé que les performances observées lors des tests étaient en accord avec celles prédites.

Cette concordance entre les résultats expérimentaux et la simulation avec Proteus renforce l'efficacité de notre approche dans la conception de la carte de commande.

## **Conclusion générale**

Ce mémoire explore en profondeur les domaines de la commutation, des semi-conducteurs de puissance et des onduleurs, avec un accent particulier sur la conception et la simulation d'une carte d'auto-pilotage.

Le premier chapitre plonge dans les bases de la commutation et des semi-conducteurs, détaillant les différents composants, ainsi que les concepts de commutation dans les interrupteurs.

Le deuxième chapitre élargit le sujet aux onduleurs, couvrant les configurations en demi-pont et en pont en H, avec des discussions sur la commande à onde pleine et la modulation de largeur d'impulsion

Le troisième chapitre se concentre sur la conception spécifique de la carte d'auto-pilotage, incluant les composants nécessaires. Des simulations détaillées sur Proteus sont réalisées pour analyser le comportement des signaux et valider le fonctionnement de la carte.

Enfin, les essais expérimentaux et les résultats, présentés dans le dernier chapitre, fournissent une évaluation pratique de la performance des composants de la carte de commande, offrant ainsi une compréhension globale de l'efficacité du système proposé.

L'objectif principal de ce mémoire vise à fournir une vue complète et approfondie de la conception, de la simulation et des essais d'une carte d'auto-pilotage pour un bras d'onduleur.

Et en résumé, notre projet nous a permis d'approfondir nos connaissances en électronique de puissance en nous focalisant sur l'étude de nouveaux composants électroniques.

## Bibliographie

- [1] J.L Dalmasso e « électronique de puissance commutation », cours, application corrigés BTS, IUT école d'ingénieur maîtrise EEA, 3eme cycle.
- [2] F. HAMOUDI, « Cours d'Electronique de puissance » Université A.Mira, Bejaia, 2020.
- [3] Cathleen Shamieh « l'Electronique pour les nuls », 2-ème édition, 2017.
- [4] SCHNEIDER ELECTRIC, Éd., Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques, Cahier Technique Schneider Electric n° 208 », 2003.
- [5] MAHFOUDI, « cours des interrupteurs d'électronique de puissance Lycée qualifiant Technique Settat », 2014.
- [6] BOUKAROURA Abdelkader « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par L'Approche BondGraph » 2009 Magister en électrotechnique
- [7] A. SOYED « cours d'électronique de puissance », 2013
- [8] M. CORREVON « cours d'électronique de puissance Haute école spécialisé, suisse
- [9] Cours : Electronique de puissance avancée Première année Master Machines Electriques Préparé par : Dr. Aimad BOUDOUDA Maitre de conférences A.
- [10] « Nouveaux mécanismes de commutation exploitant les protections intégrées des semi-conducteurs de puissance. Application à la conception de convertisseurs statiques à Commutation automatique », THÈSE présentée par Nicolas ROUX Agrégé de Génie Electrique de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan DEA Génie Electrique.
- [11] [www.biblio-scientifique.net](http://www.biblio-scientifique.net) .
- [12] Cours Pr. Toufik RIKIOUA Université de Bejaia, Directeur du laboratoire de Technologie Industrielle et de l'information (LT2I).
- [13] <https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skhi-22a-r-15071601.html>
- [14] <https://fr.scribd.com/document/402757702/Realisation-d-un-onduleur-de-tension-commande-par-la-carte-Dspace-1104-pdf>
- [15] <https://www.electricity-magnetism.org/fr/optocoupleurs/?t>
- [16] <https://docs.rs-online.com/6abd/0900766b815d53bd.pdf>
- [17] INTERNATIONAL RECTIFIER, « IR2112 driver datasheet No. PD60026] », 2005.
- [18] Proteus <http://www.elektronique.fr/logiciels/proteus.php>
- [19] projet de fin d'étude « régulateur de courant d'un onduleur de tension commandé par hystérésis ».
- [20] <https://www.soselectronic.com/fr/articles/tracopower/traco-power-des-alimentations-optimales-pour-les-applications-medicales-2749?t>
- [21] [https://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1\\_5\\_1\\_industry/CH24101F](https://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1_5_1_industry/CH24101F).

# ANNEXES

## 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

### Technical Data

#### HCPL-3120

#### Features

- **2.0 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/ $\mu$ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at  $V_{CM} = 1500$  V**
- **0.5 V Maximum Low Level Output Voltage ( $V_{OL}$ ) Eliminates Need for Negative Gate Drive**
- **$I_{CC} = 5$  mA Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating  $V_{CC}$  Range: 15 to 30 Volts**
- **500 ns Maximum Switching Speeds**
- **Industrial Temperature Range:  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $100^{\circ}\text{C}$**
- **Safety Approval**  
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577  
CSA Approval  
VDE 0884 Approved with  $V_{IORM} = 630$  V peak (Option 060 only)

#### Applications

- **Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC and Brushless DC Motor Drives**

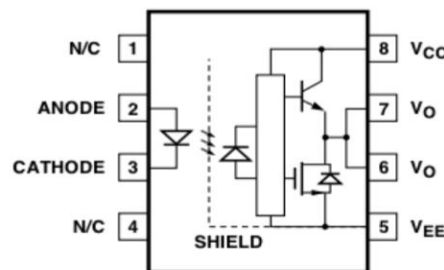
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies (SMPS)**

#### Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

#### Functional Diagram



#### TRUTH TABLE

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

A 0.1  $\mu$ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

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

**HIGH AND LOW SIDE DRIVER**

**Features**

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +500V or +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

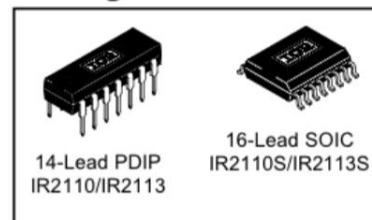
**Product Summary**

$V_{OFFSET}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
$V_{OUT}$	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

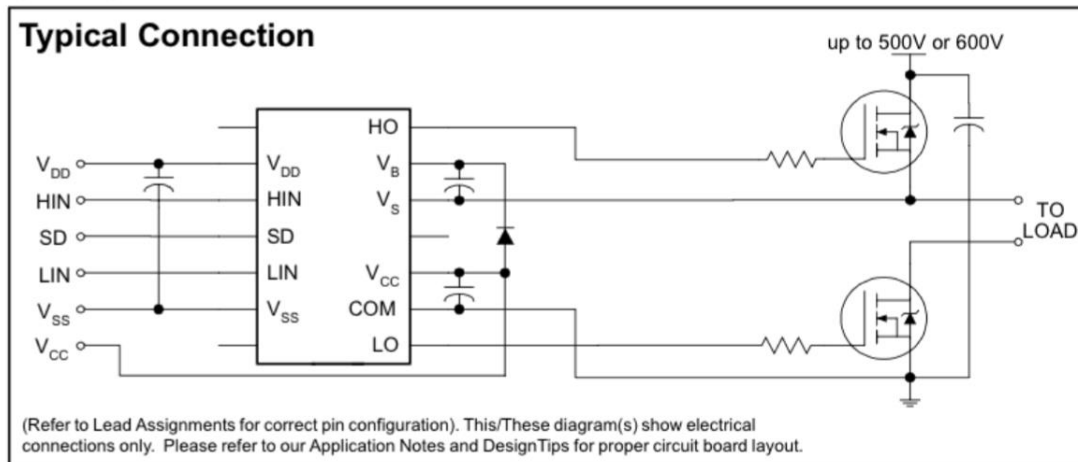
**Description**

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

**Packages**



**Typical Connection**



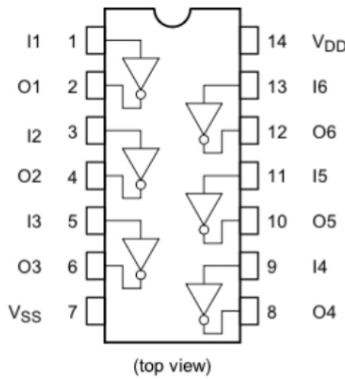
**TC4069UBP,TC4069UBF,TC4069UBFN,TC4069UBFT**

TC4069UB Hex Inverter

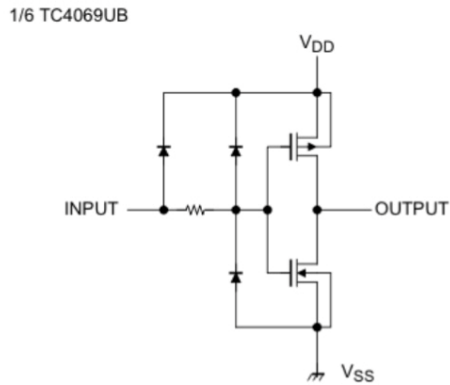
TC4069UB contains six circuits of inverters. Since the internal circuit is composed of a single stage inverter, this is suitable for the applications of CR oscillator circuits, crystal oscillator circuits and linear amplifiers in addition to its application as inverters.

Because of one stage gate configuration, the propagation time has been reduced.

**Pin Assignment**



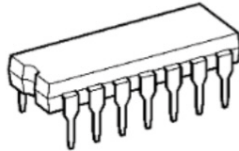
**Circuit Diagram**



Weight	
DIP14-P-300-2.54	: 0.96 g (typ.)
SOP14-P-300-1.27A	: 0.18 g (typ.)
SOP14-P-300-1.27	: 0.18 g (typ.)
SOL14-P-150-1.27	: 0.12 g (typ.)
TSSOP14-P-0044-0.65A	: 0.06 g (typ.)


Note: xxxFN (JEDEC SOP) is not available in Japan.

TC4069UBP




DIP14-P-300-2.54

TC4069UBF




SOP14-P-300-1.27A



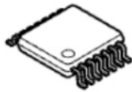
SOP14-P-300-1.27

TC4069UBFN



SOL14-P-150-1.27

TC4069UBFT



TSSOP14-P-0044-0.65A

# TRACO POWER

## DC/DC Converter

## TEN 8 Series, 8 Watt

- DIP-24 package with industry standard footprint
- Wide 2:1 input voltage range
- Input filter meets EN 55032, class A
- Extended operating temperature range: -40°C to +85°C
- Remote On/Off
- Shielded metal casing with insulated baseplate
- Lead free design, RoHS compliant
- 3-year product warranty



The TEN 8 series is a family of high performance 8 Watt DC/DC-converter modules featuring wide 2:1 input voltage ranges in a DIP-24 package with industry standard footprint. A very high efficiency allows an operating temperature range of -40°C to +85°C. A built-in EMI input filter complies with EN 55032, class A without external components. Further standard features include remote On/Off and short circuit protection.

Typical applications for these converters are battery operated equipment, instrumentation, communication and industrial electronics, everywhere where isolated, tightly regulated voltages are required and space is limited on the PCB.

Models						
Order Code	Input Voltage Range	Output 1		Output 2		Efficiency typ.
		Vnom	I <sub>max</sub>	Vnom	I <sub>max</sub>	
TEN 8-1210	9 - 18 VDC (12 VDC nom.)	3.3 VDC	2'000 mA			80 %
TEN 8-1211		5 VDC	1'500 mA			83 %
TEN 8-1212		12 VDC	666 mA			88 %
TEN 8-1213		15 VDC	533 mA			87 %
TEN 8-1221		+5 VDC	800 mA	-5 VDC	800 mA	83 %
TEN 8-1222		+12 VDC	333 mA	-12 VDC	333 mA	87 %
TEN 8-1223		+15 VDC	267 mA	-15 VDC	267 mA	85 %
TEN 8-2410	18 - 36 VDC (24 VDC nom.)	3.3 VDC	2'000 mA			80 %
TEN 8-2411		5 VDC	1'500 mA			83 %
TEN 8-2412		12 VDC	666 mA			86 %
TEN 8-2413		15 VDC	533 mA			85 %
TEN 8-2421		+5 VDC	800 mA	-5 VDC	800 mA	82 %
TEN 8-2422		+12 VDC	333 mA	-12 VDC	333 mA	86 %
TEN 8-2423		+15 VDC	267 mA	-15 VDC	267 mA	85 %
TEN 8-4810	36 - 75 VDC (48 VDC nom.)	3.3 VDC	2'000 mA			80 %
TEN 8-4811		5 VDC	1'500 mA			83 %
TEN 8-4812		12 VDC	666 mA			86 %
TEN 8-4813		15 VDC	533 mA			86 %
TEN 8-4821		+5 VDC	800 mA	-5 VDC	800 mA	85 %
TEN 8-4822		+12 VDC	333 mA	-12 VDC	333 mA	87 %
TEN 8-4823		+15 VDC	267 mA	-15 VDC	267 mA	87 %

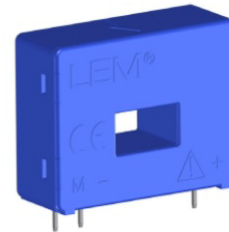


## Current Transducer LA 100-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$I_{PN} = 100 \text{ A}$



### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal RMS current	100	A			
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	0 ... $\pm 150$	A			
$R_M$	Measuring resistance @	$T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$	$T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}$			
		$R_{M \min}$ / $R_{M \max}$	$R_{M \min}$ / $R_{M \max}$			
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0 50	0 42	$\Omega$
			@ $\pm 120 \text{ A}_{\max}$	0 22	0 14	$\Omega$
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0 110	20 102	$\Omega$
	@ $\pm 150 \text{ A}_{\max}$	0 33	20 25	$\Omega$		
$I_{SN}$	Secondary nominal RMS current	50	mA			
$N_p/N_s$	Turns ratio	1 : 2000				
$U_C$	Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 12 \dots 15$	V			
$I_C$	Current consumption ( $\pm 2$ )	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$	mA			

### Accuracy - Dynamic performance data

$\epsilon$	Error @ $I_{PN}, T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 0.45$	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 0.70$	%
$\epsilon_L$	Linearity error		< 0.15	%
$I_O$	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		Typ	Max
$I_{OM}$	Magnetic offset current <sup>1)</sup> @ $I_p = 0$ and specified $R_M$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$			$\pm 0.10$ mA
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_O$	$-25 \text{ }^\circ\text{C} \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$	$\pm 0.05$	$\pm 0.30$ mA
		$-40 \text{ }^\circ\text{C} \dots -25 \text{ }^\circ\text{C}$	$\pm 0.10$	$\pm 0.50$ mA
$t_{D10}$	Delay time @ 10 % of $I_{PN}$		< 500	ns
$t_{D90}$	Delay time to 90 % of $I_{PN}$ <sup>2)</sup>		< 1	$\mu\text{s}$
$BW$	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC ... 200	kHz

### General data

$T_A$	Ambient operating temperature		$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature		$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
$R_S$	Resistance of secondary winding	@ $T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$	120	$\Omega$
		@ $T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}$	128	$\Omega$
$m$	Mass		18	g
	Standards		EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Notes: <sup>1)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit

<sup>2)</sup> For a  $di/dr = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

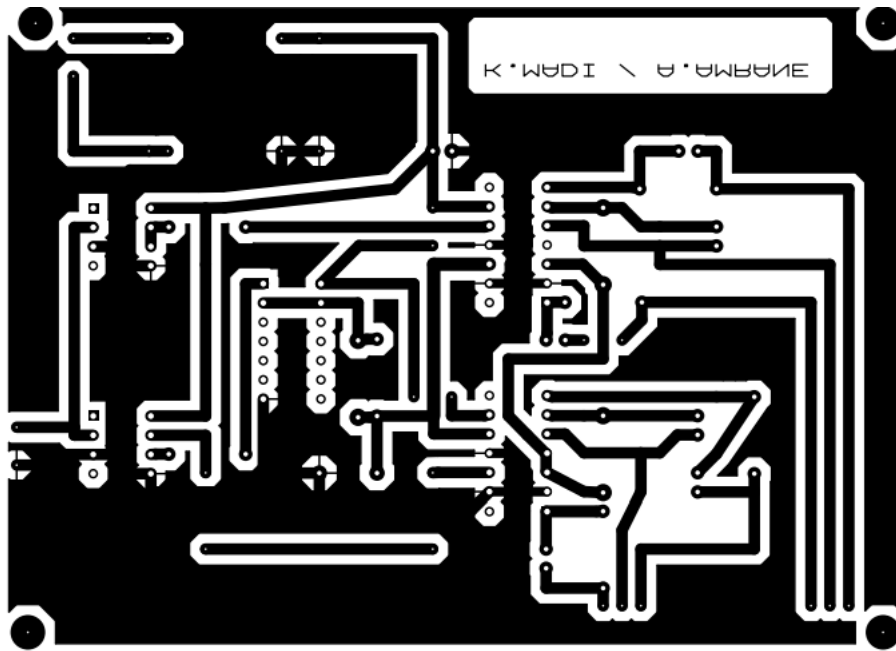
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

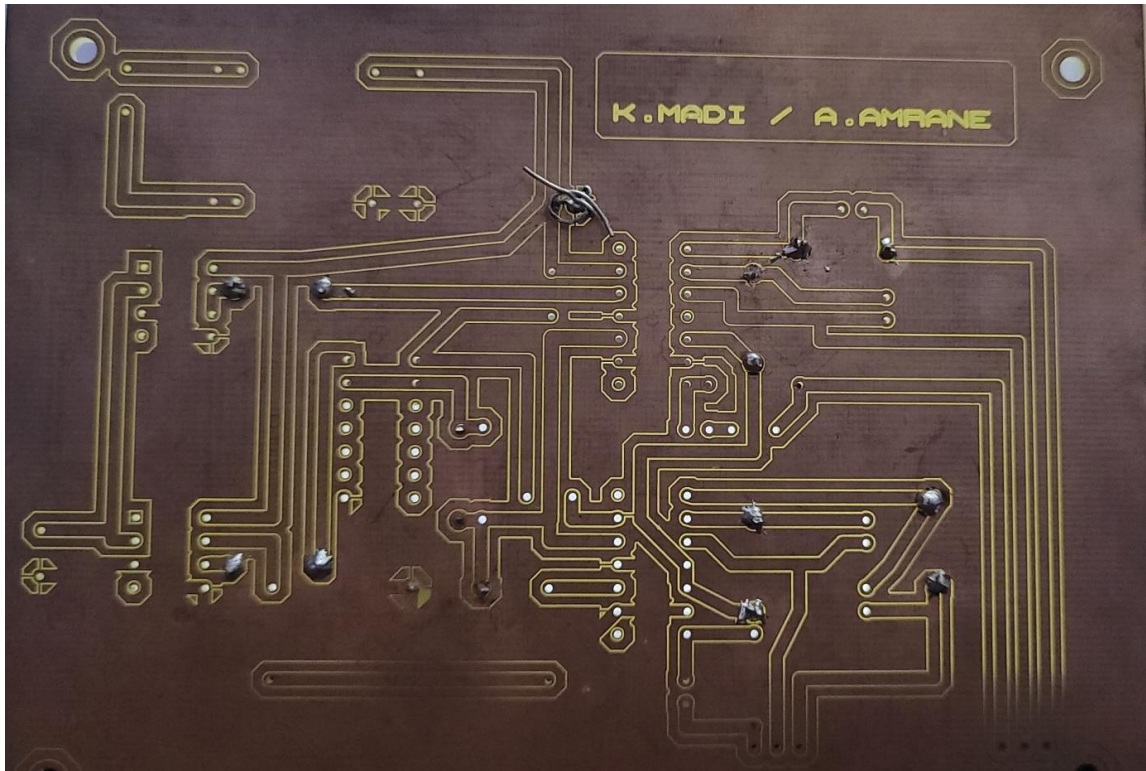
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

### Application domain

- Industrial.



Circuit du driver



**Image réelle de la carte commande créée**

## Liste des composants

### Résistances :

$$R1 = R2 = 1\Omega$$

$$R3 = R4 = R6 = R7 = 4\Omega$$

$$R5 = 6,8\text{ k}\Omega$$

### Diodes :

$$D = \text{IN4007}$$

### Capacités :

$$C1 = 2200\text{ pF}$$

$$C2 = 100\text{ }\mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 47\text{ }\mu\text{F}$$

$$C5 = C6 = C7 = C8 = 2,2\text{ nF}$$

### Circuits intégrés :

$$\text{IC1} = \text{Optocoupleur HCPL3120}$$

$$\text{IC2} = \text{Inverseur CD4069}$$

$$\text{IC3} = \text{IR2110}$$

## **Résumé**

De nos jours, l'électronique de puissance occupe une position de plus en plus stratégique dans divers domaines énergétiques. Cela comprend l'analyse et la conception des systèmes de commande ainsi que des composants de puissance pour les convertisseurs, leur structuration et leur application dans différents secteurs.

Ce mémoire explore la commutation, les semi-conducteurs de puissance et les onduleurs, en se concentrant sur la conception et la simulation d'une carte d'auto-pilotage appelé «Driver».

Le premier chapitre aborde les bases de la commutation et des semi-conducteurs. Le chapitre suivant traite des onduleurs, y compris les configurations en demi-pont et en pont en H. Le troisième chapitre se concentre sur la conception de la carte d'auto-pilotage, avec des simulations sur Proteus pour valider son fonctionnement. Et enfin Le dernier chapitre présente les essais expérimentaux et les résultats, évaluant la performance des composants. Ce mémoire offre une vue complète sur la conception, la simulation et les essais d'une carte d'auto-pilotage d'un bras d'onduleur approfondissant les connaissances en électronique de puissance.

## **ABSTRACT**

Today, power electronics occupy an increasingly strategic position in various energy fields. This includes the analysis and design of control systems as well as power components for converters, their structuring and application in different sectors.

This dissertation explores switching, power semiconductors and inverters, focusing on the design and simulation of a self-driving board called a "Driver". The first chapter covers the basics of switching and semiconductors. The next chapter deals with inverters, including half-bridge and H-bridge configurations. The third chapter focuses on the design of the self-driving board, with simulations on Proteus to validate its operation. Finally, the last chapter presents the experimental tests and results, assessing the performance of the components.

This dissertation offers a comprehensive view of the design, simulation and testing of an inverter arm self-pilot board, deepening knowledge of power electronics.