

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

**UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU**  
**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



# **Mémoire**

**De fin d'étude**

*En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique*

**Option : MACHINE ELECTRIQUES**

**Thème :**

*Réalisation d'un onduleur  
triphase à base de transistors IGBT*

**Proposé et dirigé par :**

**M<sup>r</sup>: B. BOUKAIS**

**étudié par :**

**M<sup>r</sup>: DIDAOUI MOKRANE**

**M<sup>r</sup>: ALIK FERHAT**

**PROMOTION 2009**

# *Remerciements*

# *Remerciements*

*Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout Puissant pour la santé et la patience, qu'il nous a données durant toutes ces années d'étude.*

*Nous exprimons nos remerciements profonds pour notre Promoteur Mr B BOUKAIS, pour avoir accepté de nous encadrer et avoir toujours suivie le progrès de notre Travail.*

*Nous tenant aussi à remercier tout particulièrement :*

- Mr H SEDIKI, Mr HARMIM et M<sup>elle</sup> OUERK pour leurs précieux conseils.*
- M<sup>me</sup> LOUANCHI pour la confiance et les encouragements qu'elle nous a délégués.*
- Tous les enseignants et les étudiants fin de cycle qui travaillent au sein du LABO 403*

*Nous tenant également à remercier les membres de jury qui nous font l'honneur d'évaluer ce travail*

*tous les Enseignants qui ont participés à notre formation.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

- *Mes chers parents aux quels je dois tout, particulièrement ma mère.*
- *Mes très chers frères : Karim et surtout Kader.*
- *La mémoire de ma grande mère : Ouezna. Ainsi que ma grande mère : Aldjia.*
- *Mes très chères sœurs et leurs maris : Nadia, Fariza, Taous, Fatiha, Moha, Lounés et Rachid.*
- *Mes neveux et nièce : Ramdane, Fethi et Tiha*
- *Ma tante ouiza et ses enfants.*
- *Tous mes cousins et cousines.*
- *Mes amis : Hacene, Djamel, Hafid, Moh, Bimô, Ali*
- *Dehia qui ma toujours aidé.*
- *Tous les gents que je connais.*
- *Toute la promo 2009.*

*Tous ce que j'ai oubliés.*

**MOKRANE**

*Je dédie ce travail à :*

- *Ceux qui m'ont donné naissance, qui ont su me soutenir tout au long de mes études, parfois me reconforter dans les moments difficiles, et qui sans eux je n'aurais pu effectuer ce travail.*
- *Mes deux chers frères : Belkacem et Azzedine.*
- *La mémoire de mon grand-père Belkacem.*
- *Mon grand-père mohamed et mes grand-mères.*
- *Mes ami (e) s: Juba, Tackfarinas, Said, Redouane, Nassim, Belaid, Nassim, Sabiha, Mahdi, Rachid, Achour.*
- *Toute ma famille, mes amis et tous ceux qui me sont chers.*

*Ferhat*

# *Sommaire*

**INTRODUCTION GENERALE.....1**

**CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SEMI-CONDUCTEURS.**

**1-1-Introduction.....3**

**1-2-Les diodes.....3**

**I-2-1-Les diodes redresseuses.....3**

**I-2-1-a-Symbole et caractéristique statique.....3**

**I-2-1-b-La commutation.....4**

**I-2-2-Les diodes zener.....4**

**I-2-2-a-Symbole et caractéristique statique.....5**

**1-3-Les thyristors.....5**

**I-3-1-La commutation.....5**

**I-3-2-Structure du thyristor.....6**

**I-3-3- Symbole et caractéristique statique du thyristor.....7**

**I-3-4- Les thyristors GTO et IGCT.....8**

**I-3-4-a-Symbole et caractéristique statique du GTO et IGCT.....8**

**1-4-Les transistors .....8**

**I-4-1-Le transistor bipolaire à jonction.....9**

**I-4-1-a-Structure et symbole du transistor bipolaire.....9**

**I-4-1-b-Schéma et la caractéristique statique du transistor bipolaire.....10**

**I-4-2-Le transistor MOSFET .....12**

**I-4-2-a-La Structure et le Symbole d'un MOSFET à appauvrissement.....12**

**I-4-2-b-La Structure et le Symbole d'un MOSFET à enrichissement.....13**

**I-4-3-Le transistor IGBT .....14**

**I-4-3-a-Les interrupteurs ou la cellule de commutation.....14**

**I-4-3-b-La structure et le symbole d'un IGBT.....15**

**I-4-3-c-Schéma de montage et caractéristique statique.....16**

**I-5-Le circuit d'aide à la commutation.....17**

**I-5-1-Rôle des circuits d'aide a la commutation.....17**

**I-5-2-Circuits d'aide à la commutation de mise en conduction.....17**

**I-5-2-a-Principe et formes d'onde.....17**

**I-5-3-Circuits d'aide à la commutation de blocage..... 19**

**I-5-3-a-Principe et formes d'onde..... 19**

**I-6-Aires de sécurités des transistors.....21**

**I-6-1-Transistor bipolaire à jonction.....22**

**I-6-2-Transistor MOS et IGBT.....22**

**I-7- Etude de quelques circuits de commande rapprochée de base pour les transistors.....24**

**I-7-1- Circuit de commande rapprochée des transistors bipolaires.....24**

**I-7-2- Circuit de commande rapprochée des transistors MOS et IGBT.....28**

**I-8-Conclusion.....30**

**CHAPITRE II : GENERALITES SUR LES ONDULEURS.**

**II-1- Définition des convertisseurs statique.....31**

**II-2-Définition et domaine d'application des onduleurs .....31**

**II-3-Types d'onduleur..... 32**

**II-3-1-Onduleurs de courant ou commutateur ( $E_i^i$ ) .....32**

<b>II-3-2-Onduleur de tension</b> .....	32
<b>II-3-2-a-Onduleurmonophasé</b> .....	32
<b>II-3-2-b-onduleur triphasé</b> .....	34
<b>II-4-Types de commande</b> .....	40
<b>II-4-1-La commande pleine onde ou commande à 180<sup>0</sup></b> .....	40
<b>II-4-2-La commande à 120°</b> .....	40
<b>II-4-3-La commande MLI</b> .....	40
<b>II-5-Conclusion</b> .....	42

**CHAPITRE III : CONCEPTION DE L'ONDULEUR TRIPHASE  
A TRANSISTORS IGBT.**

III-1-Introduction.....	43
III-2- Circuit de puissance.....	44
III-2-1-Réseau d'alimentation continue.....	44
III-2-1-a- Choix de la résistance.....	44
III-2-2-Les cellules de commutation.....	46
III-2-3-Les différentes protections des cellules de commutation.....	47
a-Protection contre les surtensions.....	47
b-Protection contre les surintensités du courant.....	47
c-Protection contre les échauffements.....	47
III-3-La commande rapprochée.....	48
III-3-1-Amplification des signaux de commande.....	48
III-3-2-Isolation galvanique.....	49
III-3-3-Le driver IR2130.....	51
III-3-3-1-Contrôle du courant ITRIP.....	52
III-3-3-2-La logique de commande du circuit IR2130.....	52
III-3-3 -2-1-Commande d'un transistor IGBT référencé à la masse.....	53
III-3-3 -2-2-Commande d'un transistor IGBT à une référence flottante.....	53
III-3-3 -2-3-La technique d'alimentation Bootstrap.....	54
III-3-3 -2-3-1-Dimensionnement du circuit Bootstrap.....	55
a- Dimensionnement du condensateur Cb.....	55
b- Dimensionnement de la résistance Rb.....	56
c- Dimensionnement de la diode Db.....	57
III-3-4-Choix de la résistance de Grille R <sub>G</sub> .....	57
III-4- Circuit de commande logique.....	58
III-4-1-Trigger de schmitt(MC74HC14A).....	60
III-4-2-Le circuit HEF4009UBP.....	61
III-4-3-Le circuit HEF4081.....	62
III-5-Alimentations stabilisées basses tension.....	63
III-5-1-Dimensionnement des composants de ces alimentations.....	64
III-5-2-Alimentation stabilisée de 5V.....	65
III-5-3-Alimentation stabilisée de 15V.....	65
III-5-4-Alimentation stabilisée des ventilateurs de 12V.....	65
III-6-Conclusion .....	66

<b>Chapitre IV :</b>	<b>Autopilotage d'une machine synchrone à aimant permanent</b>
<b>IV-1-</b>	<b>Introduction.....68</b>
<b>IV-2-</b>	<b>Signaux délivrés par le capteur de position.....68</b>
<b>IV-3-</b>	<b>Signaux de la commande <math>120^{\circ}</math>.....68</b>
<b>IV-4-</b>	<b>essai sur une charge résistive R.....71</b>
<b>IV-5-</b>	<b>essai sur une RL.....73</b>
<b>IV-6-</b>	<b>essai sur la BDCM.....74</b>
<b>IV-7-</b>	<b>Caractéristique vitesse en fonction de la tension.....77</b>
<b>IV-8-</b>	<b>conclusion.....78</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>79</b>

# *Introduction Générale*

L'évolution rapide des semi-conducteurs de puissance et l'apparition des nouveaux composants entièrement commandables (à l'ouverture et à la fermeture) tels que les MOSFET, les IGBT et les GTO, ainsi que le développement des nouvelles techniques de commandes élaborées et sophistiquées, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables et puissants.

Parmi ces convertisseurs, on trouve les onduleurs qui peuvent être utilisés pour l'alimentation des machines à courant alternatif (à fréquences variables), ou comme des alimentations de secours (à fréquences fixes).

Les onduleurs classiques présentent quelques inconvénients, le plus remarquable est que la tension de sortie est riche d'harmoniques, ce qui entraînera un mauvais fonctionnement de la charge et engendre quelques inconvénients tels que les échauffements supplémentaires, la diminution du facteur de puissance et le vieillissement rapide des machines. Un autre inconvénient important est que ces onduleurs sont limités en tension et en puissance. Afin de palier à ces limitations, de nouveaux composants tels que l'IGBT ont été introduit dans le domaine des puissances fortes et des tensions élevées.

Le choix du type de commande pour les onduleurs de tension est primordial, car elle a une influence directe sur les grandeurs de sortie de ce dernier. Pour le bon fonctionnement de ce convertisseur, il faut étudier toutes les stratégies de commande existantes et utilisées dans la réalité, ces différentes commandes qu'on trouve sont :

- La commande MLI (modulation de largeur d'impulsion).
- La commande en pleine onde ou  $180^\circ$ .
- La commande à  $120^\circ$ .

L'objectif de notre travail est de réaliser un onduleur de tension triphasé à base de transistors IGBT avec une commande  $120^\circ$ .

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres ; le premier chapitre sera consacré aux généralités sur les semi-conducteurs.

Le deuxième chapitre aussi sera consacré aux généralités sur les onduleurs et aux stratégies de commandes, (à savoir la commande plein onde et la commande à modulation de largeur d'impulsion du type triangulo-sinusoidale à une porteuse).

Le troisième chapitre sera une conception des différents étages de cet onduleur de la carte de commande logique et rapprochée(le circuit de commande) jusqu'à la carte de protection et les cellules de commutation(le circuit de puissance).

Le dernier chapitre sera consacré aux essais expérimentaux qui consistent à autopiloter une machine synchrone à aimant permanent du type BDCM de puissance 700W.

Nous terminerons par une conclusion générale.

# *CHAPITRE I :*

## *Généralités sur les Semi-conducteurs*

**I-1-Introduction :**

L'électrotechnique s'est toujours intéressée aux matériaux magnétiques et diélectriques, mais a délaissée les semi-conducteurs jusqu'à récemment.

Par son habilité à conduire le courant, un semi-conducteur est un matériau se situant entre le conducteur et l'isolant. Les éléments les plus utilisés pour ces derniers sont le silicium, le germanium et le carbone.

Les composants semi-conducteurs de puissance se caractérisent par leurs fonctionnements comme interrupteurs, ils peuvent être classés en trois catégories :

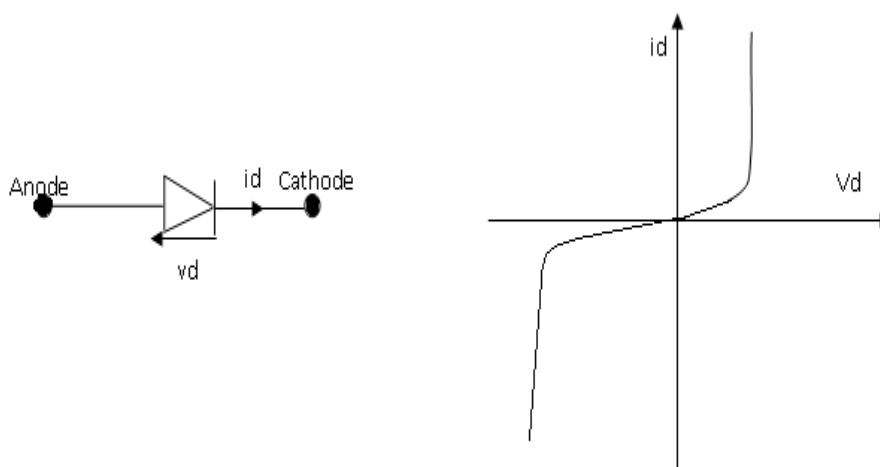
- Diodes
- Thyristors
- Transistors

**I-2-Les diodes :** (état fermé ou ouvert contrôlé par le circuit de puissance)

Les diodes sont des composants utilisés en électronique de puissance, soit dans les circuits appelés redresseurs (diode redresseuse), soit dans les circuits de régulation pour les blocs d'alimentations (diode zener).

**I-2-1-Les diodes redresseuses :[1]**

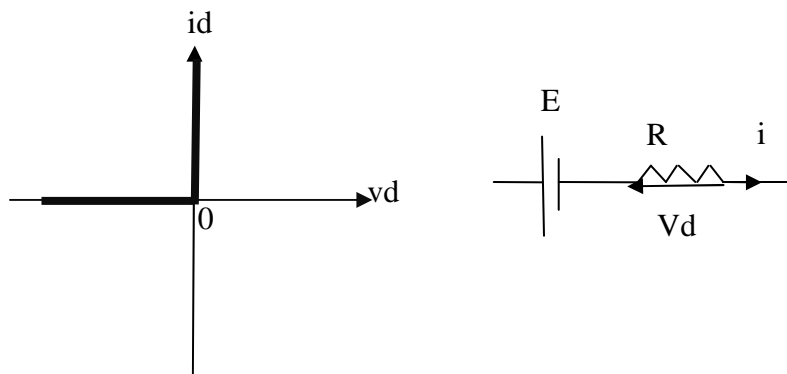
Grace à leur habilité à conduire le courant électrique dans une direction et le bloquer dans la direction opposée, cette diode est utilisée dans les redresseurs qui convertissent le courant alternatif en courant continu.

**I-2-1-a-Le symbole et la caractéristique statique :**

**Figure (I-1) :** symbole d'une diode et sa caractéristique statique

Lorsque la diode est polarisée en direct, elle commence à conduire à partir d'une faible tension directe de l'ordre de 0.7V. Lorsqu'elle est polarisée en inverse, seul un courant de fuite négligeable (quelque mA) circule jusqu'à atteindre la tension de claquage.

En tenant compte du courant de fuite très faible circulant en inverse et de la faible tension de polarisation en directe comparés aux courants et tensions misent en jeu dans les circuits pour lesquels ces diodes sont utilisées, la caractéristique  $i=f(v)$  peut être idéalisée



**Figure (I-2) :** symbole d'une diode idéale et sa caractéristique statique

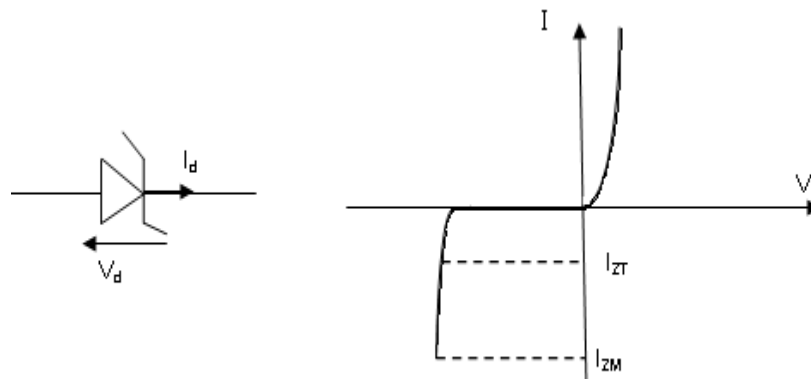
Cette caractéristique idéalisée peut être utilisée pour l'analyse du principe de fonctionnement de base des convertisseurs. Par contre, il est évident que cette caractéristique ne doit pas être utilisée dans le cas d'une conception prenant en compte les problèmes de dissipation thermique ou chute de tension.

### **I-2-1-b-La commutation :**

À la commutation de l'état ouvert à l'état fermé, elle peut être considérée comme un interrupteur idéal car cette transition s'effectue rapidement vis-à-vis des phénomènes transitoires relatifs aux circuits de puissance. Par contre, lors de la commutation de l'état fermé à l'état ouvert, l'annulation du courant dans la diode dure un temps  $t_{rr}$  (reverse-recovery time) pendant un temps  $t_n$ , le courant est négatif afin d'évacuer les charges en excès dans la diode et lui permet de se bloquer à une tension  $v_d$  négative.

### **I-2-2-Les diode Zener :**

La diode Zener a la caractéristique de fonctionner dans la région de claquage, à la différence des autres diodes. Elle fonctionne mieux dans cette région, elle est appelée aussi diode de claquage. La diode Zener est le composant principal du régulateur de tension, un circuit qui maintient la tension de charge constante malgré les grandes variations de tension de secteur et de la résistance de charge.

**I-2-2-a-Le symbole et la caractéristique statique :****Figure (I-3)** : symbole et la caractéristique  $I = f(V)$  d'une diode Zener

Cette diode peut fonctionner dans la région directe, dans la région de fuite et dans la région de claquage.

Dans la région directe elle commence à conduire à environ 0,7V comme une diode au silicium ordinaire, dans la région de fuite (entre 0 et le claquage) le courant de fuite (inverse) est petit. Le coude de claquage forme presque un angle droit. Il est suivi d'une croissance presque verticale du courant, on ce qui concerne la tension, elle est presque constante dans toute la région de claquage.

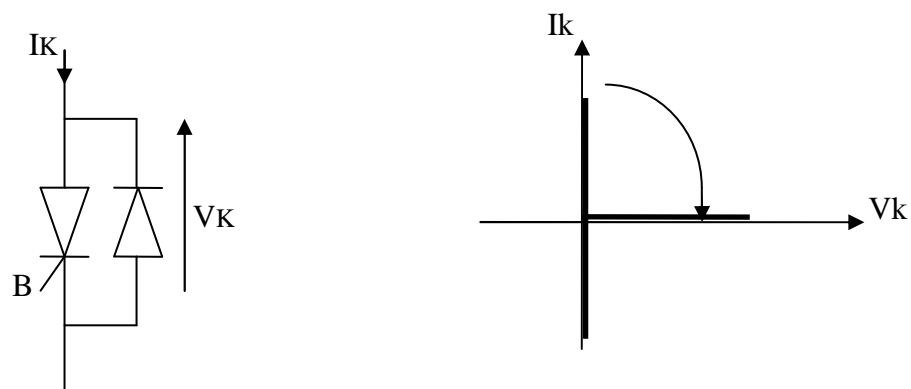
**I-3-Les thyristors :[2]**

Les thyristors sont des composants à commutation d'amorçages commandés et à commutation de blocages spontanés, ils sont des composants intrinsèques lents c à d, ils sont incapable de travailler à des fréquences de découpage très élevées. Pour cela ils doivent être synthétisés à l'aide d'interrupteurs rapides et commandables au blocage ainsi amorçage spontané.

Le seul inconvénient c'est qu'on ne trouve pas le composant à semi-conducteur qui synthétise naturellement la fonction duale de celle du thyristor (blocage commandé et amorçage spontané ainsi bidirectionnel en courant)

**I-3-1-La commutation :**

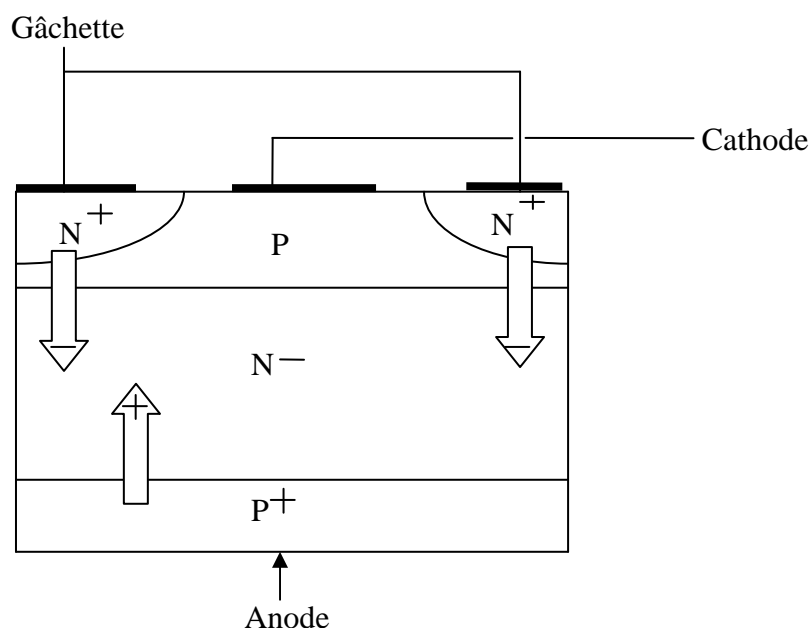
Cette fonction du thyristor est synthétisée à l'aide d'un interrupteur commandable à l'amorçage et au blocage et bidirectionnel en courant, en dehors du transistor MOS, il faut associer une diode montée en anti parallèle avec le thyristor afin d'assurer la bidirectionnalité en courant.



**Figure (I-4):** symbole et caractéristique statique de la fonction thyristor duale

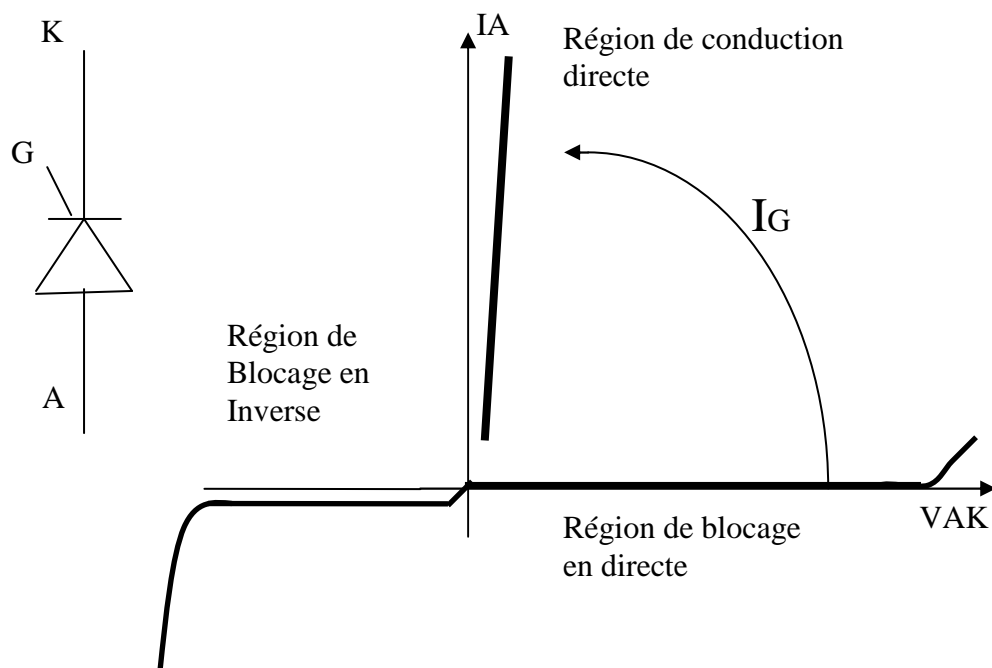
Comme cité précédemment le thyristor est commandable à la fermeture mais pas au blocage alors dans la réalité, ce blocage se fait par un circuit d'extinction extérieure.

### I-3-2-La structure du thyristor :



**Figure (I-5):** structure du thyristor

### I-3-3-Le symbole et la caractéristique statique du thyristor :



**Figure (I-6): symbole et caractéristique statique du thyristor**

Selon cette caractéristique, nous avons remarqué trois régions dans les quelles le thyristor fonctionne, ces régions sont les suivantes :

#### **a-Zone de blocage en inverse :**

Dans cette région le thyristor est bloqué car la tension à ces bornes est négative, même si on injecte un courant de gâchette le composant ne s'amorce jamais

#### **b-Zone de blocage en directe :**

Si on applique une tension directe (positive) aux bornes du thyristor, ce dernier sera toujours bloqué

#### **c-Zone de conduction directe :**

En appliquant une tension positive à ces bornes avec injection d'un courant a travers la gâchette le thyristor s'amorce et il devient conducteur

#### **Résumé :**

- $V_{AK} < 0$  et  $I_G = 0$  alors T est bloqué en inverse
- $V_{AK} > 0$  et  $I_G = 0$  alors T est bloqué en directe
- $V_{AK} > 0$  et  $I_G > 0$  alors T est conducteur.

**NB** : le courant de gâchette dans un thyristor classique est unidirectionnel

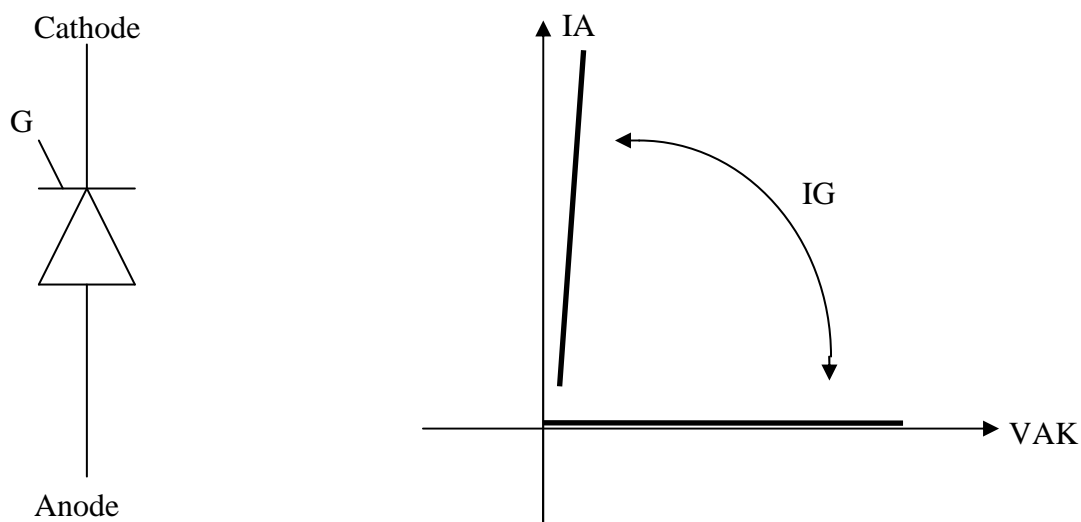
### I-3-4-Les thyristors GTO ET IGCT:

Contrairement à un thyristor classique, les GTO et les IGCT (Gate turn-off thyristor) et (Integrated gate-controlled thyristor) peuvent être bloqués par la gâchette cela en détournant une large quantité du courant d'anode par l'électrode de gâchette ceci en ramifiant d'une manière très fine les électrodes de cathode et de gâchette c à d multiplier leurs nombre de contacts (inter digitation) ainsi il faut éviter au maximum les courts circuits de cathode.

Afin de pouvoir bloquer convenablement le GTO et d'insensibiliser ce dernier aux déclenchements parasites, il faut appliquer une tension en inverse entre la gâchette et la cathode.

#### I-3-4-a-Symbole et caractéristique statique du GTO et IGCT :

Le symbole et la caractéristique du GTO et du IGCT est la même avec le thyristor classique à l'exception du courant de gâchette qui est bidirectionnel.



**Figure (I-7):** la caractéristique statique des thyristors GTO et IGCT.

### I-4-Les transistors :

Le premier transistor a 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 a permis la création de toutes sortes de dispositifs tels les circuits intégrés, les microprocesseurs, presque tous les appareils électroniques conçus actuellement comportent ce dispositif.

Le transistor est un interrupteur électronique commandé à l'ouverture et à la fermeture. Dans ce qui suit, nous allons essayer de donner un bref aperçu sur les différents types de ce composant.

#### I-4-1-Le transistor bipolaire à jonction (BJT) :

Le transistor BJT (Bipolar 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.

#### I-4-1-a-Structure et symbole du transistor bipolaire :

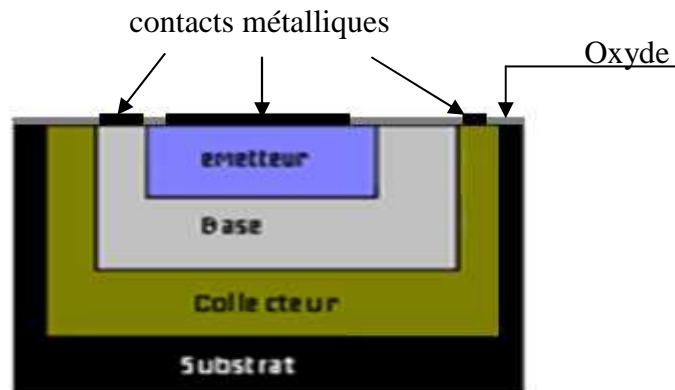
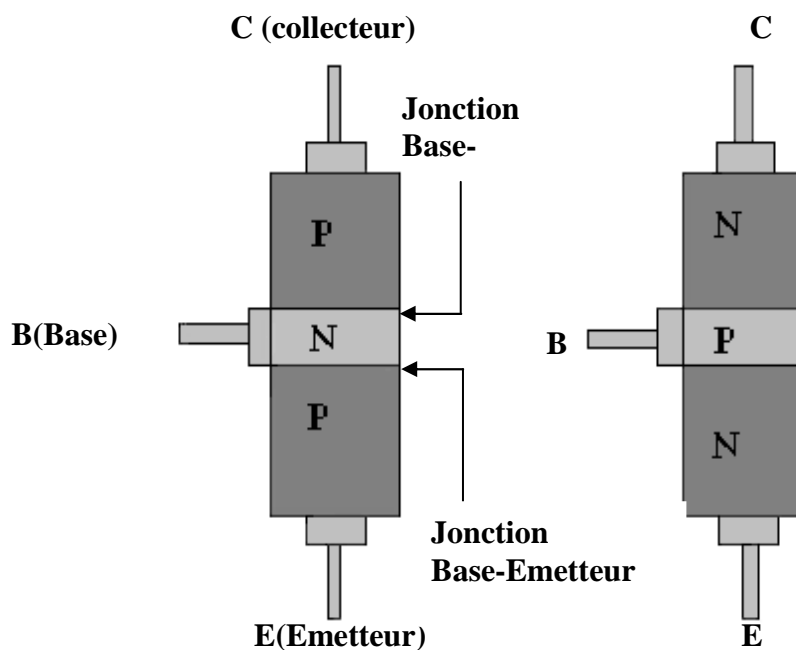
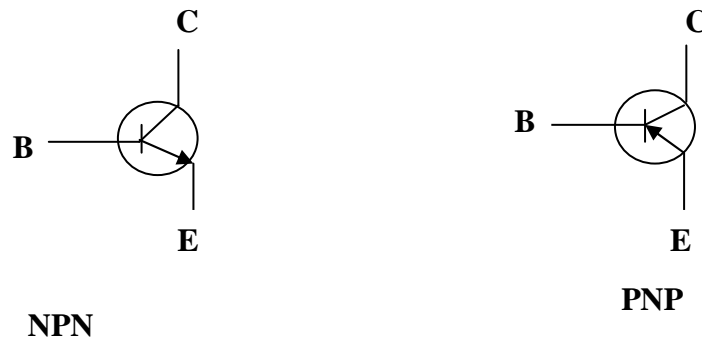


Figure (I-8) : vue en coupe de la structure de base d'un transistor bipolaire



La figure (I-9) : structure des transistors PNP et NPN

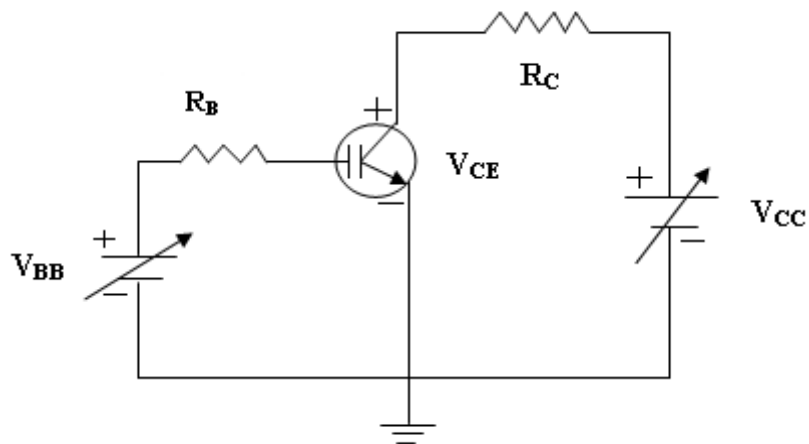
L'émetteur a pour fonction d'émettre ou d'injecter des électrons dans la base, la base est très étroite, elle conduit les électrons injectés par l'émetteur dans le collecteur, ce dernier est le plus large des trois régions, il recueille ou collecte les électrons provenant de la base, il dissipe plus de chaleur que l'émetteur et la base.



**Figure (I-10) :** symboles des transistors PNP et NPN

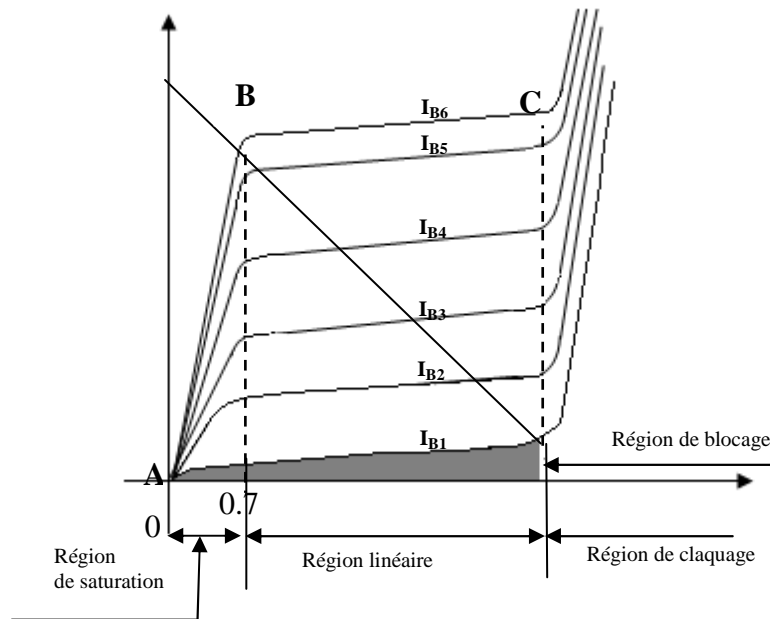
La figure (I-10) montre bien que les courants et les tensions d'un transistor PNP sont opposés à ceux d'un transistor NPN.

#### I-4-1-b-Schéma de montage et caractéristique statique :



**Figure (I-11) :** le schéma de montage du transistor bipolaire.

Avec le montage de la figure (I-11) une série de courbes peuvent être produites pour démontrer comment  $I_C$  varie avec la tension  $V_{CE}$ . Pour les différentes valeurs de  $I_B$ . Ces courbes sont la caractéristique statique d'un transistor bipolaire à jonction comme illustrée sur la figure (I-12). A noter que les deux sources de tension  $V_{BB}$  et  $V_{CC}$  sont ajustables.



**Figure (I-12) :** caractéristique d'un transistor bipolaire

A partir de ce schéma, on peut distinguer quatre (4) régions :

✓ **Zone de blocage :**

Lorsque  $I_{B1}=0$ , le transistor est dans sa région de blocage, même s'il existe un courant de fuite au collecteur. la proportion du courant de fuite  $I_{B1}=0$  est exagérée sur le graphe à des fins d'illustration.

✓ **Zone de saturation :**

Supposons que  $V_{BB}$  est réglée pour produire une valeur spécifique de  $I_B$  et que  $V_{CC}$  est de valeur zéro, dans cette condition, les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont en polarisation directe puisque la tension de base est de 0.7V et que les tensions de l'émetteur et du collecteur sont de 0V. Attiré vers la masse à cause de la basse impédance, le courant de base traverse la jonction base-émetteur et par conséquent,  $I_C$  est de zéro.

Lorsque les deux jonctions sont sous polarisation directe, le transistor passe dans sa région de saturation.

✓ **Zone linéaire ou (active) :**

A mesure que l'on augmente  $V_{CC}$ ,  $V_{CE}$  augmente aussi graduellement à cause de l'augmentation en courant au collecteur, comme illustré sur la portion A-B de figure.  $I_C$  augmente aussi à mesure que l'on augmente  $V_{CC}$  puisque  $V_{CE}$  demeure inférieure à 0.7V à cause de la jonction base-collecteur sous polarisation directe.

Lorsque  $V_{CE}$  excède 0.7V, la jonction base-collecteur passe en polarisation inverse et le transistor passe dans sa région opérationnelle active ou linéaire.

✓ **Zone de claquage :**

Lorsque  $V_{CE}$  atteint une valeur suffisamment élevée, la jonction base-collecteur sous polarisation inverse passe à l'état de claquage et le courant au collecteur augmente rapidement, tel qu'illustré sur la portion de courbe à droite de point C.

➤ **Remarque :**

Un transistor ne devrait jamais être utilisé dans sa région de claquage.

• **Droite de charge :**

Les états opérationnels de blocage et de saturation peuvent être illustrés en fonction des courbes caractéristiques en utilisant la droite de charge de la figure (I-12).

Le point inférieur de la droite de charge est le point de blocage ou  $I_C=0$  et  $V_{CE}=V_{CC}$ .

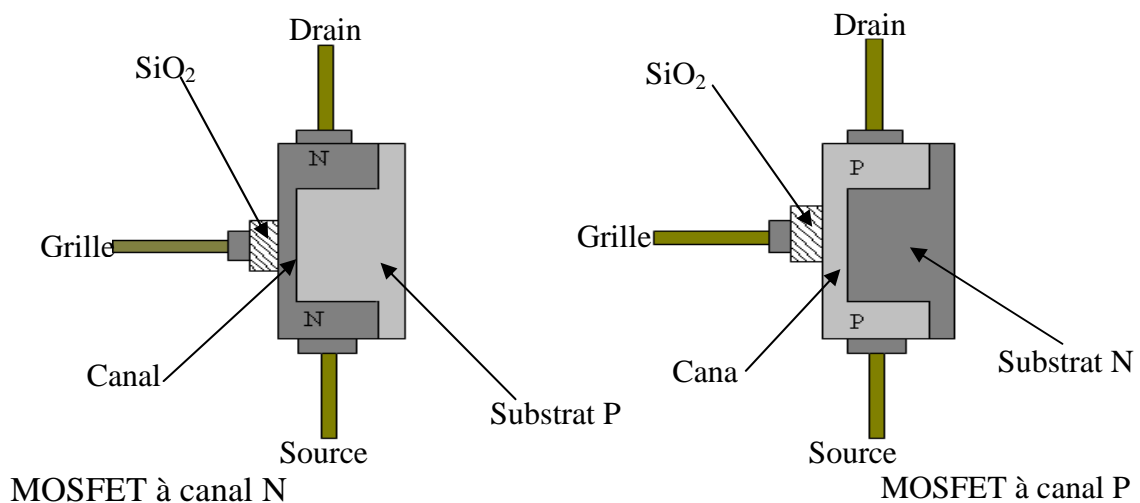
Le point supérieur est le point de saturation ou  $I_C=I_{C(SAT)}$  et  $V_{CE}=V_{CE(SAT)}$ . La région active du transistor se situe le long de la droite entre les points de blocage et le point de saturation.

### I-4-2-Le transistor MOSFET :

Le transistor MOSFET (Metal-Oxyde Semi-Conductor Field Effect Transistor) ou transistor à effet de champ à semi-conducteur métal-oxyde, diffère du BJT puisqu'il ne possède pas de jonction PN. Il possède une grille isolée par une couche de bioxyde de silicium( $SiO_2$ )

Le MOSFET comporte deux type fondamentaux qui sont : celui à appauvrissement (D) et celui à enrichissement (E) à cause de la grille isolée. Ces comportements sont appelés parfois IGFET.

#### I-4-2-a-Structure et symbole du transistor MOSFET à appauvrissement :

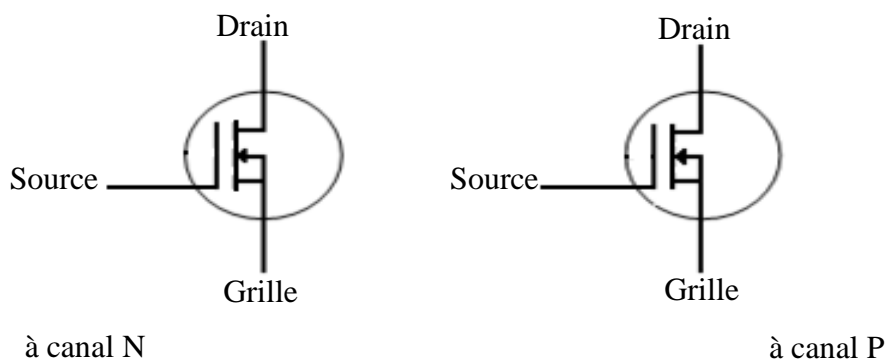


**Figure (I-13) :** structure de base d'un transistor MOSFET à appauvrissement

Le MOSFET à appauvrissement peut fonctionner sous deux régimes :

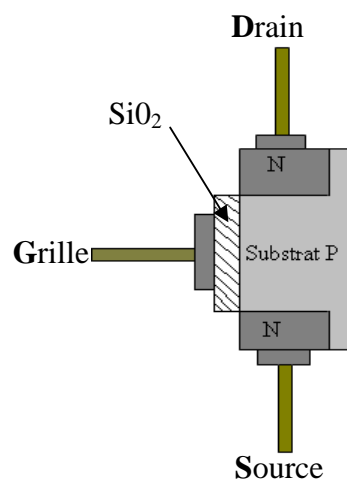
Le régime d'appauvrissement et le régime d'enrichissement ; c'est pourquoi il est appelé parfois MOSFET d'appauvrissement /enrichissement. Comme la grille est isolée du canal, une tension de grille positive ou négative peut être appliquée. Le MOSFET à canal N fonctionne en régime d'appauvrissement avec une tension négative appliquée entre la grille et la source et en régime d'enrichissement lorsqu'on applique une tension positive entre la grille et la source. Ces composants sont généralement utilisés en régime d'appauvrissement.

Le symbole du transistor MOSFET à appauvrissement est le suivant :



**Figure (I-14) :** symbole d'un MOSFET à appauvrissement

#### I-4-2-b-Structure et symbole du transistor MOSFET à enrichissement :

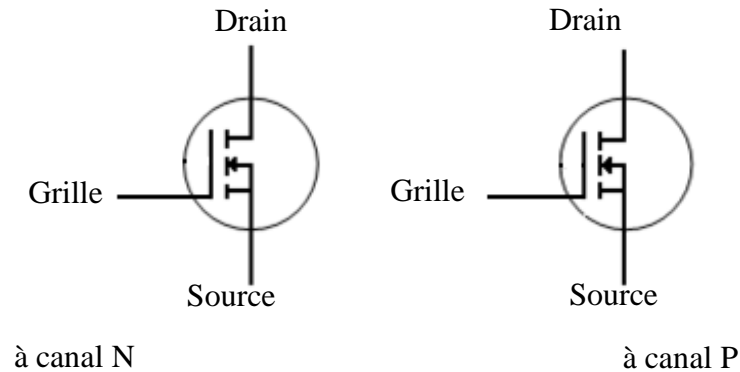


**Figure (I-15) :** Structure d'un MOSFET à enrichissement

Pour un composant à canal N, une tension de grille positive au-dessus de la valeur de seuil induit un canal en créant une mince couche de charges négatives dans la région du substrat contigüe à la couche SiO<sub>2</sub>. La conductibilité du canal est enrichie en augmentant la tension entre la grille et la source, pour ainsi attirer plus

d'électrons vers le canal. Pour toute tension de grille située au-dessous du niveau du seuil il n'y'aura pas de création de canal.

Le symbole du transistor MOSFET à enrichissement est le suivant :



**Figure (I-16) :** symbole d'un MOSFET à enrichissement

**I-4-3-Le transistor IGBT : [3]** (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 élevés à la conduction. Il est largement utilisé par les applications comprises entre 600V et 4,5KV.

#### **I-4-3-a-Les interrupteurs ou les cellules de commutation:**

Les interrupteurs de puissance utilisés doivent être bidirectionnels en courant. Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor (interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes); ou avec une diode en tête bêche (interrupteur à commutation spontanée uniquement fonction des grandeurs internes). Chaque paire (transistor, diode) est modélisée par un interrupteur bidirectionnel selon la figure (I-17).

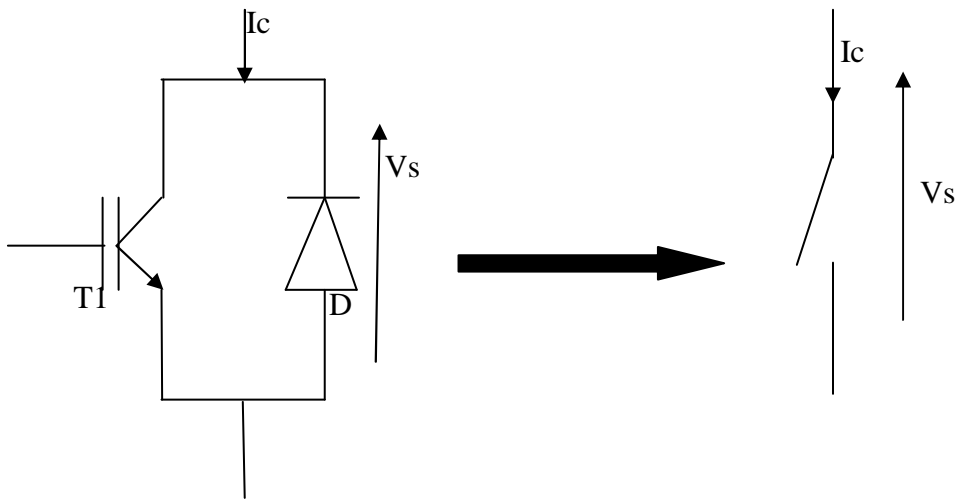


Figure (I-17) : la cellule de commutation.

**I-4-3-b-Structure et symbole du transistor IGBT:**

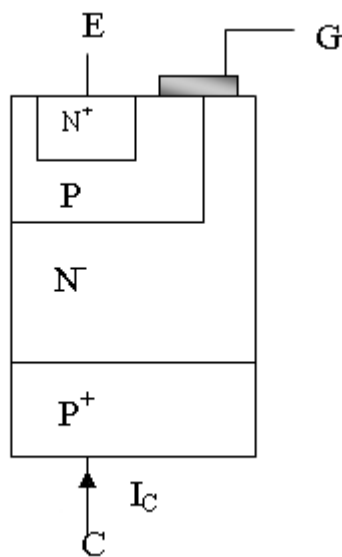
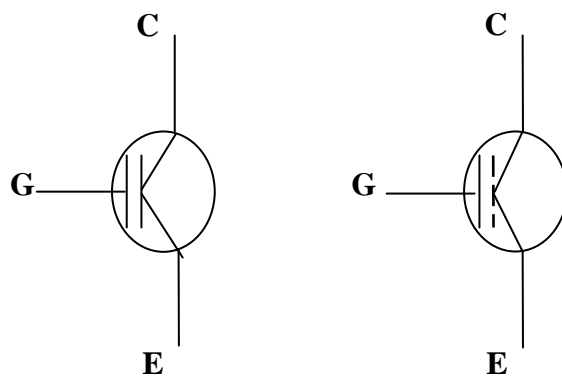
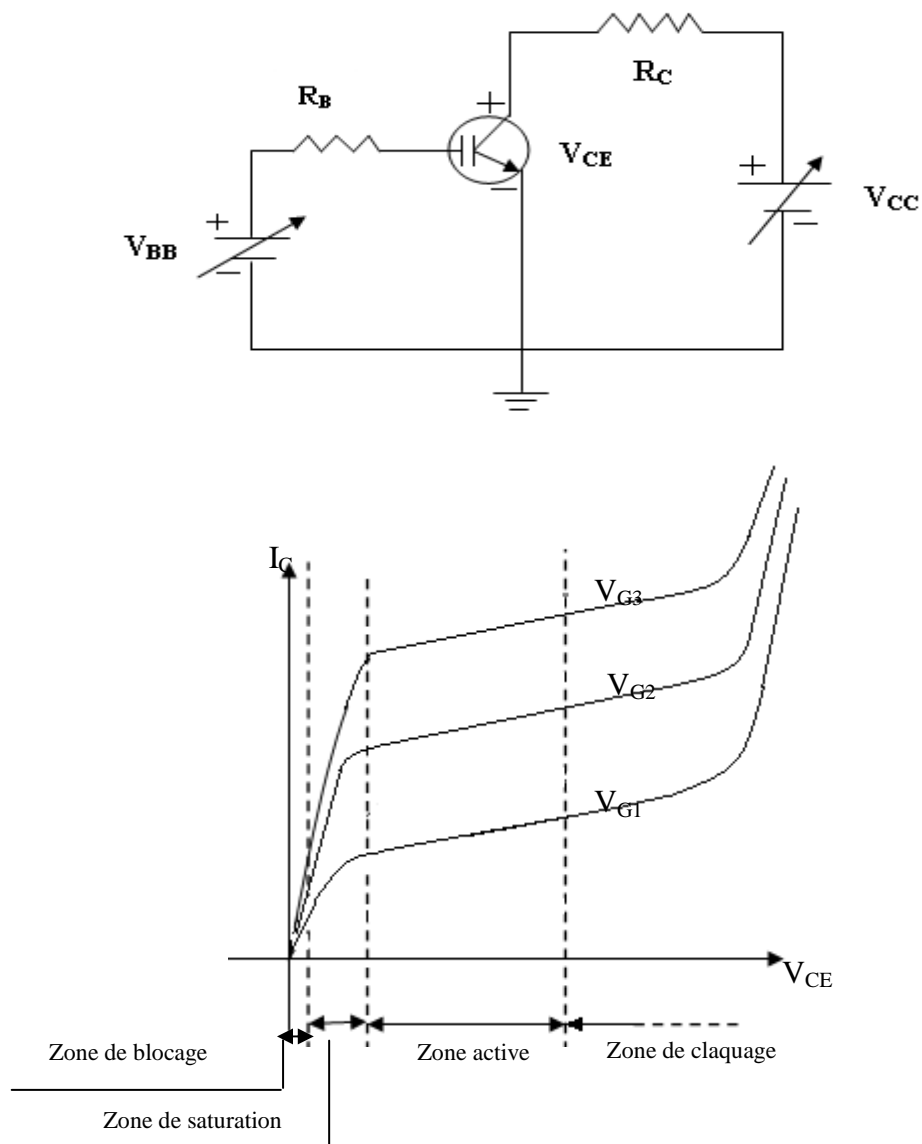


Figure (I-18) : structure d'un transistor IGBT



Figure(I-19) :symbole d'un transistor IGBT

**I-4-3-c-Schéma de montage et la caractéristique statique :****Figure (I-20) : caractéristique statique d'un transistor IGBT**

A partir de la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  on peut distinguer quatre(4) zones :

✓ **Zone de blocage :**

Lorsque  $V_{GE}$  est inférieur à la tension de seuil  $V_T$ , le transistor reste bloqué et sa caractéristique est pratiquement confondue avec l'axe des tension

✓ **Zone linéaire ou active :**

C'est la zone d'amplification, c'est dans cette région que le transistor conduit avec une grande chute de tension.

**✓ Zone de saturation :**

C'est la partie linéaire de la caractéristique, elle représente la conduction du transistor avec une petite chute de tension.

**✓ Zone de claquage :**

C'est la zone limite de fonctionnement normal du transistor car il perd toutes ses caractéristiques dans cette région.

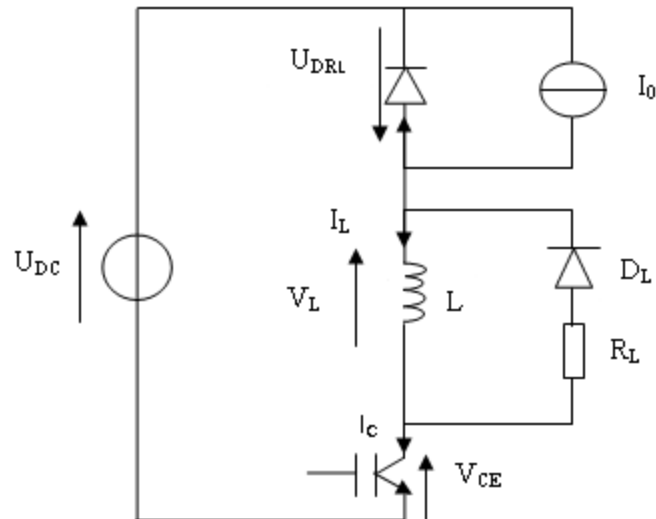
**I-5-Circuit d'aide à la commutation :[7]****I-5-1-Rôle des circuits d'aide à la commutation :**

Les circuits d'aide à la commutation permettent de réduire les contraintes électriques appliquées sur les composants à semi-conducteur de puissance, et éventuellement de réduire les perturbations générées par les commutations du composant en question, plus précisément ils permettent de :

- Limiter les surtensions lors des phases de blocage.
  - Eviter le claquage en tension.
- Limiter le taux de variation  $dV/dt$  de la tension pour les composants commandés au blocage
  - Réduire les pertes au blocage.
  - Réduire les perturbations électromagnétiques.
- Limiter le taux de variation  $dI/dt$  du courant à la mise en conduction.
  - Réduire le courant de recouvrement d'une diode de roue libre associée à un transistor (limitation de la surintensité dans ce même transistor).
  - Réduire les pertes à la mise en conduction.
- Rester dans l'aire de sécurité dynamique lors des phases de mise en conduction et de blocage (crucial pour les transistors bipolaires et parfois pour certains IGBT).

**I-5-2-Circuits d'aide à la commutation de mise en conduction :****I-5-2-a-Principe et formes d'onde :**

Ces circuits servent à réduire les contraintes électriques engendrées par les commutations d'amorçage d'un transistor. La figure (I-19) représente le schéma d'un CALC dissipatif de mise en conduction associé à un transistor (test en hacheur).



**Figure (I-21) :** CALC dissipatif à la mise en conduction.

Lors de la phase de mise en conduction de transistor, tant que la diode de roue libre reste passante, avec une tension supposée nulle à ses bornes, on peut écrire :

$$V_{CE} = U_{DC} - L \frac{dI_c}{dt} = U_{DC} \left(1 - \frac{L}{L_0}\right) \quad \text{avec} \quad L_0 = \frac{U_{DC}}{dI_c/dt}$$

On suppose que le transistor impose seul l'évolution du courant à la mise en conduction pour de faibles valeurs d'inductance (inférieure à  $L_0$ ). La chute de tension qui apparaît dans l'inductance réduit d'autant la tension aux bornes du transistor, ce qui s'accompagne d'une diminution des pertes à l'amorçage.

En supposant une variation linéaire de courant dans le transistor, la tension aux bornes de celui-ci évolue comme indiqué sur la figure (I-21)

Pour la valeur particulière de  $L_0=L$ , la tension aux bornes du transistor s'annule pendant toute la phase de croissance du courant dans le transistor et les pertes à la mise en conduction sont idéalement nulles.

Pour les plus fortes valeurs de  $L$ , c'est l'inductance qui fixe la vitesse d'évolution du courant avec une tension aux bornes du transistor idéalement nulle.

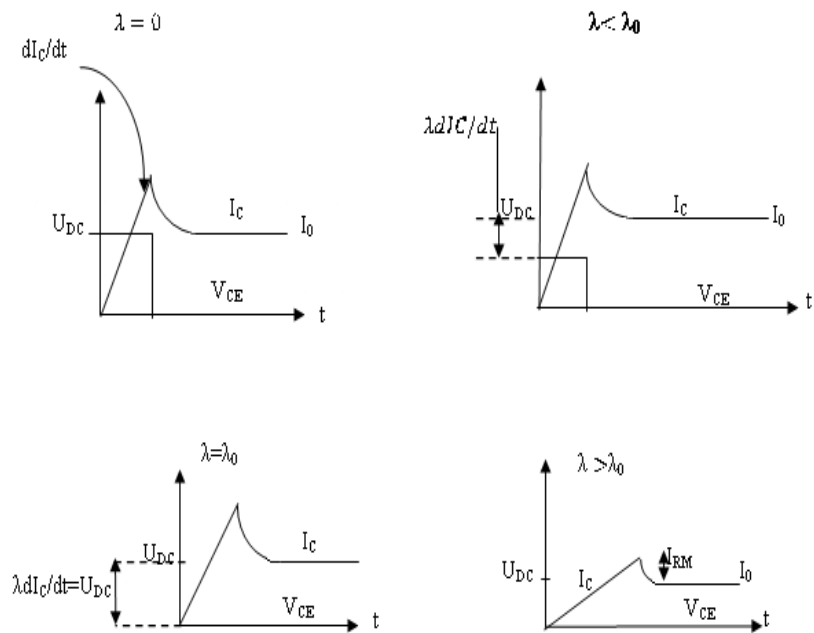


Figure (I-22) : Les formes d'onde à la mise en conduction.

**I-5-3-Circuits d'aide à la commutation de blocage :**

**I-5-3-a-Principe et formes d'onde :**

Ces circuits ne concernent que les composants à commutation de blocage commandée

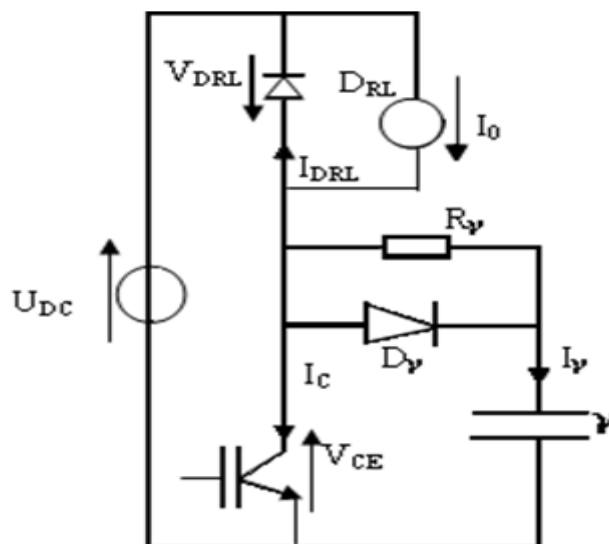


Figure (I-23) : circuit d'aide à la commutation de blocage

Durant toute la phase de blocage, et tant que la tension  $V_{CE}$  aux bornes du transistor est inférieure à la tension d'alimentation  $U_{DC}$ , la diode de roue libre,

polarisée en inverse, est donc bloquée. De plus,  $D_V$  entre en conduction dès que le courant  $I_C$  diminue afin de maintenir la somme  $I_T + I_V = I_0 = \text{constante}$  ( $I_0$  courant de charge)

$$I_C + I_V = I_0 \quad , \quad V_{CE} = V_V$$

En supposant une décroissance linéaire du courant dans le transistor et indépendante de la vitesse de ré-application de la tension, donc indépendante de la valeur de la capacité d'aide  $C$

$$\text{Il vient} \quad : \quad I_T = I_0 \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \quad I_V = I_T - I_0 = I_0 \frac{t}{t_f} = C \frac{dV_{CE}}{dt}$$

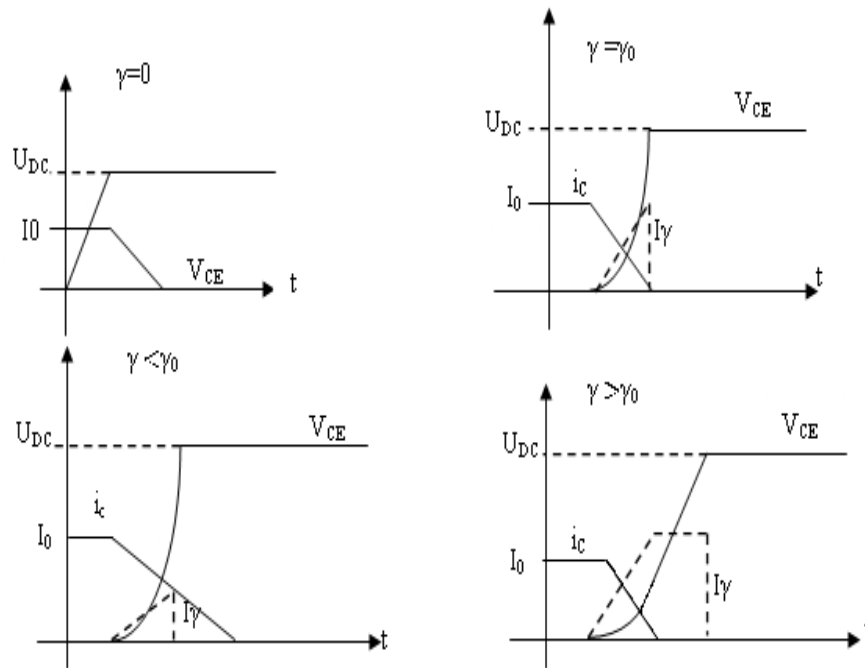
On déduit que l'évolution de la tension aux bornes du transistor est une fonction parabolique du temps tant que le courant n'est pas nul dans le transistor et que  $V_T < E$ .

$$V_{CE} = \frac{1}{2} \frac{I_0}{C t_f} t^2$$

Pour la valeur particulière  $C_0$  de  $C$ , la tension  $V_{CE}$  aux bornes du transistor atteint la tension d'alimentation  $U_{DC}$  exactement lorsque le courant dans le transistor s'annule, on déduit la valeur particulière de  $C_0$  :  $C_0 = \frac{I_0 t_f}{2 U_{DC}}$ .

On peut ensuite déterminer l'évolution de la tension aux bornes du transistor pour les différentes valeurs de la capacité d'aide :

- $C < C_0$  :  $V_{CE}$  atteint la tension d'alimentation avant que le courant ne s'annule dans le transistor, avec une évolution de  $V_{CE}$  qui est une fonction parabolique de temps.
- $C = C_0$  :  $V_{CE}$  atteint  $U_{DC}$  lorsque le courant s'annule dans le transistor.
- $C > C_0$  : lorsque le courant s'annule dans le transistor, la tension  $V_{CE}$  est encore inférieure à la tension d'alimentation  $U_{DC}$ , la diode de roue libre est donc toujours bloquée, la charge du condensateur d'aide se termine à courant  $I_V$  constant égal au courant de charge avec une variation de  $V_{CE}$  qui est une fonction linéaire du temps.



**Figure (I-24) :** Les formes d'onde au blocage.

### I-6-Aires de sécurité des transistors : [2]

L'aire de sécurité définit les domaines de fonctionnement statique et transitoire, qui garantissent un fonctionnement sans risque de destruction des transistors.

L'aire de sécurité d'un transistor est les limites à l'intérieur desquelles, il peut fonctionner sans risque de détérioration, ces limites sont le courant maximal admissible, la puissance dissipe maximale et la tension de claquage pour les transistors MOS et IGBT, la tension du second claquage pour le transistor bipolaire au-delà de laquelle il ne faut pas fonctionner en régime permanent sans oublier les contraintes thermiques.

Le phénomène de claquage des transistors se définit par apparition simultanée d'un courant collecteur et d'un courant de base, et que de plus la tension  $V_{CE}$  aux bornes du transistor est relativement élevée pendant la mise en conduction surtout et la mise en blocage.

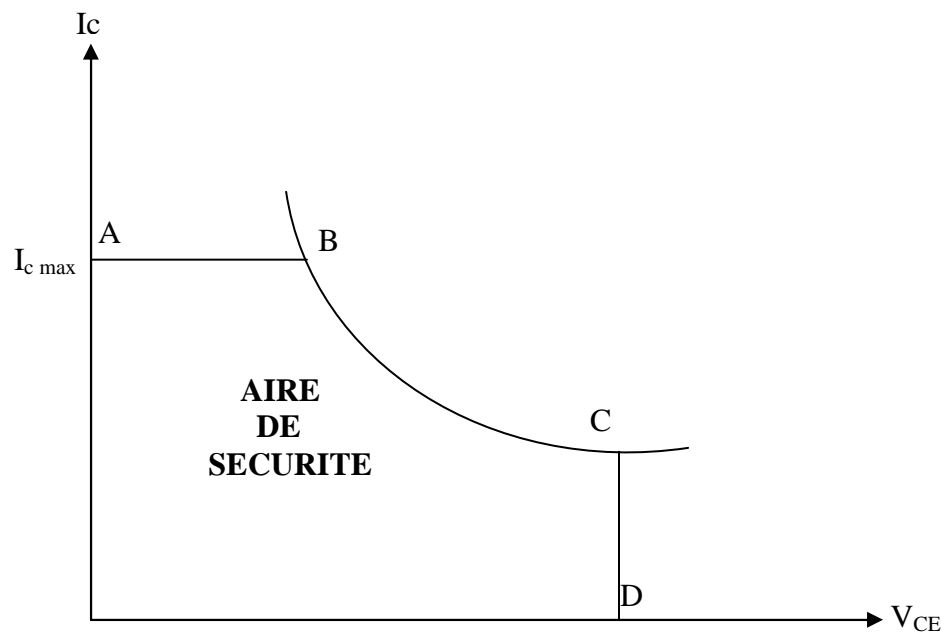
Dans ce qui suit nous essayerons de préciser l'aire de sécurité des transistors suivant :

- Transistor Bipolaire
- Transistor MOS
- Transistor IGBT

**I-6-1-Transistors bipolaires :**

Dans le plan de la caractéristique  $I_c=f(V_{CE})$  pour un courant de base donné. Les trois valeurs des grandeurs (courant max, tension Collecteur-Emetteur max, la puissance max dissipée) délimitent la surface ou l'aire de sécurité du composant dans laquelle il peut fonctionner sans risque.

Pour bien expliquer ce phénomène nous essayerons de prendre l'exemple du transistor bipolaire suivant (BUF420, SGS Thomson) :



**Figure (I-25) :** aire de sécurité d'un transistor bipolaire.

En régime permanent, le point de fonctionnement est limité par :

Le segment (AB) désigne le courant collecteur maximal ( $I_{C\ max}$ ).

Le segment (BC) désigne la puissance maximale dissipée ( $P_{diss}$ ).

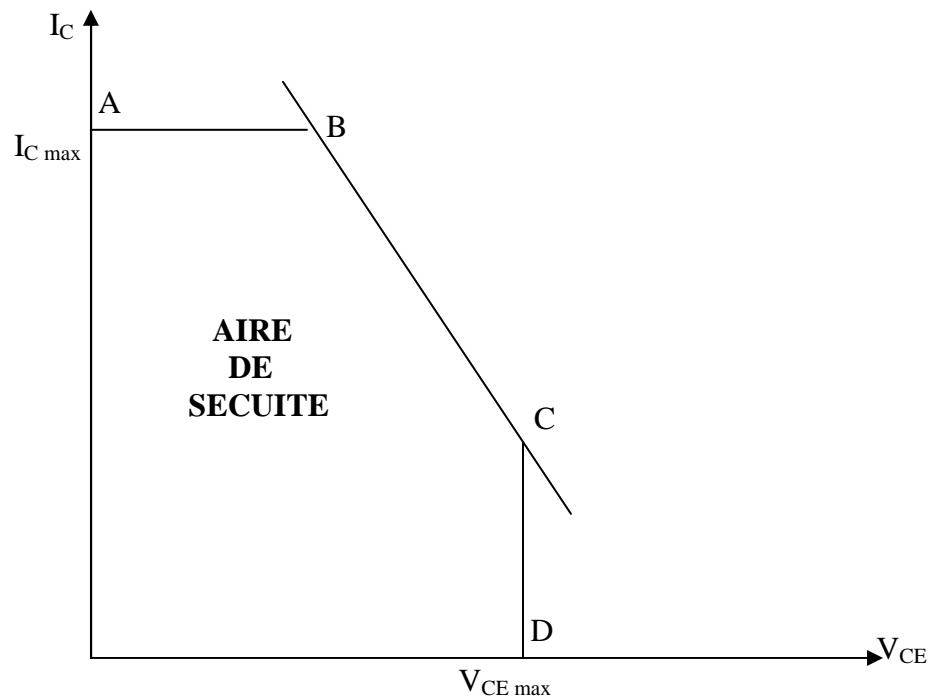
Le segment (CD) désigne la tension Collecteur-Emetteur correspondant au claquage ( $V_{CE\ max}$ ).

**I-6-2-Transistors MOS et IGBT :**

Les transistors MOS et IGBT possèdent un composant parasite (un transistor bipolaire pour les MOS et un thyristor pour les IGBT) à la mise en conduction lorsqu'un fort courant circule ou lorsqu'une tension directe est réappliquée avec un taux  $dV/dt$  élevé, que nous ne pouvons pas enlever.

Les aires de sécurité des transistors MOS et IGBT sont généralement rectangulaires, exception faite de certains IGBT de forte puissance qui sont limités en  $dV_{CE}/dt$ .

Pour ce qui suit nous allons essayer de délimiter la surface de fonctionnement en toute sécurité de ces types de transistors, ainsi expliquer les différents segments de cette aire de sécurité



**Figure (I-26) :** aire de sécurité de transistors MOS et IGBT.

En régime permanent, le point de fonctionnement est limité par :

Le segment (AB) qui désigne le courant collecteur max ( $I_{c \max}$ ).

Le segment (BC) qui désigne la puissance max dissipée ( $P_{\max}$ ).

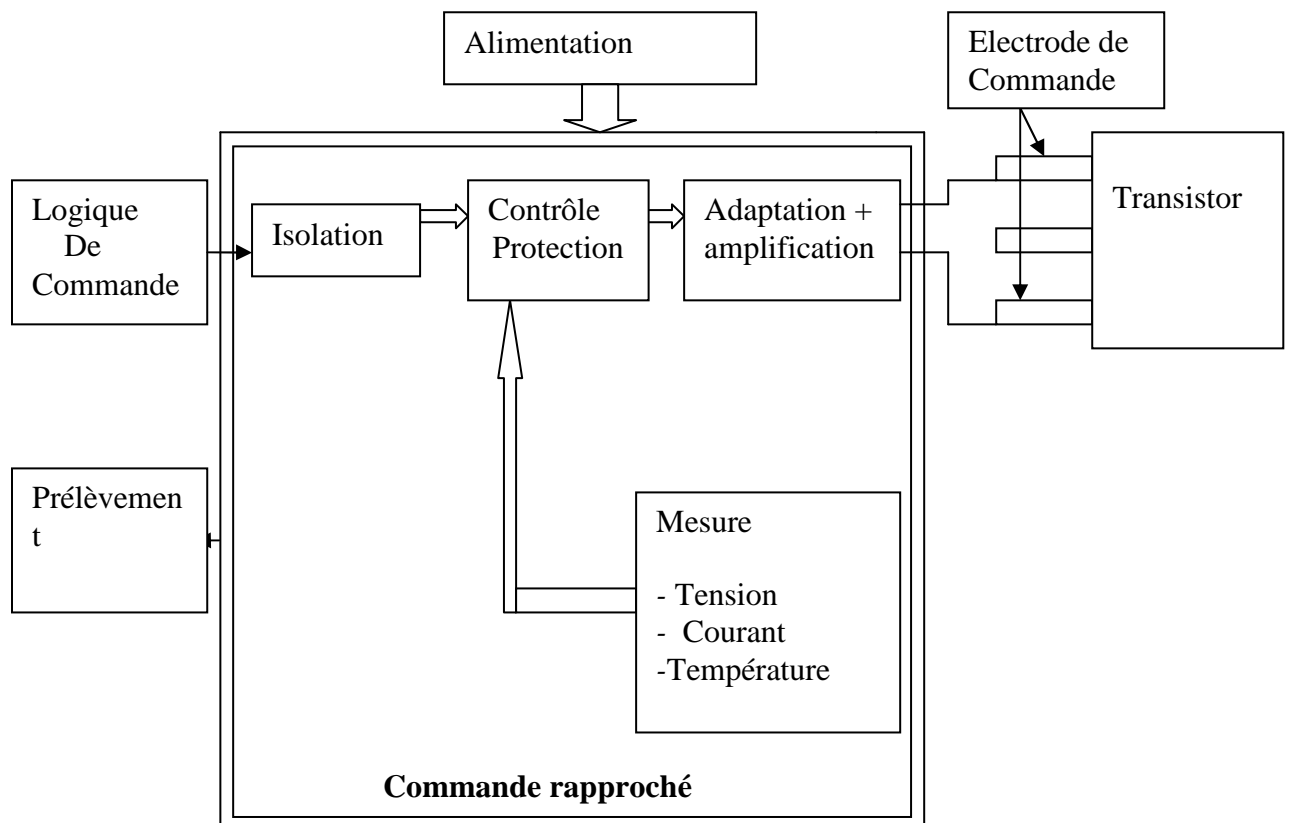
Le segment (CD) qui désigne la tension collecteur-Émetteur max ( $V_{CE \max}$ )

### Remarque :

La seule différence qui existe entre l'aire de sécurité du bipolaire et le MOS, IGBT est la forme de la puissance dissipée.

### I-7- Etude de quelques circuits de commande rapprochée de base pour les transistors :[2],[7]

La particularité des transistors est qu'ils sont commandés à l'ouverture et à la fermeture en leurs appliquant un bon circuit de commande rapprochée, qui assure la fonction d'interface entre la commande logique et les grandeurs électriques requises pour commander les transistors c.à.d. d'assurer les phases de commutations ainsi que l'isolation et la protection contre les surtensions, les surintensités et les échauffements excessifs.



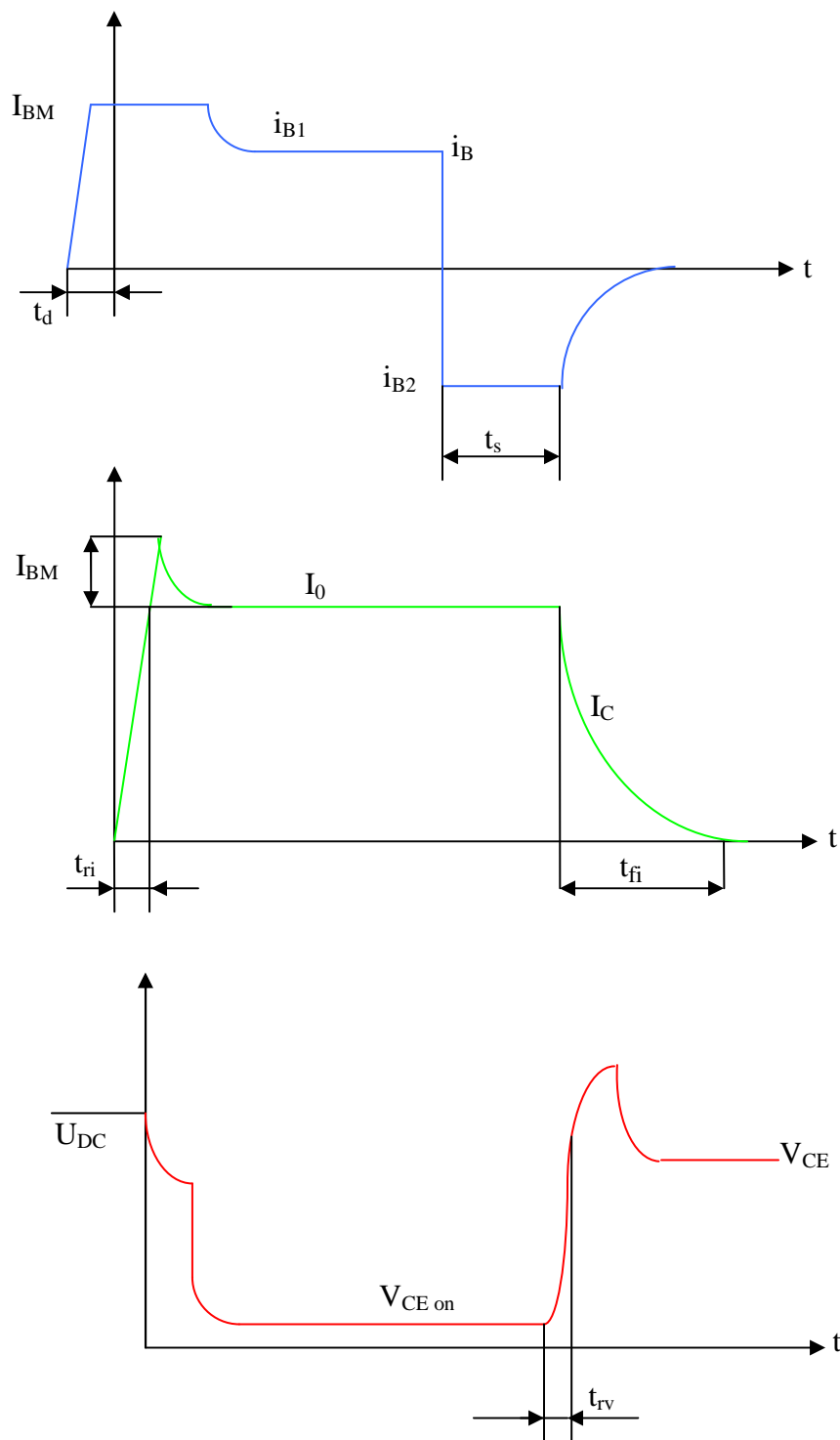
**Figure (I-27):** Les principales fonctions d'un circuit de commande rapprochée

Les principales fonctions des éléments du circuit de commande rapprochée sont :

- Assurer l'isolation entre la commande logique et la partie puissance.
- Assurer la protection du transistor en cas de défaut (surtension, surintensité).
- Assurer la conversion d'une information logique en grandeurs électriques de commande adaptées aux transistors, afin d'obtenir les états passant et bloqué.

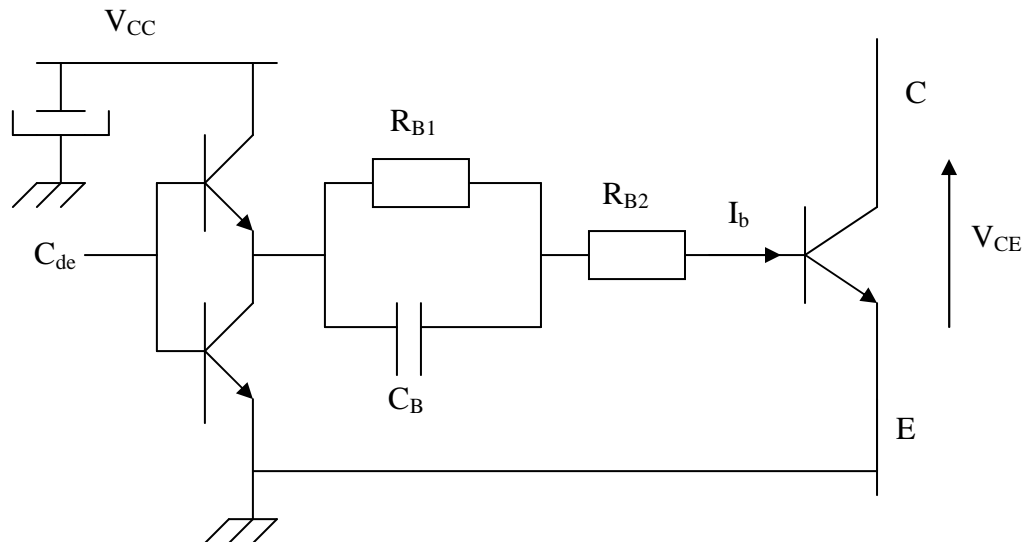
#### I-7-1- Circuit de commande rapprochée des transistors bipolaires :

Pour une commutation idéale nous allons représenter les formes d'ondes du courant de base, le courant collecteur et la tension  $V_{CE}$ .



**Figure (I-28) :** formes d'ondes typiques pour un transistor en régime de Commutation

Afin de générer les surintensités du courant de base nécessaire à l'amorçage et d'améliorer les différents temps de montés et de descentes du courant du transistor bipolaire, un simple circuit RC peut faire l'affaire de la manière suivante :

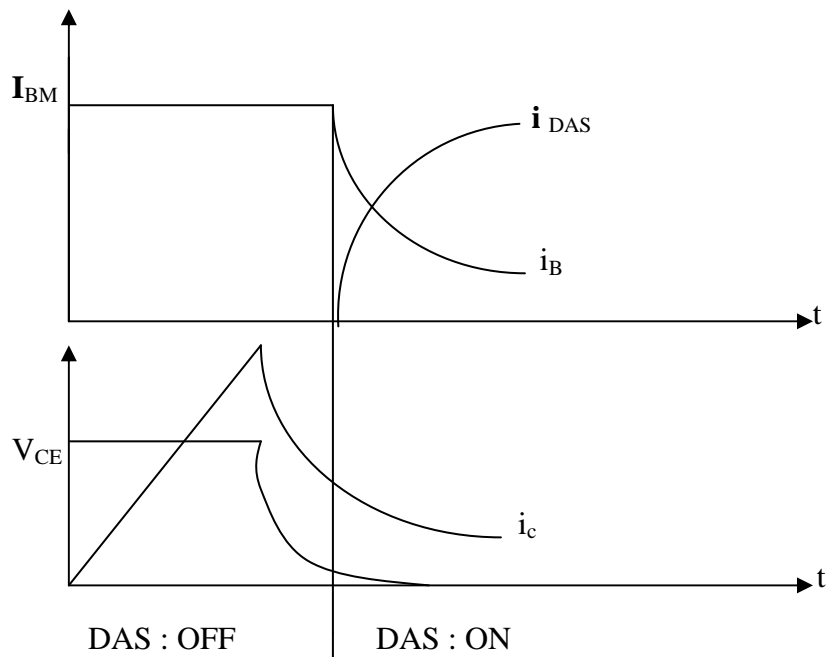
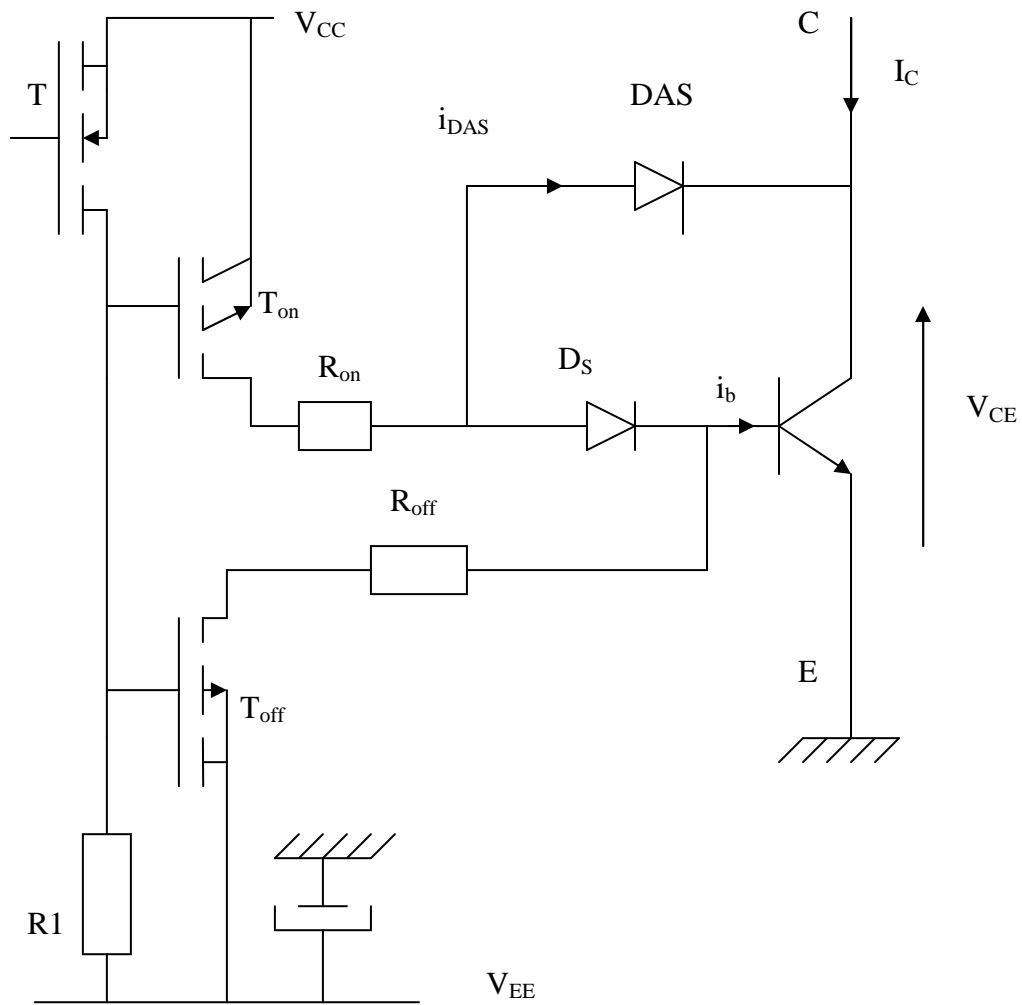


**Figure (I-29) :** circuit générant une surintensité à la mise en conduction à l'aide d'un circuit RC

À l'état bloqué du transistor,  $C_b$  est initialement déchargée et la tension à ces bornes est nulle. Lors de la mise en conduction, le courant de base est créé et sa valeur est maximale  $I_{BM}$ , le condensateur se charge, ce qui réduit  $I_{B1}$  à sa valeur du régime permanent.

Le seul inconvénient de ce montage c'est que  $C_b$  ne peut pas assurer la polarisation négative de la base pendant le blocage (le temps de déstockage).

Afin d'éliminer cet inconvénient, le circuit qui suit nous permet d'assurer la polarisation négative pendant toute la phase de blocage.



**Figure (I-30) :** circuit générant une surintensité à l'aide d'un circuit DAS et une polarisation négative de base au blocage

Dans le circuit précédent, une diode d'anti-saturation (DAS) qui fait apparaître la surintensité  $I_{BM}$  à la mise en conduction et assure la tension négative dans la phase de blocage, de la manière suivante.

Tant que la tension  $V_{CE}$  est supérieure à la tension  $V_{BE}$  ajoutée à la chute de tension de la diode DS, alors la DAS est bloquée, et le courant de la commande circule dans la base du transistor, qui permet à son tour de mettre le transistor en conduction et donc réduire la tension  $V_{CE}$ .

Lorsque la tension  $V_{CE}$  est suffisamment faible, le courant de commande est maintenant conduit par la diode DAS ce qui implique que le courant de base est faible et le transistor se bloque.

En plus ce circuit assure aussi la polarisation négative pendant toute la phase de blocage du transistor.

Les deux transistors de commande  $T_{on}$  et  $T_{off}$  assurent respectivement la mise en conduction et la phase de blocage en plus de leur fonction d'amplification

### **I-7-2- Circuit de commande rapprochée des transistors MOS et IGBT :**

Les transistors à grille isolée MOS et IGBT ont un comportement particulier a cause de la charge et de la décharge de la capacité d'entrée par contre les pertes par commutation sont peu par rapport au bipolaire, ainsi les pertes par commutation (saturation à la mise en conduction et trainage au blocage) sont peu dépendantes du courant de base de grille.

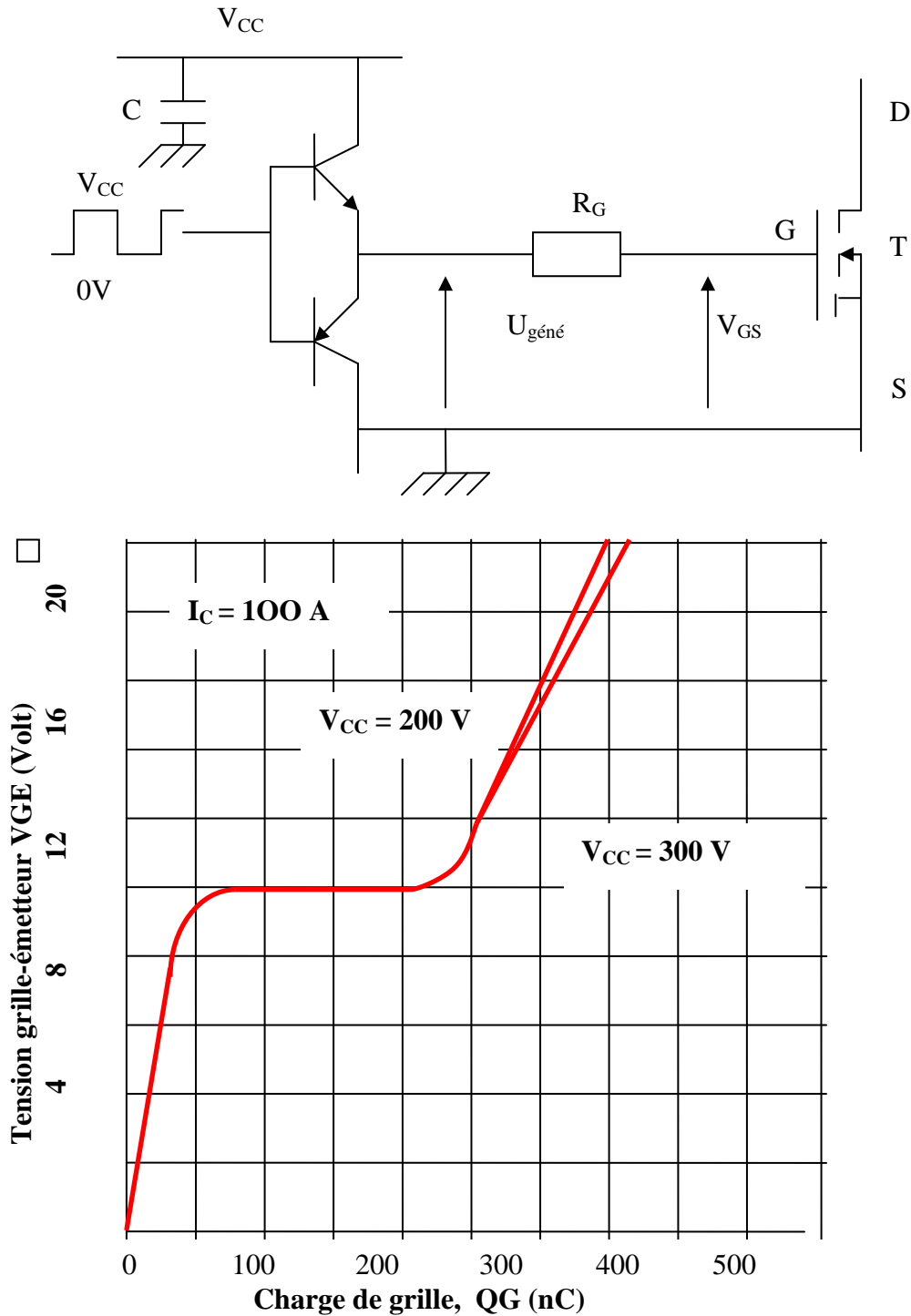
Les transistors MOS et IGBT se commandent par application d'une tension d'environ 15V entre les électrodes de grille et de la source (émetteur pour IGBT) pour les mettre en conduction et une tension nulle pour le blocage, mais une tension négative est suggérer pour augmenter l'immunité du circuit de commande aux perturbations électromagnétiques.

Pour  $V_{GS}$  supérieure à la tension de seuil  $V_T$  le transistor de puissance devient passant. Sous tension nulle, le transistor est bloqué, mais en appliquant une tension négative au transistor l'immunité du circuit de commande aux perturbations électromagnétiques sera augmentée.

Bien que les transistors à grille isolée ne nécessitent pas un courant de grille mais, la charge et la décharge de la capacité d'entrée (phase de commutation)

nécessite des courants impulsionnels élevés afin d'obtenir des durée de commutation courtes et les pertes par commutation réduites.

Le schéma suivant illustre la commande élémentaire d'un transistor à grille isolée.



**Figure (I-31) :** circuit de commande rapprochée et charge de grille pour les transistors MOS et IGBT.

Sous une tension de 300V, et un courant de 100A, la charge de grille sera de 300 nC pour une tension de commande  $V_{CC}$  de 15V. Dans ces conditions, le circuit de commande devra fournir une puissance moyenne de 450mW pour assurer les commutations à une fréquence de découpage de 100KHZ, car  $P_G = f \cdot V_{CC} \cdot Q_G$  et pour limiter les pertes par commutation, les temps de mise en conduction et de blocage devront être faibles et les  $dV / dt$  de l'ordre de 10KV /  $\mu$ S.

Pour le transistor pris comme exemple ici, la valeur de la capacité de contre-réaction est de 2nF (pour  $V_{CE} = 10V$ ).

Pour obtenir un  $dV_{CE} / dt$  de 10 KV/ $\mu$ S, le circuit de commande devra fournir un courant de 1,5A qui sera atteint grâce à une résistance inférieure à 10 $\Omega$  si  $V_{CC}$  est de 15V.

➤ **Remarque :**

- Pour assurer des commutations rapides et des faibles pertes, le circuit de commande doit fournir des courants crêtes élevées.
- Pour que le circuit de commande puisse fournir une forte valeur transitoire du courant de commande, il est nécessaire de réaliser un bon découplage de l'alimentation d'énergie (le condensateur C), et d'effectuer un bon câblage (des connexions longues : inductances).
- Généralement les fabricants ne précisent pas les différentes capacités inter-électrodes CGS, CGD, CDS des transistors MOS et CGE, CGC, CCE des transistors IGBT. Les indications des constructeurs sont les suivantes :

CISS = CGS + CGD : capacité d'entrée.

CRSS = CGD : capacité de contre-réaction.

COSS = CGD + CDS : capacité de sortie.

La charge  $Q_G$ .

**I-8- Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons essayés de voir les différentes catégories de composants à semi-conducteurs ainsi que leurs différentes caractéristiques.

Après avoir analysé le comportement de ces composants, nous avons entamés l'étude de quelques circuits d'aides à la commutation. Enfin nous avons défini le domaine ou l'aire de travail et quelques commande de base des deux types de transistors fortement utilisés, qui sont :

- Le transistor bipolaire.
- Les transistors MOS et IGBT.

## *CHAPITRE II :*

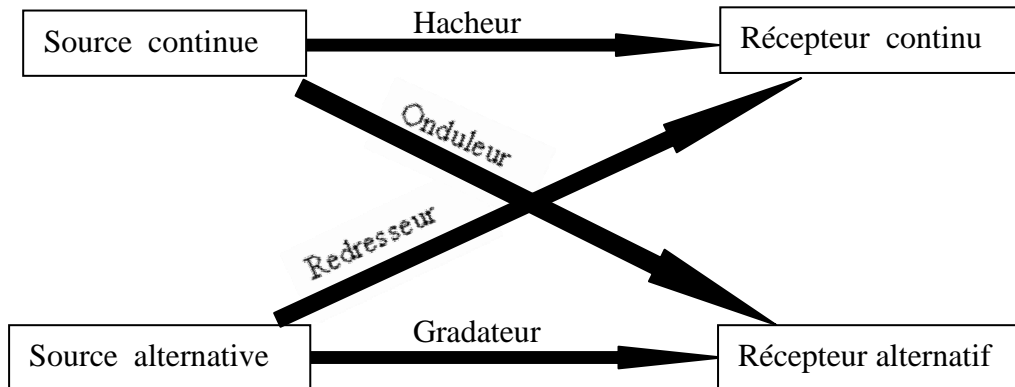
### *Généralités sur les onduleurs*

### II-1-Définition des convertisseurs statiques : [8]

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter une source d'énergie électrique à un récepteur donné.

Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs.

Le schéma suivant nous permet de les classer :



**Figure (II-1) :** Classification des familles de convertisseurs.

Dans notre étude, nous nous intéressons à la famille des onduleurs

### II-2-Définition et domaine d'application d'onduleur : [8]

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui associent une source d'énergie continue à une charge d'énergie alternative. Ils sont très tributaires des caractéristiques du générateur et du récepteur entre lesquels ils sont insérés, de ces caractéristique découle la nature des commutations à effectuer et les semi-conducteur à employer.

Les onduleurs sont utilisés dans deux grands domaines :

- **alimentation à fréquence fixe** : onduleur de secours pour le matériel informatique.

Cet onduleur permet d'assurer la continuité de l'alimentation en cas de coupures sur le réseau, et de filtrer les éventuels défauts de la tension du réseau (parasites ou surtensions).

- **Alimentation à fréquence variable :** (variateur de vitesse des machines à courant alternative.

L'intérêt de cet onduleur est de pouvoir produire une tension alternative réglable en amplitude et en fréquence.

La vitesse des moteurs synchrones ou asynchrones est directement liée à la fréquence d'alimentation, donc un onduleur réglable en fréquence permettra de faire varier la vitesse de ces moteurs.

### **II-3-Types d'onduleurs : [6]**

On peut définir deux types d'onduleurs : Onduleur de courant et onduleur de tension

#### **II-3-1-Onduleur de courant ou commutateur ( $E_i^j$ ) :**

Un onduleur de courant associe une source de courant continu à une charge de tension alternative, l'impédance interne de la source est si grande que le courant ( $i$ ) qui la traverse ne peut pas être affecté par les variations de la tension ( $u$ ) à ses bornes, notamment par les brusques variations de ( $u$ ) correspondant aux commutations.

#### **II-3-2-Onduleurs de tension :**

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques alimentés par une source de tension continue d'impédance faible n'ayant aucune influence par les variations du courant consommé et qui débite sur une charge du type alternative cela en imposant la tension d'entrée donc la tension de sortie.

Ils sont utilisés dans des domaines d'applications variés tels que les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable, ils sont aussi la caractéristique de deux grandes familles, respectivement celle à fréquences fixes et celle à fréquences variables qui sera l'objet de notre travail.

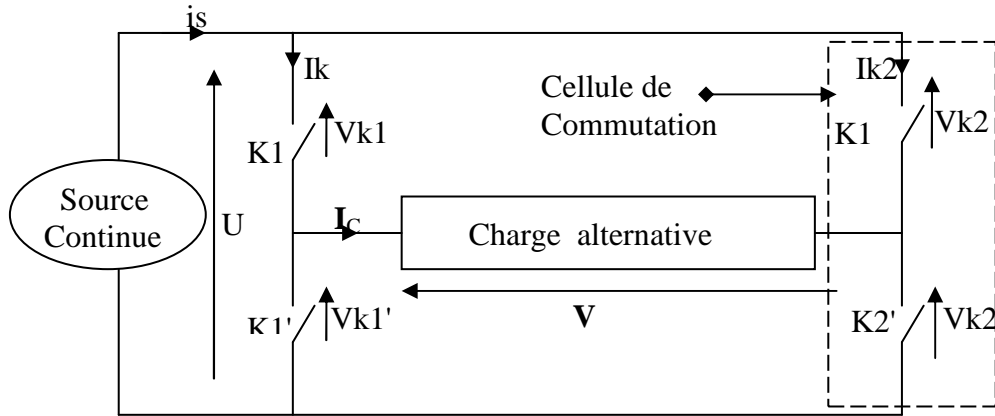
En général, les onduleurs sont soit monophasé soit triphasé mais, pour bien assimiler leurs fonctionnement nous allons commencer par la structure monophasé.

##### **II-3-2-a-Onduleur monophasé :**

D'une manière évidente, un onduleur monophasé en pont est constitué de deux bras d'onduleur et chaque bras comporte deux cellules de commutation commandables avec des diodes en antiparallèle afin d'assurer la réversibilité en courant.

➤ **Principe de fonctionnement :**

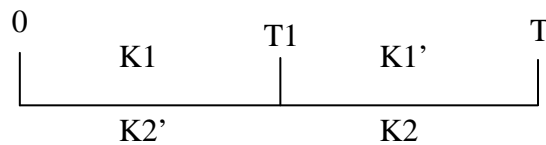
La charge alternative est toujours montée sur les bornes S1 de la première cellule et S2 de la deuxième cellule, comme illustré sur la figure suivante :



**Figure (II-2) :** principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé en pont

En supposant que les interrupteurs sont parfaits c'est-à-dire la commutation est instantanée (effet d'empiétement négligé) et la charge est purement résistive.

En appliquant les séquences de commande suivantes :



Avec  $T_1$  : c'est la période de conduction de l'interrupteur  $K_1$ .

$T$  : c'est la période de conduction de l'onduleur.

Les expressions et les formes d'ondes sont les suivantes :

Dans l'intervalle  $[0, T_1]$   $K_1, K_2'$  sont fermés et  $K_1', K_2$  sont ouverts :

$$V = +U : \quad V_{k1} = V_{k2'} = 0.$$

$$V_{k1'} = V_{k2} = +U.$$

$$i_s = +I_C : \quad i_{k1} = i_{k2'} = +i_s.$$

$$i_{k1'} = i_{k2} = 0.$$

Dans l'intervalle  $[T1, T]$   $K1'$ ,  $K2$  sont fermés et  $K1$ ,  $K2'$  sont ouverts :

$$V = -U : \quad V_{k1} = V_{k2'} = +U.$$

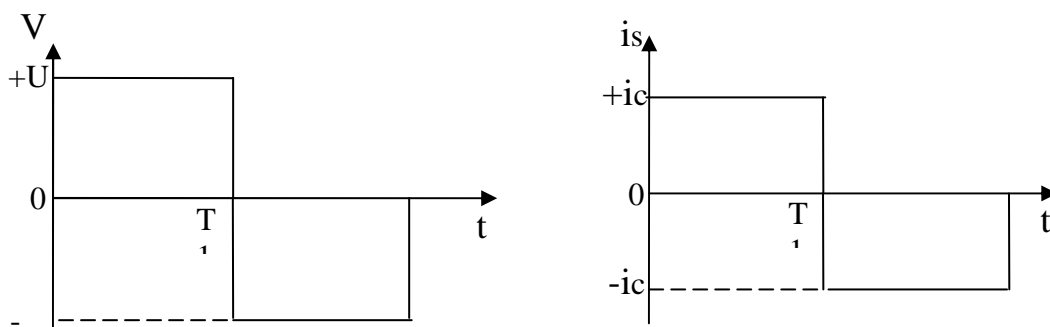
$$V_{k1'} = V_{k2} = 0.$$

$$i_s = -I_C : \quad i_{k1} = i_{k2'} = 0.$$

$$i_{k1'} = i_{k2} = -i_s.$$

Dans le fonctionnement précédent le courant passe par les interrupteurs  $K1$ ,  $K2'$  s'il est positif et par les interrupteurs  $K1'$ ,  $K2$  s'il est négatif.

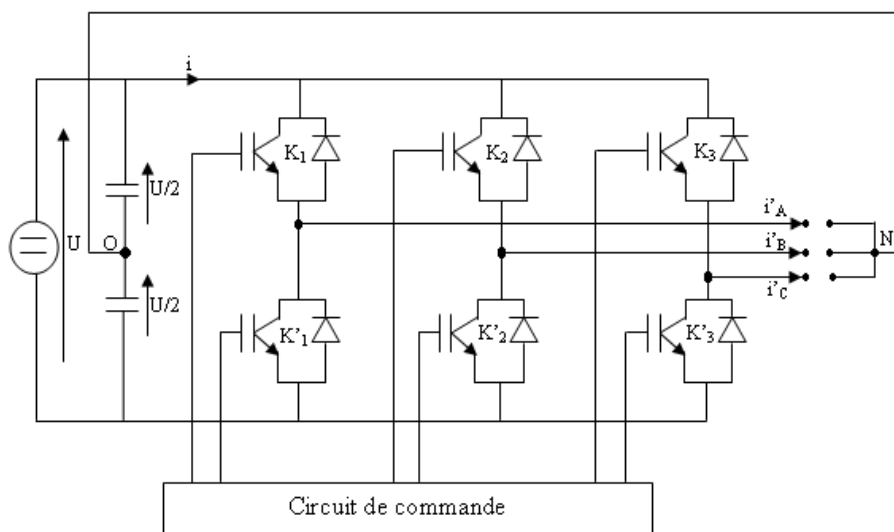
La figure qui suit montre la forme de la tension et du courant de charge



**Figure (II-3) :** la forme de l'onde des grandeurs de sorties  $V$  et  $i_s$  (charge résistive)

### II-3-2-b-Onduleur triphasé : [11], [6]

Pour réaliser un onduleur triphasé, on peut grouper trois onduleurs monophasé en demi pont et en utilisant un diviseur capacitif commun :



**Figure (II-4) :** onduleur de tension triphasé avec point milieu.

➤ **Principe de fonctionnement :**

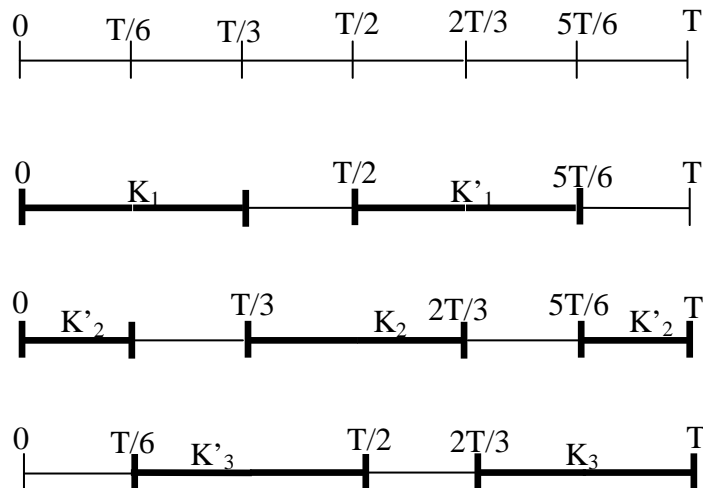
Pour assurer la continuité des courants de sortie  $i'_A$ ,  $i'_B$  et  $i'_C$  les interrupteurs  $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$  ne doivent pas conduire au même temps.

Pour que les tensions de sortie  $V'_A$ ,  $V'_B$ , et  $V'_C$  soient identique à un tiers de la période  $T$  de leur fondamental, il faut commander chaque demi pont avec un retard de  $T/3$  sur le précédent. Dans notre cas c'est la commande  $120^\circ$  que nous avons étudié

Les instants d'amorçage des interrupteurs sont :

k1	pour	$wt = 0$	k'1	pour	$wt = \pi$
k2	pour	$wt = 2\pi/3$	k'2	pour	$wt = \pi + 2\pi/3$
k3	pour	$wt = 4\pi/3$	k'3	pour	$wt = \pi + 4\pi/3$

Les séquences de commande sont les suivantes :



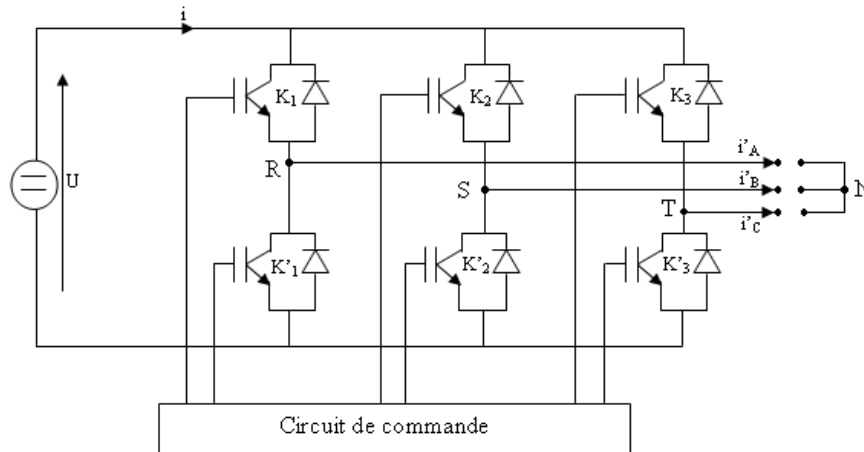
Si les courants  $i'_A$ ,  $i'_B$  et  $i'_C$  sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré,

$$i'_A = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$i'_B = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)$$

$$i'_C = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3)$$

leurs somme instantanée est nulle, Ce qui veut dire qu'aucun courant ne passe dans la connexion entre le point neutre  $N$  et le point milieu  $O$ , donc on peut la supprimer et dans ce cas le diviseur capacitif devient inutile. Finalement on obtient le schéma usuel d'un onduleur de tension triphasé suivant:



**Figure (II-5) :** onduleur de tension triphasé sans point milieu

**Fonctionnement en régime équilibré :**

**Conséquence de l'isolement du neutre de la charge :**

Si on suppose que le point neutre N est relié au point milieu O de la source de tension continue alors,

$$v'_A = \begin{cases} +U/2 & 0 < \omega t < \pi \\ -U/2 & \pi < \omega t < 2\pi \end{cases}$$

Comme  $v'_B(\omega t) = v'_A(\omega t - 2\pi/3)$ ,  $v'_C(\omega t) = v'_A(\omega t - 4\pi/3)$

Le développement en série de fourrier des trois tensions de sortie peut s'écrire :

$$\begin{aligned} v'_A &= V'_1\sqrt{2}\sin(\omega t) + V'_3\sqrt{2}\sin(3\omega t) + V'_5\sin(5\omega t) + \dots \\ v'_B &= V'_1\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3) + V'_3\sqrt{2}\sin(3\omega t) + V'_5\sin(5\omega t + 2\pi/3) + \dots \\ v'_C &= V'_1\sqrt{2}\sin(\omega t - 4\pi/3) + V'_3\sqrt{2}\sin(3\omega t) + V'_5\sin(5\omega t + 4\pi/3) + \dots \end{aligned}$$

Le système triphasé réel est la superposition des systèmes équilibrés qui correspondent au fondamental et aux divers harmoniques :

- Systèmes directs pour le fondamental et les harmoniques 7, 13, 19.....
- Systèmes inverses pour les harmoniques 5, 11, 17.....
- Systèmes homopolaires pour les harmoniques 3, 9, 15.....

Les courants des trois phases sont donc formés par la superposition des systèmes équilibrés directs, inverses et homopolaires.

Les systèmes directs et inverses sont des systèmes de somme nulle. Les termes homopolaires, de même fréquence, en phase dans les trois phases, donnent une somme triple qui s'écoule par la liaison N-O.

Supprimer la liaison N-O, implique supprimer les harmoniques 3, 9, 15.....dans les courants de phase, ce qui veut dire, supprimer les harmoniques impairs multiple de 3 dans les tensions aux bornes des phases de la charge.

La suppression de ces harmoniques notamment celle de l'harmonique 3 facilite beaucoup le filtrage des tensions alternatives.

Les tensions  $v'_A, v'_B, v'_C$  ont nécessairement une somme nulle.

### Expressions et formes d'ondes :

L'ouverture ou la fermeture des six interrupteurs conduit à distinguer six intervalles au cours de la période T.

Pour obtenir les valeurs instantanées des ces tensions, on part des tensions  $v_A - v_0, v_B - v_0, v_C - v_0$  entre les trois bornes de sorties de l'onduleur et le point milieu fictif (O) de la source de tension continue, puis on enlève la composante homolaire instantanée de ce système de tension.

Finalement on trouve :

Pour  $0 < \omega t < \pi/3$   $k_1, k_2$  sont fermés :

$$v'_{AB} = +U, v'_{BC} = -U/2, v'_{CA} = -U/2$$

$$v_{k1} = v_{k2} = 0 ; v_{k'1} = v_{k2} = U$$

$$i_{k1} = i'_A = i ; i_{k'2} = -i'_B = i$$

$$i_{k'1} = i_{k2} = 0 ; i = i'_A = -i'_B$$

Pour  $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$   $k_1, k_3$  sont fermés:

$$v'_{AB} = +U/2, v'_{BC} = +U/2, v'_{CA} = -U$$

$$v_{k1} = v_{k3} = 0 ; v_{k'1} = v_{k3} = U$$

$$i_{k1} = i'_A ; i_{k'3} = -i'_C$$

$$i_{k'1} = i_{k3} = 0 ; i = i'_A = -i'_C$$

Pour  $2\pi/3 < \omega t < \pi$  K2, k'3 sont fermés:

$$v'_{AB} = -U/2, v'_{BC} = U, v'_{CA} = -U/2$$

$$v_{k2} = v_{k'3} = 0; v_{k'2} = v_{k3} = U$$

$$i_{k1} = i'_A; i_{k2} = i'_B; i_{k'3} = -i'_C$$

$$i_{k'2} = i_{k3} = 0; i = i'_B = -i'_C$$

Pour  $\pi < \omega t < 4\pi/3$  k2, k'1 sont fermés:

$$v'_{AB} = -U, v'_{BC} = +U/2, v'_{CA} = +U/2$$

$$v_{k1} = v_{k'3} = 0; v_{k'1} = v_{k'3} = U$$

$$i_{k1} = i'_A; i_{k'3} = -i'_C$$

$$i_{k'1} = i_{k3} = 0; i = i'_A = -i'_C$$

Pour  $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$  k'1, k3 sont fermés:

$$v'_{AB} = -U/2, v'_{BC} = -U/2, v'_{CA} = +U$$

$$v_{k'1} = v_{k3} = 0; v_{k1} = v_{k'3} = U$$

$$i_{k'1} = -i'_A; i_{k'3} = i'_C$$

$$i_{k1} = i_{k3} = 0; i = -i'_A = i'_C$$

Pour  $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$  k'2, k3 sont fermés:

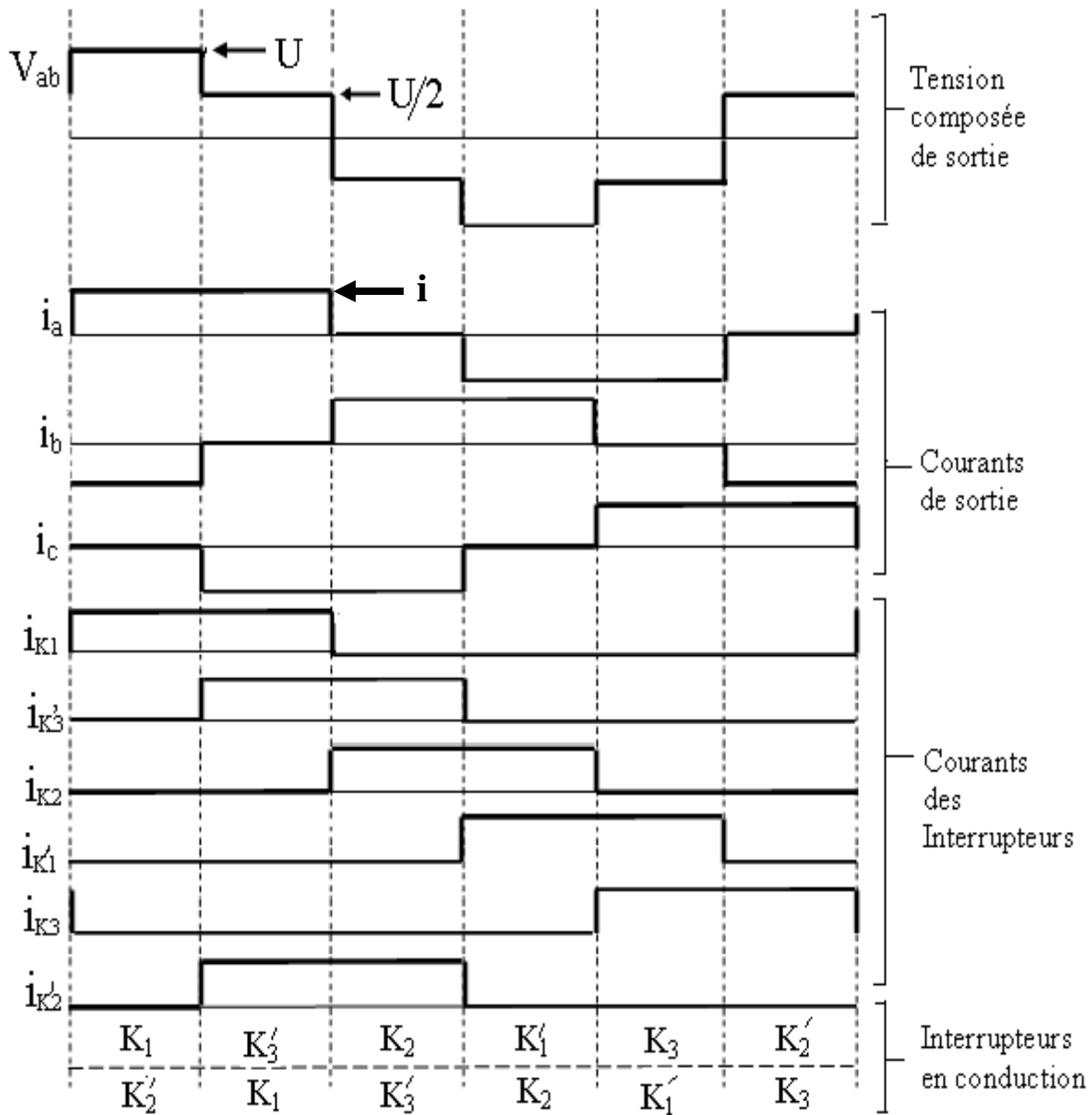
$$v'_{AB} = +U/2, v'_{BC} = -U, v'_{CA} = +U/2$$

$$v_{k'2} = v_{k3} = 0; v_{k2} = v_{k'3} = U$$

$$i_{k'2} = -i'_A; i_{k3} = i'_C$$

$$i_{k'1} = i_{k3} = 0; i = i'_A = -i'_C$$

Nous avons représenté les formes de  $v'_{AB}$ ,  $i'_{A,B,C}$ ,  $i$  et  $i_{k1}$  et les diagramme de conduction des divers interrupteurs:



**Figure (II-6) :** onduleur triphasé en pont avec amorçage sur 120°.

➤ **Tension de sortie :**

La tension de sortie  $v'_{AB}$  est successivement égale à  $U$ ,  $U/2$ ,  $-U/2$ ,  $-U$ ,  $-U/2$ ,  $U/2$  au cours des six intervalles de même durée formant sa période.

Les tensions de sortie  $v'_A$ ,  $v'_B$ ,  $v'_C$  ont donc pour valeur efficace :

$$V' = (\sqrt{2}/3)U, \text{ leur fondamental a pour valeur efficace } V'_1 = (\sqrt{2}/\pi)U$$

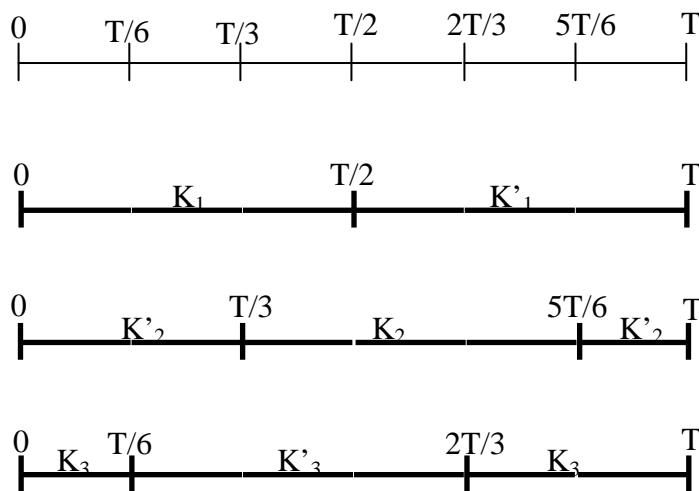
Leur développement en série de fourier contient tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3 ou multiple de 3.

### II-4-Types de commande :

Un onduleur peut être commandé de plusieurs façons, soit, commande à  $180^\circ$ , à  $120^\circ$ , ou commande MLI.

#### II-4-1-Commande pleine onde ou commande à $180^\circ$ :

Elle est caractérisée par le fait que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires l'un de l'autre et que les interrupteurs de deux bras consécutifs ne sont pas fermés en même temps.



#### II-4-2- commande à $120^\circ$ :

Elle est presque identique à la commande pleine onde sauf que celle la ne conduit pas une demi-période( $\pi$ ) complète, elle conduit  $2\pi/3$  de la demi-période et elle se bloque  $\pi/3$  de cette dernière tel qu'elle est étudiée précédemment.

L'avantage de cette commande est qu'elle diminue les harmoniques par rapport à la commande pleine onde.

#### II-4-3-La commande MLI :

La commande MLI (modulation de largeur d'impulsion), admet à adapter une fréquence de commutation ( $f'$ ) supérieure à la fréquence de sortie ( $f$ ) et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession des créneaux de largeur convenable.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances de la tension de sortie a deux avantages :

-Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.

-Elle permet la variation de la valeur de fondamentale de la tension de sortie.

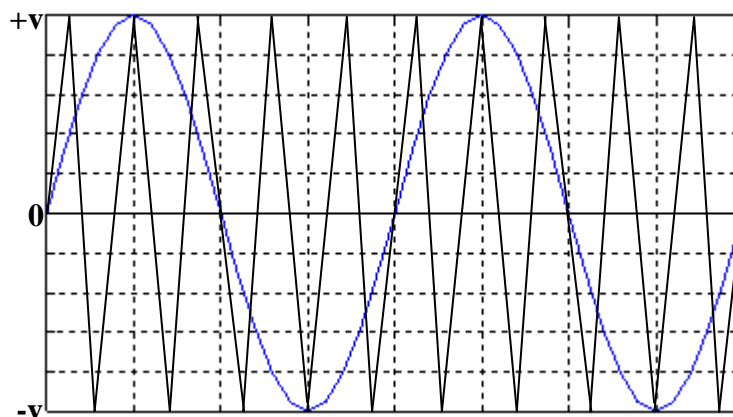
Dans le cas où la référence est sinusoïdale, alors, cette commande est caractérisée par les paramètres suivants :

-m : l'indice de modulation, égale au rapport  $f'/f$

-r : coefficient de réglage en tension, égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur crête de l'onde modulante.

### ➤ MLI bipolaire :

La commande MLI est bipolaire quand la tension de sortie  $u(t)$  ne peut prendre que deux valeurs opposées :  $u(t) = +v$  ou  $u(t) = -v$ . comme le montre cette figure :



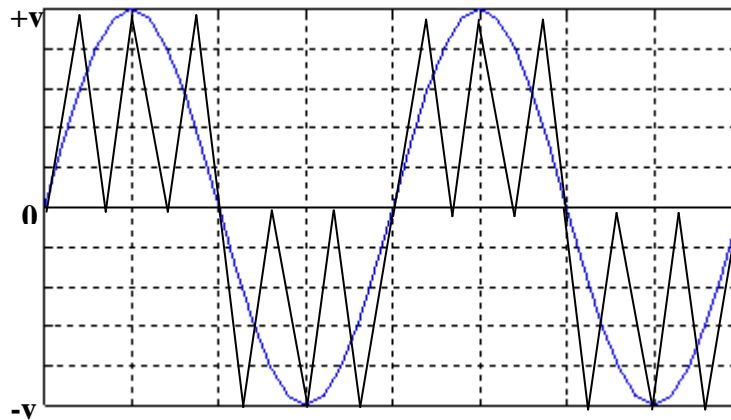
### ➤ MLI unipolaire :

La commande MLI est dite unipolaire dans le cas où la tension de sortie  $u(t)$  peut prendre les valeurs suivantes :

$u(t) = (+v, 0)$  pour les alternances positives.

$u(t) = (-v, 0)$  pour les alternances négatives.

Comme le montre la figure suivante :



### II-5-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la topographie, le principe de fonctionnement des onduleurs ainsi que les types de commandes appropriés.

En dépit des avantages de la commande MLI, nous avons opté pour la réalisation d'un onduleur avec une commande  $120^\circ$ .

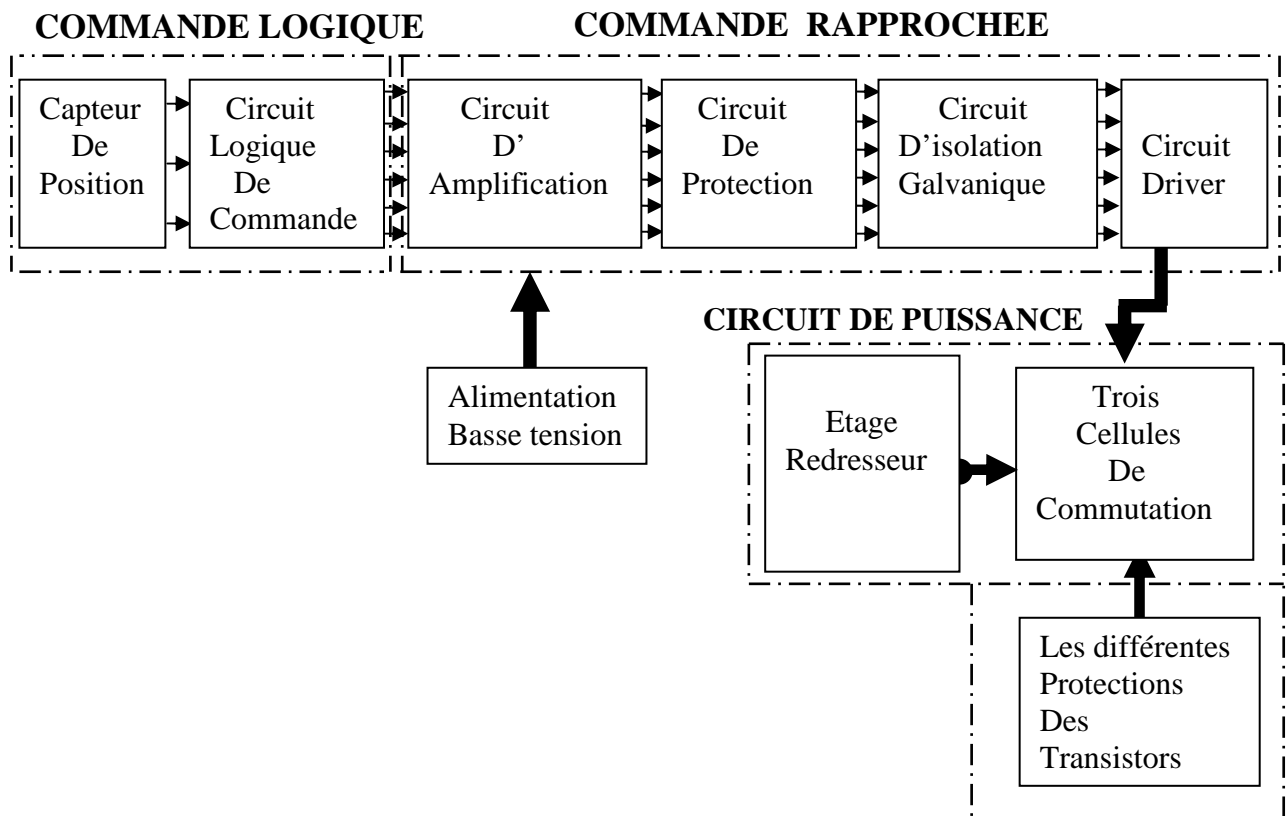
## *CHAPITRE III :*

### *Réalisation de l'onduleur triphase à transistors IGBT*

**III-1-Introduction :**

Pour une bonne réalisation de l'onduleur à deux niveaux à transistor IGBT, il nous a fallu respecter un nombre considérable de facteurs et de contraintes, tels que les contraintes électriques et thermiques, la disponibilité et le coût.

Pour cela ce chapitre est très essentiel dans la conception ou la réalisation. La structure de l'ensemble à réaliser est illustrée sur la figure ci-dessous :



**Figure (III-1): synoptique globale du système à réaliser**

Selon le synoptique de la figure (III-1), on peut partager cet onduleur en trois étages, qui sont le Circuit de puissance, le circuit de commande rapprochée et le circuit de commande logique.

### III-2-Circuit de puissance :

Ce circuit est constitué de trois sous étages qui sont :

- Réseau d'alimentation continu.
- Les cellules de commutation.
- Les différentes protections.

#### III-2-1-Réseau d'alimentation continue : [5]

D'après le transfert d'énergie dans l'onduleur (continue \_ alternatif) alors nous somme amené à dimensionner un circuit afin de redresser la tension de service 220V, qui est obtenue a l'aide d'un pont redresseur triphasé DB 35-16 et d'un filtre capacitif constitué d'un condensateur ayant une capacité de  $3300\mu\text{F}$  avec une tension de service de 350V ainsi que des résistances qui lui permettront de se décharger au repos.

La figure ci-dessous montre le schéma de câblage :

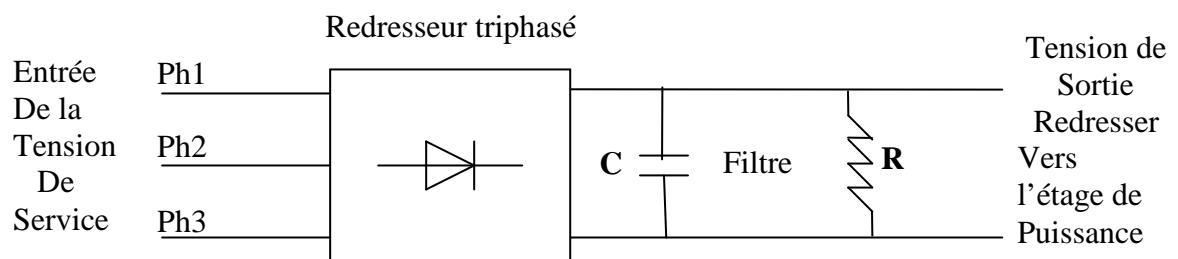


Figure (III-2) : Réseau d'alimentation continu de puissance.

#### III-2-1-a-Choix de la résistance de décharge R :

Pour que l'onduleur fonctionne dans de bonnes conditions à l'arrêt, alors nous somme contraint de dimensionner une résistance qui servira à décharger le condensateur du filtre au repos.

Pour cela, le respect de quelques paramètres tels que le temps de décharge, la puissance dissipée et la tension appliquée à ce condensateur est très indispensable.

#### Dimensionnement de la résistance de décharge R :

Les caractéristiques du condensateur sont les suivantes :

- La tension appliquée à ses bornes : 300V.

- La puissance dissipée exigée : 4W.

Donc, la valeur de la résistance est calculée selon la relation suivante ;

$$R=U^2/S \quad \text{AN : } R= 90000/4 = 22,5K\Omega$$

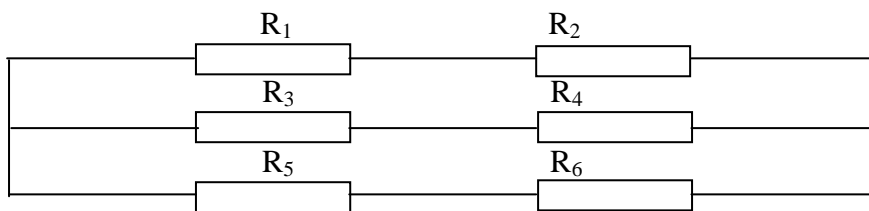
On sait que le condensateur se décharge sous la forme exponentielle

$$v = V. e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Après développement, on trouve :

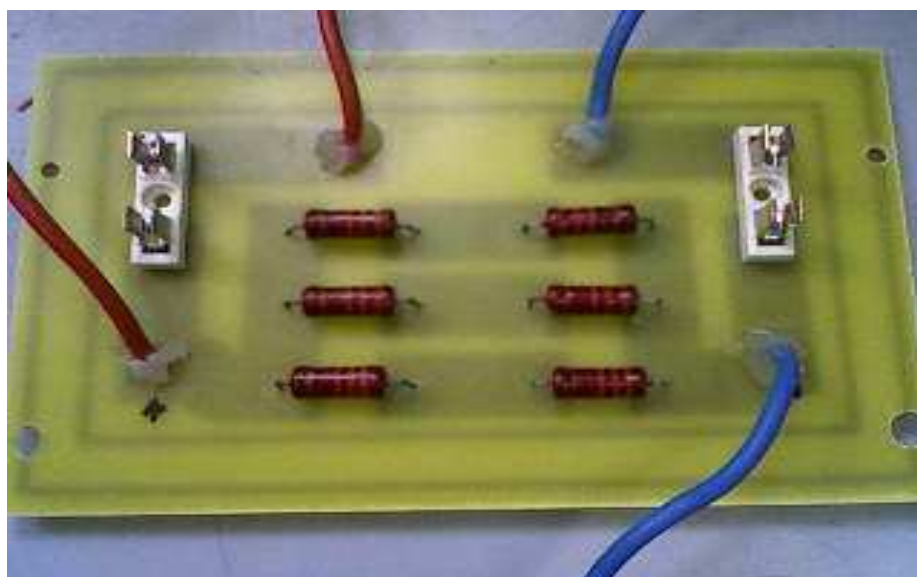
$$t=\tau=R.C= 22000.3300.10^{-6} =72,5 \text{ s}$$

En pratique, nous n'avons pas des résistances de cette valeur alors, nous avons combiné les valeurs qu'on avait pour respecter le calcul précédent, cette combinaison et la suivante :



**Figure (III-3) :** Le schéma électrique des résistances de décharge

La photo qui suit montre le circuit imprimé où ces résistances sont placées :



**Photo (III-1) :** Le circuit des résistances de décharge du condensateur.

### III-2-2-Les cellules de commutation :

Afin de réaliser un onduleur triphasé à deux niveaux nous sommes obligés d'utiliser trois modules (trois bras) et chaque module est formée de deux transistor IGBT ayant des diodes en antiparallèles, assurant la réversibilité en courant, ces diodes jouent le rôle de roue-libre dans les onduleurs de tension. Elles doivent supporter la même tension que les IGBT, avoir une faible chute de tension, un recouvrement le plus faible possible, pour minimiser les pertes à la fermeture de l'IGBT (**voir l'annexe I**).

Le schéma suivant montre l'architecture interne du module IGBT :

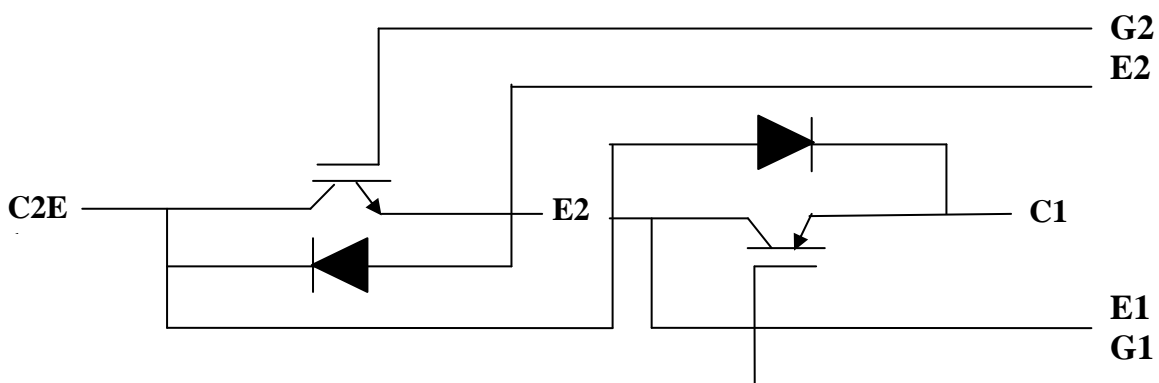


Figure (III-4) : Architecture externe du CM100DY-12H

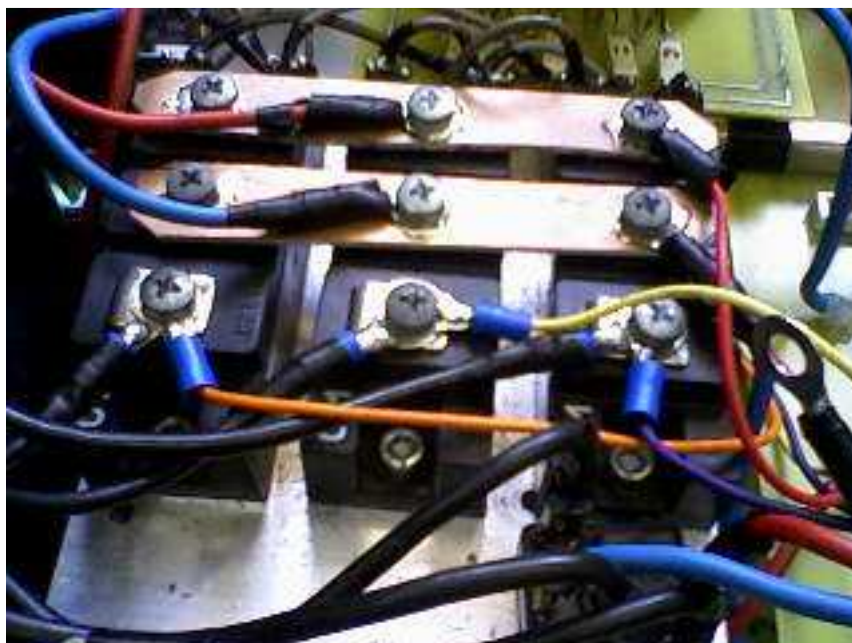


Photo (III-2) : Les cellules de commutation

### III-2-3-1-Les différentes protections de l'IGBT : [7]

Le court-circuit et l'échauffement sont des dysfonctionnements très contraignants pour les composants à semi-conducteurs de puissance, car il leur impose en supportant simultanément des valeurs fortes de tensions et de courants (généralement 3-10 fois plus grandes par rapport à la valeur de référence ou nominale) d'avoir des marges de sécurité suffisantes et d'être capable de dissiper de façon transitoire des énergies très élevées.

#### III-2-3-1-a-Protection contre les surtensions :

##### ➤ Protection de la Grille :

Les diodes zener offrent la possibilité de protéger l'IGBT contre les surtensions entre la grille et l'émetteur, pour cela la tension de la diode zener doit être inférieure à la tension maximale de la grille ( $V_Z \leq V_{GE \max}$ ), dans notre cas nous avons utilisé des diodes de valeur  $V_Z = 18V$ .

##### ➤ Protection du collecteur-émetteur :

D'après les essais que nous avons faits, la tension émetteur \_collecteur présente des pics de valeur supérieure à la valeur maximale que supporte le transistor alors nous étions obligés de placer des diodes appelées diodes de transil montées en parallèle avec la transistor c'est-à-dire placées entre l'émetteur et le collecteur de telle sorte que  $V_d < V_{CE \max}$ .

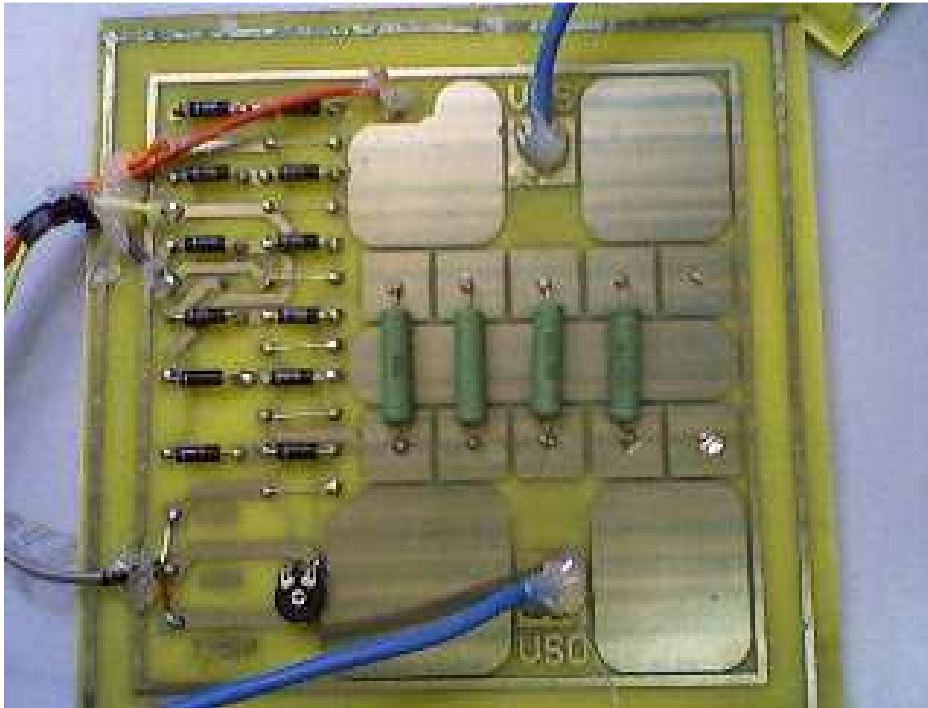
#### III-2-3-1-b-Protection contre les surintensités du courant :

Pour une bonne protection de ces transistors, nous avons placés un shunt pour la mesure du courant et un potentiomètre afin de limiter les surintensités, car le driver IR2130 possède une logique très sophistiquée qui assure le bon fonctionnement des transistors.

#### III-2-3-1-c-Protection contre les échauffements :

Le problème primordial de ces modules c'est l'échauffement, pour cela il est nécessaire de les placer sur un radiateur avec des ailettes, l'ensemble monté au milieu de deux ventilateurs afin qu'ils évacuent la chaleur causé par les pertes dans les transistors

**NB :** Les diodes zener sont placées sur la carte de la commande rapprochée car la distance entre la sortie du driver et la grille des transistors doit être petite



**Photo(III-3) :** Le circuit imprimé des différentes protections

### **III-3-La commande rapprochée : [7]**

C'est un circuit qui assure la liaison entre le circuit de commande et les cellules de commutations, il est constitué des trois circuits élémentaires suivants :

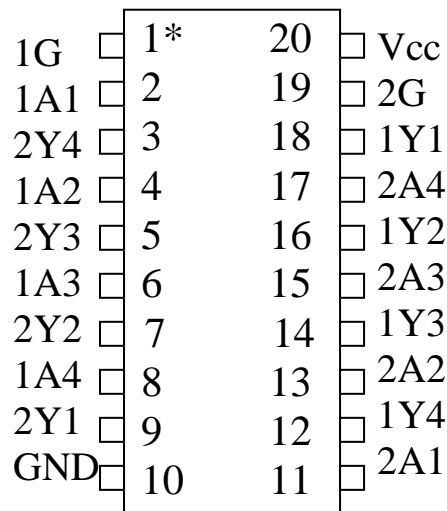
- circuit d'amplification (MC74LS244).
- L'isolation galvanique (HCPL2530).
- Circuit d'attaque (driver IR2130).

#### **III-3-1-Amplification des signaux de commande :**

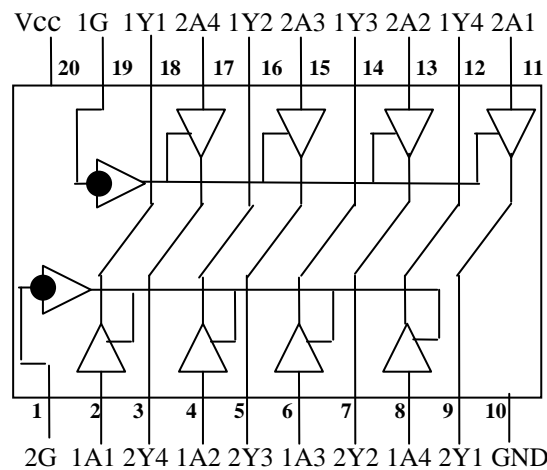
Le circuit de commande logique nous fournit un courant de faible intensité et comme nous voulons commander six transistors alors nous sommes obligés d'amplifier le courant afin que la photo diode de l'optocoupleur et le IR2130 puissent fonctionner dans les conditions normales.

Dans notre cas nous avons utilisé un buffer du type MC74LS244 (les caractéristiques sont données dans l'**annexe II**).

Le brochage interne et externe de ce circuit est donné par la figure ci-dessous :



**Figure (III-5) :** brochage externe du circuit MC74LS244



**Figure (III-6) :** brochage interne du circuit MC74LS244

### III-3-2-L'isolation galvanique : [4]

De nombreux problèmes sont rencontrés lors du fonctionnement en liaison direct entre le circuit de commande et le circuit de puissance tels que le retour de masse. Afin d'éviter tout problème de ce genre, le circuit de commande doit être électriquement isolé du circuit de puissance. Cette isolation ne peut être réalisée que par un opto-coupleur.

Un opto-coupleur est constitué par la réunion dans un même boîtier d'un photo-émetteur et un photo-récepteur couplés optiquement et isolés électriquement, il peut être considéré comme un quadripôle dont la principale caractéristique est d'avoir un

isolement entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie, il transporte l'information (lumière) mais pas l'énergie électrique (courant), il permet la résolution de la plupart des problèmes d'isolation galvanique.

Dans notre cas, nous avons choisis un opto-coupleur de type HCPL2530 (voir la caractéristique dans l'annexe III).

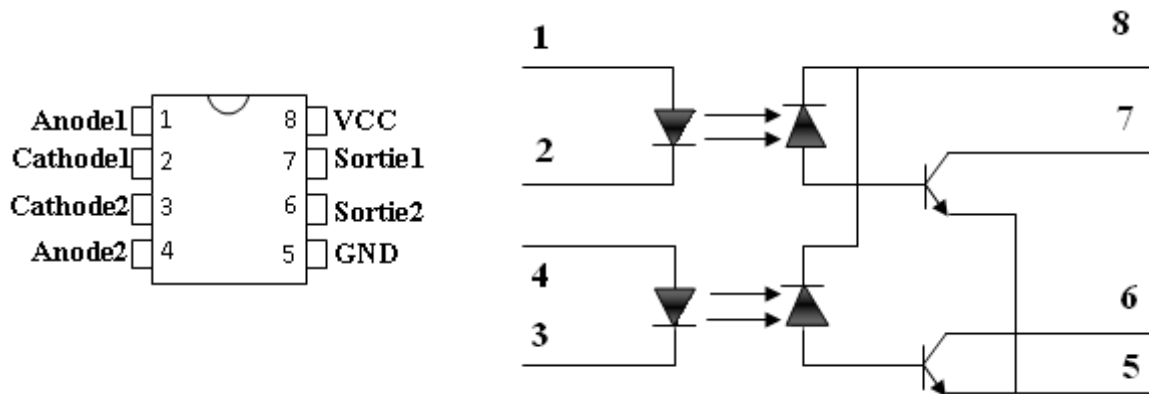


Figure (III-7): brochage de HCPL2530

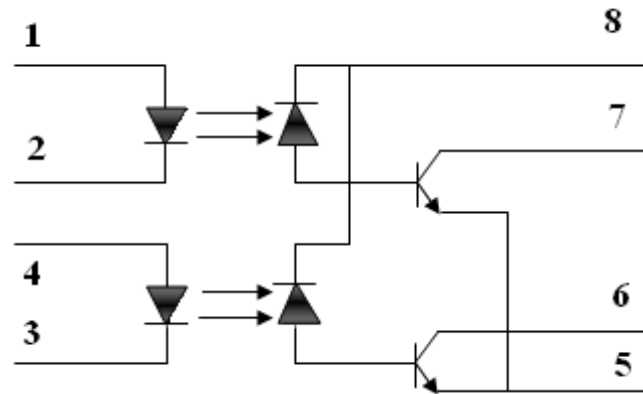


Figure (III-8): schéma principal de HCPL2530

**NB :** les cathodes des deux LED de l'entrée doivent être isolées de GND de la sortie sinon l'opto-coupleur ne sert plus à rien.

A l'entrée de l'opto-coupleur on doit placer des résistances car ce dernier est limité en courant, dans notre cas nous avons procédé selon le calcul suivant :

- La tension d'entrée appliquée est de : 5V.
- Le courant maximal que supporte l'opto-coupleur est de : 25 mA.

Donc le calcul se fait de la manière suivante :

$$R_{LIM} = V / I_{max} = 5 / 0.025 = 200 \Omega.$$

Comme nous n'avons pas des résistances de valeur 200  $\Omega$  alors nous avons opté pour la valeur de 390  $\Omega$ .

A la sortie de ce circuit il faut aussi placer des résistances de 2 K $\Omega$  et des capacités de filtrage afin d'éliminer les parasites mais comme le driver IR2130 possède une très grande impédance alors ces résistances sont inutiles.

III-3-3-Le Driver IR2130 :

C'est un circuit intégré qui permet la commande des trois demi-ponts d'IGBT directement par des niveaux de tensions adéquates.

La structure interne de ce circuit est donnée par la figure suivante :

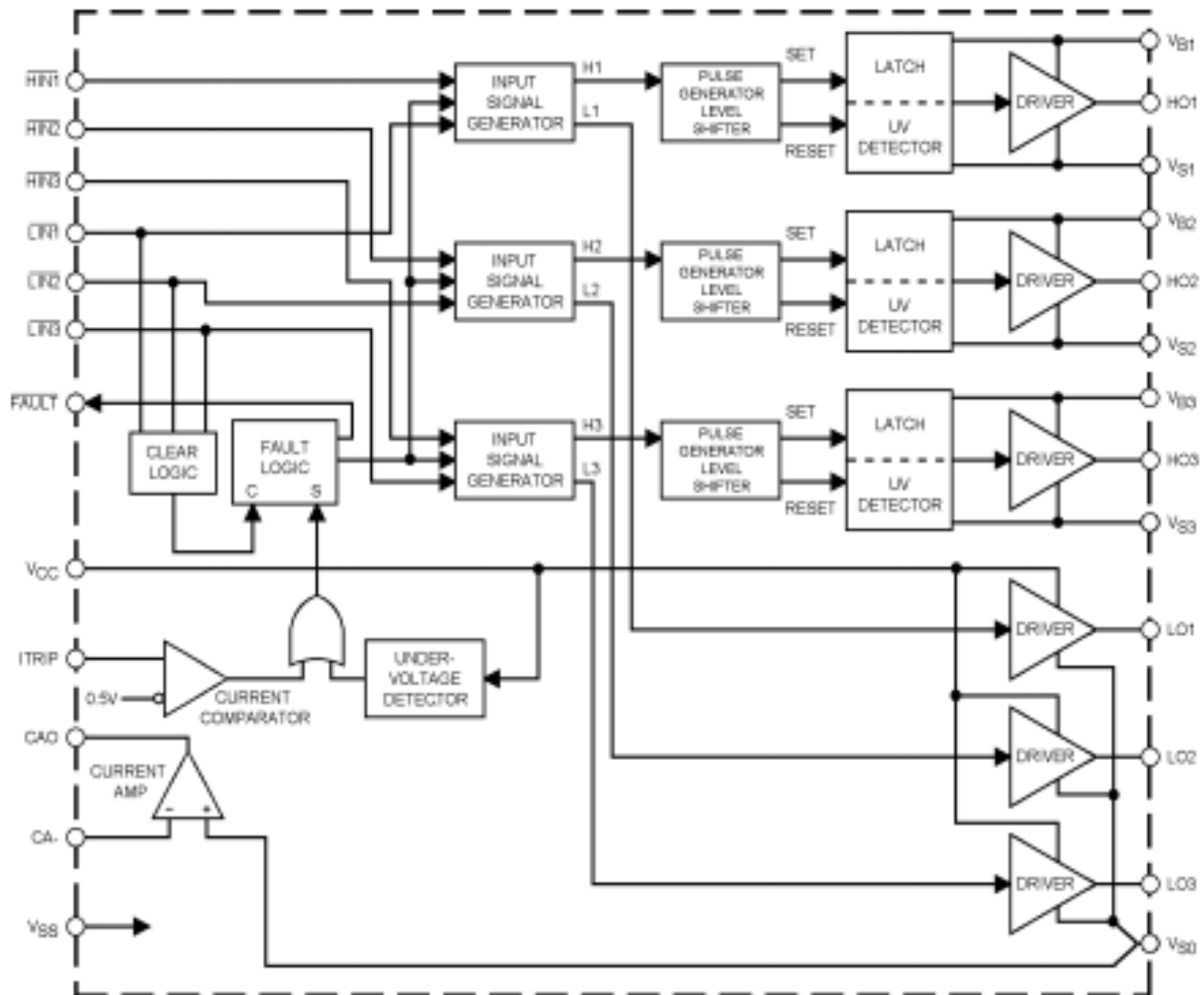
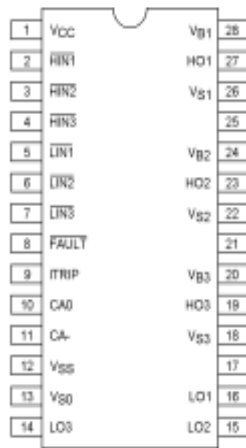


Figure (III-9) : Architecture interne du circuit IR2130

Le Driver IR2130 tolère une tension d'isolement entre l'émetteur de l'IGBT du côté haute tension et la masse de 600V. Et supporte une tension maximale de 5V au dessous du potentiel 0V. Il génère un temps mort de 2.5µs.

Il dispose d'un contrôle de courant ITRIP et d'un blocage individuel de chaque transistor en présence d'alimentations flottantes trop faibles. De plus il bloque toutes les sorties au démarrage tant que  $V_{CC}$  n'a pas atteint au moins la valeur de 9.8V, et en cours de fonctionnement, si  $V_{CC}$  venait à descendre en dessous de 8.8V (voir l'annexe IV).

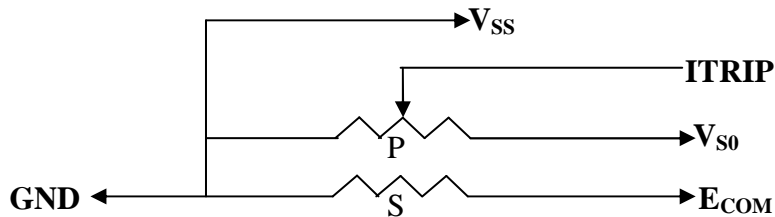
Le brochage du circuit IR2130 est donné par la figure suivante :



**Figure (III-10) :** brochage du circuit IR2130

### III-3-3-1- Contrôle du courant ITRIP :

Afin de contrôler le courant, il suffit de capter une tension entre ITRIP et  $V_{SS}$  à l'aide d'un shunt qu'on compare à une valeur de tension de 0.5V dans le circuit IR2130. comme la montre la figure suivante :



**Figure (III-11):** principe de contrôle du courant

Le courant maximal admissible est limité par ajustement du potentiomètre (p)

Ce circuit utilise une logique de commande telle qu'elle sera décrite dans ce qui suit :

### III-3-3-2- La logique de commande du circuit IR130 :

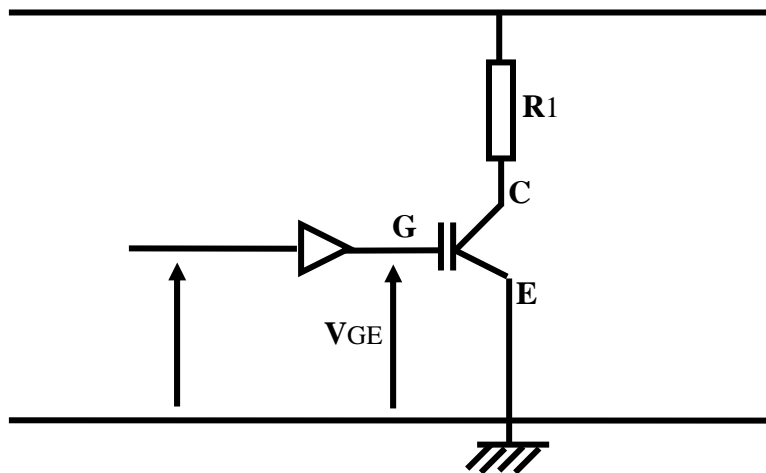
Cette logique illustre le décalage de niveau de la tension de commande des interrupteurs, c'est-à-dire que la tension du transistor du haut d'un bras est décalée par rapport à celle du transistor du bas du même bras de  $180^\circ$ , donc ils ne peuvent pas conduire au même temps.

Pour bien comprendre ce phénomène, nous avons procédé à des explications suivantes :

**III-3-3-2-1- La commande d'un transistor IGBT référencé à la masse**

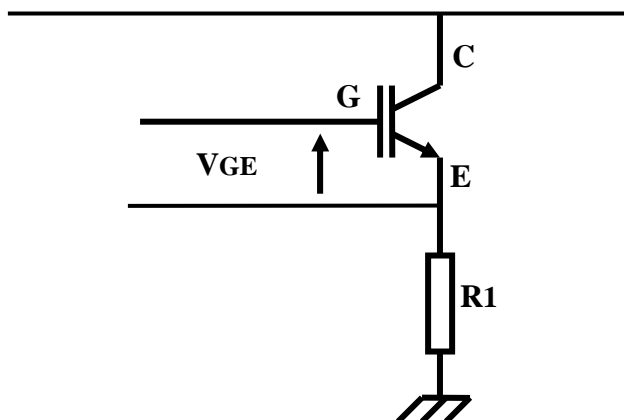
Afin de commander un transistor IGBT ayant son émetteur à zéro, il suffit de lui appliquer aux bornes de la grille-émetteur une tension supérieure ou égale à la tension de seuil de ce dernier qui est dans notre cas égale à quelques dizaine de volt.

La figure ci-dessous montre ce principe :



**III-3-3-2-2- La commande d'un transistor IGBT à référence flottante :**

Dans ce cas, le transistor est en haut et son émetteur est à un potentiel variable. Le schéma qui suit montre ce principe :



Pour pouvoir commander cet IGBT il faudra satisfaire beaucoup de conditions, ces dernières sont les suivantes :

- la tension  $V_{GE}$  doit dépasser la tension de seuil du transistor et que si ce dernier conduit, alors le potentiel de son émetteur sera au potentiel du collecteur (+HT), donc la tension d'amorçage devra dépasser la somme de la tension du collecteur et celle de seuil du transistor.
- Dans les phases de commutation, le potentiel de l'émetteur bascule entre la valeur de (+HT) et la masse (zéro).
- La troisième condition est de s'assurer que la tension grille-émetteur ne dépasse pas la tension maximale afin de protéger le transistor.

Toutes ces contraintes ont poussées les constructeurs tel que « **International Rectifier** » à élaborer une technique qui réunisse toutes ces conditions et faire un compromis entre elles, cette technique est appelée **La technique d'alimentation Bootstrap**.

### III-3-3-2-3- La technique d'alimentation Bootstrap : [2], [7]

Cette technique consiste à créer une alimentation flottante pour le circuit de commande d'un transistor du haut à partir de l'alimentation de celui du bas, donc ce type de commande et technique sont dédiés à la commande des bras de l'onduleur en pont, selon le principe de la figure suivante :

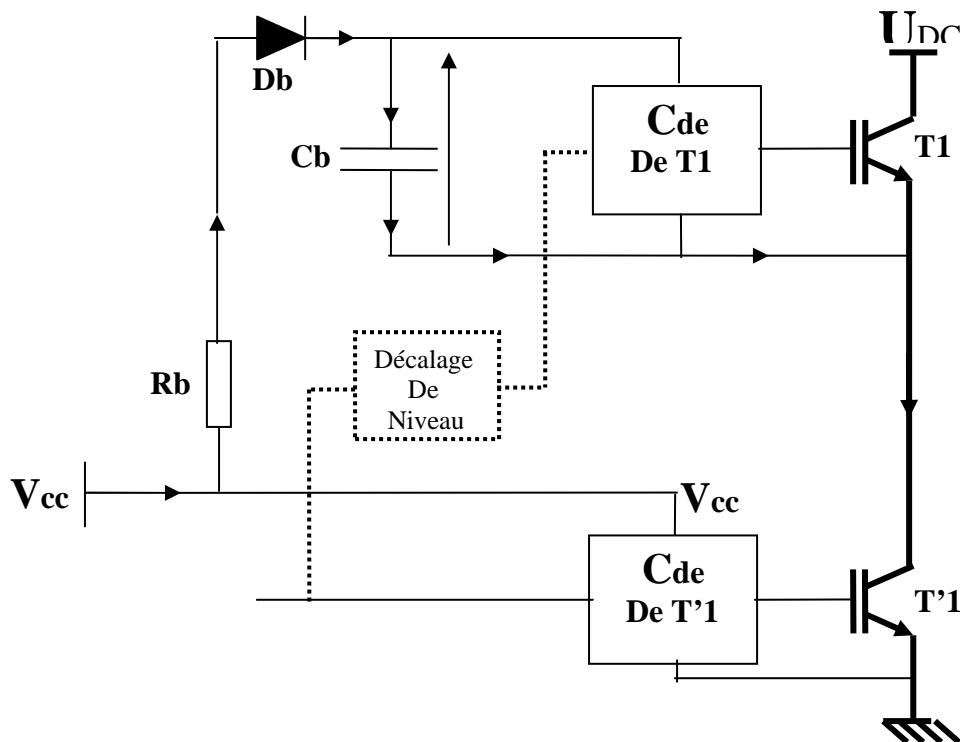


Figure (III-12) : La technique du circuit élévateur

Le principe consiste à profiter de la conduction de l'interrupteur du bas **T'1**, pour charger le condensateur  $C_b$  jusqu'à la valeur de +15V (la tension d'alimentation du driver IR2130) à travers la diode  $D_b$ , ce qui fait que le collecteur de **T'1** est au potentiel zéro (masse).

Quand le transistor du bas **T'1** se bloque, le transistor du haut **T1** s'amorce et il devient conducteur, la charge portée par la capacité  $C_b$  va servir à alimenter la commande de l'interrupteur du haut **T1**, donc le potentiel du point commun (collecteur du **T'1** - émetteur de **T1**) passe de zéro à la valeur +HT et fait passer avec lui le pôle négatif du condensateur  $C_b$  au même potentiel, donc son pôle positif sera à une valeur supérieure de 15V de là, la diode  $D_b$  est polarisée en inverse ce qui implique le blocage de cette dernière. Donc la charge de  $C_b$  va assurer :

- L'alimentation du circuit de commande de l'interrupteur du haut **T1**.
- La charge de la capacité d'entrée (grille) du transistor **T1**.
- Le maintien de cette charge pendant toute la durée de conduction du transistor **T1**.

**NB** : Il ne faut pas oublier que ce système d'alimentation ne fonctionne qu'en commutation (**T'1** et **T1** se bloquent et s'amorcent alternativement), car le condensateur  $C_b$  doit être rechargé régulièrement.

### III-3-3-2-3-1- Dimensionnement du circuit Bootstrap : [10]

#### a- Dimensionnement du condensateur $C_b$ :

Afin de déterminer la valeur de  $C_b$ , il faut calculer la charge  $Q_b$  nécessaire pour la mise en conduction du transistor du haut **T1** et pour l'alimentation du circuit de commande (driver IR2130).

La relation suivante illustre le principe de calcul de cette charge  $Q_b$  :

$$Q_b = Q_G + Q_{QBS}$$

$$Q_{QBS_{max}} = I_{QBS_{max}} * t_{on}$$

**$Q_G$**  : La charge nécessaire apportée à la grille pour assurer la commutation de mise en conduction du transistor **T1**, qui est de 300 nC pour ( $V_{GE} = 15V$ ,  $V_{cc} = 300V$  et  $I_c = 100A$ ).

**$Q_{QBS}$**  : La charge nécessaire pour l'alimentation du driver IR2130.

$I_{QBS_{max}}$  : Le courant max servant à alimenter le driver IR2130, ayant la valeur de  $30\mu A$

$t_{on}$  : La durée de conduction de l'interrupteur du haut, égal à  $250 \mu s$ .

**AN :**

$$Q_{QBS_{MAX}} = 30 * 10^{-6} * 0.95 * 250 * 10^{-6} = 7,125 \text{ nC}$$

$$Q_b = 300 \text{ nC}$$

$$Q_b = 300 + 7.125 = 307.125 \text{ nC.}$$

Pour déterminer la valeur de  $C_b$ ,

$$Q_b = \Delta U * C_b$$

$$\text{Donc } C_b = \frac{Q_b}{\Delta U}$$

La tension de ce condensateur est de  $15V$  et nous, on veut avoir une chute de tension de valeur  $1V$  alors  $\Delta U = 1V$

$$\text{Donc } C_b = \frac{307.125}{1} = 307.125 \text{ nF} \quad C_b = 0.307 \mu F$$

Dans notre cas nous avons utilisés un condensateur ayant la valeur de

$$C_b = 1,2 \text{ nF.}$$

#### **b- Dimensionnement de la résistance $R_b$ :**

L'insertion d'une résistance dans le circuit élévateur assure les fonctions suivantes :

- Limitation de la croissance de la tension aux bornes du condensateur  $C_b$ .
- Rendre la charge du condensateur suffisamment rapide pour que ce dernier atteint sa valeur finale pendant le temps de conduction du transistor du bas **T'1**.

Selon la première fonction de  $R_b$ , nous avons le calcul suivant :

$$V = V_1 * \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{Avec } \tau = R_b * C_b$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_1}{\tau} \quad \text{et} \quad \frac{dV}{dt} > 6,2 \text{ V}/\mu S$$

$$\text{D'où } R_b > \frac{V}{C_b \frac{dV}{dt}}$$

$$\text{AN : } R_b > \frac{15}{1.2 \cdot 10^{-6} \cdot 6.2 \cdot 10^6} = 2.1 \Omega$$

Et selon la deuxième fonction de  $R_b$ , on calcule de la manière suivante :

$$\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \geq 0.7 \qquad e^{-\frac{t}{\tau}} \leq (1 - 0.7) = 0.3$$

$$\text{Donc } t \leq \ln(0.3) * \tau \qquad t \leq 1.2 * \tau$$

Pour que  $V_1$  atteigne 70% de sa valeur finale, alors il faut que  $t$  soit inférieure à la valeur de  $1.2 * \tau$  et  $1.2 * \tau$  soit inférieure au temps minimum de conduction du transistor du bas, ce qui fait que :

$$1.2 * \tau < t_{cT1min}$$

$t_{cT1min}$  : la durée minimale de conduction du transistor du bas.

$$1.2 * R_b * C_b < t_{cT1min} \quad \text{donc} \quad R_b < \frac{t_{cT1min}}{1.2 * C_b}$$

$$R_b < \frac{0.1 * 250 * 10^{-6}}{1.2 * 1.2 * 10^{-6}} = 17.361 \Omega$$

Mais en pratique, nous avons choisis la valeur de  $12 \Omega$

#### c- Dimensionnement de la diode $D_b$ :

La diode de Bootstrap doit être très rapide et doit aussi supporter une tension supérieure à la tension  $U_{DC}$  pour qu'elle puisse charger le condensateur  $C_b$  et fonctionner sans risques, alors notre choix s'est porté sur la diode STTA12. (**voir l'annexe V**).

#### III-3-4- Choix de la résistance de grille $R_G$ : [2]

La résistance de grille  $R_G$  joue un rôle très important dans la commande des composants à grille, donc elle permet de :

- contrôler le courant de mise en conduction et au blocage, ce qui fait qu'elle contrôle la vitesse de la commutation.
- Augmenter l'immunité du circuit de commande rapprochée aux perturbations, donc rend ce dernier stable et minimise les pertes liées à la commutation.
- Limiter les pointes de tension lors de la commutation.

Pour cela, le choix de cette résistance est essentiel, alors sa valeur est toujours donnée par les constructeurs, elle est égale dans notre cas à  $10\ \Omega$  (voir l'annexe I).

**Remarque :**

Il est à noter qu'à chaque entrée d'une alimentation des circuits intégrés (le Buffer, l'Opto-coupleur et le Driver IR2130) nous avons montés des capacités continues afin d'éliminer les chutes de tension.

La figure suivante illustre le circuit électronique de la commande rapprochée :



**Photo (IV) :** Le circuit imprimé de la commande rapprochée

**III-4-Circuit de commande logique :**

Pour mettre en œuvre la commande  $120^\circ$ , nous avons réalisé un circuit de commande permettant la commande de six (6) transistors IGBT et ça à partir du tableau suivant qui montre les états logiques de la commande  $120^\circ$ . Les trois signaux d'entrées A, B et C sont des signaux de sorties d'un capteur de position :

Angle	A	B	C	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub> '	T <sub>2</sub>	T <sub>2</sub> '	T <sub>3</sub>	T <sub>3</sub> '
[ 0 $\frac{\pi}{3}$ ]	1	0	0	1	0	0	1	0	0
[ $\frac{\pi}{3}$ $\frac{2\pi}{3}$ ]	1	0	1	1	0	0	0	0	1
[ $\frac{2\pi}{3}$ $\pi$ ]	0	0	1	0	0	1	0	0	1
[ $\pi$ $\frac{4\pi}{3}$ ]	0	1	1	0	1	1	0	0	0
[ $\frac{4\pi}{3}$ $\frac{5\pi}{3}$ ]	0	1	0	0	1	0	0	1	0
[ $\frac{5\pi}{3}$ $2\pi$ ]	1	1	0	0	0	0	1	1	0

Commande à 120°

A partir de ce tableau, nous avons défini le circuit logique permettant de commander les six(6) transistors IGBT, dont le schéma synoptique est donné sur la figure suivante :

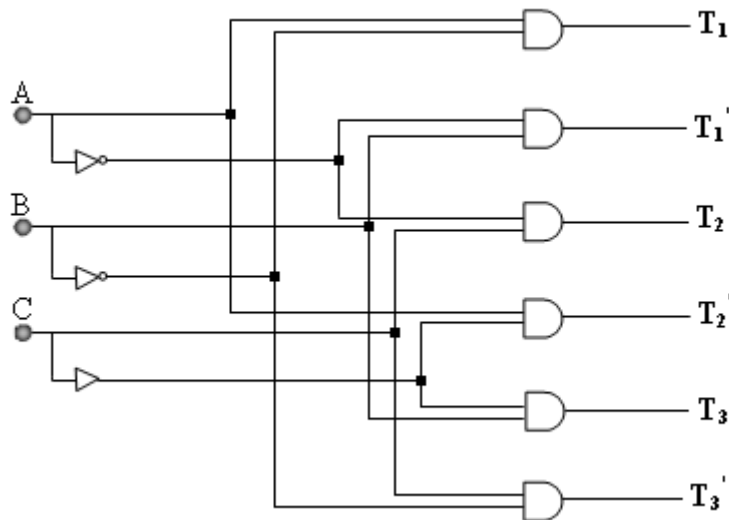
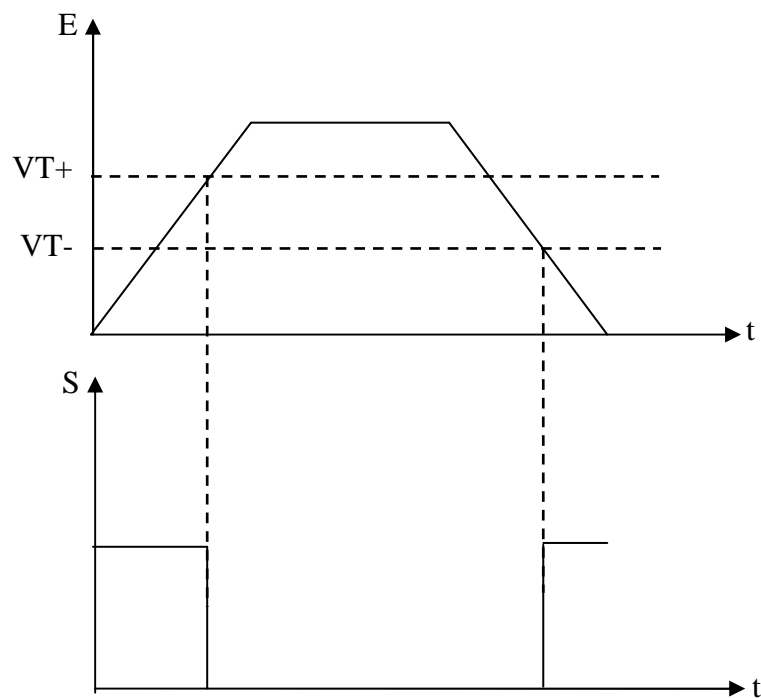


Figure (III-13) : le synoptique de la commande logique

Pour la réalisation de ce circuit logique, nous avons utilisé des circuits intégrés en logique CMOS.

#### III-4-1-Trigger de schmitt (MC74HC14A) :

C'est un circuit intégré qui transforme les signaux électrique de n'importe qu'elle forme en sigaux carrés. Il est appelé également bascule à seuil. Tant que la tension d'entrée n'a pas atteint le seuil de basculement  $V_{T+}$ , la tension de sortie reste au niveau haut, lorsque la sortie change d'état ( $S=0$ ) la tension d'entrée doit descendre jusqu'au seuil de basculement  $V_{T-}$  pour provoquer un nouveau basculement, comme illustré sur la figure ci-dessous



**Figure(III-14) :** Caractéristique d'un trigger de schmitt

Il comporte des portes **NOR**, par conséquent les signaux d'entrée sont inversés. (voir l'annexe VII).

l'architecture interne et externe sont illustrés dans la figure qui suit :

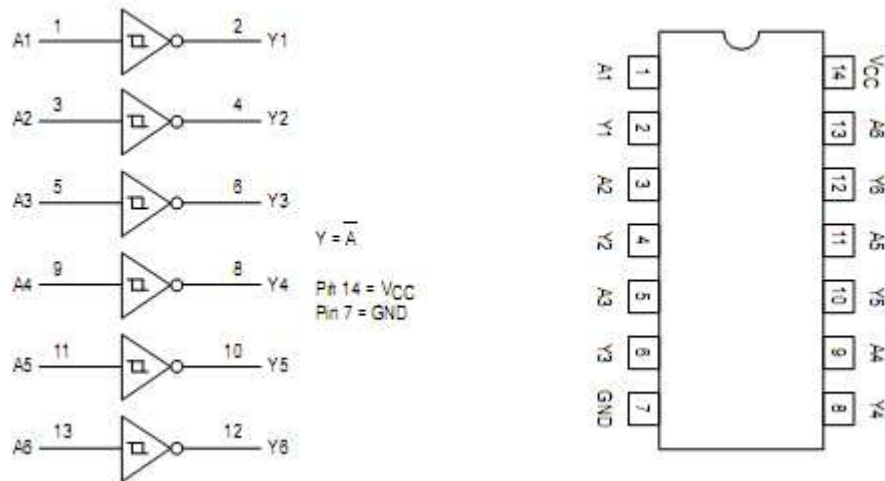


Schéma principal de MC74HC14A

Brochage de MC74HC14A

Figure (III-15) : La structure du MC74HC14A.

### III-4-2-Le circuit HEF4009UBP :

Le capteur de position nous a fournies les signaux A, B, C et comme nous avons besoin de leurs complémentaires pour continuer la réalisation, nous avons utilisés un inverseur du type HEF4009UBP. En effet ce dernier est un circuit qui contient six(06) inverseurs. (voir l'annexe VIII).

La structure et le brochage de ce circuit sont donnés par la figure suivante :

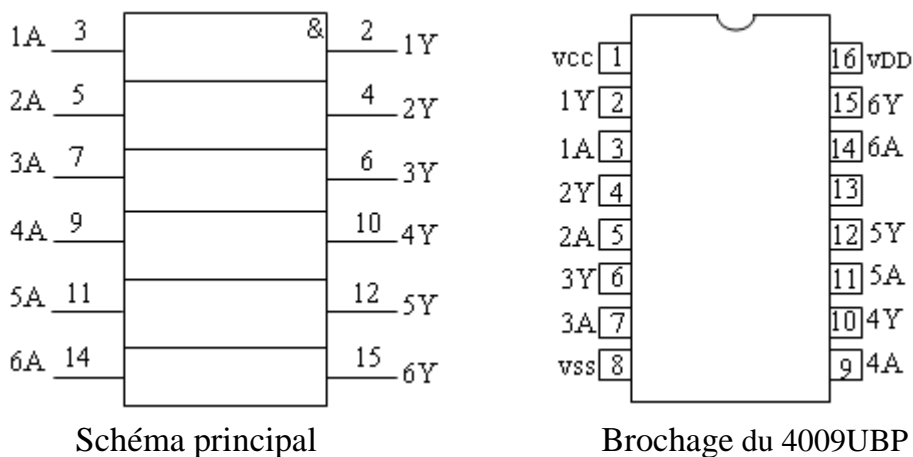


Schéma principal

Brochage du 4009UBP

Figure (III-16) : la structure du HEF4009UBP

**III-4-3-Le circuit HEF4081B :**

Pour la mise en conduction de chaque transistor , il faut combiner les signaux donnés par le capteur de position, selon le tableau suivant :

$T_1$	$T'_1$	$T_2$	$T'_2$	$T_3$	$T'_3$
$A*\overline{B}$	$\overline{A}*B$	$\overline{A}*C$	$A*\overline{C}$	$\overline{C}*B$	$C*\overline{B}$

Pour cela, nous avons utilisé un circuit intégré du type HEF4081B qui contient quatre (4) portes and à deux (2) entrées chacune. (**voir l'annexe IX**).

La structure de ce circuit est la suivante

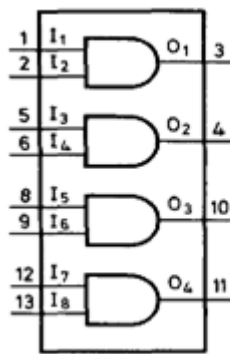
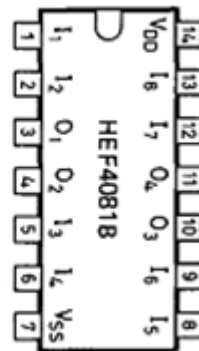


Schéma principal de HEF4081B



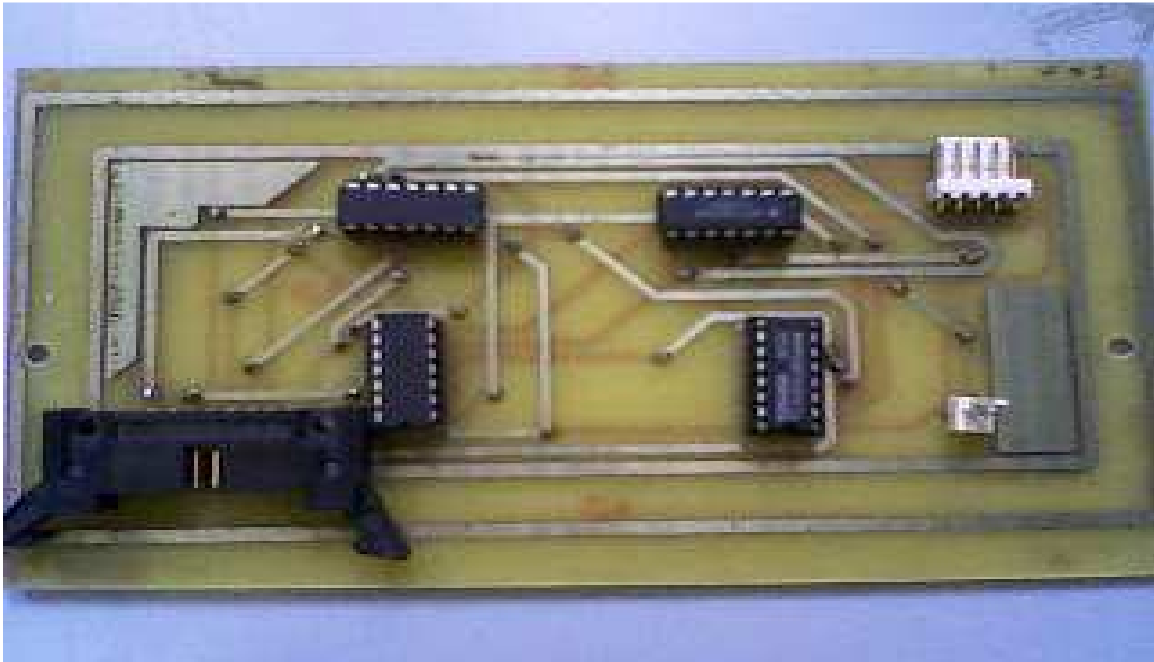
Brochage de HEF4081B

**Figure (III-17) :** la structure du HEF4081B.

**Remarque :**

Dans le circuit intégré MC74HC14A, nous étions obligé d'inverser un signal donné deux fois pour avoir le même signal à la sortie.

La photo ci-dessous montre le circuit imprimé de la commande logique :



**Photo (V) :** Le circuit imprimé de la commande logique

### **III-5- Alimentations stabilisées à basses tension : [5]**

Les alimentations stabilisées basses tensions ont un rôle très important dans la réalisation de la commande de l'onduleur, pour cela il est primordial de les construire très soigneusement.

Le circuit de commande logique et rapproché ainsi que le capteur de position ont besoin de trois alimentations stabilisées à basse tension (5V, 15V et 12V). Les domaines d'utilisation de ces alimentations sont :

- La tension 5V pour le buffer MC74LS244, le trigger MC74HC14A et les portes logiques AND ainsi que pour le capteur de position.
- La tension 15V pour les opto-coupleurs HCPL 2530, le Driver IR2130 ainsi que pour le circuit Bootstrap.
- La tension 12V pour les deux ventilateurs servants à évacuer la chaleur accumulée dans l'onduleur.

### III-5-1-Dimensionnement des composants de ces alimentations :[8]

Ces alimentations classiques sont basées sur le principe d'abaissement de tension par un transformateur, le redressement par un ou plusieurs ponts de diodes, en tenant compte de la contrainte imposée aux bornes de ces dernières :

- la tension inverse maximale  $V_{inv\ max} = V_s \times \sqrt{2}$
- le courant maximal qui la traverse  $I_{max} = 1A$ .

Suivie d'un filtre car la tension redressée n'est pas parfaitement continue, ce filtre est constitué d'un condensateur et d'une résistance de surcharge. Car si le condensateur est initialement déchargé, donc il va se manifester comme un court circuit, pour cela le dimensionnement de cette résistance de surcharge est nécessaire, elle sera calibrer de telle sorte que la tension à ces bornes sera égale à la valeur efficace de la tension redressée avec un courant max de 1A selon l'équation suivante :

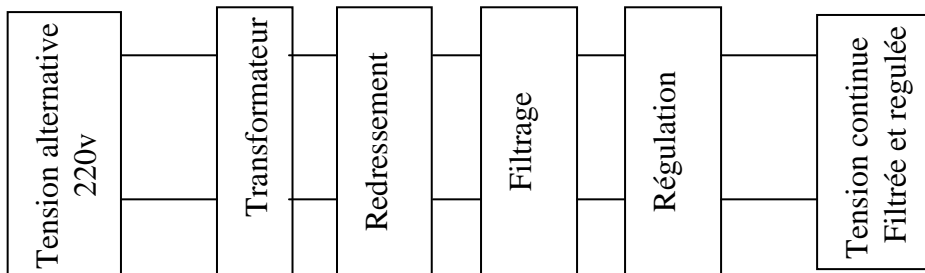
$$R_{surcharge} \geq V_{redr\ crête} / I_{max}.$$

Et un condensateur qui sera d'une grande valeur ( $4700\mu F$ ) afin d'éliminer les fluctuations de basses fréquences.

Après tous ce que nous avons fait jusqu'à maintenant la tension de sortie n'est pas encore stabilisée (constante), alors l'ajout d'un régulateur monté avec deux condensateurs de valeurs de  $100\mu F$  et  $1.2nF$  respectivement à l'entrée et à la sortie est nécessaire afin que cette tension sera à une valeur constante quelque soit le débit.

Enfin, on termine par un voyant qui nous permet de s'assurer du bon fonctionnement du circuit monté en série avec une résistance de limitation car le courant admissible de ce voyant est très faible ( $\approx 10mA$ ).

La figure suivante montre le synoptique de ces alimentations :



**Figure (III-18) :** Schéma de principe de l'alimentation stabilisée.

Dans ce qui suit nous allons essayer de détailler comment réaliser ces alimentations stabilisées et quels sont les types de composants à utiliser.

### III-5-2- Alimentation stabilisée de 5V :

Dans cette étape nous avons besoin des composants suivants :

- un transformateur abaisseur
- un pont de diodes
- un régulateur du type 7805 (voir l'annexe VI).
- trois condensateurs C1, C2, C3 de valeurs respectivement 4700 $\mu$ F, 100 $\mu$ F, 1.2nF
- une résistance de surcharge de valeur 1.3 K $\Omega$
- un voyant de couleur vert (LED).

### III-5-3- Alimentation stabilisée de 15V :

Les composants dont nous avons besoin sont presque les même que l'étape précédente à la différence du type de régulateur 7815 car la tension de sortie est trois fois plus élevée (**voir l'annexe VI**).

### III-5-4- Alimentation stabilisée de 12V :

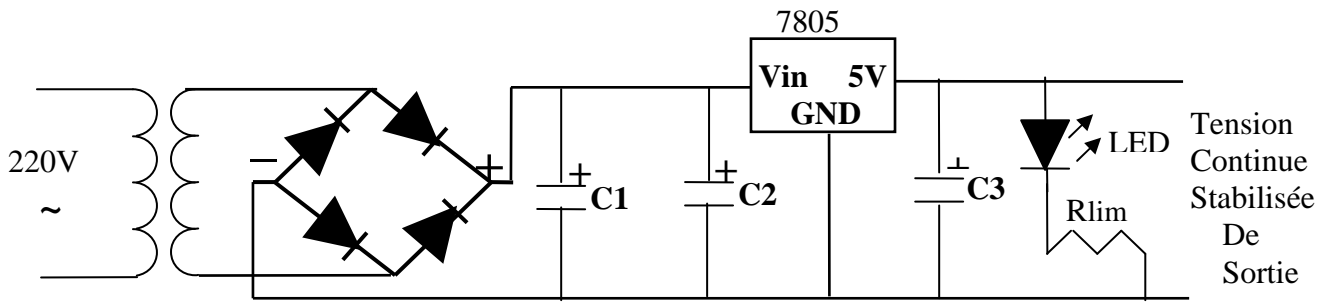
Dans notre cas nous avons utilisés deux ventilateurs ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension de service 12V
- Le courant max absorbe 0,15 Ma

Donc nous somme amenés à réaliser une alimentation qui satisfait ces caractéristiques, pour cela nous avons choisis les composants suivants :

- un transformateur abaisseur
- un pont de diodes
- un régulateur du type 7812(**voir l'annexe VI**).
- trois condensateurs C1, C2, C3 de valeurs respectivement 4700 $\mu$ F, 100 $\mu$ F, 1.2nF
- un voyant de couleur vert (LED).

La figure suivante illustre le schéma électrique de cette alimentation 5V :



La photo suivante illustre le schéma électrique de ces alimentations :



**Photo (VI) :** Le circuit imprimé des alimentations basse tension.

### III-6-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons expliqués les différents composants nécessaires et leur dimensionnement ainsi que la procédure à suivre pour la réalisation de cet onduleur triphasé.

Les photos qui suivent montrent le boîtier et les différents étages des circuits que nous avons réalisés :



Le chapitre prochain sera consacré aux essais expérimentaux de cet onduleur.

## *CHAPITRE IV:*

*Application à L'autopilotage  
d'une Machine synchrone à  
aimant permanent du type  
BDCM*

### IV-1 Introduction :

Le but de cette réalisation consiste à autopiloter une machine synchrone à aimant permanent (BDCM) ayant les caractéristiques suivantes ;

- Puissance Nominale : 700W.
- Tension Nominale : 190 V.
- Courant Nominale : 4,8 A.
- Couple Nominal : 1,5 N.m

Afin de tester le capteur de position monté sur la BDCM, nous avons effectué deux essais élémentaires. L'un sur une charge résistive et l'autre sur une charge RL. Ces essais ont pour but relever les trois signaux du capteur (A, B et C) et confirmer le fonctionnement de la commande  $120^\circ$  ainsi que de nous renseigner sur la nature de la commutation. Ces signaux sont acquis à l'aide d'un oscilloscope numérique.

### IV-2 Signaux délivrés par le capteur de position :

Nous avons entraîné le capteur de position qui est solidaire à la BDCM par un moteur à courant continu pour deux vitesses différentes (1000 et 1500tr/mn).

Les figures (IV-1), (IV-2) présentent respectivement les signaux AB et BC, la période de ces signaux est de 30ms pour (N=1000tr/mn, f=33Hz) et de 20ms pour (N=1500tr/mn, f=50Hz), leur amplitude est égale à 5V pour les deux vitesses. Cas des signaux  $180^\circ$  décalés de  $120^\circ$ .

### IV-3 Signaux de la sortie de la commande $120^\circ$ :

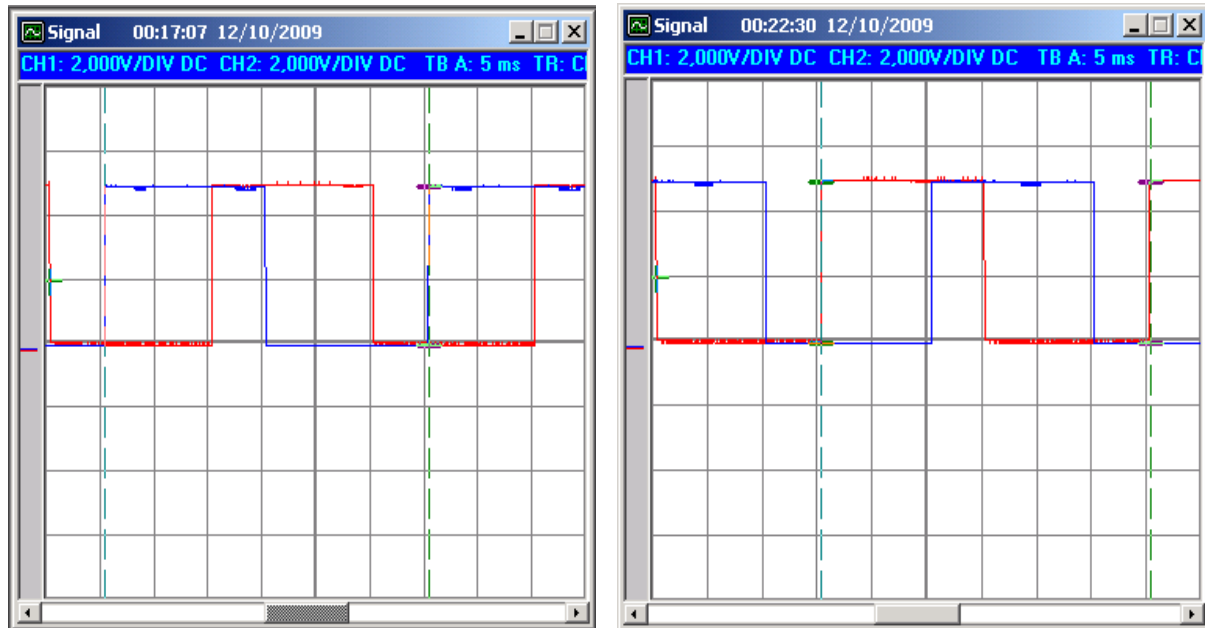
Les figures (IV-3), (IV-4) et (IV-5) présentent respectivement les signaux de commande des transistors de chaque bras de l'onduleur. A partir de la nous avons déterminé la période, la fréquence et l'amplitude sur le tableau suivant :

	1000 tr/mn			1500 tr/mn		
	$T_1, T'_1$	$T_2, T'_2$	$T_3, T'_3$	$T_1, T'_1$	$T_2, T'_2$	$T_3, T'_3$
Période (ms)	30	30	30	20	20	20
Fréquence (Hz)	33	33	33	50	50	50
Amplitude (V)	5	5	5	5	5	5

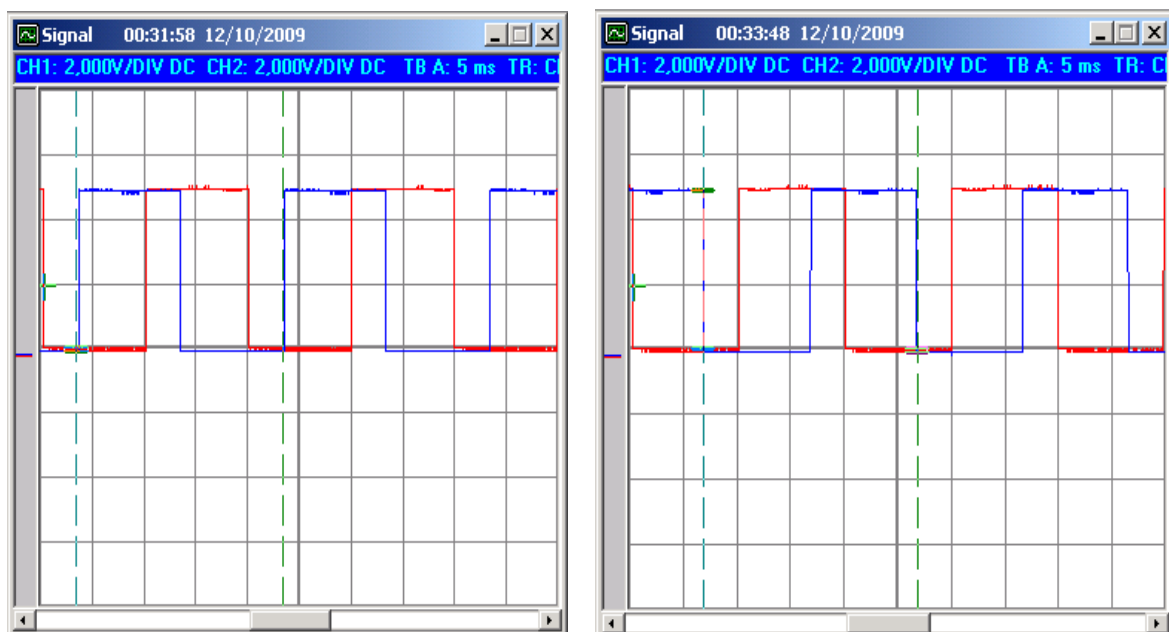
Ces signaux ont la même amplitude pour les deux vitesses, mais ont deux périodes différentes (fréquences différentes). Sur chaque figure, on remarque que

chaque signal met une durée d'impulsion de  $120^\circ$  électrique qui correspond à  $(1/3)T$ , le temps entre le blocage d'un transistor et l'amorçage d'un autre du même bras est de  $60^\circ$  électrique ce qui fait  $(1/6)T$ . donc tout risque de court circuit est éloigné, ce qui confirme que la commande  $120^\circ$  est une commande décalée.

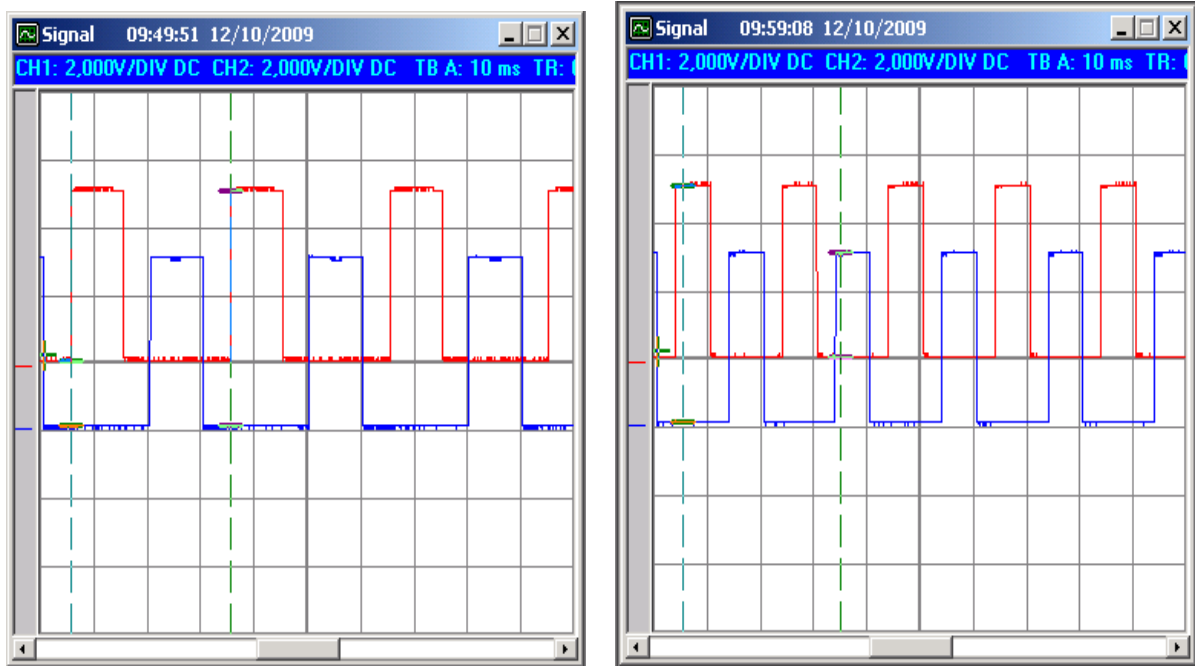
Les signaux suivants ont été relevés à l'aide de capteurs de tension de rapport  $K_v=57,98$ .



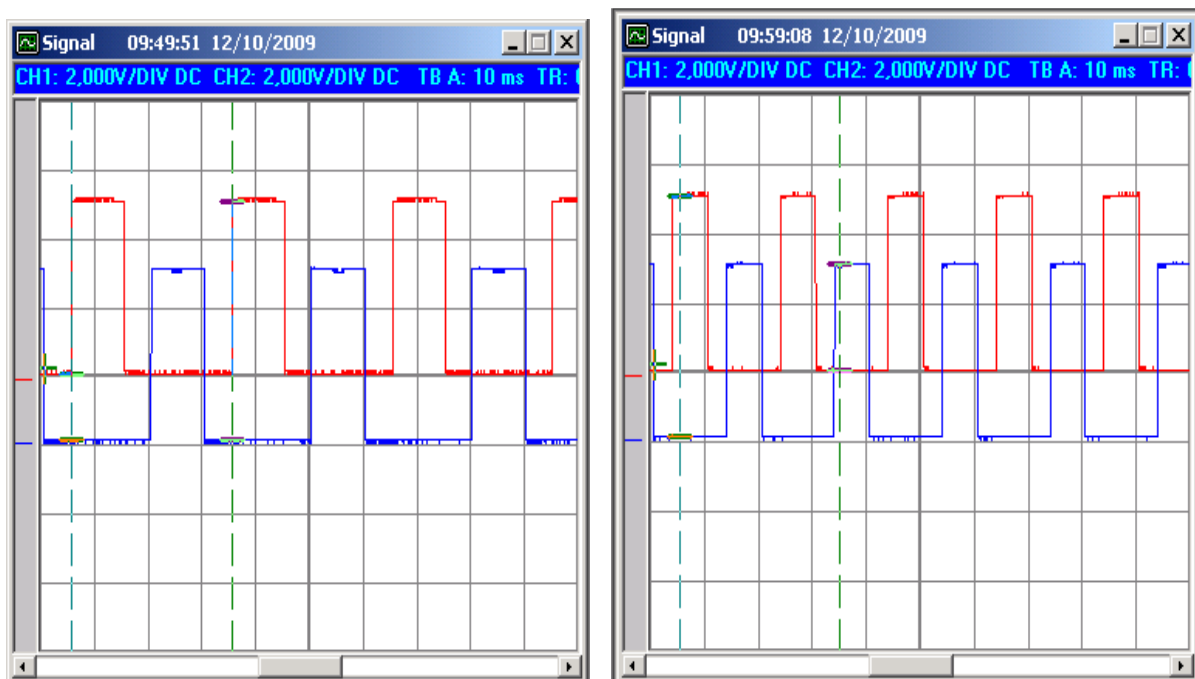
**La figure (IV-1) :** les formes d'onde des signaux AB et BC pour une vitesse de 1000tr/mn



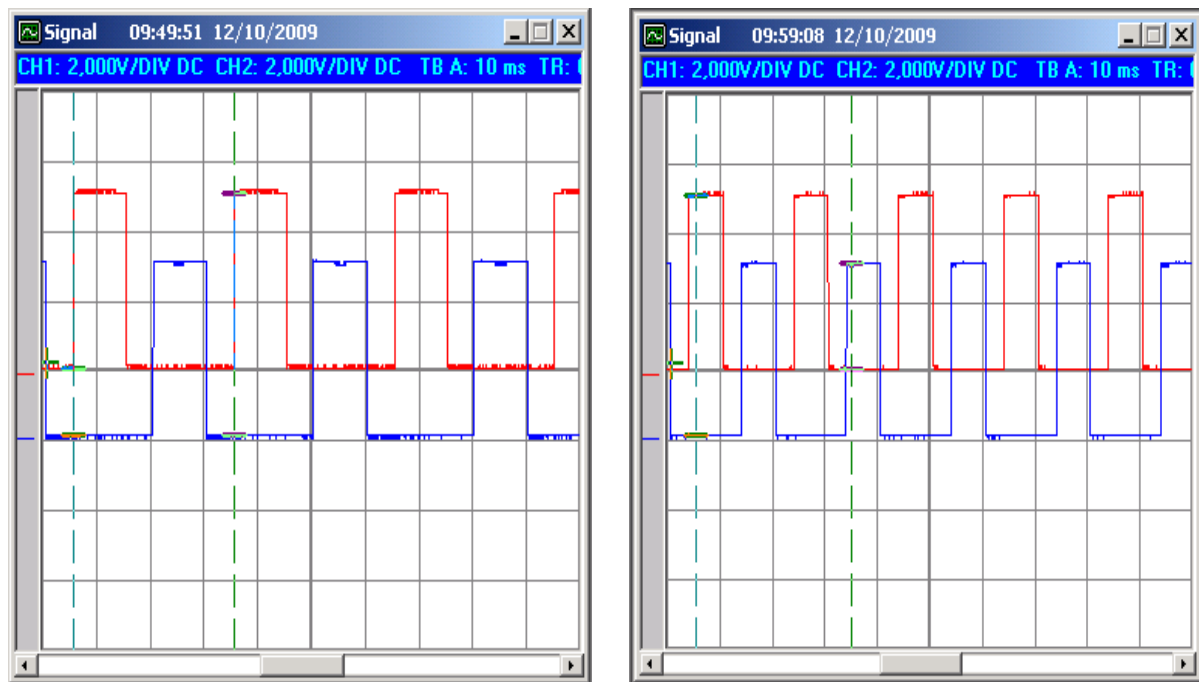
**La figure (IV-2) :** les formes d'onde des signaux AB et BC pour une vitesse de 1500tr/mn



**La figure (IV-3)** : les formes d'onde des signaux de commande des transistors  $T_1$ ,  $T_1'$  du même bras respectivement pour les vitesses de 1000tr/mn et 1500tr/mn



**La figure (IV-4)** : les formes d'onde des signaux de commande des transistors  $T_2$ ,  $T_2'$  du même bras respectivement pour les vitesses de 1000tr/mn et 1500tr/mn



**La figure (IV-5) :** les formes d'onde des signaux de commande des transistors  $T_3$ ,  $T_3'$  du même bras respectivement pour les vitesses de 1000tr/mn et 1500tr/mn

#### IV-4 essai sur une charge résistive : ( $R=44\Omega$ )

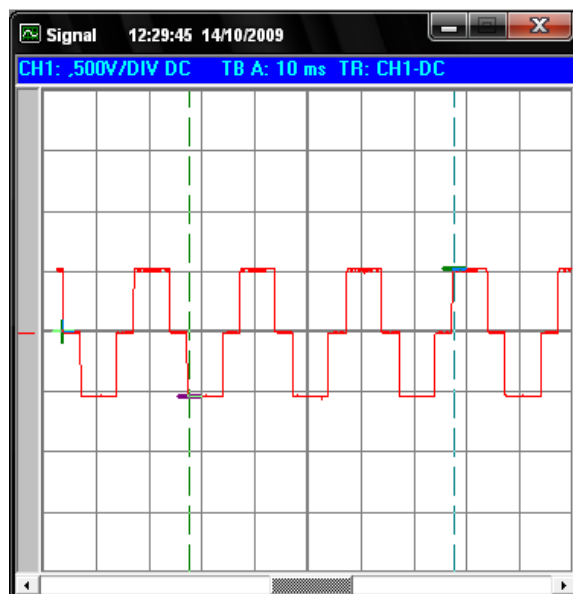
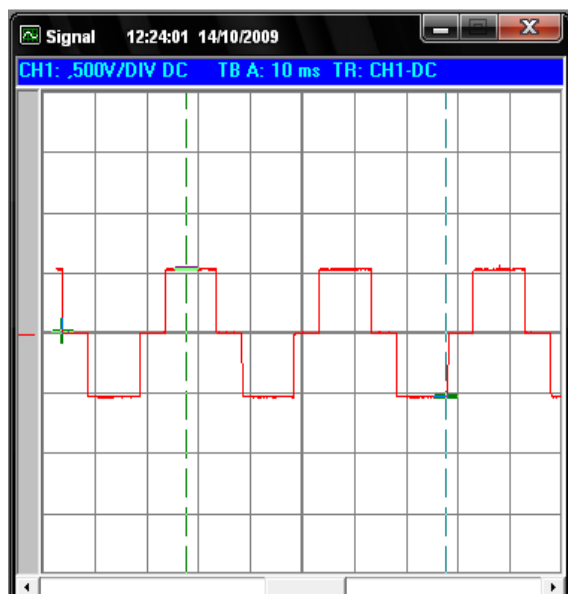
Après la vérification des signaux du capteur et ceux de la commande  $120^\circ$ , nous avons testé l'ensemble (capteur + onduleur) sur une charge résistive de valeur ( $R=44\Omega$ ) pour une tension continue de 92V à l'entrée de l'onduleur et à deux vitesses différentes.

La figure (IV-6) montre la variation du courant d'une phase en fonction du temps, nous remarquons que ce courant a une forme d'onde carrée dont la durée de conduction est de  $120^\circ$  séparées par des interruptions de durée de  $60^\circ$ .

Les mesures des courants ont été effectuées avec des capteurs de courants de rapport  $K_A= 1,969 \text{ A/V}$

N=1000tr/mn

N=1500tr/mn

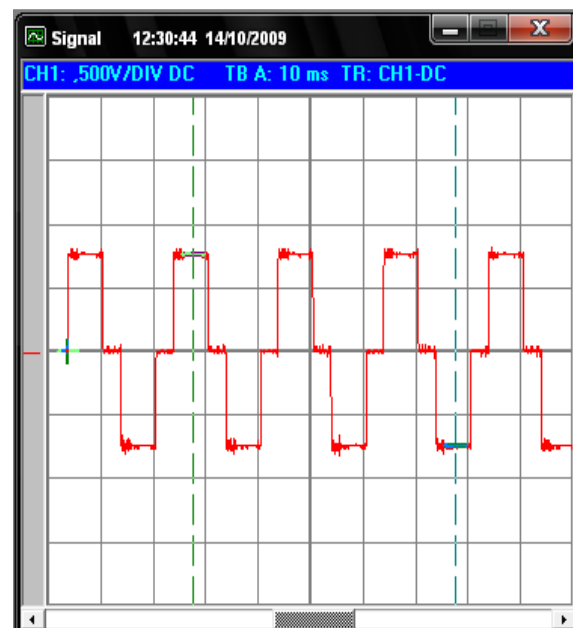
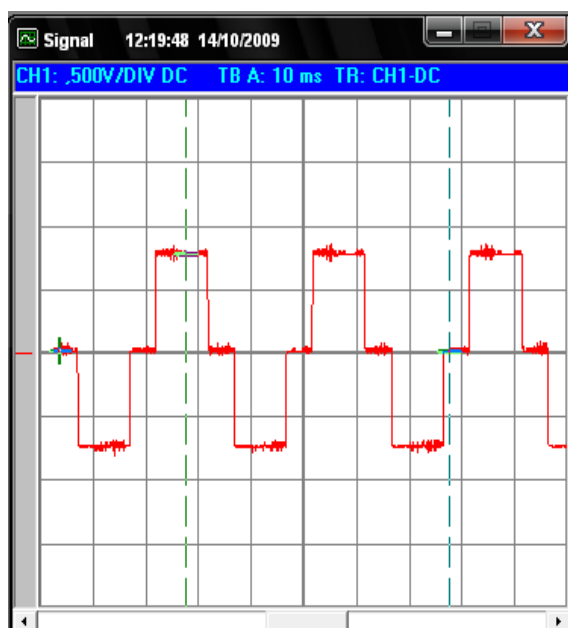


**Figure (IV-6) :** variation du courant d'une phase en fonction du temps.

La figure (IV-7) et (IV-8) montrent respectivement la variation de la tension d'une phase et celle entre phase en fonction du temps. Cette tension varie chaque  $60^\circ$ , elle prend les valeurs de 20 et 40V pendant une demi période puis -20 et -40V pendant l'autre demi période.

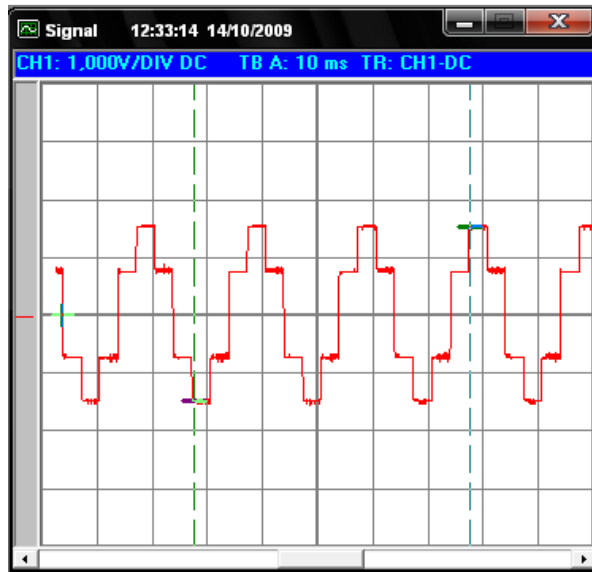
N=500tr/mn

N=1000tr/min



**Figure (IV-7) :** variation de la tension d'une phase en fonction du temps.

**N = 1500tr/min**



**Figure (IV-8) :** variation de la tension entre phases en fonction du temps.

#### **IV-5 Essai sur une charge RL : (R=44Ω, L=24mH)**

Dans cet essai, nous avons ajouté une inductance de valeur 24mH en série avec la résistance afin de visualiser les pics de commutation (voir la nature de la commutation).

Les figures (IV-9) et (IV-10) montrent respectivement la variation du courant et la variation de la tension d'une phase en fonction du temps pour deux vitesses différentes.

Nous remarquons que les formes du courant et de la tension sont différentes de celles trouvées sur une charge R, cette différence est due à l'effet retardataire de l'inductance.

N = 1000tr/min

N = 1500tr/min

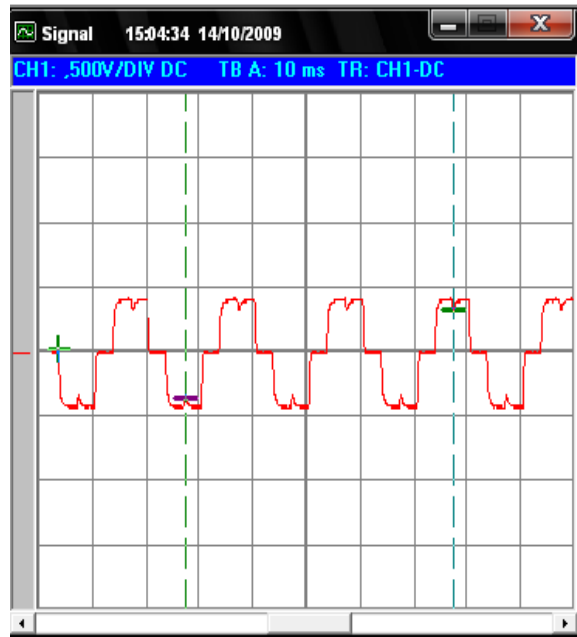
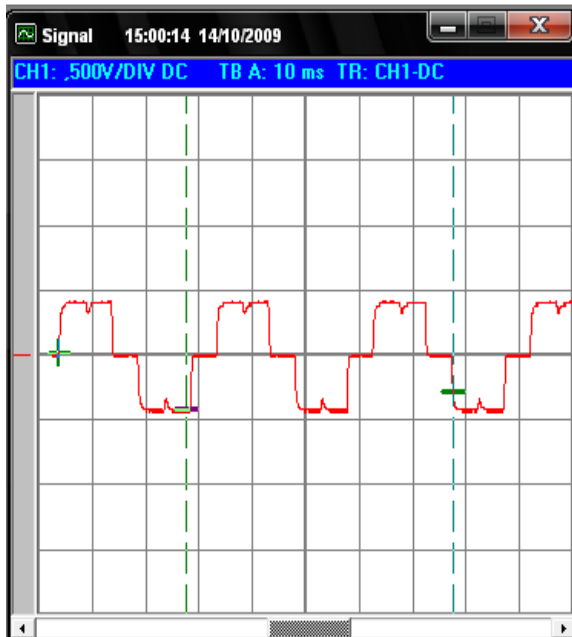


Figure (IV-9) : variation du courant d'une phase en fonction du temps.

N = 1000tr/min

N = 1500tr/min

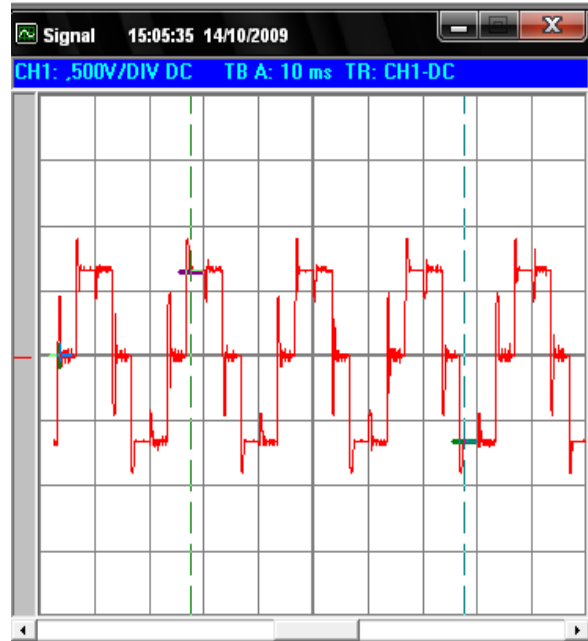
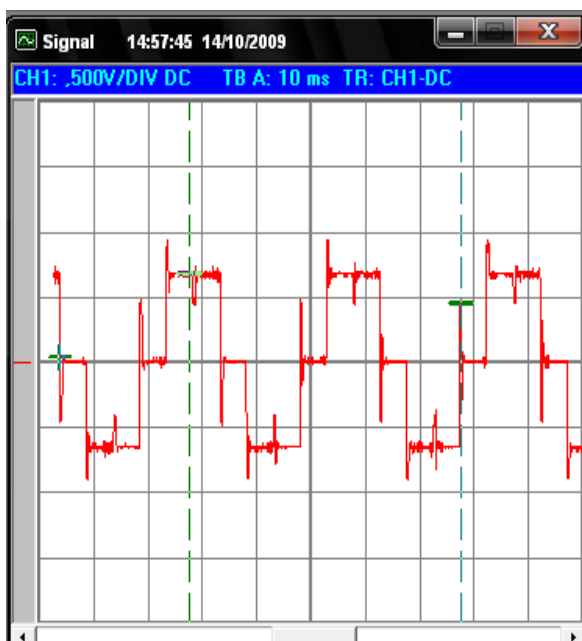
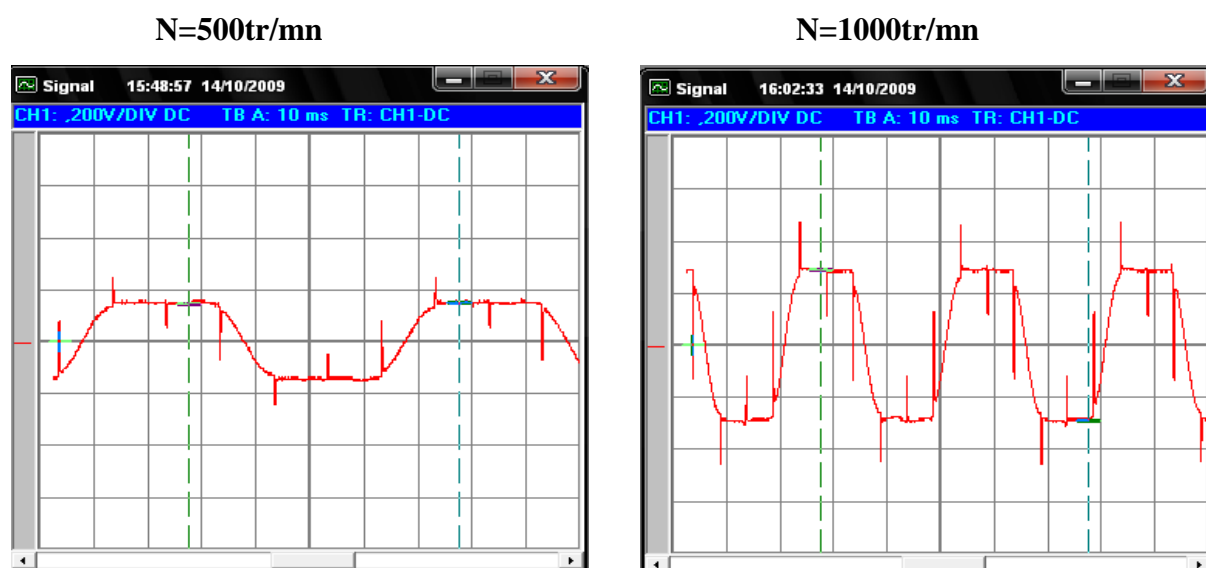


Figure (IV-10) : variation de la tension d'une phase en fonction du temps.

### IV-6 Essai sur la BDCM : (Brushless Direct Current Motors) ou bien moteur à courant continu sans balais.

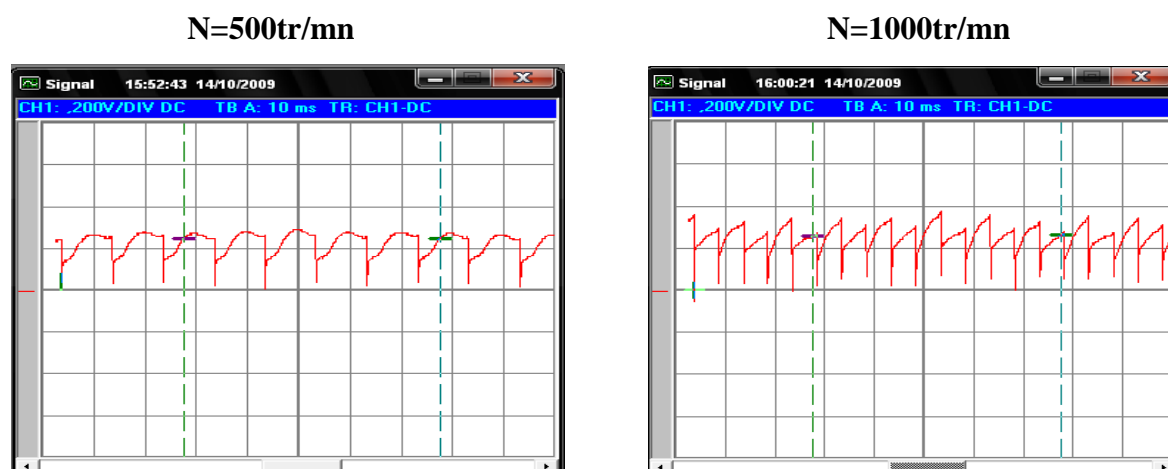
Dans cet essai nous avons alimenté le moteur synchrone à travers l'onduleur qui entraîne au même temps une génératrice à courant continu. En premier lieu, cette dernière ne débite sur aucune charge (à vide).

La figure (IV-11) présente la variation de la tension d'une phase de la BDCM pour deux vitesses 500 et 1000tr/min. A partir de cette figure et à une vitesse de 1000tr/mn, on peut déterminer le temps de commutation et le temps de conduction.

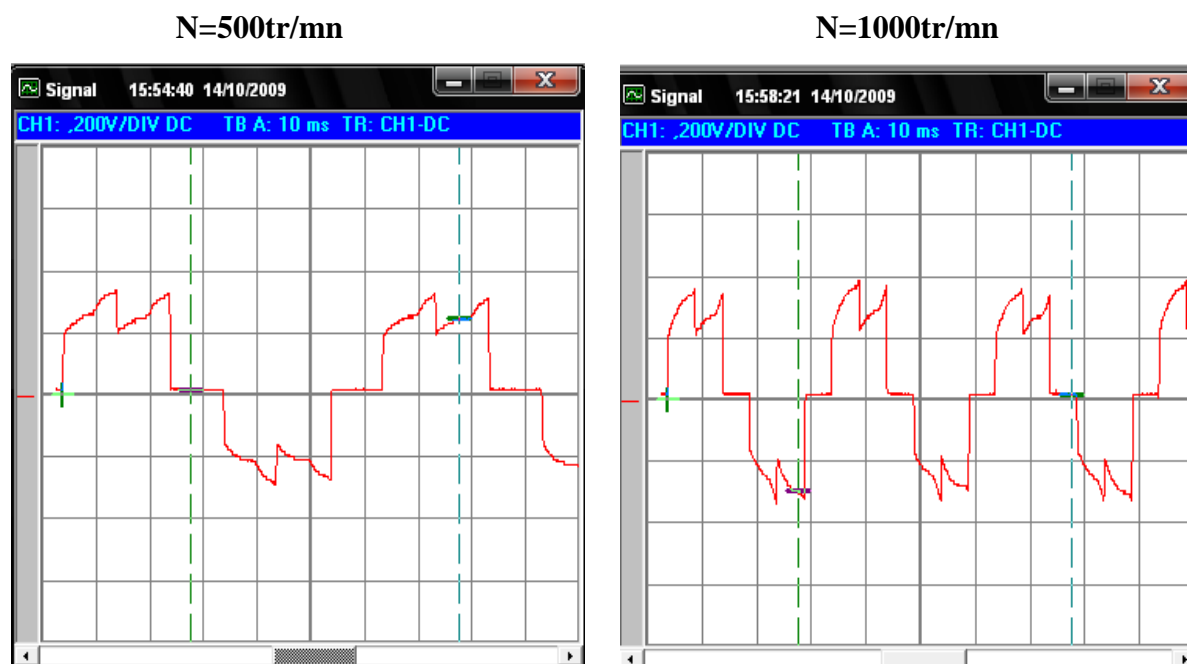


**Figure (IV-11)** : variation de tension d'une phase de la BDCM en fonction du temps.

La figure (IV-12) et (IV-13) présentent respectivement la variation du courant continu et celle du courant d'une phase de la BDCM pour deux vitesses 500 et 1000tr/min.



**Figure (IV-12)**: variation du courant continu d'entrée de l'onduleur en fonction du temps.



**Figure (IV-13)** : la variation du courant d'une phase de la BDCM en fonction du temps.

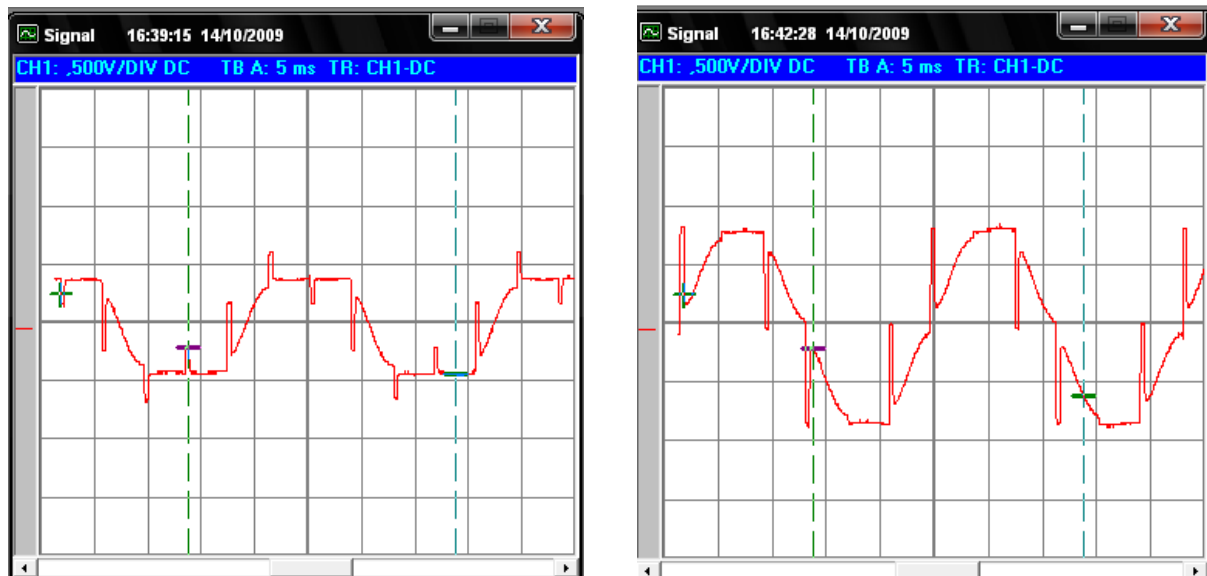
En suite nous avons chargé la génératrice à courant continu sur une résistance jusqu'à atteindre une tension de 84V et une vitesse de 1280tr/min.

La figure (IV-14) montre la variation du courant continu d'entrée et celle d'une phase de la BDCM, nous avons remarqué que ce courant à augmenter par rapport à l'essai précédent (à vide).



**Figure (IV-14)** : la variation du courant continu d'entrée et celle d'une phase de la BDCM en fonction du temps et une vitesse de 1280tr/min.

La figure (IV-15) montre la variation de la tension d'une phase et entre phase de la BDCM en fonction du temps. et une vitesse de 1280tr/min.



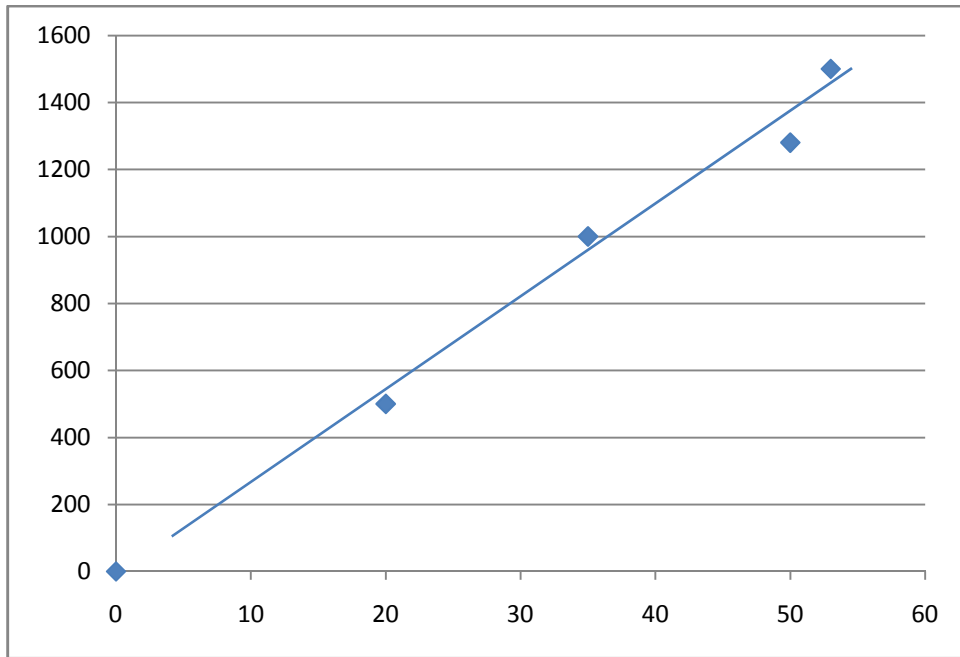
**Figure (IV-15) :** variation de la tension d'une phase et entre phase de la BDCM en fonction du temps. et une vitesse de 1280tr/min.

#### IV-7 caractéristique vitesse en fonction de la tension :

Nous avons fait varier les valeurs de la tension continue à l'entrée du commutateur et la vitesse varie aussi. Les valeurs de cette vitesse en fonction de la tension sont données dans le tableau ci-dessous :

Tension (V)	Vitesse (tr/mn)
20	500
35	1000
50	1280
53	1500

A partir de ce tableau nous avons tracé la caractéristique  $N=f(V)$  qui est donnée sur la figure (IV-17). C'est une droite de pente positive, qui confirme la proportionnalité entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation.



**Figure (IV-16)** : caractéristique vitesse en fonction de la tension  $N=f(V)$ .

#### IV-8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons relevé les différentes courbes correspondantes aux différents essais.

L'essai en charge résistive confirme le mode de fonctionnement  $120^\circ$ , pendant que l'essai sur une charge RL nous a permis de voir la nature de la commutation.

La caractéristique vitesse en fonction de la tension sur la BDCM montre que celle-ci peut être contrôlée en vitesse donc elle peut fonctionner comme une machine à courant continu shunt.

# *Conclusion Générale*

Dans ce travail, nous nous sommes consacré à la réalisation d'un onduleur de tension triphasé à base de transistors IGBT et particulièrement à la réalisation du circuit d'attaque des transistors.

Afin d'aborder cet objectif, nous avons présenté la structure et le modèle de fonctionnement des semi-conducteurs puis ceux des onduleurs de tension monophasés et triphasés.

Quelques stratégies de commande ont été étudiées ; la pleine onde, la commande  $120^\circ$  et la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion).

Sur les trois étages d'onduleur, le circuit rapproché ou le circuit d'attaque est le plus essentiel, car il permet la liaison entre le circuit de commande et le circuit de puissance ainsi qu'il comporte un driver (IR2130) dédié à ce type de transistors.

Ce dernier, nous a permis de commander six(06) transistors simultanément en utilisant la technique de la masse flottante (circuit élévateur ou technique d'alimentation Bootstrap) et de protéger les cellules de commutation (IGBT) contre les courts circuits (Fault), les surintensités du courant de charge(ITRIP) et les  $dI/dt$  sur la grille des transistors.

Pendant toute la durée de la réalisation, nous étions contraints de dimensionner et tester très soigneusement chaque composant utilisé et chaque circuit imprimé réalisé, afin de garantir le bon fonctionnement de l'ensemble après assemblage.

En ce qui concerne les essais expérimentaux sur l'onduleur nous avons choisi d'autopiloter une BDCM car cette dernière intègre un capteur de position qui nous délivre les trois signaux d'entrée commande (A, B et C).

Les différents résultats obtenus pendant l'essai sur une charge résistive avec l'ensemble (capteur+onduleur) confirment le principe de fonctionnement de la commande  $120^\circ$ , alors que l'essai sur une charge RL nous renseigne sur la nature de la commutation.

L'essai sur la machine synchrone à aimant a pour but de faire varier la vitesse de cette dernière en faisant varier la tension d'alimentation d'entrée de l'onduleur, d'ailleurs la caractéristique vitesse en fonction de la tension confirme ce comportement. Quand nous avons chargé la génératrice à courant continu ete aussi dans le but de voir l'influence de la charge sur la vitesse et le courant continu d'entrée.

Nous espérons que ce travail sera d'une grande utilité pour la génération à venir.

Comme perspectives nous pouvons proposer l'amélioration suivante :

- la réalisation d'une commande numérique à MLI permettant l'intégration de l'onduleur dans une chaîne de régulation.

# *Bibliographie*

- [1]: **Thomas FLOYD**, « Electronique ; Composants et Systèmes d'application », REYNALD GOULET INC, 1990.
- [2]: **Stéphane Lefebvre et Francis Miserey**, « Composants à semi conducteur pour l'électronique de puissance », TEC & DOC, 1990.
- [3]: **Joseph Blot**, «Les transistors éléments d'intégration des circuits», Dunod, 1995
- [4]: **Jacques Laroche**, «ELECTRONIQUE DE PUISSANCE Convertisseurs», Dunod, Paris, 2005
- [5]: **Guy Séguier**, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance La conversion Alternatif- Continue » Tome 1, Lavoisier, 1995
- [6]: **Francis Labrique, Guy Segulier et Robert Bausière**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance La conversion Continue-Alternatif » Tome 4, Lavoisier, 1995.
- [7]: **Stéphane Lefebvre et Bernard Multon**, Technique d'ingénieurs D 3 230, D 3 233, « MOSFET et IGBT : « circuit de commande »
- [8]: **Henri FOCH, Rafaél ARCHES, Friderick BORDRY, Yvon CHERON, Bernard ESCAUT, Piere MARTY et Michel METZ**, Technique d'ingénieurs D 3 150 « Électronique de puissance »
- [9]: **Francis Milsant et Jeanne Milsant**. « Cours d'électronique : Diodes – Thyristors La commande des moteurs » Tome 5, Chihab – 1995, Eyrolles – 1980 - 1993
- [10]: **Pascal COSTA et Vincent BOITIER**, « Electronique de puissance et électrotechnique », ellipse, 1997.
- [11]: **Lander Cyril** « Electronique de puissance, cours et exercices résolus » Ediscience international, 1994