

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

Mr : NEZLI Soufiane

Mr : NEFTIA Abdelkrim

Thème

Réalisation d'une carte de commande de gradateur triphasé

Soutenu le 02/06/2016. Devant le jury composé de :

Mr. ALLAG Abdelkrim

Professeur

Président

Mr. ZELLOUMA Laid

Maitre de conférences

Rapporteur

Mr. TIR Zoheir

Maitre de conférences

Examineur

Année Universitaire 2015/2016

Dédicaces

Je désire remercier tout particulièrement ma famille notamment ma mère et mon père, qui m'ont toujours soutenue et poussée à aller jusqu'au bout, quoiqu'il me soit difficile d'exprimer en quelques mots toute ma gratitude et ma reconnaissance. Ma pensée va également

À mes frères et sœurs, mes camarades de travail, et à tous mes chers amis et mes collègues de

l'Université d'el Oued et Ouargla

Enfin, je remercie du fond du cœur ma femme et mes enfants,

NEZLI SOUFIANE

Dédicaces

Je désire remercier tout particulièrement ma famille notamment ma mère et mon père, qui m'ont toujours soutenue et poussée à aller jusqu'au bout, quoiqu'il me soit difficile d'exprimer en quelques mots toute ma gratitude et ma reconnaissance. Ma pensée va également À mes frères et sœurs, mes camarades de travail, et à tous mes chers amis et mes collègues de

l'Université d'el Oued

Enfin, je remercie du fond du cœur ma femme et mes enfants,

NEFTIA Abdelkrim

REMERCIEMENTS

AVANT TOUT, ON COMMENCE PAR DES
REMERCIEMENTS À **ALLAH**.

NOUS TENONS D'ABORD À EXPRIMER NOTRE SINCÈRE
GRATITUDE À NOTRE ENCADREUR : **MR ZELLOUMA LAID**
QUI A EU LA GENTILLESSE D'AVOIR PROPOSÉ, SUIVI ET
DIRIGÉ CE TRAVAIL ; NOUS TENONS À LUI EXPRIMER NOTRE
RECONNAISSANCE POUR LES NOMBREUSES AIDES,
PROPOSITIONS ET DISCUSSIONS, QUE NOUS AVONS EUES.

NOS REMERCIEMENTS AUSSI AU CHEF DU DÉPARTEMENT
D'ELECTROTECHNIQUE.

NOUS TENONS À REMERCIER AUSSI TOUS LES
ENSEIGNANTS DU DÉPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE
QUI NOUS ONT PRIS EN CHARGE DURANT NOTRE ÉTUDES
EN DEUXIÈME ANNÉE MASTER, AINSI QUE CELLES ET
CEUX QUI ONT CONTRIBUÉ DE PRÈS OU DE LOIN À LA
RÉALISATION DE CE MODESTE TRAVAIL.

ENFIN NOUS TENONS À REMERCIER L'ENSEMBLE DU
PERSONNEL DU DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE.
ON REMERCIE AUSSI CEUX QUI ONT CONTRIBUÉ À CE
TRAVAIL.

Table des matières

Dédicaces	I
Remerciements	III
Résumé	IV
Introduction générale	1

CHAPITRE I

LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

1.1-Généralité.....	2
1.2-Diode.....	2
1-2-1 Principe de fonctionnement.....	2
1-2-2 Caractéristique statique d'une diode.....	2
1 . 3 - Le thyristor.....	3
1-3-1 Principe de fonctionnement.....	3
1-3-2 Caractéristique statique.....	4
1.4 Le thyristor GTO.....	4
1-4-1 Principe de fonctionnement.....	4
1.5 Le transistor bipolaire.....	5
1-5-1 Caractéristiques du transistor NPN.....	5
1.6 Le transistor MOSFET.....	6
1-6-1 Principe de fonctionnement.....	6
1.7 Le transistor IGBT.....	7

CHAPITRE II

LES GRADATEURS

2.1-Introduction.....	8
2.2-Les gradateurs.....	8
2.2.1 Gradateur monophasé.....	9
2.2.2 Techniques de Commande du Gradateur Monophasé.....	9
2.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF).....	9
2.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase.....	10
2.2.3 Gradateur triphasé.....	12
2.3. Résultats de Simulation par MATLAB.....	13

CHAPITRE III

COMMANDE DE GACHETTE DU THYRISTOR

2.1-Généralité.....	16
3.2 Commande non-linéaire.....	16
3.3 Amplificateur d'impulsion.....	18
3.4 Transformateur d'impulsion.....	19
3.5 Circuit de commande de gâchette.....	21

CHAPITRE IV

CONCEPTION DE CIRCUIT DE COMMANDE

4.1-Introduction.....	23
4-2 Les Transformateurs	23
4-3 Le Limiteur	25
4-4 Le Comparateur	26

4-5 Le Monostable MC14538BCL.....	27
4-5-1 Définition	27
4-5-2 Principe de fonctionnement	27
4-6 La porte logique « OU ».....	28
4-7 : Circuit d'amplification et d'isolation galvanique.....	28
4-7-1 Analyse.....	28
4-7-2 Etude du montage.....	29
4-7-2-a) Amplificateur de courant.....	29
4-7-2-b) Transformateur d'impulsion.....	29
4.8 Alimentation stabilisée.....	30

CHAPITRE V

TESTS ET RESULTATS

5.1-Introduction.....	32
5.2 La carte de commande réalisée.....	32
5.2 Tests et relèves des signaux du circuit de commande.....	33
5.3 Conclusion.....	36
 Conclusion générale.....	 37
Bibliographie.....	V
Annexe.....	VI

Résumé

L'objectif principal de ce projet est la réalisation d'une carte de commande pour un gradateur triphasé à commande non linéaire, permet de générer des impulsions qui agissent sur le circuit de puissance. Cette carte se compose principalement de : transformateurs, comparateurs, monostable, amplificateurs et transformateurs d'isolement. Ces impulsions sont déphasées par un angle équilibré, pour un meilleur fonctionnement du circuit de puissance.

Mots-clés :

Semi-conducteur, Commande non linéaire, Techniques de commande, Monostable, transformateur d'impulsion, Gradateur triphasé



INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Dans cette mémoire, nous décrivons les principales étapes de ce travail concernant la réalisation d'une carte à base des composants électronique pour une commande analogique dédiée à différents types des gradateurs triphasés à thyristors.

L'objectif principal de ce travail est de réaliser un circuit électronique pour commander les gradateurs triphasés, une nouvelle carte pour les laboratoires d'électronique de puissance, et ainsi satisfaire le besoin d'un déclencheur pour convertisseur AC-AC commandé,

Ce projet consiste donc à réaliser une carte de commande d'un gradateur triphasé basé sur, qui permet l'amorçage des thyristors d'un convertisseur alternatif-alternatif, et ainsi servir de générateur d'impulsions synchronisés sur le réseau pour le déclenchement des thyristors d'un pont gradateur triphasé à six thyristors,

Notre travail consiste à l'étude et la réalisation d'une carte de commande pour gradateur triphasé, est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre sera consacré aux gradateurs
- Le chapitre deux sera consacré à la simulation du gradateur triphasé
- Le chapitre trois exposera la conception de circuit de commande
- Le chapitre quatre traitera les résultats pratique

CHAPITRE I



LES COMPOSANTS
ELECTRONIQUES

1-1 Généralité :

Le fonctionnement des convertisseurs statiques de puissance est basé sur la commutation de courant entre mailles adjacentes des circuits électriques, l'élément de base sera donc un interrupteur destiné à assurer l'ouverture ou la fermeture du circuit. Les éléments utilisés sont des dispositifs statiques à semi-conducteurs tel que : diodes, transistors, thyristors, etc

1-2 La Diode :

La diode est le composant à semi-conducteur le plus simple. Son usage est répandu aussi bien en électronique de signal qu'en électronique de puissance. Sa représentation symbolique est donnée sur la figure 1.1 [12]

1-2-1 Principe de fonctionnement

En simplifiant, on peut dire qu'une diode laisse passer le courant lorsqu'elle est branchée en polarisation directe (tension positive sur l'anode) et qu'elle bloque le passage du courant lorsque la polarisation est inverse (tension positive sur la cathode), comme le montre la figure 1.2. [12]

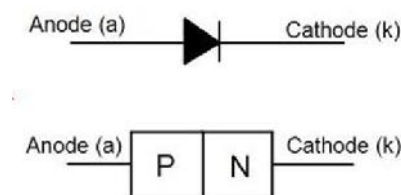


Figure 1.1 – Représentation symbolique d'une diode

1-2-2 Caractéristique statique d'une diode

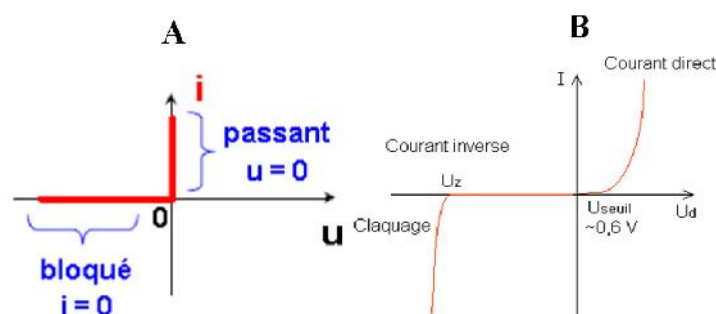


Figure 1.2 – a : Caractéristique idéale - b : caractéristique réelle

1.3 Le thyristor

Le thyristor est un élément semi-conducteur qui possèdent quatre couches respectivement dopé PNPN, trois jonctions PN et trois électrodes : l'Anode (A), la cathode (K) et la gâchette (G). Comme la diode, le thyristor laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode vers la cathode.[1]

Mais le thyristor ne conduira que si un courant minimum positif est fourni à la gâchette. En fait, s'il est polarisé en direct ($V_{AK} = 0$), une impulsion positive suffira pour le rendre conducteur. C'est donc une diode commandée et plus spécifiquement un redresseur commandé, d'où son nom anglais 'Silicon Controlled Rectifier' (SCR), ce qui signifie (Redresseur commandé au silicium)[2].

La figure 1.3 donne la représentation symbolique d'un thyristor.



Figure 1.3 – Représentation symbolique d'un thyristor

1-3-1 Principe de fonctionnement

1-3-1-a Amorçage

L'amorçage d'un thyristor est obtenu par différents phénomènes physiques, dans tous les cas l'amorçage rend le thyristor conducteur et un courant circule de l'anode vers la cathode ($I_{AK} > 0$). La tension V_{AK} est alors faible, environ de l'ordre de quelques dixièmes de volts. Il est à noter que pour le thyristor reste conducteur, son courant d'anode I_{AK} doit rester supérieur à une certaine valeur appelé courant de maintien. [10].

1-3-1-b Blocage

Sous tension inverse, la tension anode cathode notée V_{AK} est négative, la première et la dernière jonction sont polarisées en inverse et donc bloquées, le courant de fuite a une intensité très faible en raison des différences de dopage entre les couches. C'est la jonction d'anode qui supporte la plus grande partie de la tension inverse.

Pour bloquer un thyristor il suffit de lui imposer une tension V_{AK} négative, alors même une impulsion positive appliquée sur la gâchette ne pourra l'amorcer.

1-3-2 Caractéristique statique

La caractéristique statique réelle d'un thyristor est représentée sur la figure 1.4

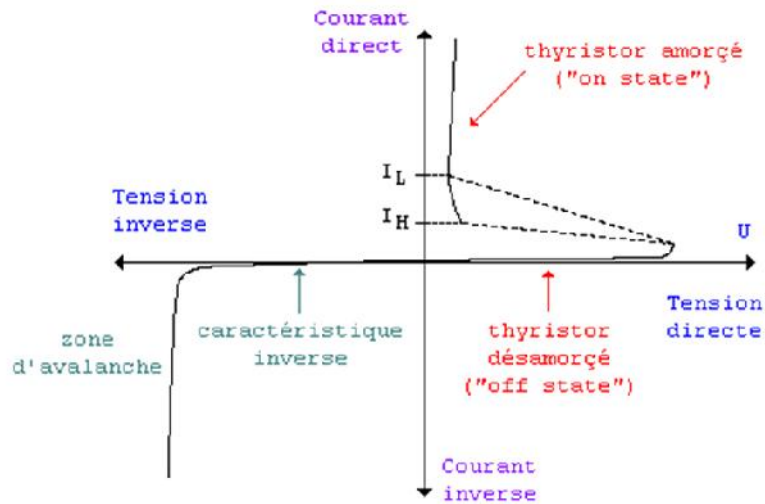


Figure 1.4 – Caractéristique statique réelle d'un thyristor

I.4 Le thyristor GTO

Le thyristor GTO (Gate Turn Off) est une évolution du thyristor classique qui a la propriété de pouvoir être bloqué à l'aide de la gâchette, contrairement aux thyristors classiques [3]. Il est utilisé pour les commutations des fortes puissances, avec des tensions de 2500 V, 4500 V, et 6000 V et des courants de 600 A à 6000 A environ [3].

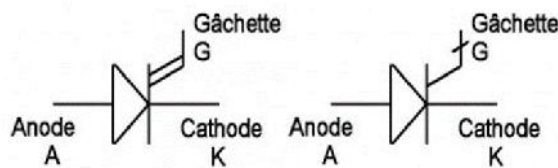


Figure 1.5 – Deux symboles différents un peu au niveau de la gâchette

1-4-1 Principe de fonctionnement

1-4-1-a Amorçage

Un GTO s'amorce par la gâchette, avec $V_{AK} = 0$ comme pour un thyristor. La commande de l'amorçage par la gâchette doit être énergique et donc le courant de gâchette peut être de quelques ampères. Une fois la conduction amorcée, elle se maintient, et la gâchette doit être alimentée de manière permanente par un courant I_G . Ce courant permet de réduire la chute de tension directe à l'état passant aux bornes du GTO.

1-4-1-b Blocage

Le blocage du thyristor GTO peut se faire de deux façons :

- par interruption naturelle du courant principal I_{AK} , ce qui se produit par exemple à chaque alternance s'il est utilisé sous tension alternative ;
- par extraction du courant au niveau du circuit de gâchette, obtenue par application d'une tension négative sur la gâchette, par un circuit appelé "extracteur de charges". En effet, l'application d'une tension négative V_{GK} fait apparaître un courant de gâchette négatif bloquant le GTO.

Cette phase d'extinction forcée doit impérativement être terminée avant de commander à nouveau le passage vers l'état passant, sinon il y a risque de destruction du composant. Il y a donc un temps minimal de blocage (typiquement 100 μs), ce qui est à l'origine de la limitation en fréquence de commutation du GTO.

I.5 Le transistor bipolaire

Ce sont les composants les plus répandus. On les nomme souvent simplement transistors, sans autre qualificatif. Bien que le principe du transistor à effet de champ soit connu depuis plus longtemps que celui du transistor bipolaire, c'est ce dernier qui a fait l'objet des premières réalisations. Issu des recherches menées pendant la seconde guerre mondiale, le transistor est apparu en 1948. Un transistor est formé d'un barreau de semi-conducteur dans lequel on a créé deux jonctions. On obtient ainsi trois zones dopées de façons différentes. Deux variantes apparaissent suivant la nature des dopages (P ou N) : le transistor NPN et le transistor PNP (figure 1.6).[12]

1-5-1 Caractéristiques du transistor NPN

Pour débloquer (rendre passant) le transistor, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct avec une tension supérieure à la tension de seuil, V_S de cette jonction (figure 1.7.a)[3].

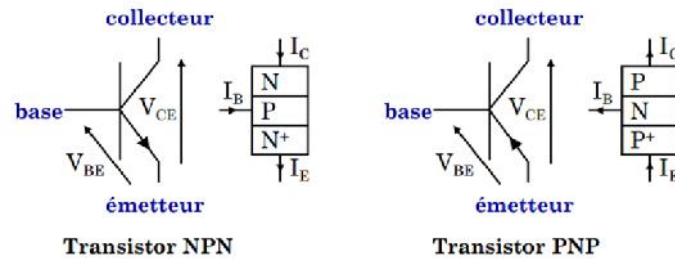


Figure 1.6 – Représentation symbolique des transistors NPN et PNP

Si la jonction BC est polarisée en inverse, alors le courant des électrons peut traverser cette jonction, dans ce cas le courant de collecteur I_C est indépendant de la tension collecteur/émetteur V_{CE} (régime linéaire : ($I_C = \beta \cdot I_B$)).

Le basculement entre ces deux fonctionnements se produit à la tension V_{CEsat} (sat pour saturation), le courant I_C n'est proportionnel à I_B . (Figure 1.7.b) [3].

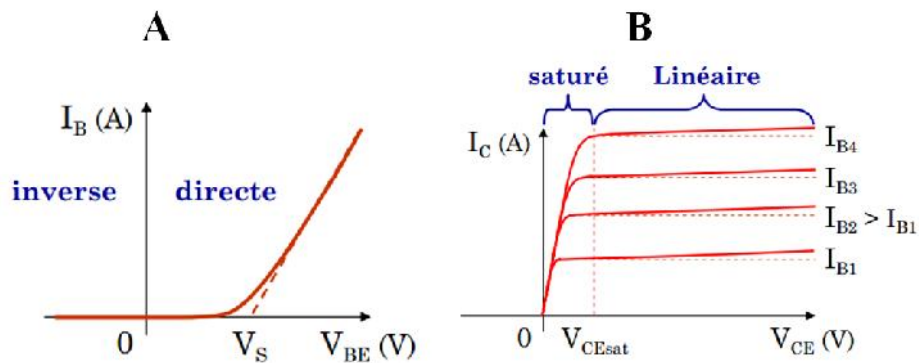


Figure 1.7 – Caractéristiques du transistor NPN

I.6 Le transistor MOSFET

La technologie CMOS est la plus utilisée pour la conception de circuits intégrés de masse du fait de sa forte intégration et de son faible coût de fabrication. La diminution de la taille des transistors lui permet par ailleurs de fonctionner à des fréquences très élevées ou à des très faibles consommations. Dans ce chapitre, nous présentons le fonctionnement du transistor MOS, en statique et en dynamique à partir du modèle EKV. Les principes de normalisation du transistor sont ensuite décrits. Cette normalisation a notamment pour objectif de rendre la modélisation du transistor indépendant de sa taille et de la technologie. Enfin les méthodes d'extraction des paramètres indispensables à la description et la normalisation du transistor MOS sont exposées. [13]

1-6-1 Principe de fonctionnement

Le transistor MOSFET est commandé par une tension V_{GE} qui lorsqu'elle devient suffisamment grande $V_{GE} > V_{th}$ provoque l'établissement d'un courant entre le drain et la source. Le mode de fonctionnement dépend alors de la tension V_{DS} , donc de la polarisation. Le transistor MOSFET ne consomme pas d'énergie sur son circuit de commande, le courant de gâchette étant nul $I_G = 0$.

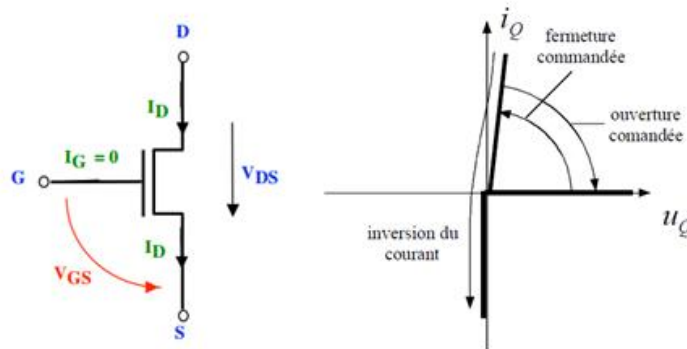


Figure 1.8 – Représentation symbolique et caractéristique d'un MOSFET

I.7 Le transistor IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) est un transistor bipolaire à commande par effet de champ. Dans le même composant il réunit les avantages :

- du transistor bipolaire (chute de tension faible à l'état passant, tension directe blocable élevée)
- du transistor MOS (commande en tension, vitesse de commutation levée).

En effet, coté commande, entre la grille G et l'émetteur E, il équivaut exactement à un MOS ; coté commandé, entre collecteur C et émetteur E, il équivaut sensiblement à un bipolaire à jonction [3].

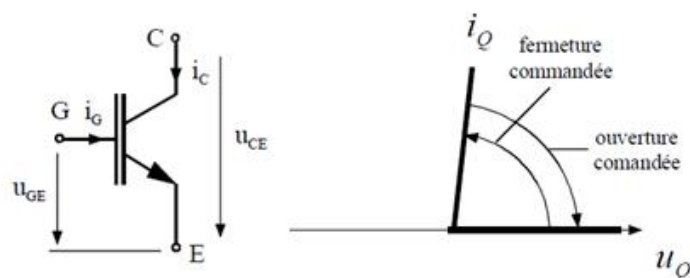


Figure 1.9 – Représentation symbolique et caractéristique d'un IGBT

CHAPITRE II



LES GRADATEURS

2.1 Introduction

Les convertisseurs statiques qui sont basés sur l'utilisation des semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteurs qui s'ouvrent et se ferment suivant une cadence déterminée. Souvent, il leur est demandé de s'ouvrir alors qu'ils sont conducteurs, autrement dit, d'effectuer des commutations de courant. La commutation d'un courant est son transfert d'une voie à une autre. En pratique, la difficulté d'une commutation est liée à la disparition du courant dans la voie à ouvrir surtout, évidemment, si cette voie est inductive. Aussi, c'est par rapport aux commutations (à l'ouverture) que l'on classe les convertisseurs. On distingue deux types de commutations :

La commutation naturelle : La commutation est naturelle, quand l'extinction du courant dans la voie à ouvrir ne nécessite pas l'action spécifique sur le semi-conducteur fermant cette voie.

L'ouverture se passe naturellement :

- Soit parce que le courant s'éteint de lui-même ;
- Soit parce que la phase de fonctionnement suivante provoque automatiquement cette extinction.

La commutation forcée : La commutation est forcée, quand le courant dans un semi-conducteur à fermeture commandée ne s'éteint ni de lui-même, ni du fait du blocage du semi-conducteur suivant.

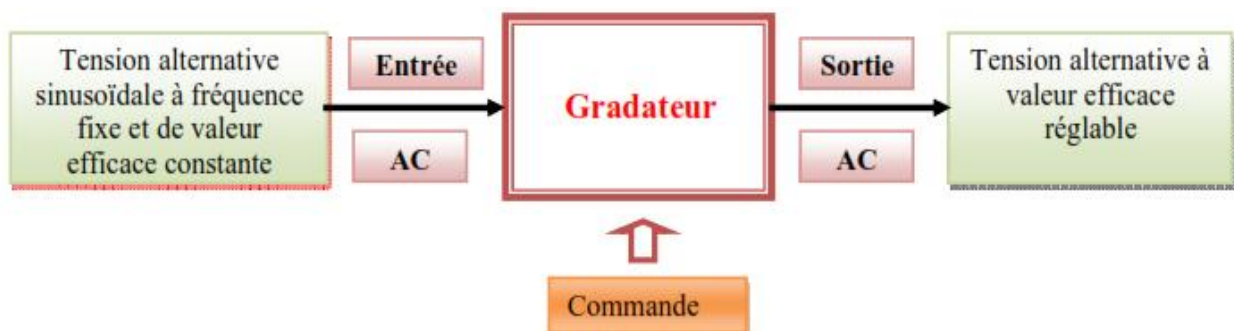
L'extinction nécessite une action spécifique :

- Soit une action sur son électrode de commande, s'il s'agit d'un composant à fermeture et ouverture commandées (BJT, MOSFET, IGBT, thyristor GTO...etc);
- Soit l'addition d'un circuit auxiliaire de commutation, si le composant ne peut être commandé qu'à la fermeture (thyristor classique). Ce circuit auxiliaire est aussi appelé circuit d'extinction ou circuit de soufflage. [1]

2.2 Les Gradateurs

Le gradateur est un convertisseur qui permet de convertir une tension alternative sinusoïdale à fréquence fixe et de valeur efficace constante en une tension alternative de **valeur efficace réglable**.

[4]



2.2.1 Gradateur monophasé

La structure monophasée est constituée par deux thyristors Th_1 et Th_2 connectés en parallèle inverse, placés entre la source de tension et le récepteur (figure 2.1). Nous considérons que le récepteur du convertisseur possède un caractère passif de type résistif- inductif, ce qui nous permettra d'utiliser comme schéma équivalent une résistance en série avec une bobine. Les indices « s » et « ch » des grandeurs et des paramètres du système correspondent respectivement à l'entrée (Source) et à la sortie (Charge) du convertisseur. [1]

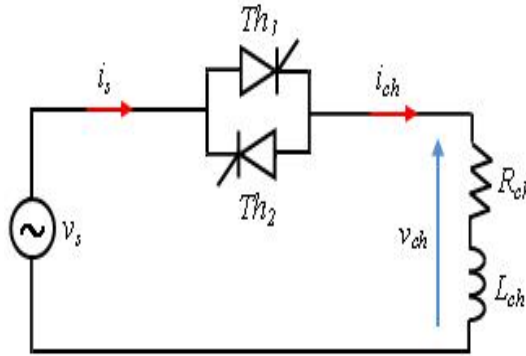


Figure 2.1. Structure du gradateur monophasé.

2.2.2. Techniques de Commande du Gradateur Monophasé

Pour le transfert de l'énergie, deux types de commande sont habituellement utilisés pour la topologie de la figure 2.1. Ces deux types de commande sont :

1. *La commande par train d'ondes (ON-OFF)* : Dans cette technique, des cycles complets de conduction de la source sont suivis de cycles complets d'extinction.
2. *La commande par angle de phase* : Dans cette technique, les thyristors connectent le récepteur à la source AC pendant une portion de chaque cycle de la tension d'entrée.

2.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF)

Le convertisseur connecte la source AC au récepteur pendant un nombre entier de cycles ρ pour qu'elle soit ensuite déconnectée à l'aide d'un système inhibition des impulsions des gâchettes des thyristors pendant ρ' cycles. La période de fonctionnement est donc égale à $2\pi(\rho + \rho')/\omega$. pour la première période de fonctionnement, les thyristors sont amorcés à zéro degré (0°), c'est-à-dire : Th_1 est débloqué pour $\theta = 0, 2\pi, \dots, (\rho - 1).2\pi$ et Th_2 pour $\theta = \pi, 3\pi, \dots, (\rho - 1).\pi$ [70].

Les formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur, ainsi que la forme d'onde du courant de sortie et les impulsions de commande des thyristors Th_1 et Th_2 sont représentées sur la figure 2.2.

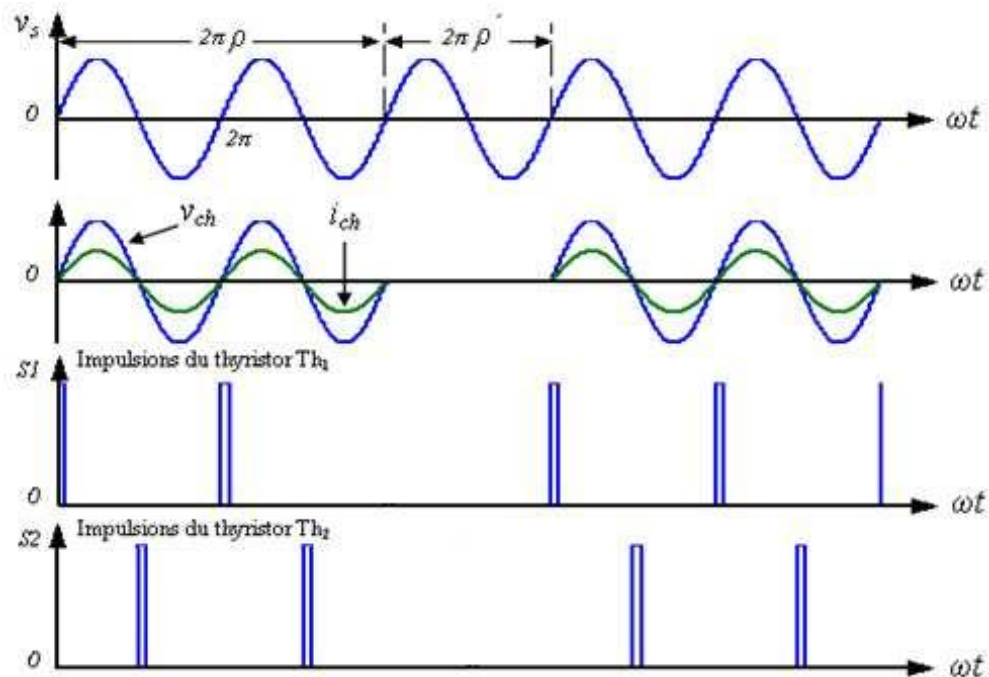


Figure 2.2. Formes d'ondes des tensions et du courant du gradateur monophasé à commande ON-OFF.

2.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase

Pour régler le courant dans le récepteur, on retarde l'amorçage des thyristors. Pour que la valeur moyenne du courant soit nulle, il faut que les signaux de commande soient envoyés successivement sur Th_1 , puis sur Th_2 , toutes les demi-périodes.

Si l'impulsion de commande du thyristor Th_1 est envoyée après un retard angulaire α par rapport à l'annulation par valeur croissante de la tension de source, celle du thyristor Th_2 est alors envoyée après un retard $(\pi + \alpha)$.

Si l'on peut par la commande, choisir l'instant d'enclenchement d'un thyristor, l'instant de son extinction ne dépend que des caractéristiques du récepteur.

Si on considère que la source d'alimentation est parfaite et les thyristors sont aussi supposés parfaits. Pour un récepteur de type inductif (charge R-L), d'après la figure 4.1, si on ferme le thyristor Th_1 à $\theta = \alpha$.

Selon l'angle d'amorçage des thyristors α et l'angle naturel de la charge φ_{ch} , il existe trois cas possibles pour le fonctionnement du gradateur.

- Cas 1 : Lorsque $\alpha = \varphi_{ch}$, chaque thyristor conduit une demi-période, le gradateur fonctionne à pleine onde.
- Cas 2 : Lorsque $\alpha > \varphi_{ch}$, le courant qui traverse le premier thyristor devient nul avant la mise en marche du deuxième thyristor. Dans ce cas, en faisant varier α de π à φ_{ch} , on règle V_{ch} de 0 à V_S .
- Cas 3 : Lorsque $\alpha < \varphi_{ch}$, dans ce cas, deux modes de fonctionnement sont possibles suivant le type de commande choisie, soit :
 - a) Une commande au moyen des impulsions uniques de courte durée :

Pour ce type de commande, si on suppose que Th_1 est le premier thyristor qui reçoit l'impulsion de commande sur sa gâchette et devient conducteur à l'instant α . Donc, à l'instant $\pi + \alpha$ le courant qui le traverse n'est pas encore nul. Dans ce cas Th_2 rate l'amorçage et seul le thyristor Th_1 peut être amorcé et le montage fonctionne d'une manière anormale. Ce montage ne joue pas le rôle d'un gradateur et il fonctionne en redresseur mono-alternance. Donc, ce mode ne présente aucun intérêt.

- b) Une commande au moyen des impulsions de larges durées ou de train d'impulsions :

Dans ce mode, les signaux d'amorçage sont encore appliqués au thyristor Th_2 à l'instant de blocage du thyristor Th_1 ($i_{Th1}=0$). Dans ce cas, on aura un fonctionnement à pleine onde.

Le réglage de courant dans le récepteur n'est donc possible que pour $\alpha > \varphi_{ch}$. Pour cette condition, on représente sur la figure 2.3 les formes d'ondes des tensions de source et de charge et du courant de charge d'un gradateur monophasé débitant sur une charge inductive.

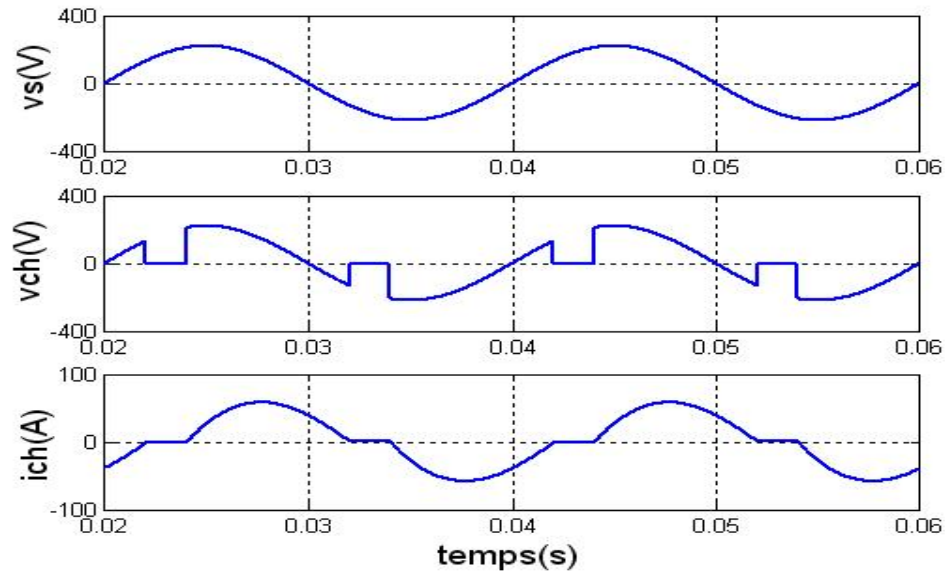


Figure 2.3. Formes d'ondes de $v_s(t)$, $v_{ch}(t)$ et $i_{ch}(t)$.

2.2.3 Gradateur triphasé

La conversion AC/AC à commutation naturelle peut aussi s'élargir en triphasé surtout pour les applications qui nécessitent une forte puissance. Il existe cependant, une variété de configurations des gradateurs triphasés suivant le branchement des thyristors et du récepteur. On trouve le plus souvent les trois montages possibles :

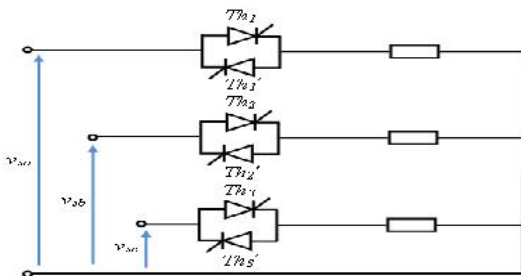


Fig 2.4. Gradateur triphasé tout thyristors en étoile.

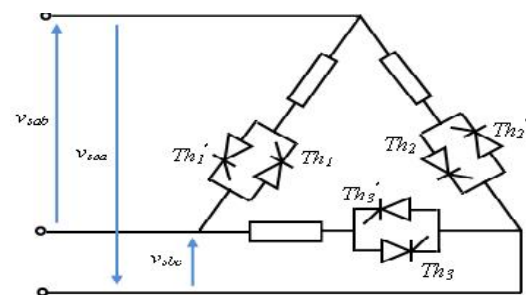


Fig 2.5. Gradateur triphasé en triangle

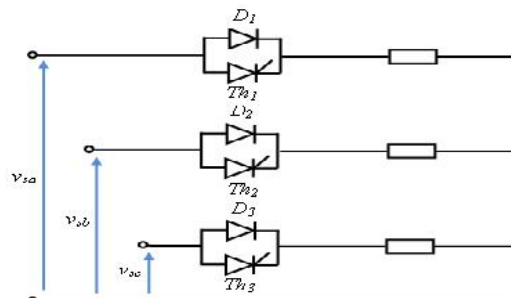


Figure 2.6. Gradateur triphasé mixte en étoile.

2.3. Résultats de Simulation par MATLAB

Dans cette section, nous allons présenter les différents résultats de simulation obtenus, Nous avons effectués les simulations sur le gradateur triphasé et monophasé avec des différentes charges (R, RL) et différents angles d'amorçages (30° , 90° et 120°)

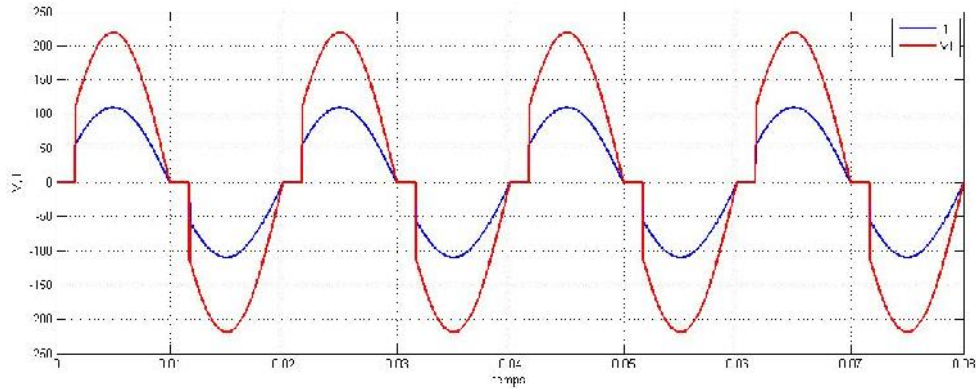


Figure (2.7) Allures de tension et courant d'un gradateur monophasé avec charge R et angle d'amorçage 30°

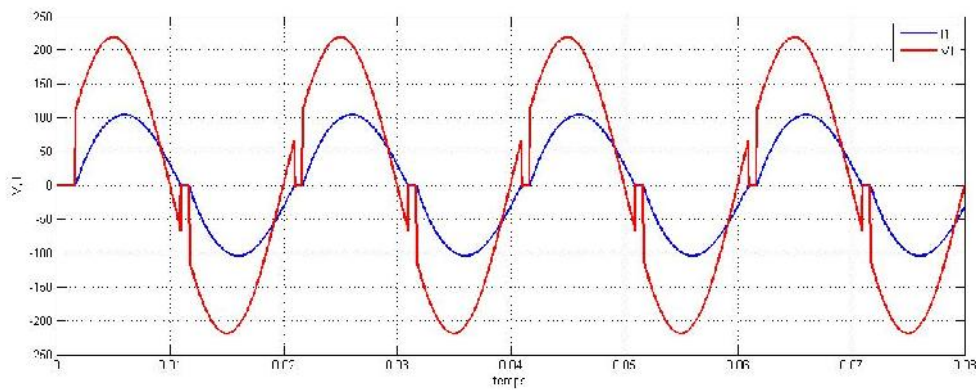


Figure (2.8) Allures de tension et courant d'un gradateur monophasé avec charge RL et angle d'amorçage 30°

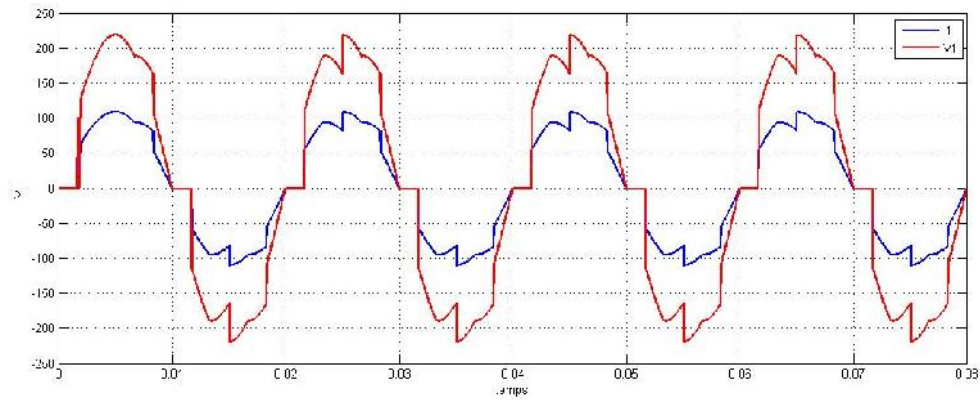


Figure (2.9) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge R et angle d'amorçage 30°

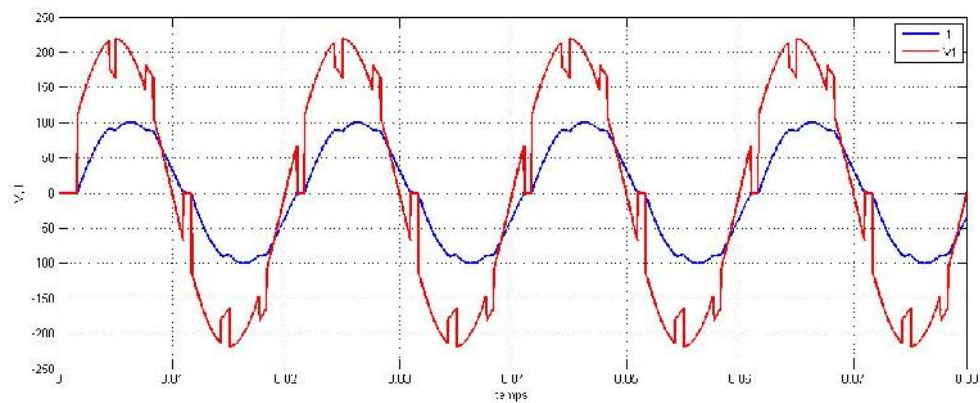


Figure (2.10) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge RL et angle d'amorçage 30°

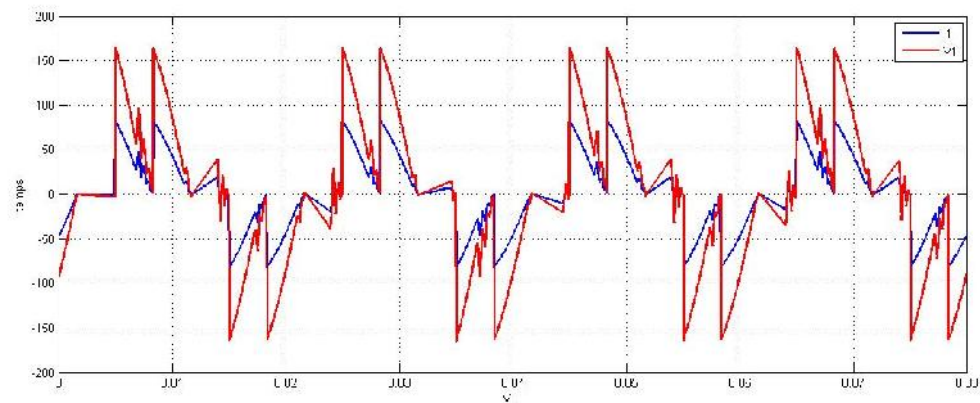


Figure (2.11) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge R et angle d'amorçage 90°

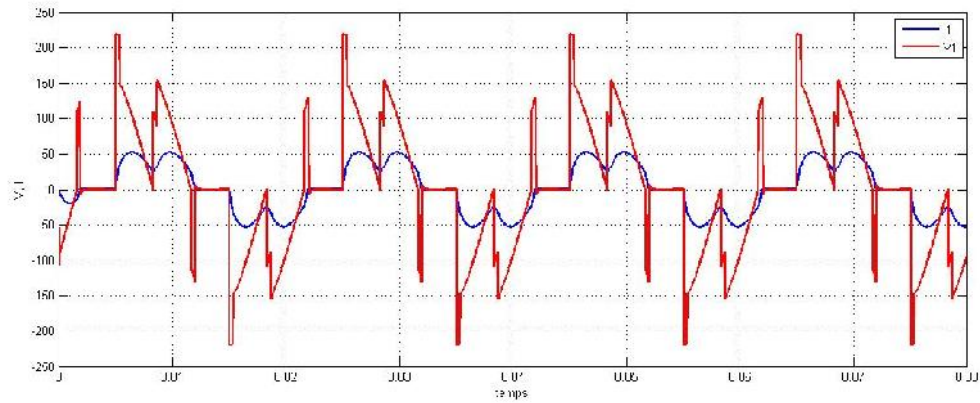


Figure (2.12) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge RL et angle d'amorçage 90°

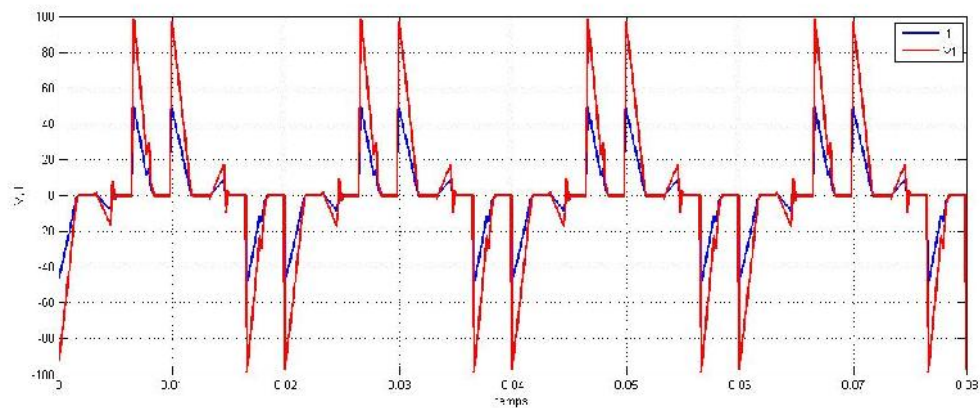


Figure (2.13) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge R et angle d'amorçage 120°

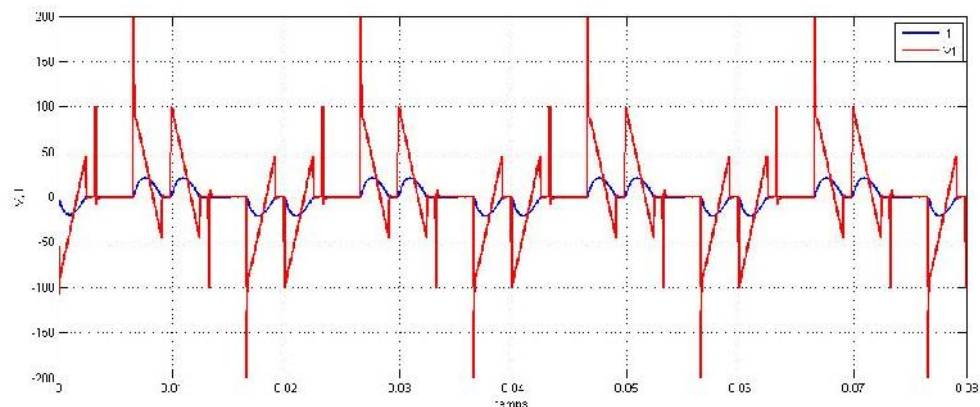


Figure (2.14) Allures de tension et courant d'un gradateur triphasé avec charge RL et angle d'amorçage 120°

CHAPITRE III



COMMANDE DE GACHETTE
DU THYRISTOR

3.1 Généralités

Pour allumer les thyristors des convertisseurs il est nécessaire d'appliquer des impulsions aux gâchettes. Ces impulsions doivent avoir un certain angle de retard d'allumage α par rapport au point d'intersection des tensions alternatives alimentant les convertisseurs. [7][11]

Il est indispensable de pouvoir faire varier cet angle de retard d'allumage à l'aide d'une tension de commande U_{cm} continue. La relation entre α et U_{cm} définit deux types de commande [9] :

- commande linéaire ; on utilise la comparaison entre une tension de référence en dent de scie synchronisé avec les tensions alternatifs alimentant le convertisseur et une tension de commande continue U_{cm} . L'angle de retard à l'allumage α est obtenu par la relation $\alpha = KU_{cm}$
- commande non-linéaire ; on utilise la comparaison entre une tension de référence sinusoïdale et une tension de commande continue U_{cm} . L'angle de retard à l'allumage α est obtenu par la relation $\alpha = \arccos(KU_4)$

Avec $U_4 = 0$ si $U_3 < U_{cm}$

Et $U_4 = U_{cm}$ si $U_3 > U_{cm}$ et U_3 tension en dent de scie

3.2 Commande non-linéaire

Le dispositif de la commande de gâchette comprend les parties essentielles suivantes [9] (voir Fig 3-1);

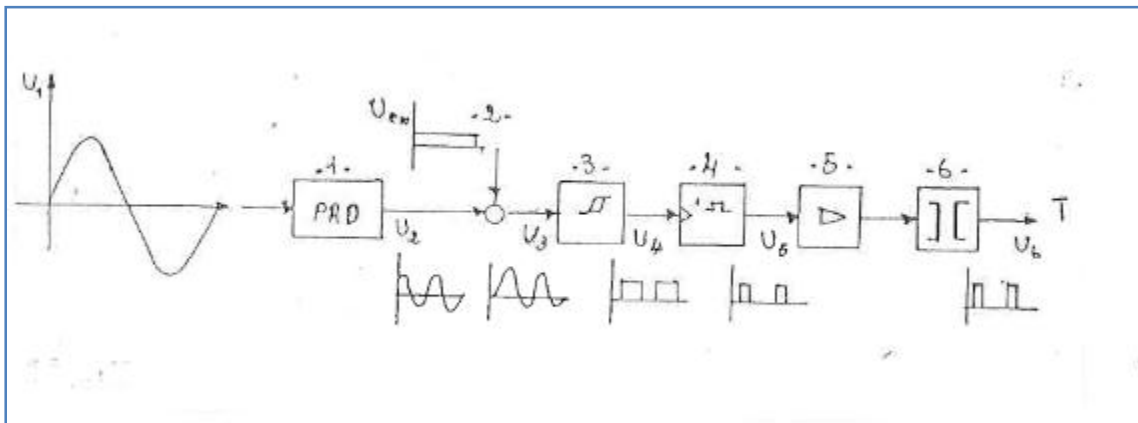


Figure 3-1 parties essentielles de la commande non linéaire

- a. **Le bloc1, PROD** c'est un circuit intégré permettant le *décalage* de la tension d'entrée sinusoïdale U_1 de 90 degré pour obtenir une tension U_2
- b. **Le bloc2** c'est un *comparateur* qui compare la tension U_2 par rapport à la tension de commande U_{cm} pour obtenir une tension sinusoïdale décalée verticalement $U_{cm} - U_2$
- c. **Le bloc3** c'est une *bascule de Schmitt* qui convertit la tension $U_{cm} - U_2$ en une tension rectangulaire. Ainsi on obtient une tension à front montant déphasé par rapport au passage par la valeur crête de la tension U_2
- d. **Le bloc4** c'est un *monostable* agissant sur front montant pour donner des impulsions sous forme de signal logique. Il détermine alors la durée des impulsions d'allumage.

Ces dernières ont la même fréquence que la tension de référence U_2 et décalées de l'angle α par rapport au passage par la valeur crête de la tension U_2

- e. **Le bloc5** c'est un *amplificateur* qui a pour rôle d'amplifier les impulsions faibles obtenue à la sortie du monostable. Cette amplification garantie l'amorçage des thyristors
- f. **Le bloc6** c'est un *transformateur d'impulsion*.

Il permet un isolement galvanique entre le circuit de commande et la gâchette d'un thyristor

La Fig 3-2 montre la forme des différents signaux obtenus

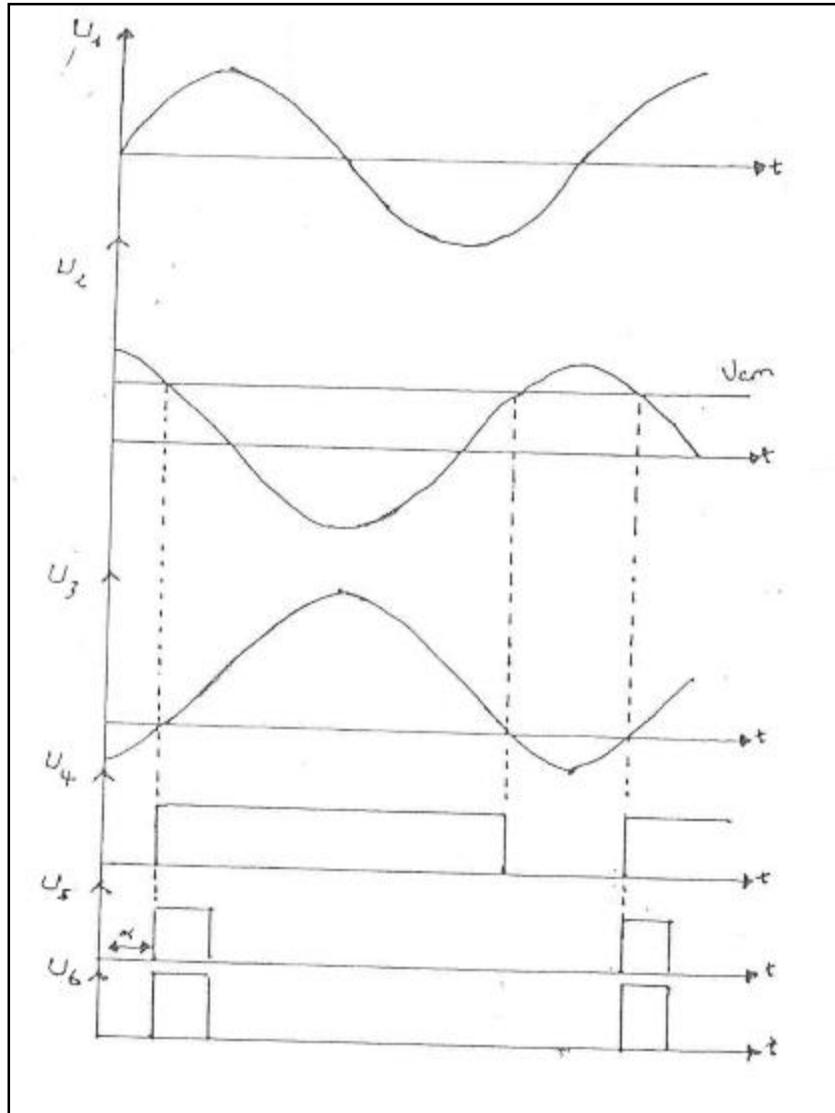


Figure 3-2 la forme des différents signaux obtenus

3.3 Amplificateur d'impulsion

On utilise des amplificateurs à transistors quand on cherche à fournir à l'organe de commande des puissances allant de 1w à quelques centaines de watts. [11]

La figure Fig 3-3 montre un montage simple d'un amplificateur d'impulsion.

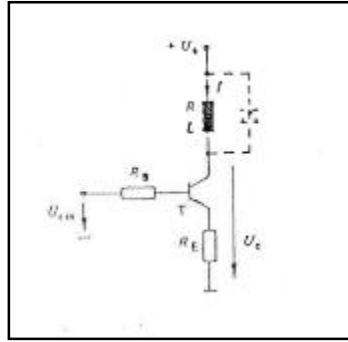


Figure 3-3 Amplificateur d'impulsion

- La résistance R_E sert à la linéarisation de la caractéristique du transistor.
- La résistance R_B sert à la limitation du courant de base en cas de saturation du transistor.
- La charge RL est reliée en série avec le collecteur.
- Une diode en antiparallèle est souvent connectée avec la charge pour éviter des surtensions aux bornes de L dues aux variations rapide éventuelles du courant de charges.

3.4 Transformateur d'impulsion

Le schéma équivalent d'un transformateur rapporté au primaire est comme suit Fig 3-4;

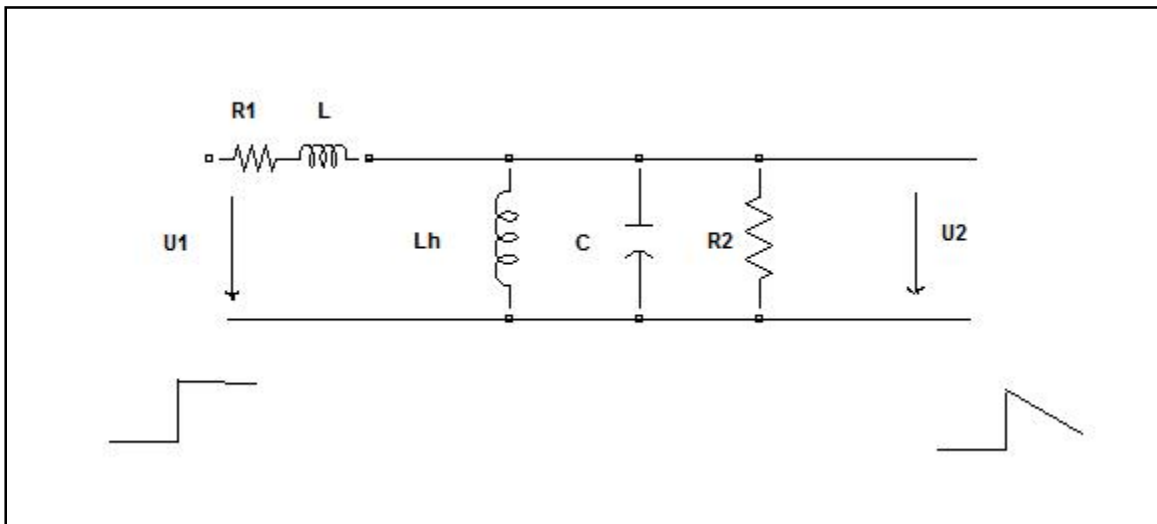


Figure 3.4 Schéma équivalent d'un transformateur

Ou :

- R_1 est la résistance rapportée au primaire
- L_σ est l'inductance de fuite rapportée au primaire
- L_h est l'inductance principale
- C est la capacité de fuite des enroulements
- R_2 est la résistance de charge

En négligeant l'effet de L_σ et C et l'ord d'une variation brusque de l'entrée U_1 d'une valeur nulle à une valeur U_a on obtient une tension de sortie U_2 donnée par ;

$$U_2 = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} * U_a * e^{-t/T}$$

$$\text{Avec } T = \frac{L_h / R_2 R_2}{(R_1 + R_2)}$$

L'inductance de fuite L_σ est la capacité C empêchent une variation brusque de U_2 à 0.

Le transformateur d'impulsion ne permet pas la transmission d'une impulsion d'une durée quelconque, car le circuit magnétique possède une saturation assez prononcée. La durée maximale d'une impulsion qui peut être transmise est donnée par ;

$$t_{max} = N * S * B_{sat} / U_{2max}$$

Ou ;

N ; nombre de spires du primaire ou secondaire ($N_1=N_2$)

S ; section su circuit magnétique en m^2

B induction magnétique en T

On remarque que la surface tension-temps

$$U_{2max} * t_{max} = N * S * B_{sat}$$

est constante pour un transformateur donné.

Cette grandeur est l'un des caractéristiques du transformateur d'impulsion souvent donnée en (μVS).

Si par exemple $U_{2max} * t_{max} = 250V\mu S$. : avec $t_{max} = 250\mu S$, la hauteur de l'impulsion ne doit pas dépasser 1V [8]

3.5 Circuit de commande de gâchette

Ce circuit est constitué d'un amplificateur et d'un transformateur d'impulsion comme le montre la figure [9] Fig 3-5

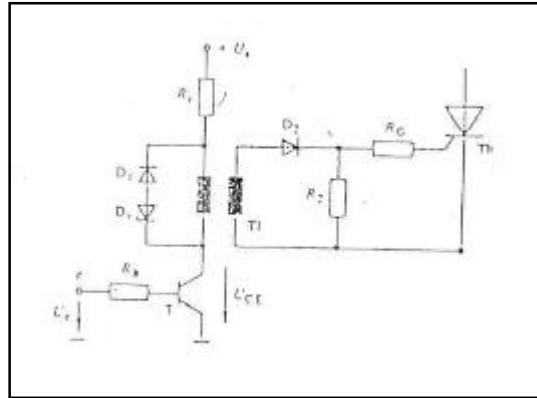


Figure 3-5 Circuit de commande de gâchette

Le signal logique U_g est amplifié à l'aide du transistor T. Ce dernier a deux états :

- Etat saturé pour $U_g = 1$
- Etat bloqué pour $U_g = 0$

Les différents composants sont les suivant :

- ✓ L'enroulement primaire du transformateur d'impulsion est mis en série avec le collecteur de T.
- ✓ Une diode D1 pour éviter une surtension destructive sur T lorsqu'il est bloqué (1)
- ✓ Une diode zéner Dz pour obtenir une décharge rapide de l'inductance(1)
- ✓ La résistance R_c limite le courant du collecteur lors de la saturation du transformateur.
- ✓ La résistance R_g limite le courant de gâchette du thyristor.
- ✓ La résistance R_B limite le courant de base du transistor
- ✓ La résistance R_2 donne une charge définit et se trouve branchée en parallèle entre la gâchette et la cathode du thyristor
- ✓ La diode D2 bloque les imputions négatives qui peuvent se produire lors du déclenchement du transformateur

CHAPITRE IV



CONCEPTION DE CIRCUIT
DE COMMANDE

4-1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente la conception de circuit de commande qui permet l'amorçage des thyristors d'un convertisseur alternatif- alternatif ou alternatif-continu. [6]

Le chapitre présent concerne l'étude et la conception des différents circuits nécessaire à la réalisation de la carte de commande, pour générer à sa sortie les impulsions de commande désirée. [8]

Le circuit conçu est constitué principalement de :

- 06 transformateurs 220/9 V à double sortie
- 07 comparateurs
- 06 mono stable
- 06 amplificateurs
- 06 transformateurs d'isolement (ou d'impulsions)

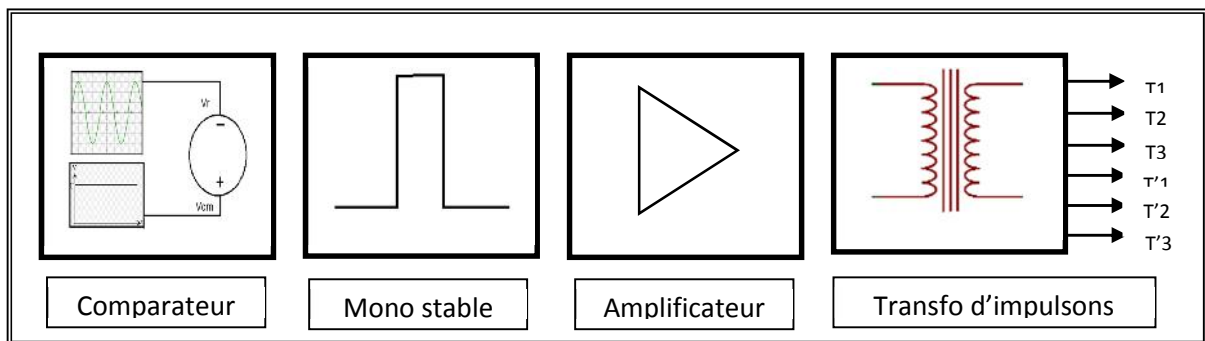


Figure (4-1) : Schéma synoptique du circuit de commande

4-2 Les Transformateurs :

Le rôle des transformateurs assurer une basse tension à l'entrée du circuit de commande, ainsi que l'isolement électrique entre le réseau et le circuit de commande, et d'obtenir une faible tension de référence, pour réaliser une concordance entre les impulsions et la tension.

Dans notre projet, on a utilisé 03 transformateurs 220/9 V à double sortie comme présenté sur la figure (4-2) qui explique le montage de ces transformateurs pour obtenir une alternance de tension positive et négative pour chaque phase avec un système triphasé, nous avons raccordé ces transfos en étoile (YY).

La valeur de tension de référence qu'on veut obtenir sa valeur max doit être inférieur à la tension contenu, pour cette raison on a utilisé le diviseur de tension à travers 02 résistances

de 1,6 K Ω chaque une.

Ce montage nous a permis d'avoir 03 tensions à l'entrée (V1,V2,V3) et 06 tensions de référence à la sortie (+KV1,+KV2,+KV3,-KV1,-KV2,-KV3), comme représenté sur la figure (3-2).

La figure (3-4) présente le graphique des tensions d'entrées et de sorties des transformateurs.

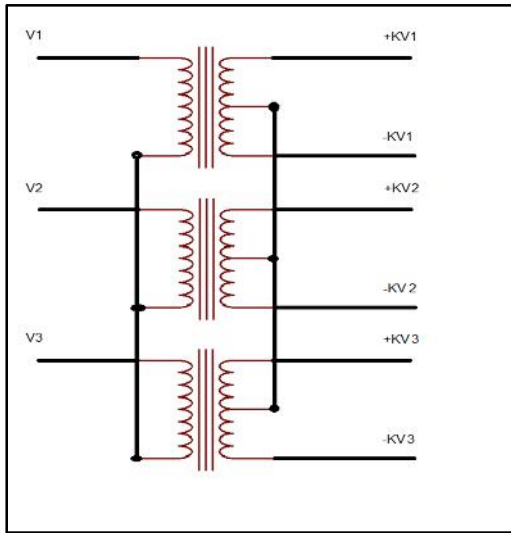


Fig (4-2) raccordement des transformateurs

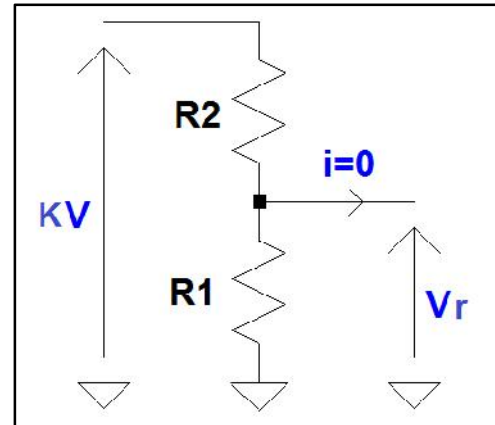


Fig (4-3) diviseur de tension

Un pont diviseur de tension est formé de deux résistances. Cet article présente de façon simple et claire le principe et les calculs pour un pont diviseur. Le but du pont diviseur est de fournir une tension plus petite à partir d'une tension plus grande.

Ve = tension d'entrée

Vs = tension de sortie

La tension de sortie Vs vaut : $V_s = (R_1 / (R_1 + R_2)) \times V_e$

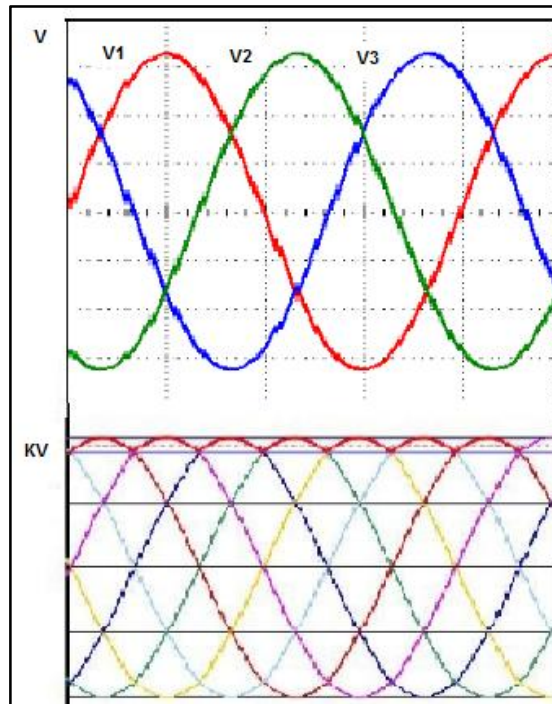


Fig (4-4) Tensions d'entrée et de sortie des transformateurs

4-3 Le Limiteur :

Pour limiter l'intervalle de variation de l'angle d'impulsion α ($\alpha_{\min}$, $\alpha_{\max}$) par l'intermédiaire d'une tension de commande V_{cm} , pour cela on a utilisé ce limiteur pour varier la tension de commande V_{cm} entre $V_{cm \min}$ et $V_{cm \max}$, ainsi $\alpha_{\min}$ s'adapte avec $V_{cm \max}$ et sera régularisé à travers une résistance variable P1, et $\alpha_{\max}$ s'adapte avec $V_{cm \min}$ et sera régularisé à travers une résistance variable P2, comme illustré sur la figure (4-4).

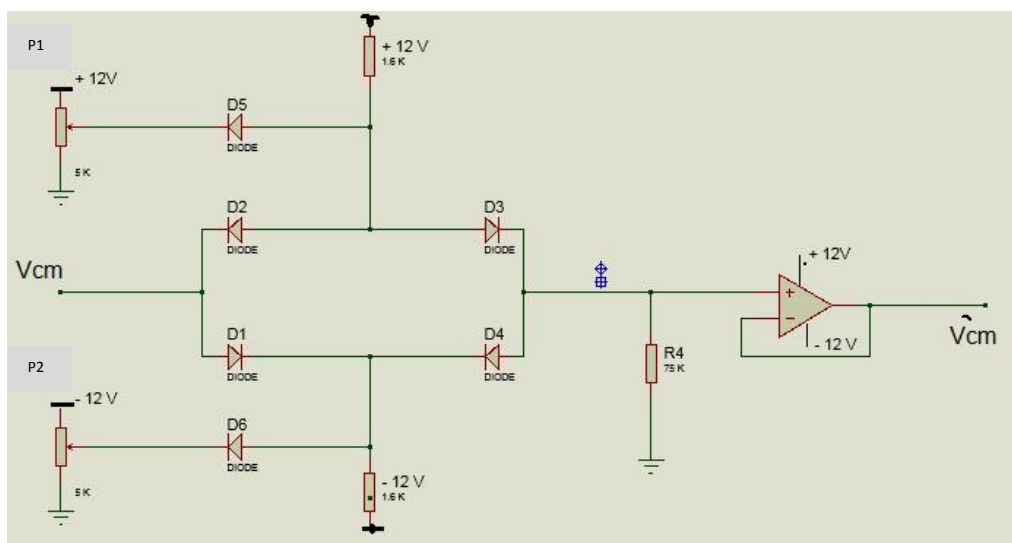


Fig (4-5) : montage de limiteur

4-4 Le Comparateur :

Le comparateur est un dispositif permettant de comparer une tension par rapport à une tension de référence donnée. Son niveau de sortie est soit positif ou négatif selon la comparaison.

Dans notre montage on a fait la comparaison entre la tension de référence V_r qui a été raccordée sur le pôle négatif et la tension de commande V_{cm} qui a été raccordée sur le pôle positif et varier entre la valeur V_{cm} max et min.

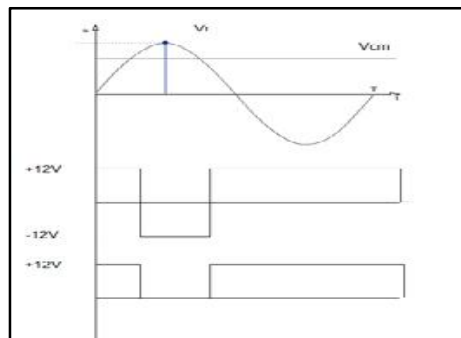


Figure (4-6) : tensions d'entrée et sortie de comparateur

La tension de sortie du comparateur est un signal carré à deux pulsations (positive et négative), sachant que le mono stable fonctionne avec la pulsation positive, pour cette raison on a mis une diode pour éliminer la pulsation négative.

4-4-1 Le circuit LM 324 :

On a choisi le circuit LM 324, par ce qu'il comporte quatre (04) amplificateurs opérationnels et en plus disponible sur le marché

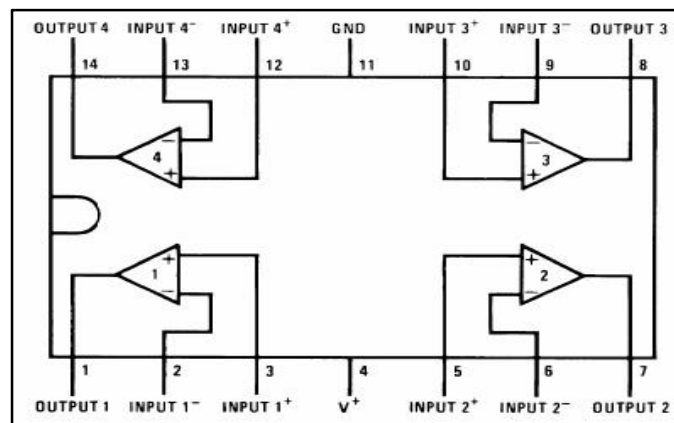


Figure (4-7) : Diagramme LM 324

4-5 Le Monostable MC14538BCL :

4-5-1 Définition :

Un monostable est un circuit possédant deux états en sortie. Un état stable (durée indéfinie) et un état instable de durée T_0 fixe. T_0 est appelé durée propre du monostable. Le passage à l'état instable se produit sous l'effet d'une impulsion de commande.

4-5-2 Principe de fonctionnement :

Un monostable est une structure qui, en sortie, possède deux états complémentaires l'un de l'autre

- Un état stable, ou état de repos ;
- Un état ne pouvant être occupé que momentanément, ou état pseudo stable.

Le passage vers l'état pseudo-stable nécessite une excitation appropriée à l'entrée du monostable.

Au bout d'un temps réglable par l'utilisateur, la sortie retourne à son état stable

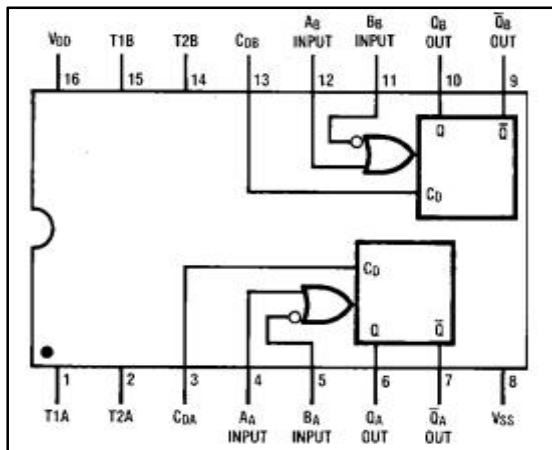


Fig (4-8) Diagramme HC4538

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↓	⌊	⌋
H	↑	H	⌊	⌋

H = HIGH Level
 L = LOW Level
 ↑ = Transition from LOW-to-HIGH
 ↓ = Transition from HIGH-to-LOW
 ⌊ = One HIGH Level Pulse
 ⌋ = One LOW Level Pulse
 X = Irrelevant

Fig (4-9) Tableau de vérité

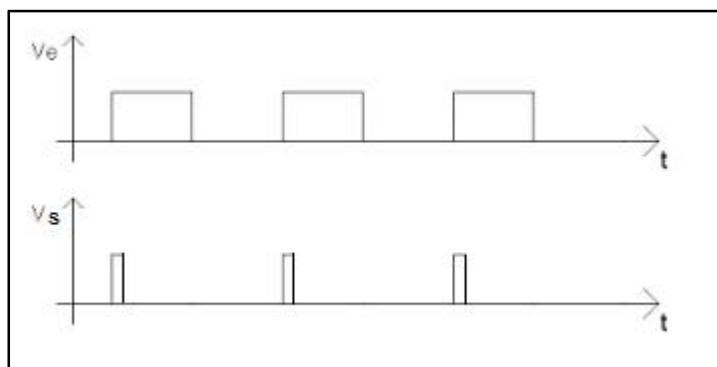


Fig (4-10) Tension d'entrée et de sortie

4-6 La porte logique « OU » :

C'est un circuit intégré contenant 04 portes logiques OR à 02 entrées,

Le circuit de puissance nécessite au moins deux thyristors fermé au même temps, ce qui exige la largeur d'impulsion plus de 60° ou transmettre deux impulsions dans une seule période et la différence entre elles, est de 60° pour chaque thyristor, pour cela on a utilisé la porte « OU ».

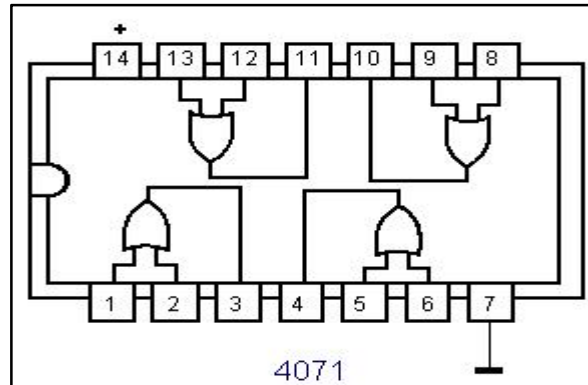


Fig (4-11) Diagramme de porte OR 4071

4-7 : Circuit d'amplification et d'isolation galvanique

La figure 4.10 représente le circuit d'amplification du courant et d'isolation galvanique. Il comporte essentiellement un transistor NPN et un transformateur d'impulsion.

4-7-1 Analyse

Pour protéger la carte de commande du mauvais fonctionnement on doit procéder par sa séparation de la partie commande qui va stimuler les thyristors. Pour cette raison on fait recourt à un composant électronique (transformateur d'impulsion).

4-7-2 Etude du montage

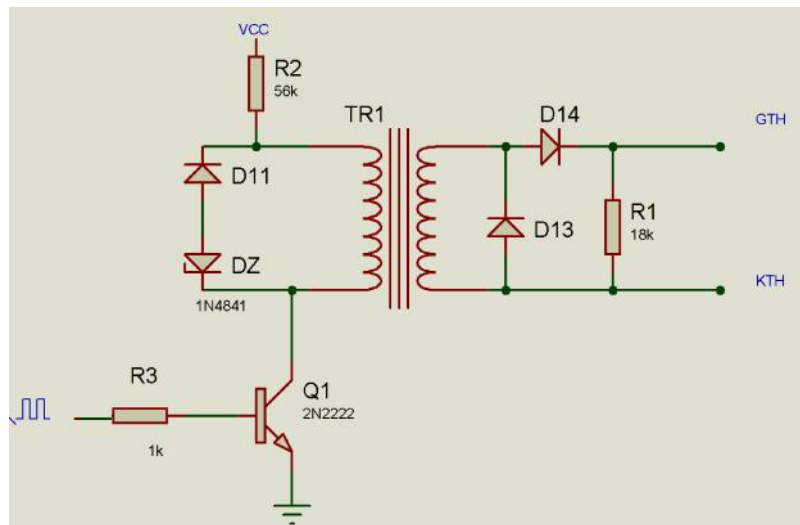


Figure 4.12 – Etage amplification du courant et d'isolation galvanique

4-7-2-a) Amplificateur de courant

A la sortie de la porte OR, le signal formé d'impulsions (train d'impulsion) n'est pas assez puissant pour pouvoir amorcer le thyristor, pour cette raison nous sommes amenés à réaliser un circuit d'amplification de courant, utilisant le transistor bipolaire Q_1 , afin de piloter le thyristor à partir de sa gâchette

4-7-2-b) Transformateur d'impulsion

Son rôle est de commander des interrupteurs statiques (thyristor, triac, transistor) en assurant une isolation galvanique entre les circuits de commande et de puissance.

Le circuit magnétique est constitué d'un tore de ferrite, dont l'encombrement est de l'ordre du centimètre cube, sur lequel sont bobinés les enroulements. Le rapport de transformation m est généralement égal à un.

Les transformateurs d'impulsions ont un large domaine d'applications les utilisations les plus courantes sont :

- commande et allumage des thyristors et de triacs ;
- commande d'amorçage des transistors de puissance utilisés comme commutateur
- emploi comme transformateur de couplage pour transmission des données ;
- séparation galvanique.

4.8 Alimentation stabilisée

L'alimentation des amplificateurs opérationnels (LM324) se fait à l'aide d'une alimentation stabilisée délivrant une tension double et symétrique de valeurs $+9\text{ V}/-9\text{ V}$. Nous avons choisi le montage représenté sur la figure 3.11, qui comporte deux régulateurs, l'un délivrant $+9\text{ V}$ (L7809) et l'autre -9 V (L7909). L'alimentation de la carte de commande sera ainsi prise sur la sortie $+9\text{ V}$.

Des condensateurs de filtrage seront ajoutés à l'entrée et à la sortie des régulateurs.

Ce circuit comporte

- un transformateur $220 / 9 / 9\text{ Vac}$;
- un pont de diode ;
- des condensateurs de filtrage de $1000\text{ }\mu\text{F}$;
- des régulateurs intégrés (L7809 et L7909).

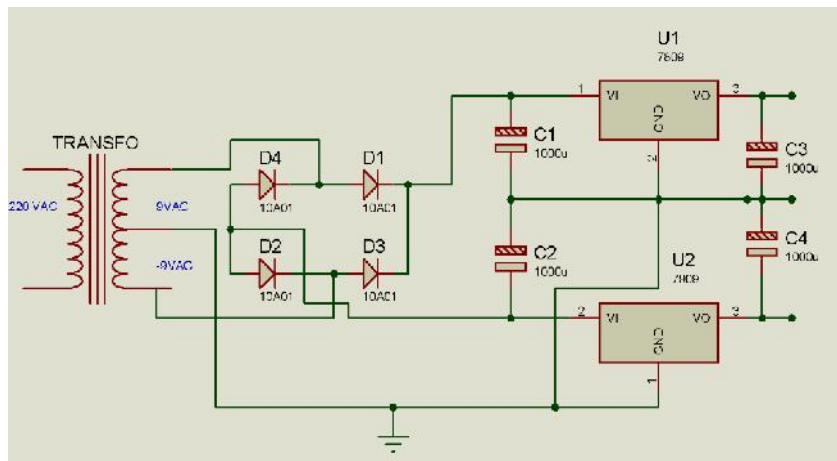


Figure 4.13 – Montage de l'alimentation stabilisée

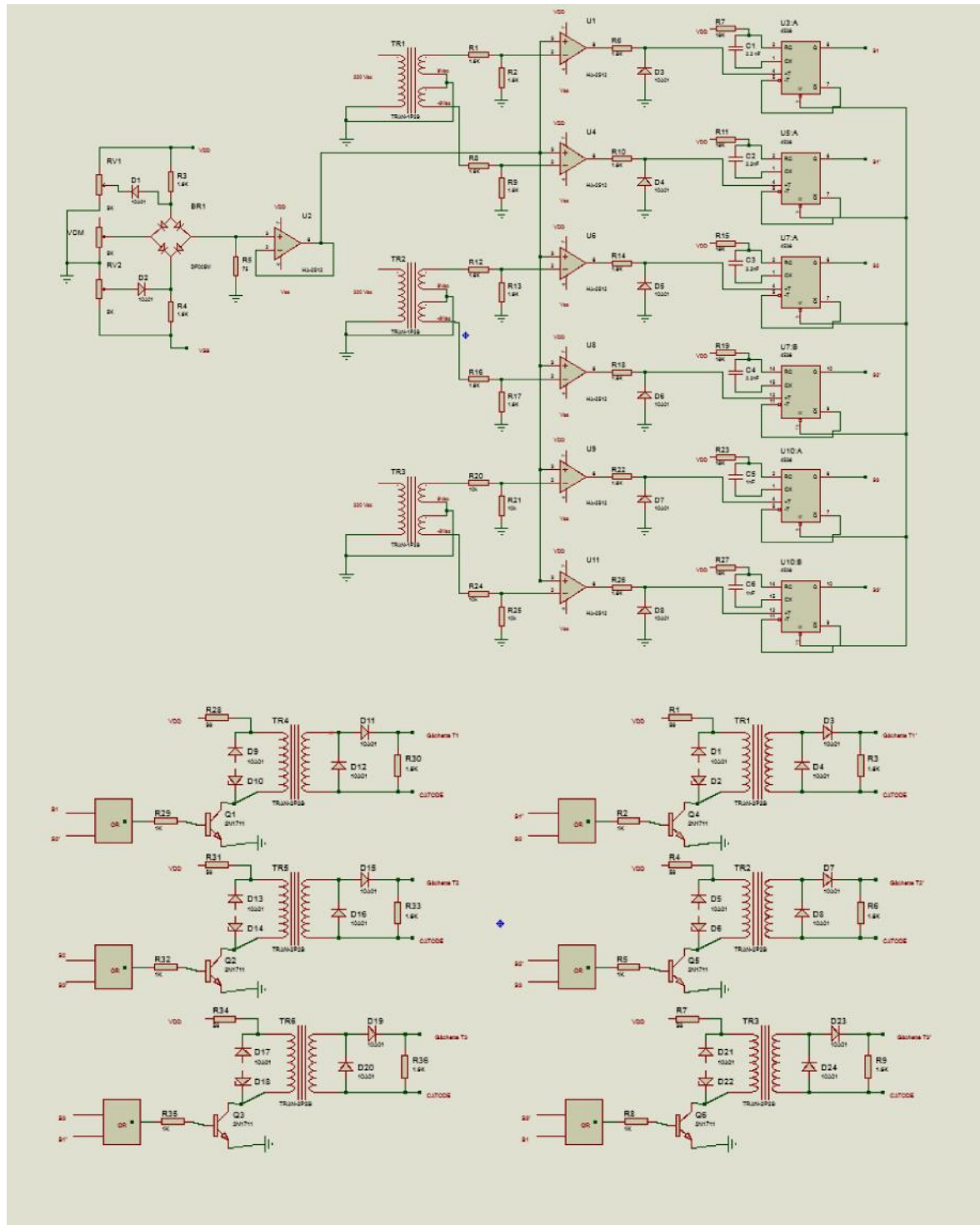


Figure 4.14 – Schéma globale de la carte de commande

CHAPITRE V



TESTS ET RESULTATS

5.1 Introduction

Dans ce chapitre on expose les résultats obtenus lors des différents essais sur le dispositif expérimental décrit dans le chapitre 3, la réalisation du circuit de commande étant à chevé, on procède à une série de relevée de forme à la sortie des éléments de montage. [6]

5.2 La carte de commande réalisée

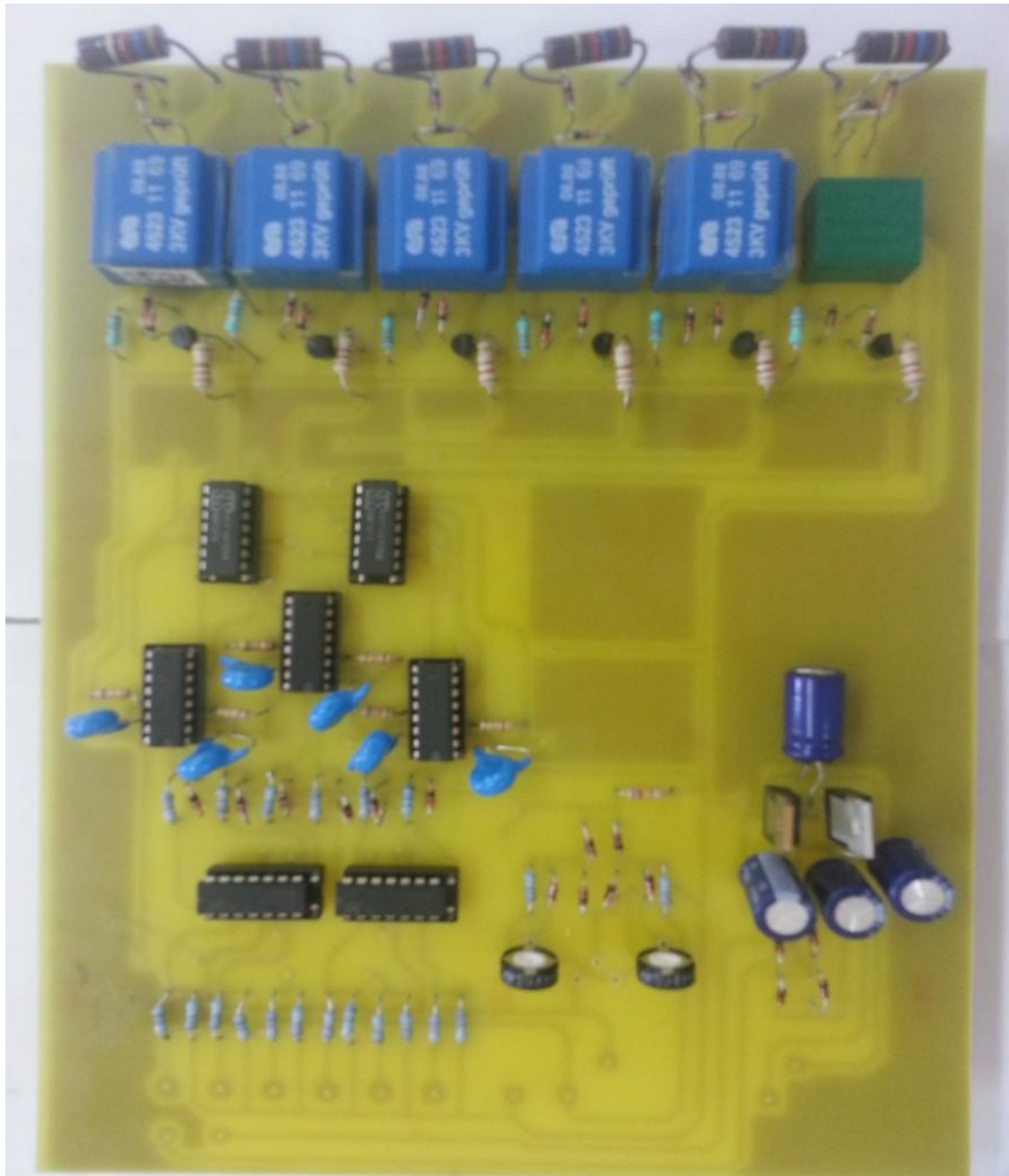


Figure (5.1) Photo de la carte de commande réalisée

5.3 Tests et relèves des signaux du circuit de commande

Les signaux des différents étages du bloc de commande, étaient vérifiés par des essais pratiques et qui sont donnés sur les différentes figures suivantes :

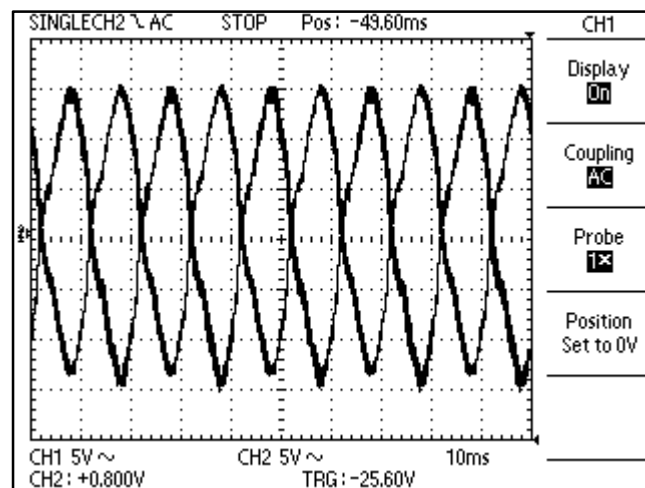


Figure (5-2) les alternances positive et négative à la sortie du transformateur

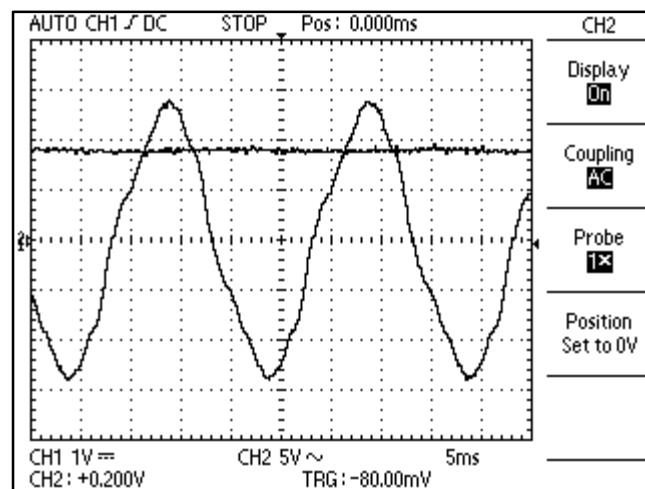


Figure (5-3) Tension de référence V_r et tension de commande V_{cm}

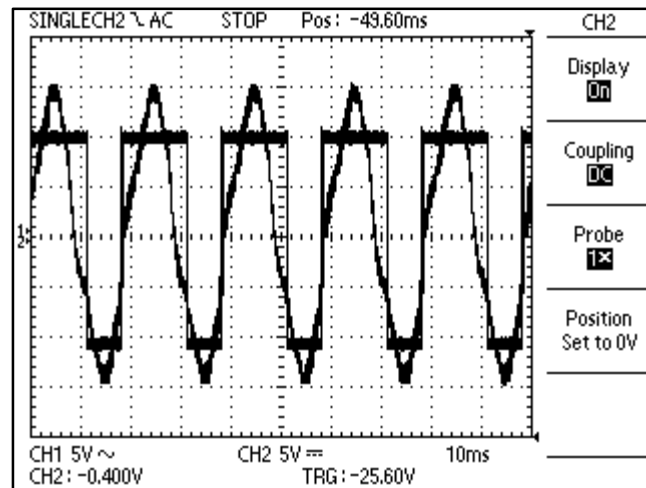


Figure (5-4) Tension de référence et tension de sortie du comparateur

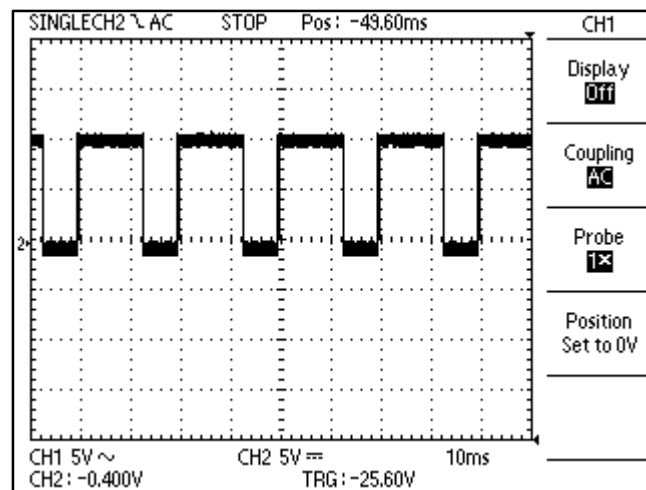


Figure (5-5) Tension de sortie du comparateur après la diode

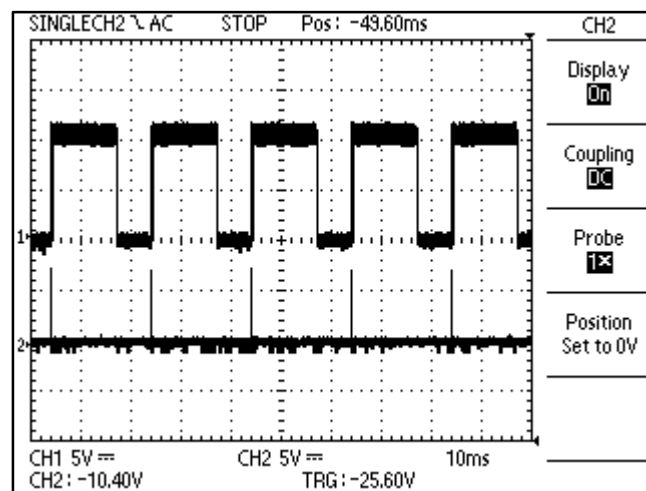


Figure (5-6) Tensions d'entrée et sortie du monostable

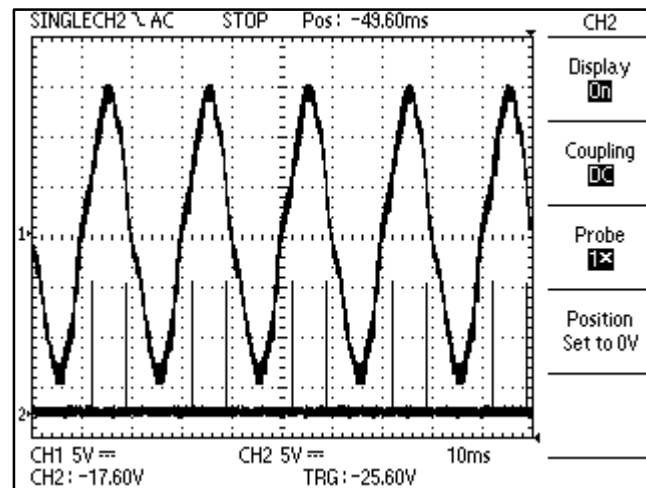


Figure (5-7) Tension de référence et sortie de porte « OU »

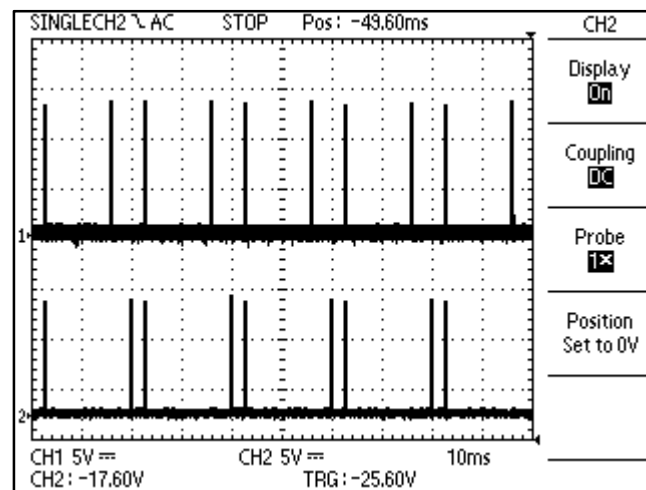


Figure (5-8) Les impulsions T1 et T1' aux sorties des transformateurs d'impulsion

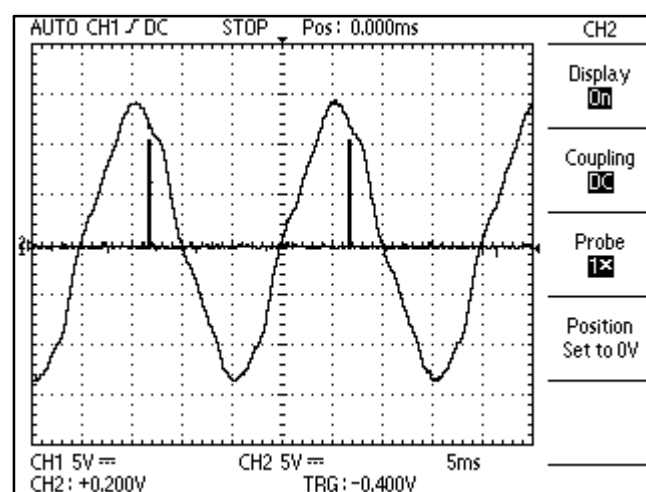


Figure (5-9) Tension entrée gradateur avec impulsion gâchette monophasé

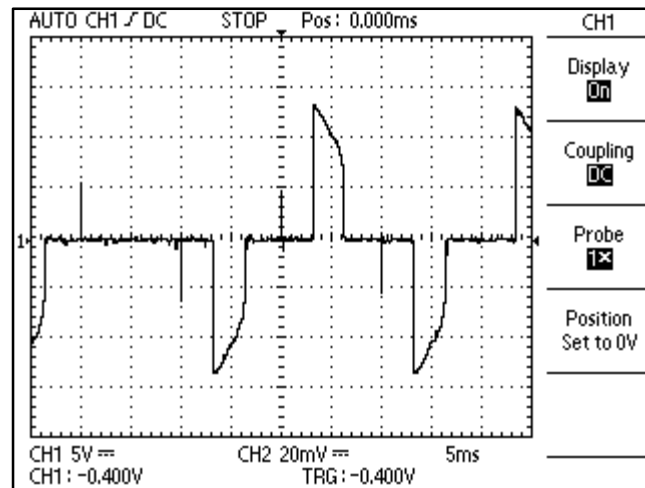


Figure (5-10) Tension de sortie d'un gradateur monophasé

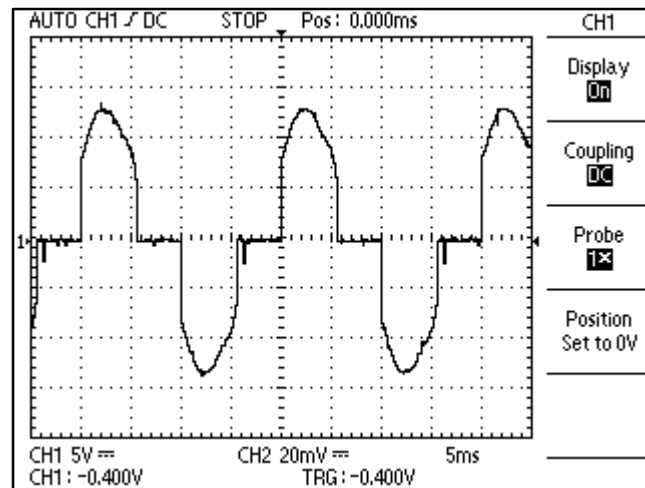


Figure (5-11) Tension de sortie d'un gradateur monophasé avec autre angle d'amorçage

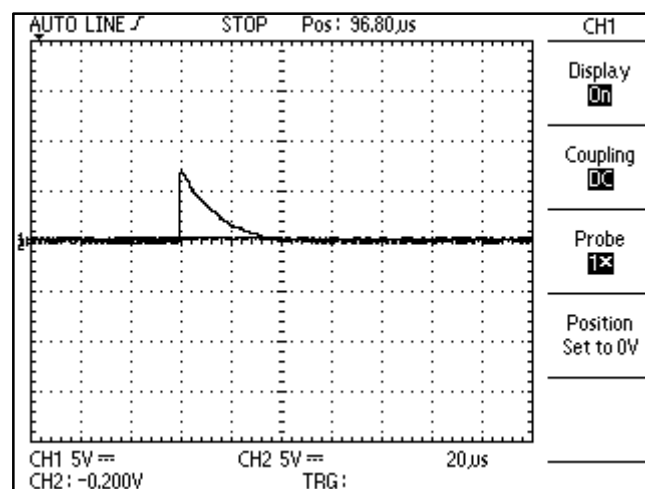
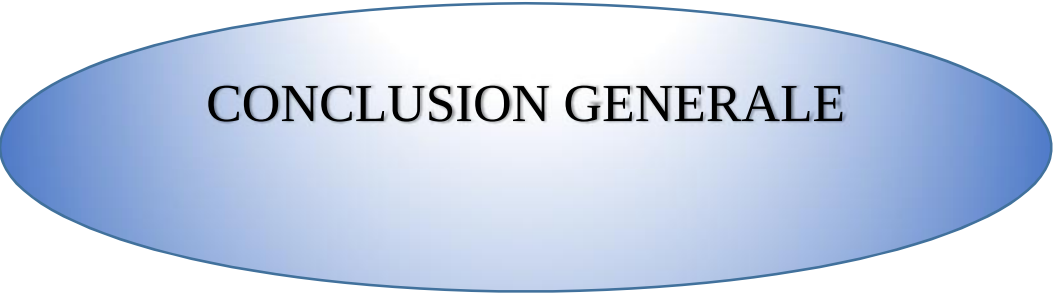


Figure (5-12) Largeur d'impulsion est : (40 micro seconde)

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a exposé les oscillogrammes des différents signaux au niveau de circuit de commande, on peut conclure que les résultats obtenus sont très satisfaisants [5]



CONCLUSION GENERALE

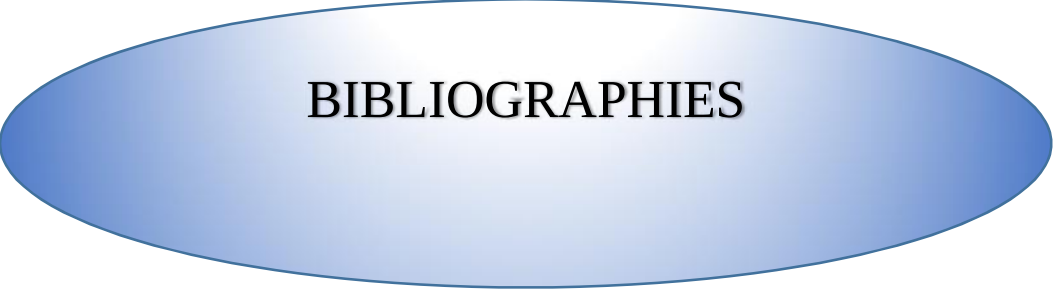
Conclusion générale

Nous présentons la conclusion de nos travaux de recherche. Nous mettons également en évidence les difficultés et les limites rencontrées lors de la réalisation de ce projet, ainsi que les perspectives que nous entrevoyons à cette réalisation, autant sur le plan théorique que sur le plan pratique.

Le but principal de notre travail concerne l'étude et la réalisation pratique d'une carte de commande pour gradateurs triphasés à thyristors, en respectant **l'étude théorique**. Ce système devrait permettre l'amorçage des thyristors d'un convertisseur alternatif-alternatif, et ainsi servir le générateur d'impulsions synchronisés sur le réseau pour le déclenchement des thyristors pour divers gradateurs monophasés ou triphasés.

En conclusion, ce projet de fin d'étude nous a permis de nous enrichir dans les domaines de l'électronique de puissance, et nous découvrons des logiciels tels que "PROTEUS" (ISIS et ARES), MATLAB (Simulink).

Ce projet a été également une source de découverte la conduite de projet, il nous a donné une idée sur la complémentarité entre la théorie et la pratique et nous a permis de nous confronter à la réalité et aux difficultés de la pratique.



BIBLIOGRAPHIES

Bibliographie

- [1] BRAHIMI ABDELKRIM « Etude et réalisation d'une carte de commande à base d'un microcontrôleur PIC 16f877 pour ponts redresseurs triphasés à thyristors » Mémoire de master. Université de Tlemcen 2013
- [2] Guy SÉGUIER. « Electronique de puissance, 8ème édition, Dunod », 2004.
- [3] Hervé LABORNE. « Convertisseurs assistés par un réseau alternatif » (Tome 1 et 2), Eyrolles, 1989-1992.
- [4] BELHAOUCHET NOURI « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées ». Mémoire doctorat, Université de Setif 2011
- [5] LOUBNA YACOUBI « Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants : application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé ». Mémoire doctorat, Université du Québec 2004
- [6] NEZLI.S « Etude et réalisation d'une carte de commande pour un onduleur triphasé à base de MLI » Mémoire d'ingénieur. Université de Biskra 2005
- [7] D.Bawer ; R. Bourgeois et M.Jakubowicz. mémotech : science de l'ingénieur, Casteilla 1^{er} édition sep 2001, 1989.
- [8] L. Zellouma et B.S. Salem, « Etude et réalisation d'un onduleur monophasé utilisant la technique PWM à base des MOSFET », Mémoire d'ingénieur, Université de Biskra 2004.
- [9] Touahir Rabah et Dgouhri Boubakeur Seddik « Simulation et Réalisation du circuit de commande d'un pont triphasé à six Thyristors ». Mémoire d'ingénieur. Université de Biskra 2001
- [10] TRIKLA « Etude et réalisation d'une carte de commande pour un redresseur triphasé à base de monostable ». Mémoire d'ingénieur, Université de Biskra 2003
- [11] Touahir Rabah et Dgouhri Boubakeur Seddik : Simulation et Réalisation du circuit de commande d'un pont triphasé à six Thyristors, Mémoire d'ingénieur, Université de Biskra 2001
- [12] Pierre Mayé. « Aide-mémoire Composants électroniques, 3ème édition, Dunod », 2005.
- [13] François FADHUILE-CREPY « méthodologie de conception de circuits analogiques pour des applications radiofréquence à faible consommation de puissance » mémoire doctorat, Université de Bordeaux 2015.



LES ANNEXES

ANNAXE A

LE COMPAREUR :

Philips Semiconductors

Product specification

Low power quad op amps

**LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902**

DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$ or dual supplies: $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1mW/op amp at $+5V_{DC}$)
- Low input biasing current: 45nA_{DC} (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: 2mV_{DC} and offset current: 5nA_{DC}
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: $0V_{DC}$ to $V_{CC}-1.5V_{DC}$ swing

PIN CONFIGURATION

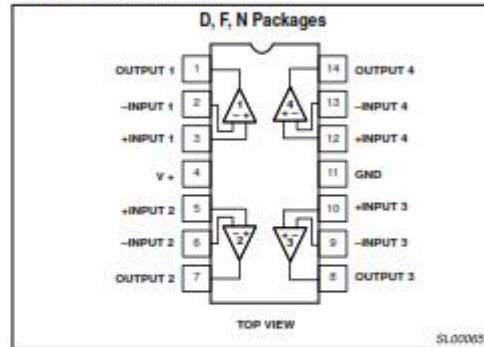


Figure 1. Pin Configuration

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{DC}	Supply voltage	32 or ± 16	V_{DC}
V_{IN}	Differential input voltage	32	V_{DC}
V_{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V_{DC}
P_D	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier ² $V_{CC} < 15V_{DC}$ and $T_A=25^\circ\text{C}$	Continuous	
I_{IN}	Input current ($V_{IN} < 0.3V$) ³	50	mA
T_A	Operating ambient temperature range		$^\circ\text{C}$
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
	LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

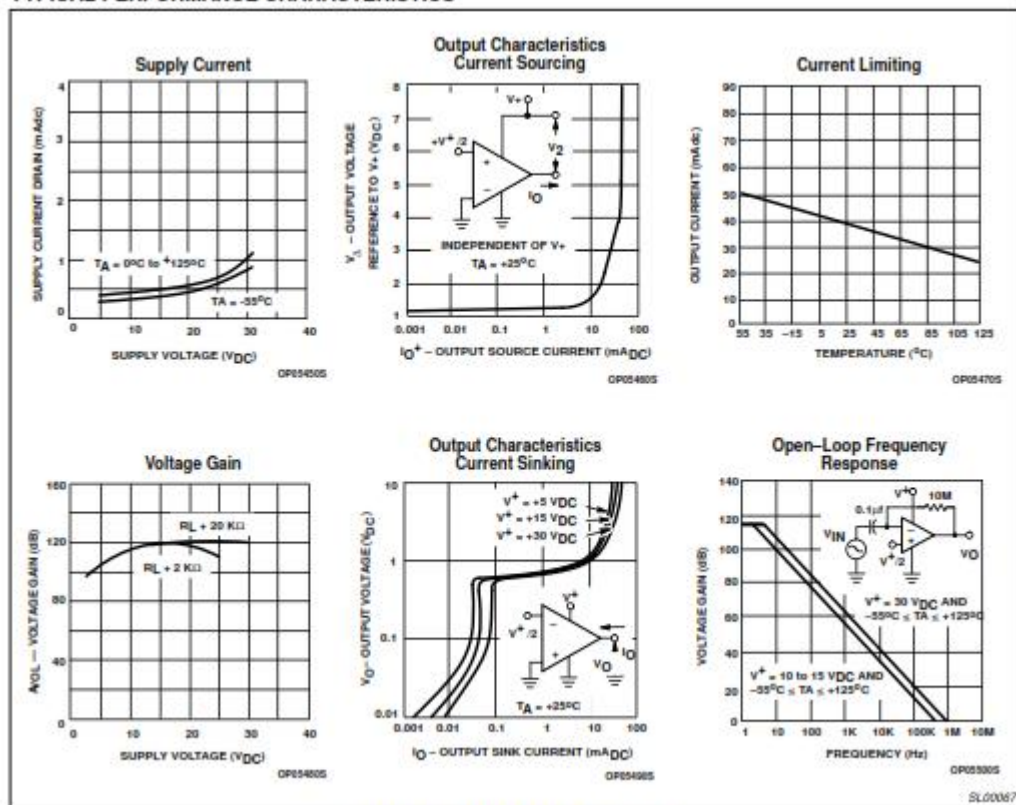
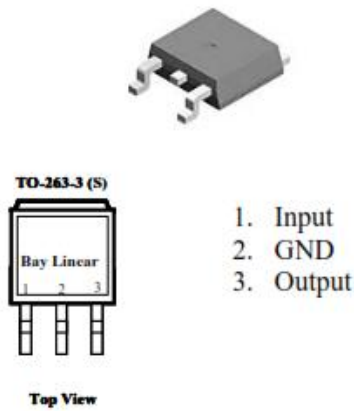


Figure 3. Typical Performance Characteristics

REGULATEUR DE TENSION LM7809

Packaging Information



Ordering Information

Device	Operating Voltage	Temp.
LM7805	7 to 20	0 to 125 °C
LM7806	8 to 20	0 to 125 °C
LM7808	10.5 to 23	0 to 125 °C
LM7809	11.5 to 24	0 to 125 °C
LM7810	12.5 to 25	0 to 125 °C
LM7812	14.5 to 27	0 to 125 °C
LM7815	17.5 to 30	0 to 125 °C
LM7818	20.5 to 33	0 to 125 °C
LM7824	26.5 to 39	0 to 125 °C

TO-220 (T)
TO-263 (S)
TO-252 (D)

Electrical Characteristics (LM7809)

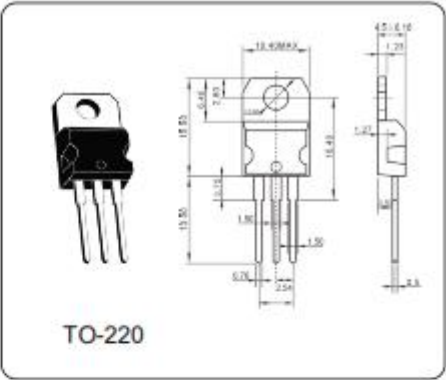
($V_I=16V$, $I_O=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_J \leq 125^{\circ}C$, unless otherwise specified. (Note 1))

Parameter	Symbol	Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_O	$T_J = 25^{\circ}C$	8.6	9.0	9.40	V
Line Regulation	ΔV_O	$V_I = 11.5V \text{ to } 27V$, $T_J = 25^{\circ}C$		7	180	mV
		$V_I = 13V \text{ to } 19V$, $T_J = 25^{\circ}C$		2	90	
Load Regulation	ΔV_O	$I_O = 5mA \text{ to } 1.5A$, $25^{\circ}C$		12	180	mV
		$I_O = 250mA \text{ to } 750mA$, $25^{\circ}C$		4	90	
Ripple Rejection	RR	$V_I = 12V \text{ to } 19V$, $f=120Hz$	55	70		dB
Output Noise Voltage	V_N	$F=10Hz \text{ to } 100Hz$, $T_J = 25^{\circ}C$		60		μV
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^{\circ}C$		2.0		V
Quiescent Current		$T_J = 25^{\circ}C$		4.3	8	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_I = 11.5V \text{ to } 27V$, $T_J = 25^{\circ}C$			1.0	mA
		$I_O = 5mA \text{ to } 1A$, $T_J = 25^{\circ}C$			0.5	

REGULATEUR DE TENSION LM7909

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25 °C)

Parameter	Symbol	Typ	Unit
Input Voltage	V_I	-35	V
Output Voltage	V_O	-9.0	V
Peak Current	I_{PK}	-2.2	A
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0~125	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65~150	°C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25 °C)

(Refer to test circuit, $I_O = -500mA$, $V_I = -15V$, $C_i = 2.2\mu F$, $C_o = 1.0\mu F$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage	V_O	$V_I = -12V$ to $-23V$, $P_O \leq 15W$	-8.6	-9.0	-9.4	V
Line Regulation (Note1)	Regline	$V_I = -12V$ to $-25V$	—	-10	-180	mV
		$V_I = -13V$ to $-18V$	—	-5	-90	
Load Regulation (Note1)	Regload	$I_O = -5.0mA$ to $-1.5A$	—	-12	-180	mV
		$I_O = -250mA$ to $-750mA$	—	-4	-90	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25\text{ °C}$	—	-3	-6	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = -5mA$ to $-1A$	—	—	-0.5	mA
		$V_I = -12V$ to $-25V$	—	—	-1.0	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$, $\Delta V_I = 10V$	54	60	—	dB
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = -1A$, $T_J = +25\text{ °C}$	—	-2	—	V
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = -35V$, $T_A = +25\text{ °C}$	—	-300	—	mA
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25\text{ °C}$	—	-2.2	—	A

LE MONOSTABLE :

Dual Precision
Retriggerable/Resettable
Monostable Multivibrator

The MC14538B is a dual, retriggerable, resettable monostable multivibrator. It may be triggered from either edge of an input pulse, and produces an accurate output pulse over a wide range of widths, the duration and accuracy of which are determined by the external timing components, C_X and R_X .

- Unlimited Rise and Fall Time Allowed on the A Trigger Input
- Pulse Width Range = 10 μ s to 10 s
- Latched Trigger Inputs
- Separate Latched Reset Inputs
- 3.0 Vdc to 18 Vdc Operational Limits
- Triggerable from Positive (A Input) or Negative-Going Edge (B-Input)
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-pin Compatible with MC14528B and CD4528B (CD4068)
- Use the MC54/74HC4538A for Pulse Widths Less Than 10 μ s with Supplies Up to 6 V.

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{DD})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	+10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (3-Second Soldering)	260	°C

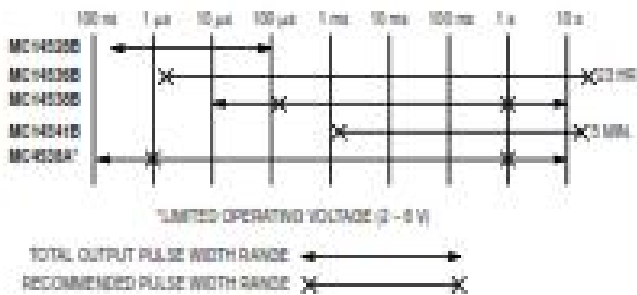
* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P" and "D" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C to 125°C

Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C to 125°C

ONE-SHOT SELECTION GUIDE



MC14538B



L SUPPLY
CERAMIC
CASE 620



P SUPPLY
PLASTIC
CASE 648



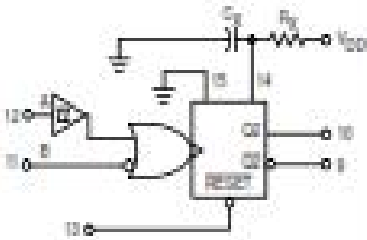
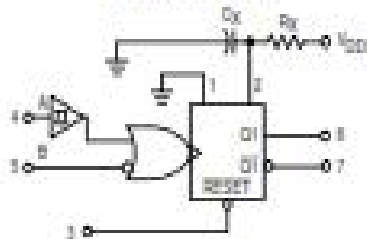
DW SUPPLY
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC1400XBCP Plastic
MC1400XBDL Ceramic
*MC1400XBDW SOIC

$T_A = -55^\circ$ to 125° C for all packages.

BLOCK DIAGRAM



R_X AND C_X ARE EXTERNAL COMPONENTS
 V_{DD} = PIN 16
 V_{SS} = PIN 5, PIN 1, PIN 13

* Consult factory for possible "D" suffix SOIC Case 751B.

PORTE LOGIQUE « OU »

5.1 Pinning

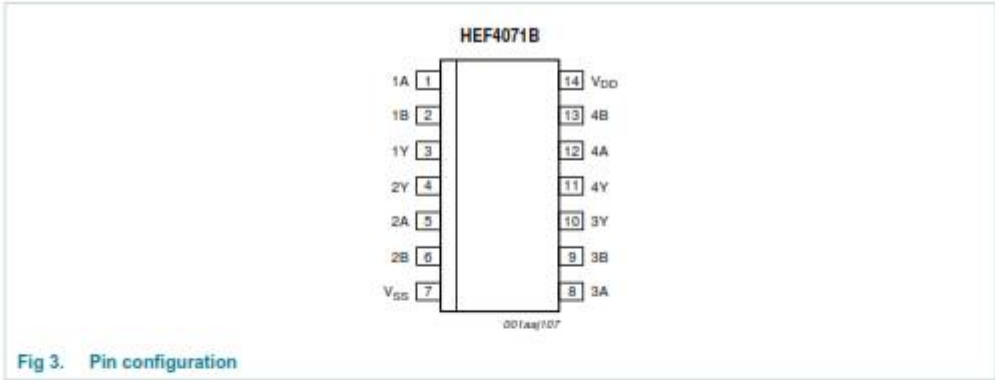


Fig 3. Pin configuration

5.2 Pin description

Table 2. Pin description

Symbol	Pin	Description
1A to 4A	1, 5, 8, 12	input
1B to 4B	2, 6, 9, 13	input
1Y to 4Y	3, 4, 10, 11	output
Vss	7	ground (0 V)
VDD	14	supply voltage

6. Functional description

Table 3. Function table^[1]

Input		Output
nA	nB	nY
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

[1] H = HIGH voltage level; L = LOW voltage level.

ANNEXE B

LES TRANSFOS D'IMPULSION :

Pulse Transformer with Single Secondary Winding



- Galvanic separation of drive and power circuit
- Voltage resistance up to 8 kV
- Ignition current up to 3 A
- Turns ratio up to 3:1



Approvals

RoHS

IT pulse transformers are designed to offer you galvanic isolation for transformer coupled gate drives. The IT series provides negligible delays and the possibility of voltage scaling. They are available with single or double secondary winding for multiple gate drives. Choosing the IT product line brings you the rapid availability of a standard gate drive transformer. A wide selection on turns ratio, ignition current and voltages are designed to offer you the desired standard product.

Technical specifications

Nominal operating voltage	Up to 3000 V
Ignition currents	0.1 to 3 A @ 40 °C
Max. partial discharge voltage	1.5 x U _{sup-nom-c/sup}
Rise time	0.3 to 2.3 µs
Test voltage	Up to 50 Hz/2s max. according to VDE 110b
Temperature range (operation and storage)	-25 °C to +70 °C (25/70/21)
Flammability corresponding to	UL 94V-0 listed materials
Operating frequency	40 kHz max. 500 kHz max. for data transmission

Features and benefits

- Galvanic separation
- Voltage resistance up to 8 kV
- Allows high potential difference voltage scaling
- Optional grounded shields
- Vacuum potting
- Very low partial discharge effects
- PCB through hole mounting or faston types
- Custom-specific versions on request

Typical applications

- Gate drive circuit
- Power supplies
- Power converters
- Frequency converters
- Switching applications
- DC/DC converters
- Line coupling transformers in high-speed data transmission

Pulse transformer selection table

Pulse transformer	Turns ratio	Ignition current I_{ign} [A]	Voltage		Voltage time area V_{ot} [Vµs]	Rise time t_r [µs]	Inductance		Resistance		Coupling capacitance C_k [pF]	Input/Output connections		Weight [g]
			U_{nom} [V]	U_p [kV]			L_p [mH]	L_{str} [µH]	R_p [Ω]	R_s [Ω]				
IT 155	1:1	0.1	500	4	480	1	5	85	1.2	1.2	6	02		13
IT 245	1:1	0.1	750	4	500	1.2	8	100	1.48	1.48	10	02		6
IT 237	1:1	0.25	500	2.5	1100	1	25	35	1.9	2.2	50	02		14
IT 239	1:1	0.25	1000	6	300	2.3	3	80	0.9	0.9	5	02		13
IT 255	1:1	0.25	750	4	250	1.1	2.2	40	0.8	0.8	8	02		6
IT 258	1:1	1	750	3.2	250	0.25	2.5	3	0.62	0.75	80	02		6
IT 370	1:1	1	1000	5	4000	0.6	0.3	6	0.16	0.18	40	02		71
IT 364*	1:1	3	3000	8	5000	1.7	1.5	10	0.16	0.14	35		05	220
IT 246	2:1	0.1	750	4	200	0.4	7	35	2.1	1.1	7	02		6
IT 248	2:1	0.25	750	3.2	350	2.2	17	80	3.2	1.6	9	02		6
IT 260	3:1	0.1	500	3.2	200	0.3	12	30	2	0.8	8	02		6

* Not suitable for PCB-mounting.

Explanations:

- t_r rise time at given load resistor R and 70% of the output pulse height.
- L_p primary inductance measured at 1 kHz (secondary coil open).
- L_{str} stray inductance measured at the secondary side, short circuit at the primary side. If there are several secondary coils only one at the time is connected (measuring frequency 10 kHz).
- The ignition current is a set peak value where the voltage drop over the coil resistance is still insignificant (mostly below 1 V).

ANNEXE C

LE TRANSISTOR 2N2222


2N2219/PN2219/FTSO2219
2N2222/PN2222/FTSO2222

 NPN Small Signal General Purpose
 Amplifiers & Switches

T-35-23

- V_{CEO} ... 30 V (Min)
- I_{hfe} ... 100-300 @ 150 mA, 30 (Min) @ 500 mA

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Temperatures	2N	PN/FTSO
Storage Temperature	-65° C to 200° C	-55° C to 150° C
Operating Junction Temperature	175° C	150° C

Power Dissipation (Notes 2 & 3)

	2N2219	2N2222
Total Dissipation at 25° C Ambient Temperature	0.8 mW	0.5 W
25° C Case Temperature	3.0 W	1.8 W

	PN2219	FTSO
Total Dissipation at 25° C Ambient Temperature	0.625 W	0.350 W*
25° C Case Temperature	1.0 W	

Voltages & Currents

V_{CEO} Collector to Emitter Voltage (Note 4)	30 V
V_{CBO} Collector to Base Voltage	60 V
V_{EBO} Emitter to Base Voltage	5.0 V
I_C Collector Current	800 mA

PACKAGE

2N2219	TO-39
2N2222	TO-18
PN2219	TO-92
PN2222	TO-92
FTSO2219	TO-236AA/AB
FTSO2222	TO-236AA/AB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25° C Ambient Temperature unless otherwise noted) (Note 6)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	MIN	MAX	UNITS	TEST CONDITIONS
BV_{CEO}	Collector to Base Breakdown Voltage	60		V	$I_C = 10 \mu A, I_E = 0$
BV_{EBO}	Emitter to Base Breakdown Voltage	5.0		V	$I_E = 10 \mu A, I_C = 0$
I_{EEO}	Emitter Cutoff Current		10	nA	$V_{EB} = 3.0 V, I_C = 0$
I_{CBO}	Collector Cutoff Current		10	nA	$V_{CB} = 50 V, I_E = 0$
			10	μA	$V_{CB} = 50 V, I_E = 0, T_A = 150^\circ C$

NOTES:

- These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- These ratings give a maximum junction temperature of 175° C; junction-to-case thermal resistance of 80° C/W (derating factor of 20 mW/° C), and junction-to-ambient thermal resistance of 180° C/W (derating factor of 5.33 mW/° C) for 2N2219; for 2N2222, junction-to-case thermal resistance of 83.3° C/W (derating factor of 12 mW/° C); junction-to-ambient thermal resistance of 300° C/W (derating factor of 3.33 mW/° C). These ratings give a maximum junction temperature of 150° C; junction-to-case thermal resistance of 125° C/W (derating factor of 8.0 mW/° C); junction-to-ambient thermal resistance of 200° C/W (derating factor of 5.0 mW/° C) for PN2219 and PN2222, (TO-92) junction-to-ambient thermal resistance of 357° C/W (derating factor of 2.8 mW/° C).
- Rating refers to a high current point where collector to emitter voltage is lowest.
- Pulse condition: length = 300 μs ; duty cycle $\leq 2\%$.
- For product family characteristic curves, refer to Curve Set T145.
- * Package mounted on 99.5% alumina 8 mm x 8 mm x 0.6 mm.

LA DIODE 1N4148

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		–	100	V
V_R	continuous reverse voltage		–	100	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	–	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		–	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_J = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4			
		$t = 1\text{ }\mu\text{s}$	–	4	A
		$t = 1\text{ ms}$	–	1	A
		$t = 1\text{ s}$	–	0.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	–	500	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	°C
T_J	junction temperature		–	200	°C

Note

1. Device mounted on an FR4 printed-circuit board; lead length 10 mm.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_J = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	see Fig.3			
	1N4148	$I_F = 10\text{ mA}$	–	1	V
	1N4448	$I_F = 5\text{ mA}$	0.62	0.72	V
		$I_F = 100\text{ mA}$	–	1	V
I_R	reverse current	$V_R = 20\text{ V}$; see Fig.5		25	nA
		$V_R = 20\text{ V}$; $T_J = 150\text{ °C}$; see Fig.5	–	50	μA
I_R	reverse current; 1N4448	$V_R = 20\text{ V}$; $T_J = 100\text{ °C}$; see Fig.5	–	3	μA
C_d	diode capacitance	$f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0\text{ V}$; see Fig.6	–	4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 60\text{ mA}$; $R_L = 100\text{ }\Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7	–	4	ns
V_R	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\text{ mA}$; $t_r = 20\text{ ns}$; see Fig.8	–	2.5	V

LA DIODE ZENER 1N5913

1N5913B Series**3 W DO-41 Surmetic™ 30
Zener Voltage Regulators**

This is a complete series of 3 W Zener diodes with limits and excellent operating characteristics that reflect the superior capabilities of silicon-oxide passivated junctions. All this in an axial-lead, transfer-molded plastic package that offers protection in all common environmental conditions.

Features

- Zener Voltage Range – 3.3 V to 200 V
- ESD Rating of Class 3 (>16 KV) per Human Body Model
- Surge Rating of 98 W @ 1 ms
- Maximum Limits Guaranteed on up to Six Electrical Parameters
- Package No Larger than the Conventional 1 W Package
- Pb-Free Packages are Available

Mechanical Characteristics

CASE: Void free, transfer-molded, thermosetting plastic

FINISH: All external surfaces are corrosion resistant and leads are readily solderable

MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 260°C, 1/16" from the case for 10 seconds

POLARITY: Cathode indicated by polarity band

MOUNTING POSITION: Any

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Max. Steady State Power Dissipation @ $T_L = 75^\circ\text{C}$, Lead Length = 3/8" Derate above 75°C	P_D	3 24	W mW/°C
Steady State Power Dissipation @ $T_A = 50^\circ\text{C}$ Derate above 50°C	P_D	1 6.67	W mW/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



AXIAL LEAD
CASE 59
PLASTIC
STYLE 1

MARKING DIAGRAM

A = Assembly Location
1N59xxB = Device Number
YY = Year
WW = Work Week
• = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
1N59xxB, G	Axial Lead (Pb-Free)	2000 Units/Box
1N59xxBRL, G	Axial Lead (Pb-Free)	6000/Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

1N5913B Series**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

($T_L = 30^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

$V_F = 1.5\text{ V Max @ } I_F = 200\text{ mAdc}$ for all types)

Symbol	Parameter
V_Z	Reverse Zener Voltage @ I_{ZT}
I_{ZT}	Reverse Current
Z_{ZT}	Maximum Zener Impedance @ I_{ZT}
I_{ZK}	Reverse Current
Z_{ZK}	Maximum Zener Impedance @ I_{ZK}
I_R	Reverse Leakage Current @ V_R
V_R	Breakdown Voltage
I_F	Forward Current
V_F	Forward Voltage @ I_F
I_{ZM}	Maximum DC Zener Current

