

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

-Abdelkader TRIKI

- Nouredine TALBI

Thème

Réalisation d'une carte de commande de redresseur a six thyristors

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

Mr. Abdelkirime ALLAG.	professeur	Président
Mr. Laide ZALLOUMA	Maitre de conférences A	Rapporteur
Mr. Zoheir TIR.	Maitre de conférences B	Examineur

Année Universitaire 2015/2016

الإهداء

اهدي هذا العمل المتواضع إلى:

- الوالدين الكريمين بارك الله في عمرهما ووفقنا إلى برهما ونفعنا بدعائهما
آمين
- إلى الأسرة الصغيرة: الزوجة الغالية وبناتي خولة ,رقية ,عائشة و أم هاني و
ابني طه
- إلى الأسرة الكبيرة إخوتي وأخواتي , أعمامي و عملتي , خالتي وإلى كل
الأقارب من قريب و من بعيد
- إلى كل الأصدقاء و زملاء العمل

نور الدين

الإهداء

الحمد لله الذي وفقني لإنجاز هذا العمل وأتمنى أن يكون خالصا لوجه
الله وأهدي ثمرة جهدي إلى:

التي وهبت كل غال ونفيس من أجل سعادة أبنائها إلى نبع الحنان
إلى التي يعجز اللسان عن ذكر فضائلها ومهما أقول فيها لن
أوفي لها حقها. أمي أطال الله في عمرها و حفظها.

أبي الكريم و العزيز. إلى الوالد الغالي أطال الله في عمره

إلى أبنائي الأعزاء شهد – إياد – تقوي إلى شريكة حياتي زوجتي الطيبة
إلى كل الإخوة والأخوات.

إلى كل الأصدقاء

إلى كل زملاء الدراسة

إلى الصديق والأستاذ الفاضل * زلومة العيد * الذي لم يبخل علينا بنصائحه و
توجيهاته القيمة

إلى كل زملائي عمال مركز التكوين المهني والتمهين بالدبيلة

عبد القادر تريكي

تَشْكُرَات

إن أول شكر و آخره لله عز وجل و نهب هذا الجهد البسيط المبذول لوجهه الكريم لعله يكون من خيرة أعمالنا لنتدارك به ما فاتنا من علم.

كما نتقدم بالشكر إلى كل من:

* إطارات و عمال جامعة حمه الأخضر بالوادي .

* أساتذتنا الذين درّسونا ولم يبخلوا بمعلوماتهم و مجهداتهم القيمة.

* الأستاذ المشرف زلومة العيد الذي كان عوناً لنا في انجاز هذه المذكرة.

* الأستاذ علي غريبي الذي ساعدنا في انجاز العمل التطبيقي جعلها الله في ميزان

حسناته

و إلى جميع الزملاء الذين لم يدخروا جهداً في مد يد المساعدة.

و إلى كل من ساهم في هذه المذكرة المتواضعة.

الطالبة :

- تريكي عبد القادر

- طالبي نور الدين

Table des matières

Dédicaces	i
Remerciements	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	vi
Introduction générale	a
1 Les convertisseurs statiques AC-DC	3
1.1 Introduction	3
1.2 Généralités et classification des convertisseurs statiques	3
1.3 Interrupteurs de l'électronique de puissance	4
1.3.1 La diode	4
1.3.2 Le thyristor	5
1.3.3 Le transistor bipolaire	7
1.3.4 Le transistor MOSFET	8
1.3.5 Le transistor IGBT	8
1.4 Les redresseurs commandés	9
1.4.1 Les redresseurs monophasés commandés	9
1.4.2 Les redresseurs triphasés commandés	13
1.5 Conclusion	16
2 Commande du gachette du thyristeur	17
2.1 généralités	18
2.2 Commande non linéaire.	19

2.3	Amplificateur d'impulsion	21
2.4	transformateur d'impulsion	22
2.5	Circuit de commande de gachette	24
2.5	Caractéristique de système de commande de gachette.	25
3 Conception des cartes "Commande"		26
3.1	Introduction	27
3.2	Les transformateurs	28
3.3	Le limiteur	29
3.4	Le comparateur	30
3.4.1	le circuit LM324	30
3.5	Le monostable MC14538CL.	30
3.6	La porte logique	31
3.7	Circuit d'amplification et d'oscillation galvanique	32
3.5	Alimentation stabilisée	33
4	Teste et résultats pratique	35
4.1	Introduction	36
4.2	La carte de commande réalisée	36
4.3	Tableau du composant estimatif du projet	37
4.4	Teste et relevés des signaux du circuit de commande	38
4.5	Conclusion	43
Conclusion general		44
Bibliographie		A
Annexe		B

Table des figures

1.1	Représentation symbolique d'une diode	4
1.2	a : Caractéristique idéale - b : caractéristique réelle	4
1.3	Représentation symbolique d'un thyristor	5
1.4	Caractéristique statique réelle d'un thyristor	6
1.5	Deux symboles différent un peu au niveau de la gâchette	6
1.6	Représentation symbolique des transistors NPN et PNP	7
1.7	Caractéristiques du transistor NPN	8
1.8	Représentation symbolique et caractéristique d'un MOSFET	8
1.9	Représentation symbolique et caractéristique d'un IGBT	9
1.10	Redresseur monophasée simple alternance	10
1.11	Allures des tensions de redresseur double alternance	10
1.12	Allures des tensions de redresseur double alternance charge L	11
1.13	Allures des tensions de pont mixte	11
1.14	Redresseurs triphasés simple alternance	12
1.15	Allures des tensions	12
1.16	Redresseurs triphasés double alternance	13
1.17	Allures des tensions	13
2.1	Parties essentielles de la commande non linéaire	19
2.2	La forme des différents signaux obtenus	20
2.3	amplificateur d'impulsion	21
2.4	Schéma équivalent d'un transformateur	22
2.5	Circuit de commande de gâchette	24
3.1	Schéma synoptique du circuit de commande	27
3.2	Raccordement des transformateurs	28
3.3	diviseur de tension	28
3.4	Tension d'entrée et de sortie de transformateur	28
3.5	Montage de limiteur	29
3.7	Diagramme de circuit intégré LM324	30
3.8	Diagramme de circuit intégré HC4538	31
3.9	Table de vérité de circuit intégré HC4538	31

3.11	Diagrame de circuit integre de porte logique or 4071	31
3.12	Etage amplification du courant et d isolation galvanique	32
3.13	Montage de l'alimentation stabilisée	34
4.1	Photographic du circuit termini	36
4.2	Les alternateur positive et négative a la sorte du	38
4.3	tension de référence Vr et tension de commande Vcm	
4.4	tension de référence Vr et tension de sortie de comparateur	39
4.5	tension de sortie de comparateur après la diode.	39
4.6	tension d'entrée et sortie de monostable	40
4.7	tension de référence Vr et tension de sortie de porte ou	40
4.8	les impiltion T1 et T1' ou sortie des transformateur d'impulsion.....	
4.10	Tension de sortie redresseur mono phase avec un charge résistive	41
4.11	Tension de sortie redresseur mono phase avec un charge résistive et une etre valeur de commande.	42
4.12	Tension de sortie redresseur mono phase avec un charge inductive	42

Introduction générale

Les redresseurs sont des convertisseurs statique assurant la conversion alternative continue. Ils peuvent être fiables, rapides et puissants par l'utilisation de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que la GTO et l'IGBT.

Dans ce mémoire, nous décrivons les principales parties étapes de ce travail qui concerne la réalisation d'une carte de commande de différents ponts redresseurs triphasés à thyristors.

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

- un pont redresseur triphasé à trois thyristors ;
- un pont redresseur monophasé à quatre thyristors ;
- un pont redresseur monophasé mixte à deux thyristors et deux diodes (symétrique ou asymétrique) ;
- un montage redresseur monophasé avec transformateur à pont milieu à deux thyristors ;
- un montage redresseur monophasé avec un thyristor.

Organisation du mémoire

Ce document comporte quatre chapitre :

- Le premier chapitre fait l'étude du redressement commandé des différents montages utilisés.
- Le deuxième chapitre aborde l'étude de la technique de commande de thyristor.
- Le troisième chapitre décrit la conception de la carte de commande
- Le quatrième chapitre aborde les résultats obtenus

Enfin, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentés et des perspectives pour de futurs travaux sont suggérés

Les convertisseurs statiques AC-DC

1.1 Introduction

Dans ce premier chapitre nous exposons un rappel théorique concernant les convertisseurs alternatif-continu. En premier lieu, nous donnons une classification des principaux convertisseurs de puissance, puis une brève description des composants de puissance les plus employés est présentée. Puis, nous passons en revue les montages les plus célèbres dans les applications dédiées aux redressements commandés et leurs performances pour des charges résistives et inductives.

1.2 Généralités et classification des convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques semi-conducteurs capables de modifier la forme et/ou la fréquence d'une onde électrique. Ils sont réalisés à l'aide de circuits électroniques qui permettent la liaison entre deux réseaux électriques parcourus par des courants de natures différentes, cette liaison est obtenue en reliant entre elles, d'une manière déterminée périodique et unidirectionnelle, les bornes des deux réseaux de façon à obtenir la conversion désirée.

On distingue deux types de source :

- les sources de tension continue caractérisée par la valeur U de la tension ;
- les sources de tension alternative définie par les valeurs de la tension efficace et de la fréquence f

Les interrupteurs électroniques les plus couramment utilisés actuellement dans les convertisseurs statiques sont les diodes, les thyristors, les thyristors GTO, les transistors bi-polaires, MOSFET, et IGBT.

Les convertisseurs statiques peuvent être classés de la manière suivante :

- a) **Les redresseurs** : Ce sont des convertisseurs alternatif-continu qui permettent de convertir une tension alternative en une tension continue unidirectionnelle, si ils sont commandés la valeur moyenne de la tension obtenue est alors réglable.
- b) **Les hacheurs** : Ce sont des convertisseurs continu-continu délivrant une tension continue réglable à partir d'une tension continue de valeur fixe, ils jouent ainsi le rôle de transformateur à courant continu.

- c) **Les onduleurs** : Ce sont des convertisseurs continu-alternatif, ils permettent donc de convertir une tension continue en une tension alternative, on les désigne alors d'onduleurs de tension (ou un courant continu en un courant alternatif, on parle alors de mutateurs).
- d) **Les gradateurs** : Ce sont des convertisseurs alternatif-alternatif, ou variateur de courant alternatif lorsque $f_1 = f_2$. Les gradateurs produisent des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternative sans modifier la fréquence des tensions, ils jouent ainsi le rôle des autotransformateurs abaisseurs réglables.
- e) **Les cyclo -convertisseurs** : Ce sont des convertisseurs alternatif-alternatif (ou convertisseur de fréquence), c'est-à-dire qu'il permet la conversion d'une tension alternative de fréquence f_1 en tension alternative de fréquence f_2 .

1.3 Interrupteurs de l'électronique de puissance

1.3.1 La diode

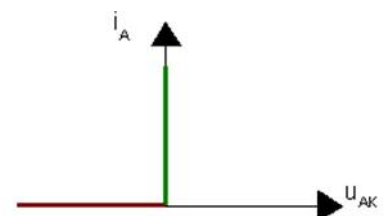
La diode est l'interrupteur de base. Elle est non commandable ; c'est à dire qu'elle passe naturellement de sa position bloquée à sa position passante sous certaines conditions de tension à ses bornes.



Une diode :

- Devient passante si la tension à ses bornes devient ,
- Devient bloquée si la tension à ses bornes devient .

C'est ce qu'illustre la figure ci-contre.



symbol de diodes :

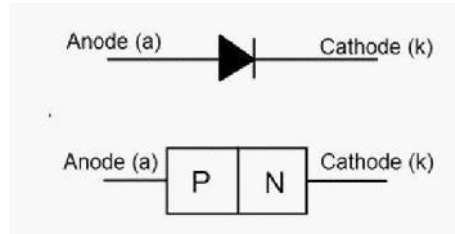


Figure 1.1 – Représentation symbolique d’une diode

Caractéristique statique d’une diode

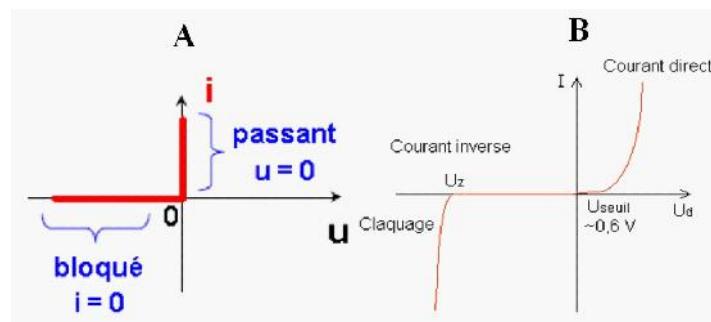


Figure 1.2 – a : Caractéristique idéale - b : caractéristique réelle

1.3.2 Le thyristor

Le thyristor est un semi-conducteur qui se commande à l'amorçage (fermeture de l'interrupteur). Il comporte une borne supplémentaire qui se nomme gâchette ou Gate en anglais.

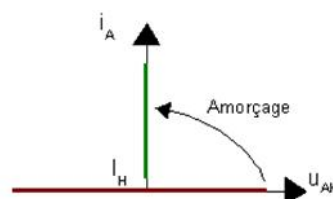
Un thyristor :

- Devient passant si la tension à ses bornes est positive et qu’un signal est appliqué sur la gâchette,
- Devient bloqué si le courant qui le traverse s’annule.

C’est ce qu’illustre la figure ci-contre.

Quelques photos de

thyristors :



Il existe une évolution du thyristor appelée thyristor GTO pour Gate Turn Off qui est un thyristor commandable à la fermeture mais également à l'ouverture.

Il suffit d'injecter un courant dans la gâchette:

- Positif pour l'amorçage,
- Négatif pour le blocage.

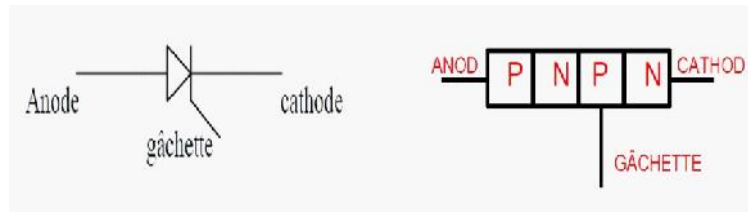


Figure 1.3 – Représentation symbolique d'un thyristor

Caractéristique statique

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

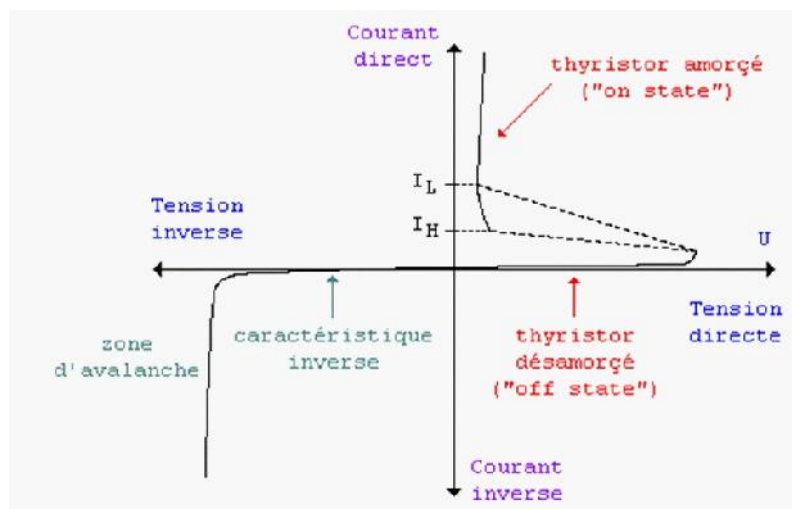


Figure 1.4 – Caractéristique statique réelle d'un thyristor

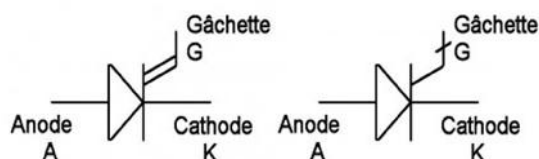


Figure 1.5 – Deux symboles différents un peu au niveau de la gâchette

1.3.3 Le transistor bipolaire

Un transistor bipolaire est un dispositif électronique à base de semi-conducteur. Son principe de fonctionnement est basé sur deux jonctions PN, l'une en direct et l'autre en inverse. La polarisation de la jonction PN inverse par un faible courant électrique (parfois appelé effet transistor) permet de commander un courant beaucoup plus important, suivant le principe de l'amplification de courant [3].

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].

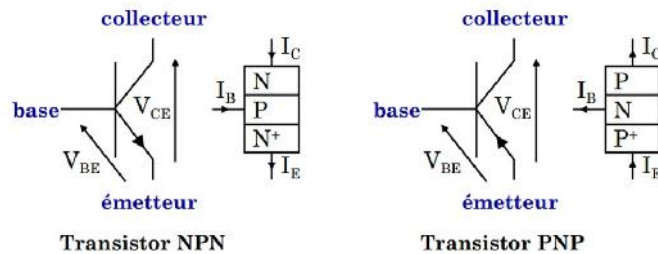


Figure 1.6 – Représentation symbolique des transistors NPN et PNP

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 : $I_C = \beta I_B$)).

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

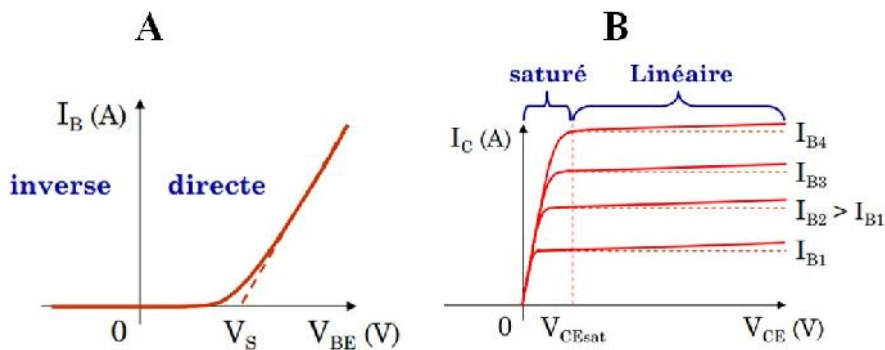


Figure 1.7 – Caractéristiques du transistor NPN

1.3.4 Le transistor MOSFET

Les transistors MOS (Métal Oxyde Semi conducteur) sont des transistors à effet de champ (Field Effect Transistor), parfois appelés MOSFET.

Ses trois bornes (figure 1.8) sont le drain D, la source S et la grille G qui constitue l'électrode de commande. Celle-ci est isolée du reste du composant par une couche d'oxyde [2].

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 $I_G = 0$.

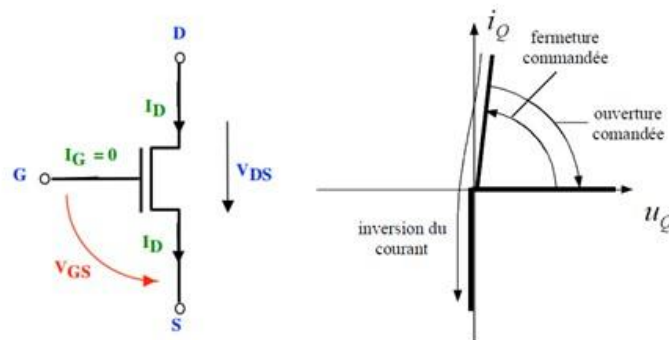


Figure 1.8 – Représentation symbolique et caractéristique d'un MOSFET

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

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].

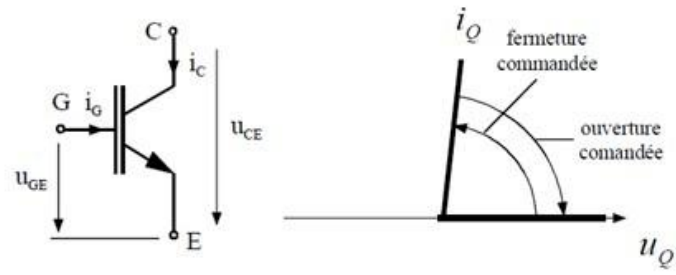


Figure 1.9 – Représentation symbolique et caractéristique d'un IGB

1.4 Les redresseurs commandés

1.4.1 Les redresseurs monophasés commandés

Objectif

Le redressement commandé est la conversion d'une tension alternative en une tension continue de valeur moyenne réglable.

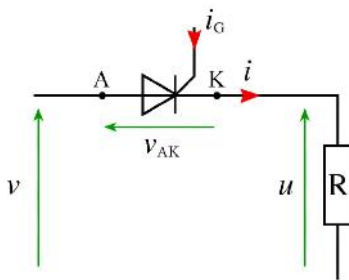
Symbole synoptique :



- L'intérêt du redressement commandé est qu'il permette de faire varier la tension moyenne en sortie du pont et donc de faire varier par exemple la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu.

a) Principe : redressement commandé mono-alternance

Montage



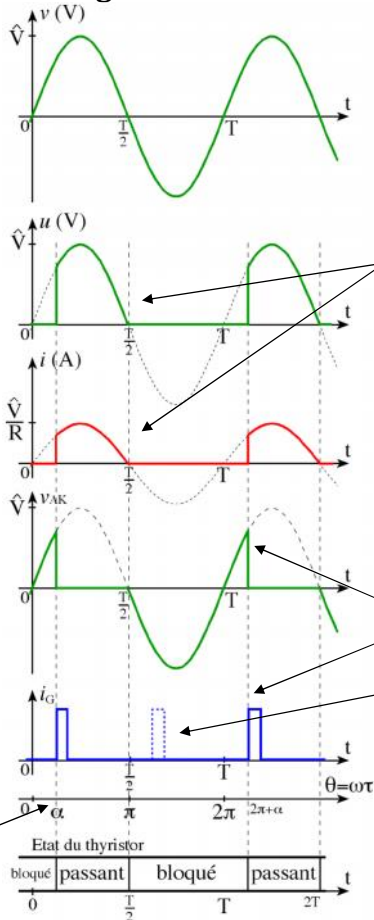
Le thyristor est passant qu'à partir du moment où l'on envoie le signal de gâchette et à la condition que la tension v_{AK} soit positive.

- l'amorçage s'effectue avec le retard t_0 après chaque début de période T .
- le signal de gâchette doit être synchronisé avec celui de la tension v .
- l'angle

$$r = \dot{\Sigma}.t_0$$

s'appelle l'angle de retard à l'amorçage.

Oscillogrammes



Commentaires

Lorsque u devient négatif, le courant i le devient aussi puisque la charge est résistive ($u = R.i$).

Le thyristor se bloque. L'alternance négative est éliminée d'où le nom de mono-alternance.

Pour amorcer le thyristor il faut :

- une tension positive et
- un courant de gâchette.

Si l'on envoie un courant de gâchette alors que la tension est négative, le thyristor reste bloqué.

Figure 1.10 – Redresseur monophasé simple alternance

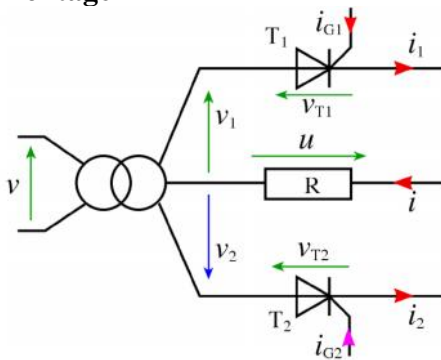
b) Montage à deux thyristors et transformateur à point milieu

Transformateur à point milieu

Le transformateur à point milieu possède un enroulement primaire et deux enroulements secondaires identiques possédant une borne commune. Les deux enroulement secondaires délivrent chacun une tension de même valeur efficace mais en opposition de phases.

Débit sur une charge résistive

Montage



Valeur moyenne de u :

$$\langle u \rangle = U_0 \frac{1 + \cos r}{2}$$

où U_0 est la valeur moyenne pour $\alpha = 0$, soit pour un pont de diode.

$$\langle u \rangle = \frac{\hat{V}}{f} (1 + \cos r)$$

Analyse

Pour $0 < \omega < f$

$$v_1 > 0$$

Si T_1 est bloqué alors $v_{T1} = v_1$ et $i_1 = 0$

C'est T_1 qui est susceptible d'être amorcé.

à $\omega = r$ (angle d'amorçage)

T_1 est amorcé.

$$v_{T1} = 0$$

$$u = v_1$$

$$i = i_1 = \frac{v_1}{R}$$

à $\omega = f$

i_1 passe par 0 pour devenir négatif.

T_1 se bloque.

Pour $f < \omega < 2f$

$$v_2 > 0$$

C'est T_2 qui est susceptible d'être amorcé.

à $\omega = f + r$

T_2 est amorcé.

Oscillogrammes

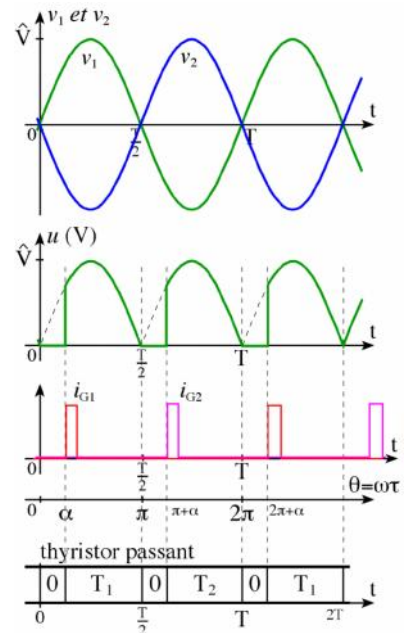
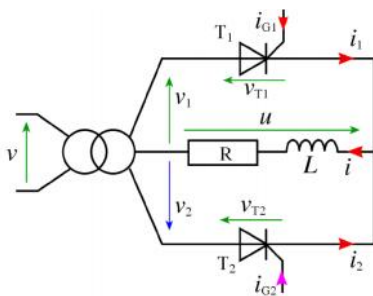


Figure 1.11 – Redresseur monophasé double alternance

Débit sur une charge inductive

Montage

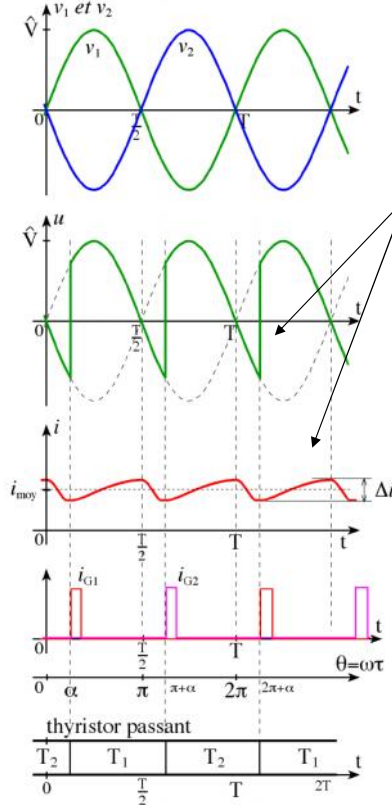


Valeur moyenne de u

$$\langle u \rangle = \frac{2\hat{V}}{f} \cos r$$

La tension moyenne peut être négative.

Oscillogrammes



Commentaires

Le courant qui traverse le thyristor ne s'annulant pas, ce dernier reste passant même lorsque v_1 devient négatif.

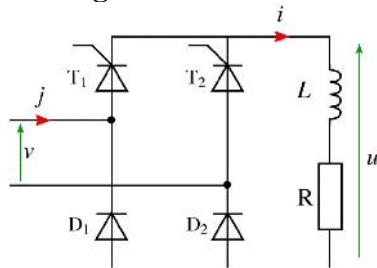
Le thyristor se bloque à l'amorçage du second thyristor.

Si l'inductance est assez grande, l'ondulation Δi devient négligeable et le courant est alors considéré constant.

Figure 1.12 – Redresseur monophasé double alternance a charge inductif

c) Pont mixte

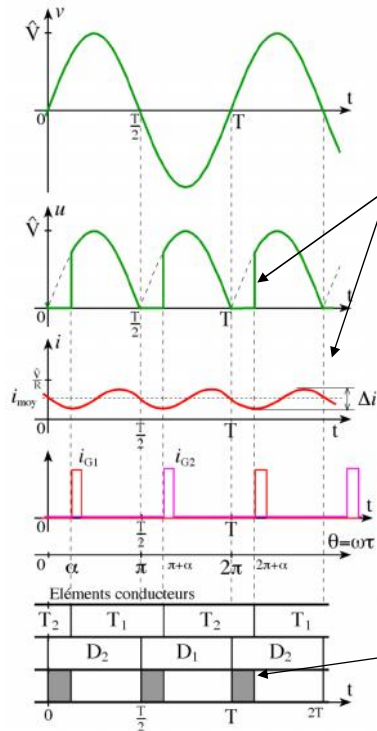
Montage



Valeur moyenne de u

$$\langle u \rangle = \frac{\hat{V}}{f} (1 + \cos r)$$

Oscillogrammes



Commentaires

Malgré une conduction ininterrompue, la tension de sortie u s'annule lorsque v devient négatif. Cela est dû à la présence des diodes.

Durant les instants où la tension est nulle, la charge fonctionne en roue libre. C'est-à-dire qu'elle n'est pas reliée à l'alimentation. La bobine libère son énergie et assure la continuité du courant.

Phases de roue libre.

Figure 1.13 – Redresseur monophasé double alternance (Pont mixte)

1.4.2 Les redresseurs triphasés commandés

a) Le redresseur triphasé simple alternance

Le circuit de principe est donné sur la figure 1.14.

Principe de fonctionnement

Les thyristors sont amorcés avec un retard d'angle α , les impulsions sont donc envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles suivants [5] :

- pour T₁ : $t = (\pi/6 + \alpha) + 2k$
- pour T₂ : $t = (5\pi/6 + \alpha) + 2k$
- pour T₃ : $t = (3\pi/2 + \alpha) + 2k$

Les formes d'ondes sont représentées sur la figure 1.15.

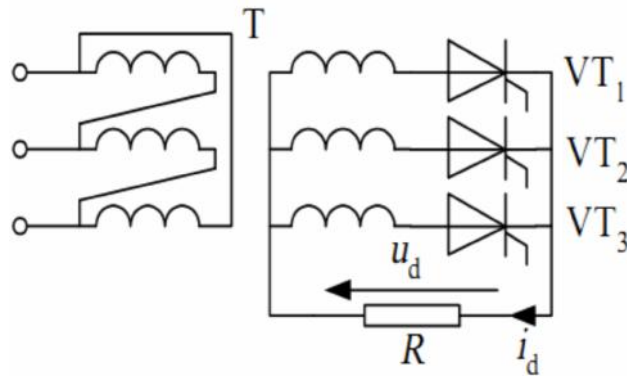


Figure 1.14 – Redresseurs triphasés simple alternance

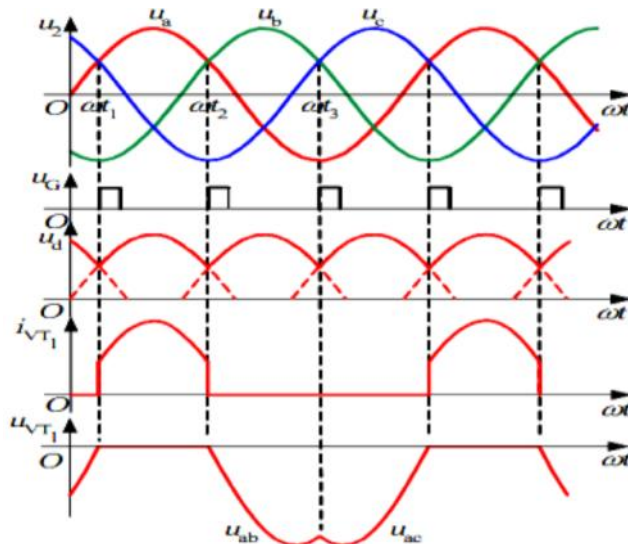


Figure 1.15 – Allures des tension

b) Le redresseur triphasés double alternance tout thyristor

Le circuit de principe est donné sur la figure 1.16.

Principe de fonctionnement

Le pont PD3 à 6 thyristors est alimenté par une source triphasée sinusoïdale équilibrée. Les thyristors fonctionnent avec un retard à l’amorçage d’angle α . Il y a en permanence un et un seul thyristor conducteur parmi T1, T2 et T3 d’une part, et un et un seul parmi T4, T5 et T6 [5].

Les formes d’ondes sont représentées sur la figure 1.17.

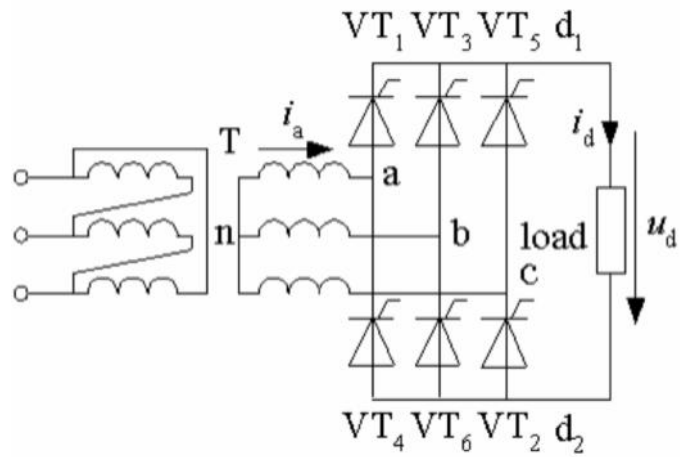


Figure 1.16 – Redresseurs triphasés double alternance

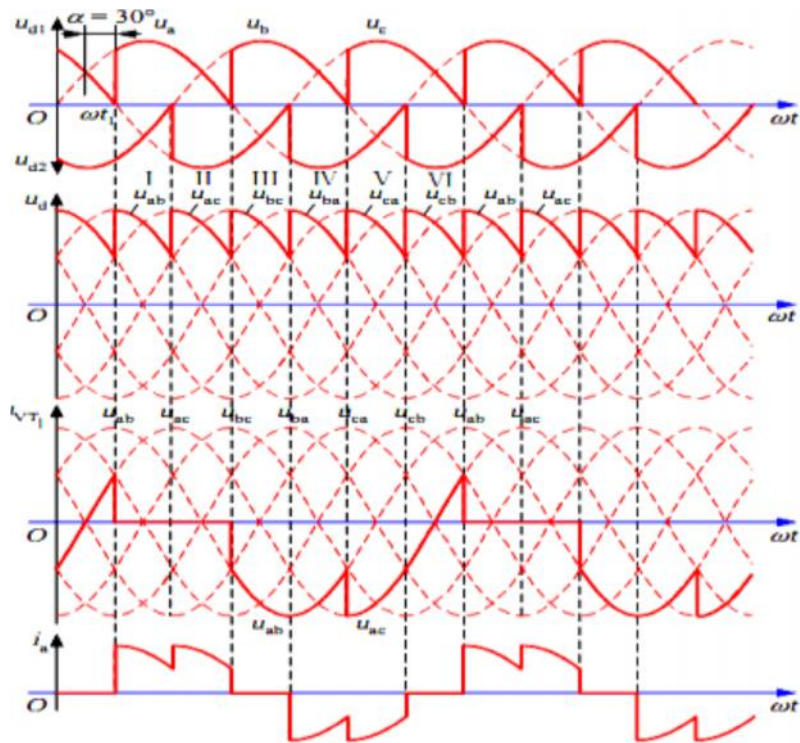


Figure 1.17 – Allures des tensions

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principaux composants de puissance utilisés actuellement dans le domaine des convertisseurs de puissance . Une classification des principaux convertisseurs de puissance a été donnée. Enfin, nous avons cités les montages dédiés aux convertisseurs alternatif-continu les plus utilisés en ' électronique de puissance

Commande de gâchettes du thyristor

2.1 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]

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 comparaisant 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 comparaisant 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

2.2 Commande non-linéaire

Le dispositif de la commande de gâchette comprend les parties essentielles suivantes [9] (voir Fig 2-1);

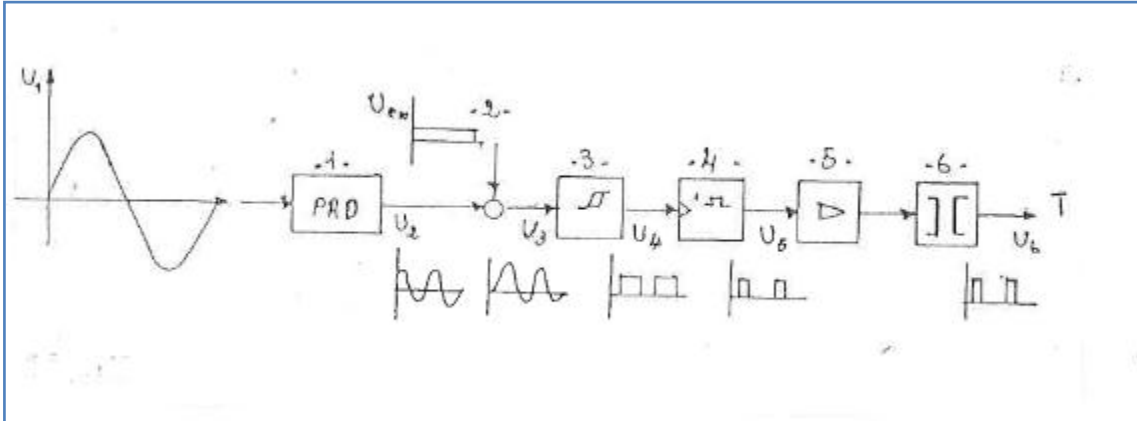


Figure 2-1 parties essentielles de la commande non linéaire

- 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 2-2 montre la forme des différents signaux obtenus

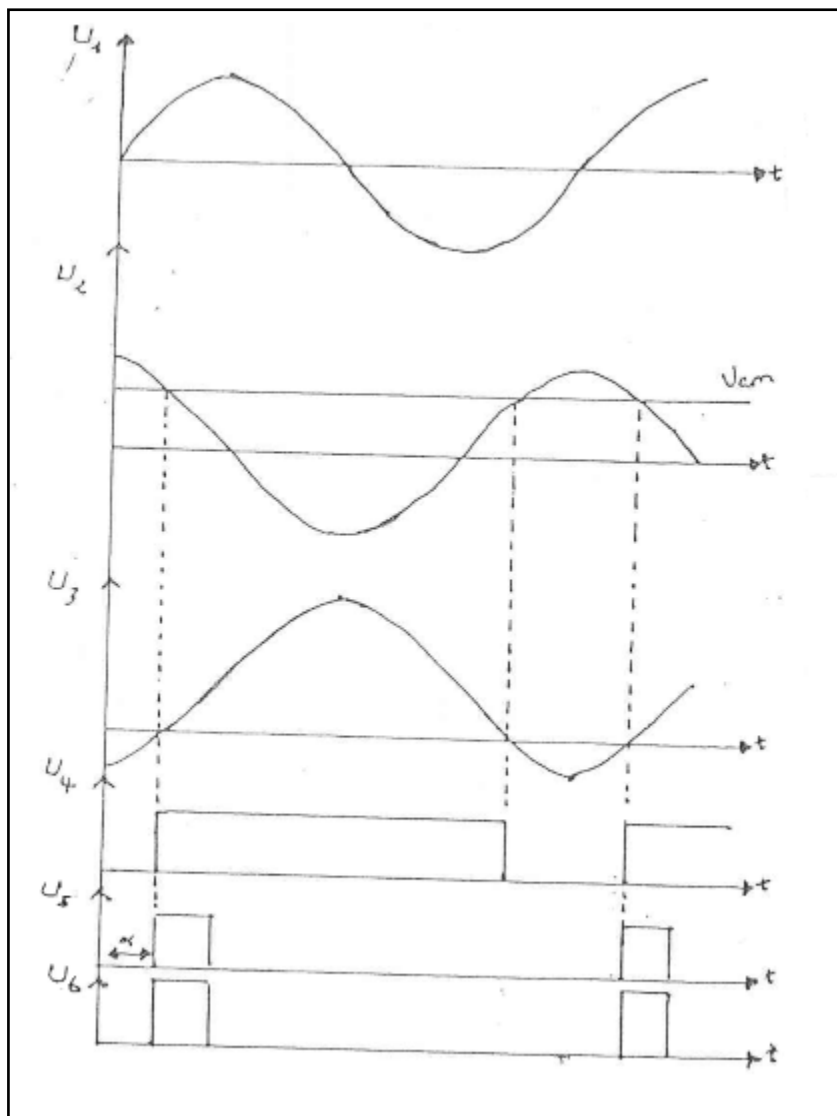


Figure 2-2 la forme des différents signaux obtenus

2.3 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.

La figure Fig 2-3 montre un montage simple d'un amplificateur d'impulsion.

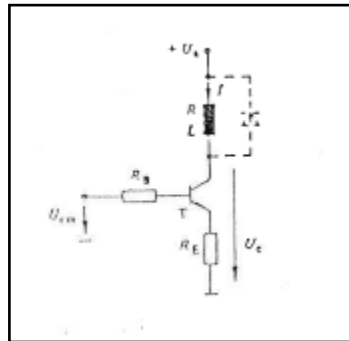


Figure 2-3 Amplificateur d'impulsion

- 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 connecté avec la charge pour éviter des surtensions aux bornes de L dues aux variations rapide éventuelles du courant de charges.

2.4 Transformateur d'impulsion

Le schéma équivalent d'un transformateur rapporté au primaire est comme suit Fig 2-4;

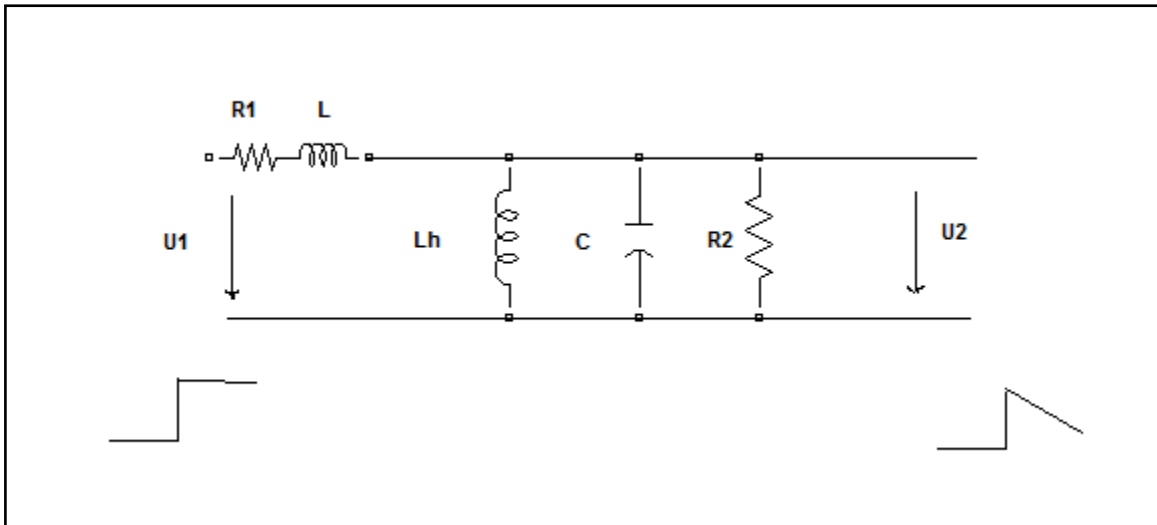


Figure 2.4 Schéma équivalent d'un transformateur

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 ;

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

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

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 (N1=N2)

S ; section du 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]

2.5 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 2-5

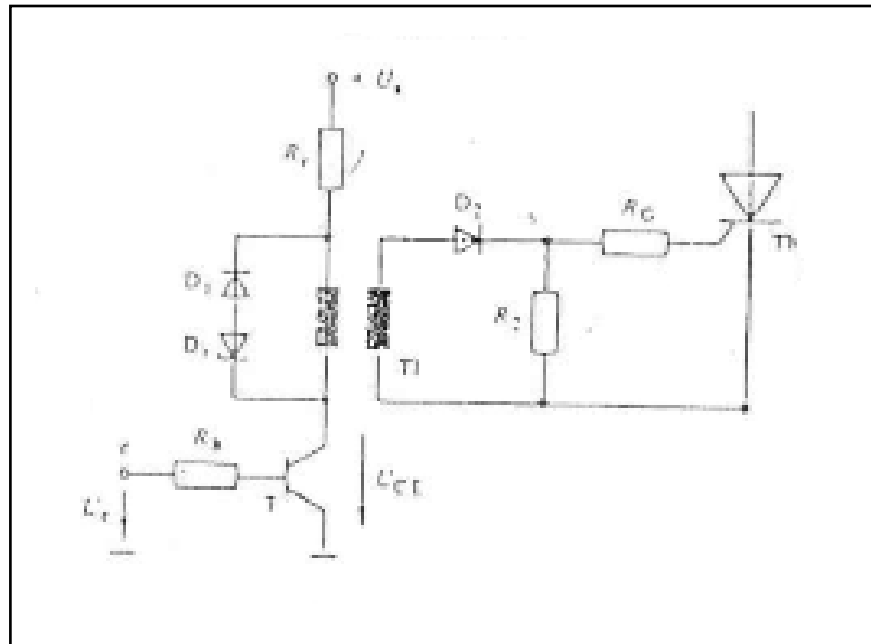


Figure 2-5 Circuit de commande de gâchette

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

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

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

3-1 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.

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[10].

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)

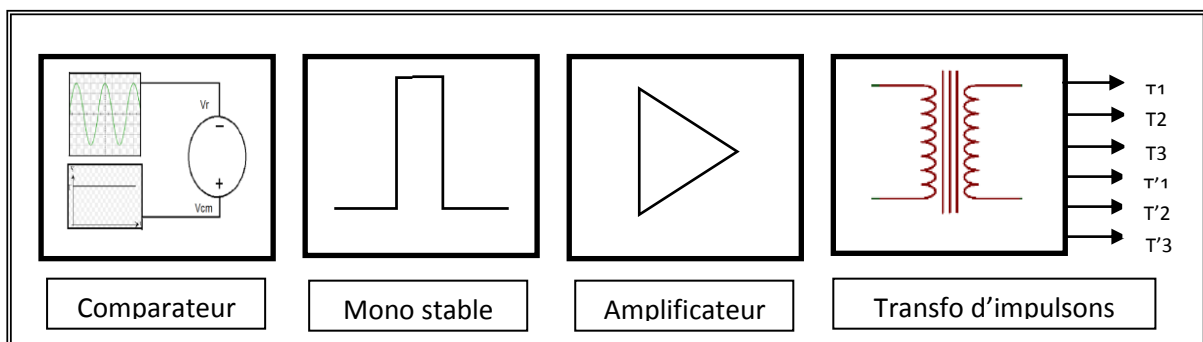


Figure (3-1) : Schéma synoptique du circuit de commande

3-2 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 (3-2) 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.

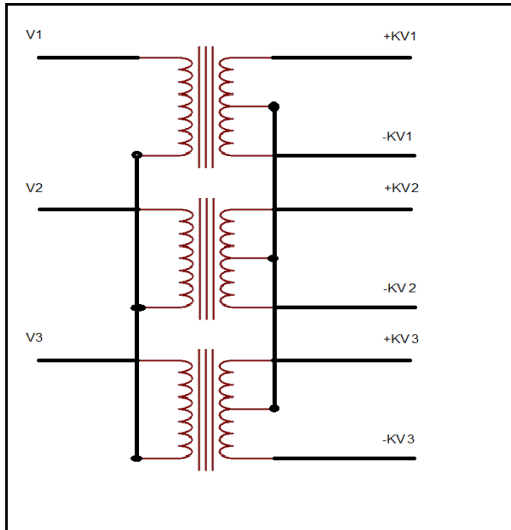


Fig (3-2) raccordement des transformateurs

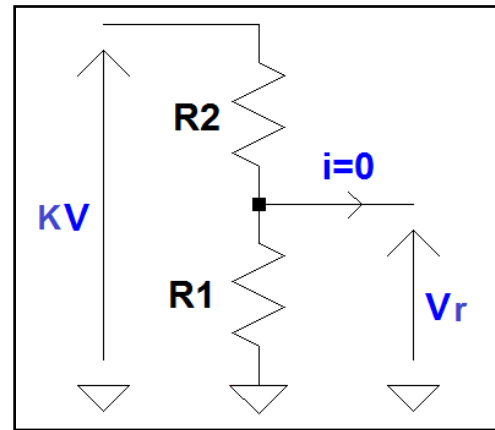


Fig (3-3) diviseur de tension

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.

V_e = tension d'entrée

V_s = tension de sortie

La tension de sortie V_s vaut : $V_s = (R1/(R1+R2)) \times V_e$

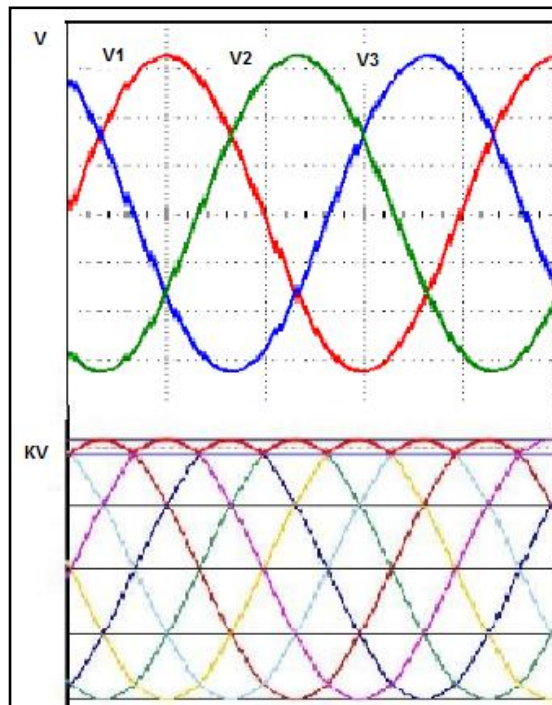


Fig (3-4) Tensions d'entrée et de sortie des transformateurs

3-3 Le Limiteur :

Pour limiter l'intervalle de variation de l'angle d'impulsion α (α_{min} , α_{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 α_{min} s'adapte avec $V_{cm max}$ et sera régularisé à travers une résistance variable P1, et α_{max} s'adapte avec $V_{cm min}$ et sera régularisé à travers une résistance variable P2, comme illustré sur la figure (3-4).

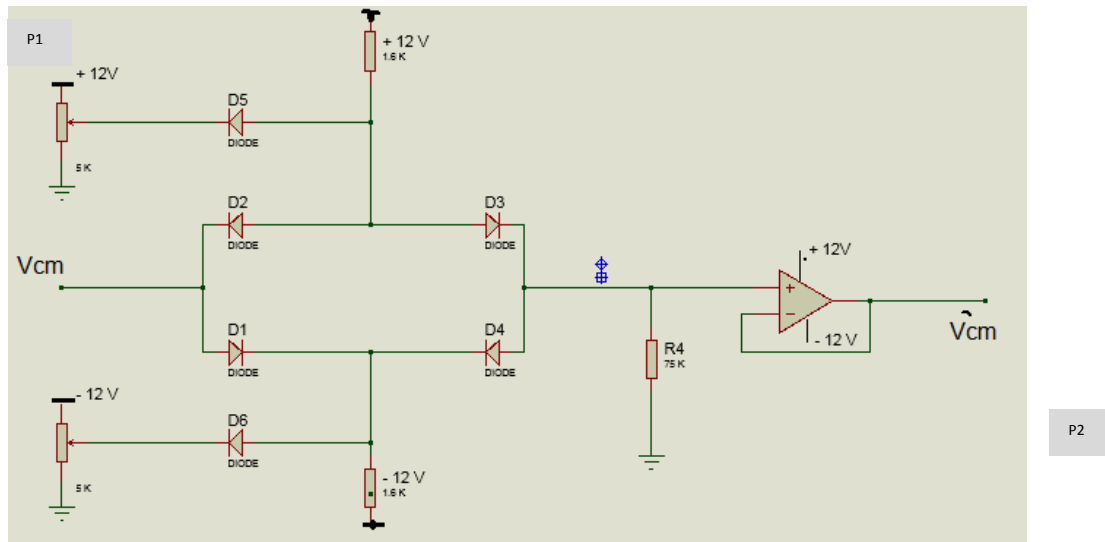


Fig (3-5) : montage de limiteur

3-4 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.

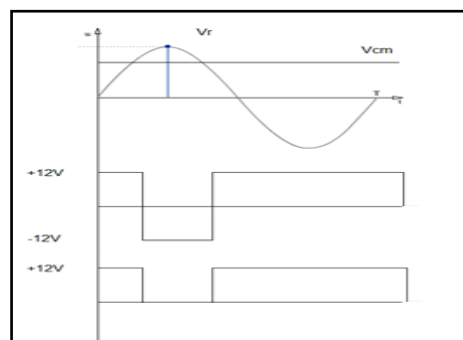


Figure (3-6) : tensions d'entrée et sortie de comparateur

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.

3-4-1 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

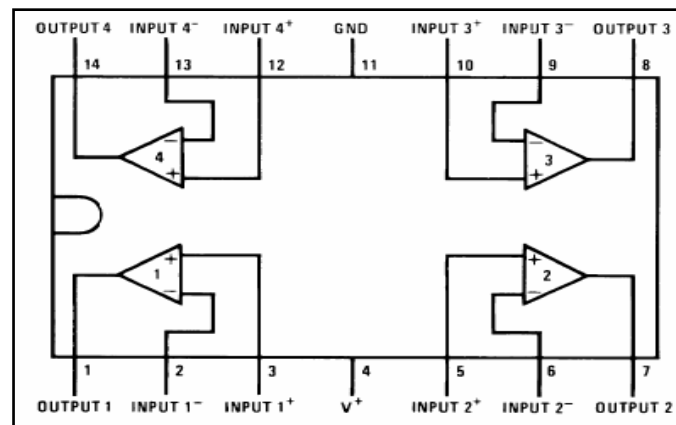


Figure (3-7) : Diagramme LM 324

3-5 Le Monostable MC14538BCL :

3-5-1 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.

3-5-2 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

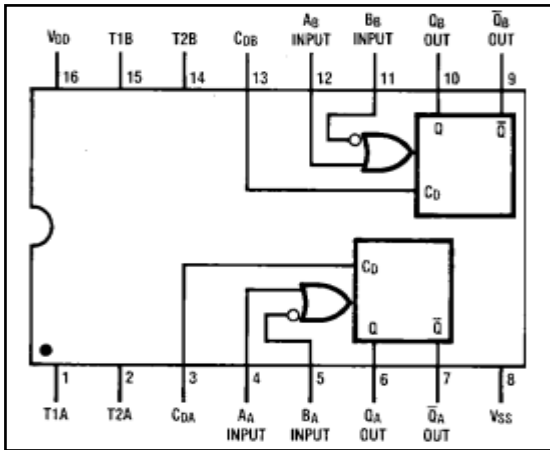


Fig (3-8) Diagramme HC4538

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 (3-9) Tableau de vérité

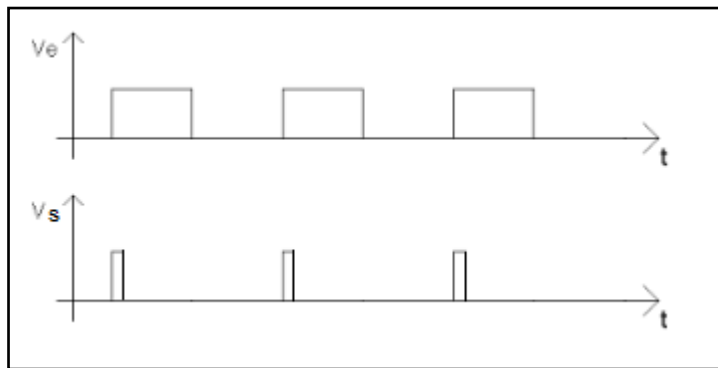


Fig (3-10) Tension d'entrée et de sortie

3-6 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 ».

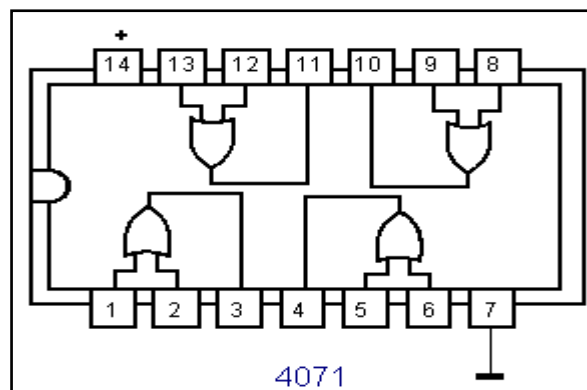


Fig (3-11) Diagramme de porte OR 4071

3-7 : Circuit d'amplification et d'isolation galvanique

La figure 3.10 représente le circuit d'amplification du courant et d'isolation galvanique. Il comporte essentiellement un transistor NPN et un transformateur d'impulsion.

3-7-1 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).

3-7-2 Etude du montage

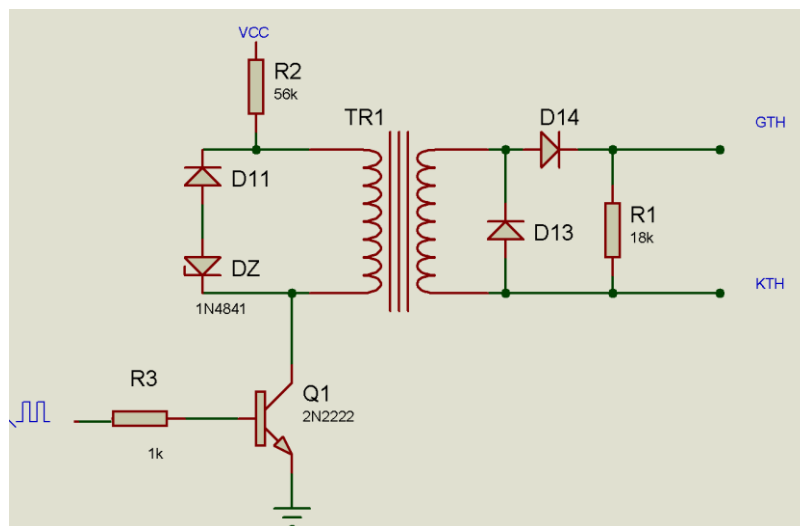


Figure 3.12 – Etage amplification du courant et d'isolation galvanique

3-7-2-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

3-7-2-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.

3.8 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 V/-9 V. Nous avons choisi le montage représenté sur la figure 3.11, qui comporte deux régulateur, l'un délivrant +9 V (L7809) et l'autre -9 V (L7909). L'alimentation de la carte de commande sera ainsi prise sur la sortie +9 V.

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

Ce circuit comporte

- un transformateur 220 / 9 / -9 Vac;
- un pont de diode ;
- des condensateurs de filtrage de 1000 μ F ;
- des régulateurs intégrés (L7809 et L7909).

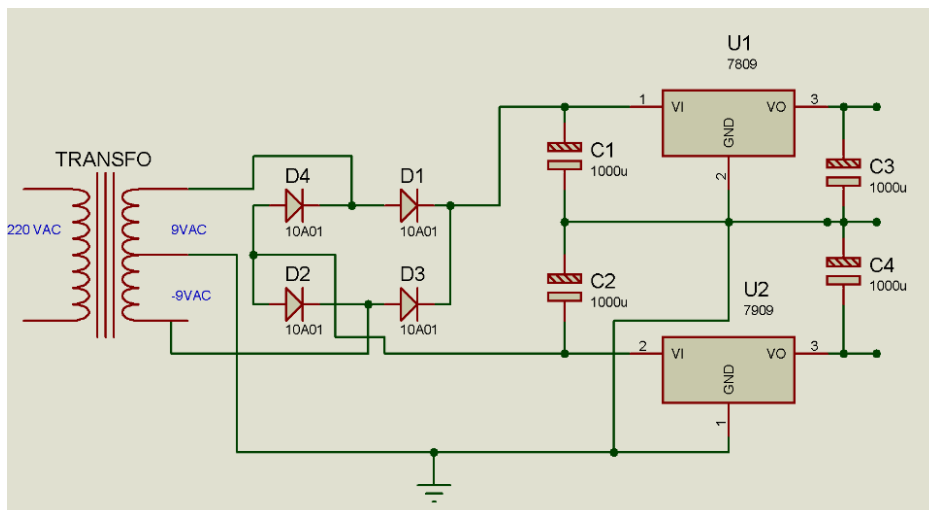


Figure 3.13 – Montage de l'alimentation stabilisée

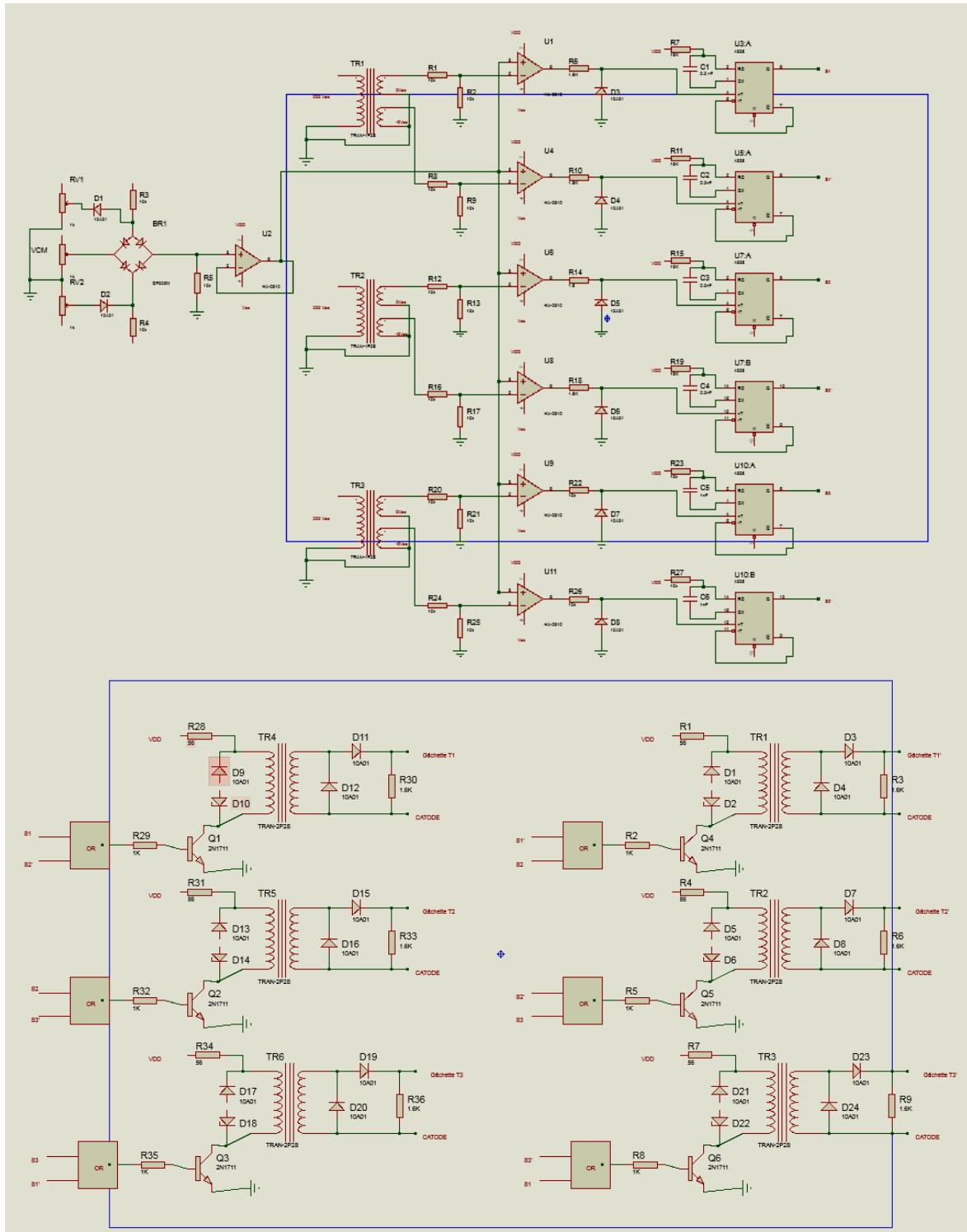


Figure 3.14 – Montage de circuit réalisé

4.1 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.

4.2 la carte de commande réalisée

le photographique suivant représente la carte de commande réalisée

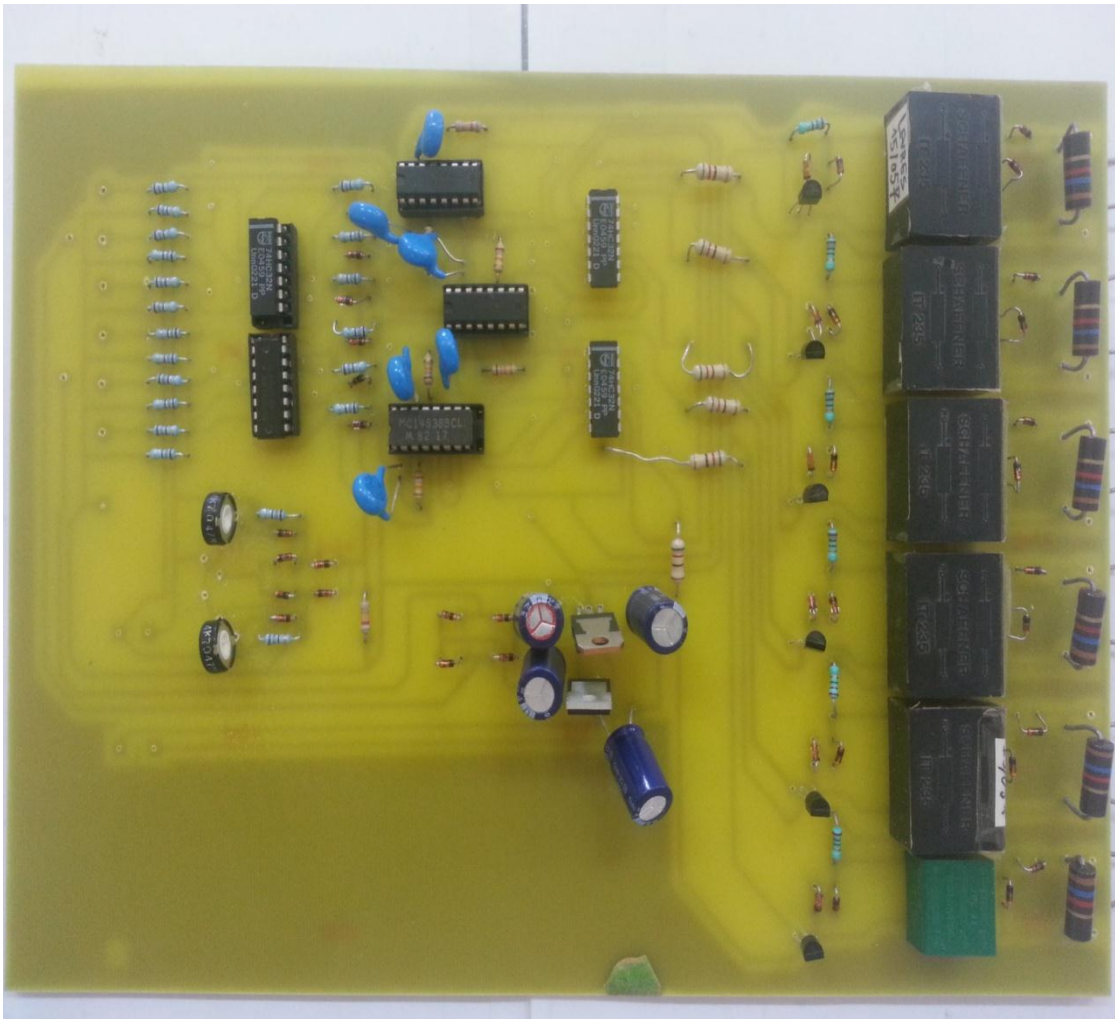


Figure (4-1) le photographique de carte de commande réalisée

4.2 Tableau du composant estimatif du projet

Pour déterminé ce travail, nous avons fait une étude afin les composant de ce projet. sur le tableau 4.1.

Composants	Quantité
Résistance 1.6K Ω	26
Résistance 18K Ω	6
Résistance 400 Ω	6
Résistance 1K Ω	6
Résistance variable 5K Ω	03
Condensateur 1000 μ F	4
Condensateur 22nF	6
Diode 1N4148	36
Diode zéner 7,5V	06
LM324	02
Transistor 2N2222	06
Mono stable CH4538	03
Porte or 4071	02
Transfo d inpilution	06
Connecteur	16
Transformateurs 220V/2x9V	06
Regulateur de tension +9 7809	01
Regulateur de tension +9 7909	01

TABLEAU 4.1 –les composant etulise de ce projet

4.3 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 :

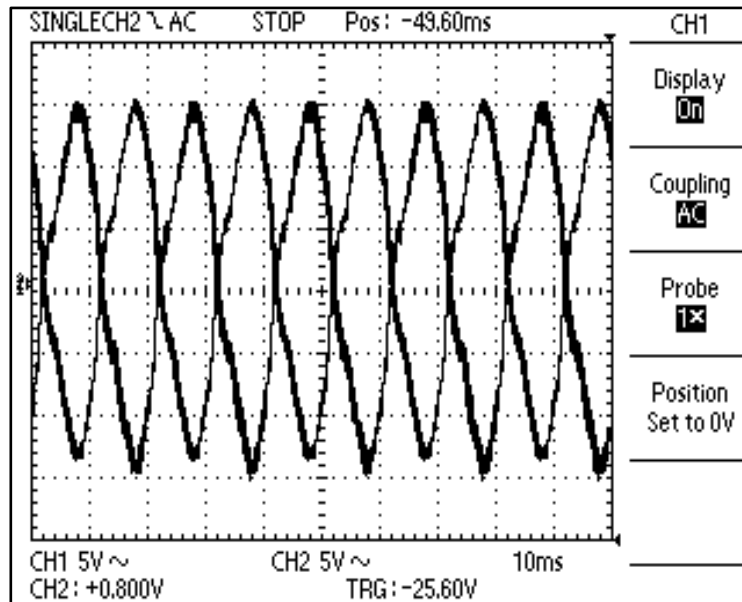


Figure (4-2) les alternances positive et négative à la sortie du transformateur

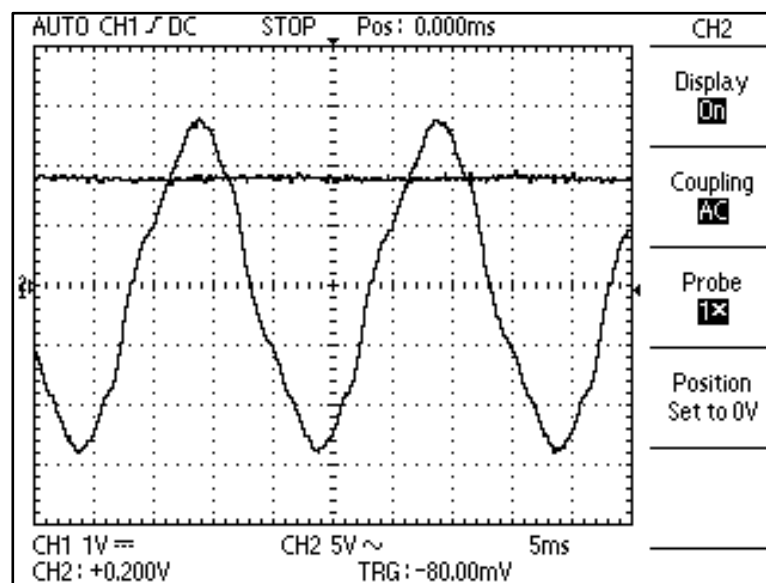


Figure (4-3) Tension de référence V_r et tension de commande V_{cm}

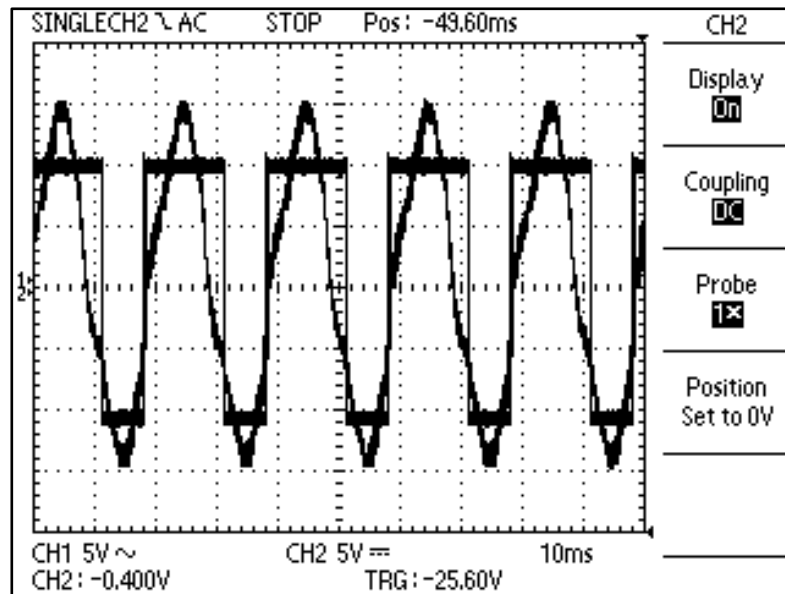


Figure (4-4) Tension de référence et tension de sortie du comparateur

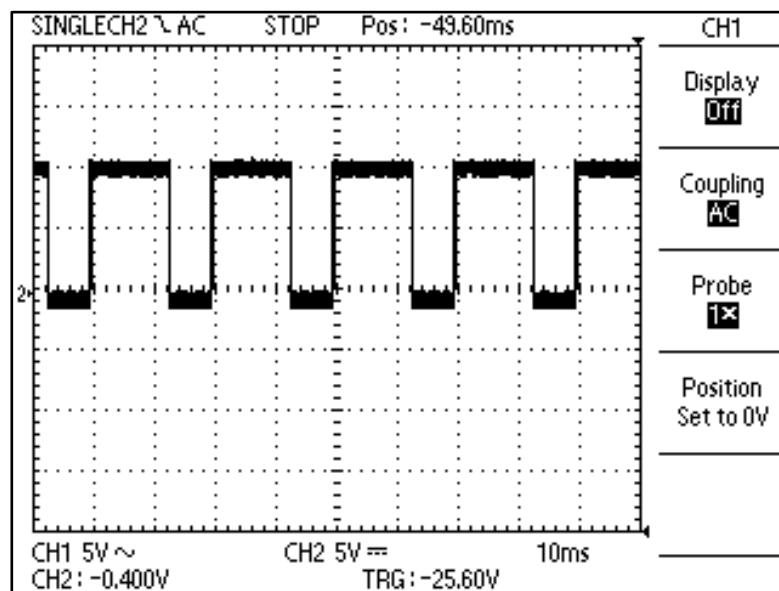


Figure (4-5) Tension de sortie du comparateur après la diode

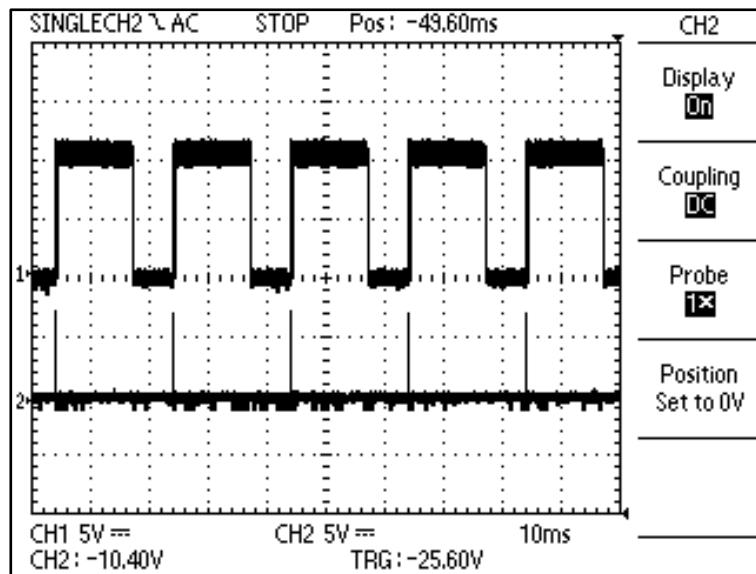


Figure (5-6) Tensions d'entrée et sortie du monostable

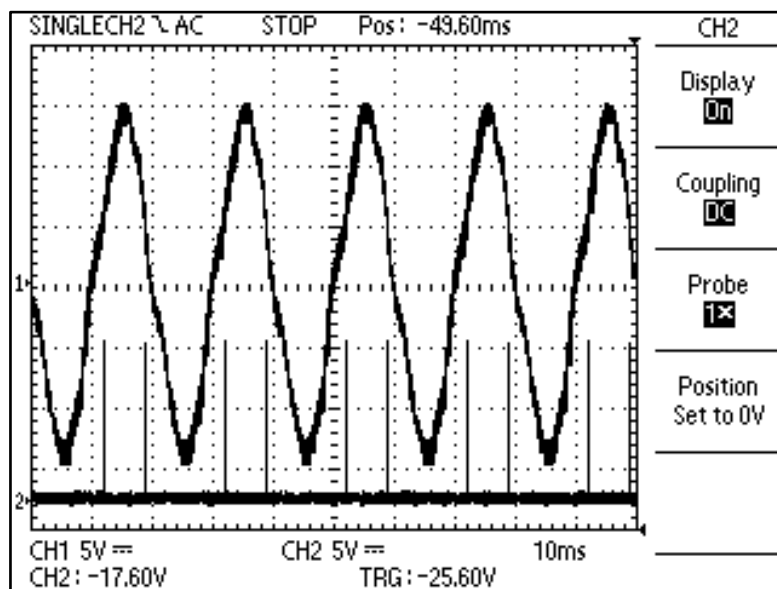


Figure (4-7) Tension de référence et sortie de porte « OU »

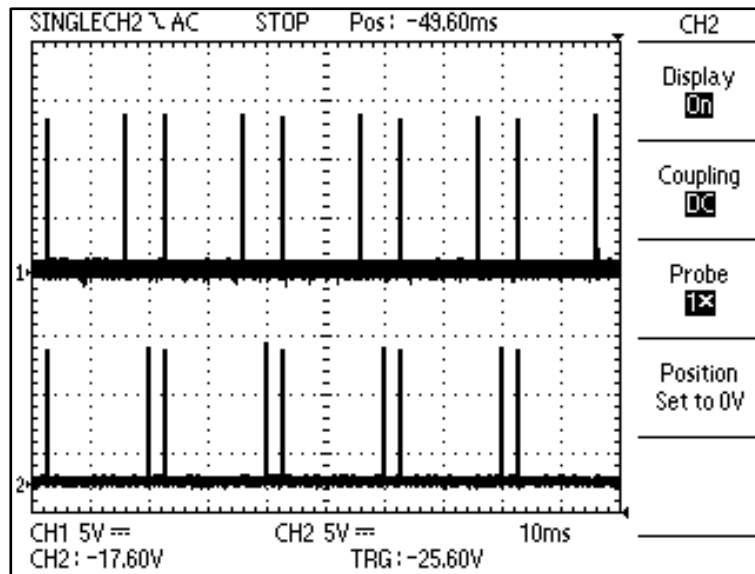


Figure (4-8) Les impulsions T1 et T1' aux sorties des transformateurs d'impulsion

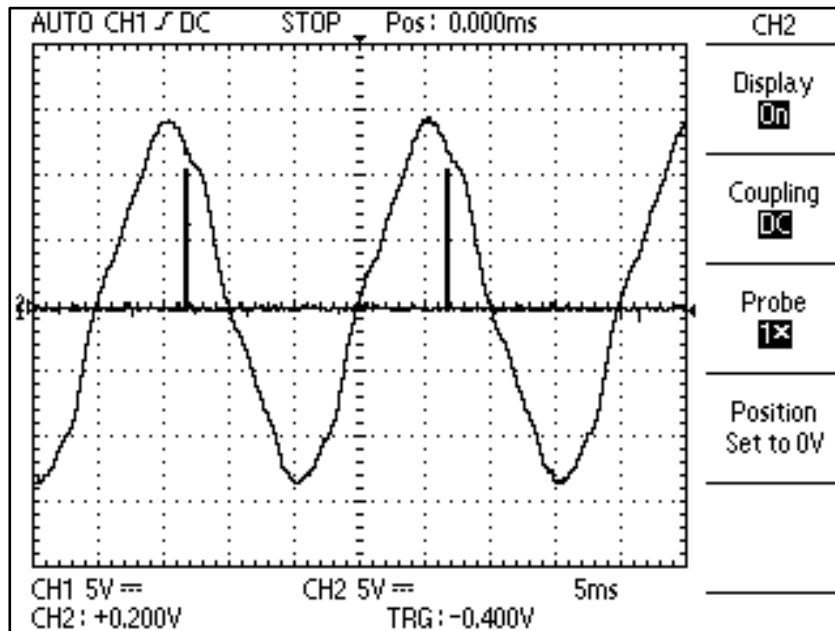


Figure (4-9) Tension entrée redresseur avec impulsion gâchette monophasé

Lors des essais en monophasé on a obtenu les résultats suivants :

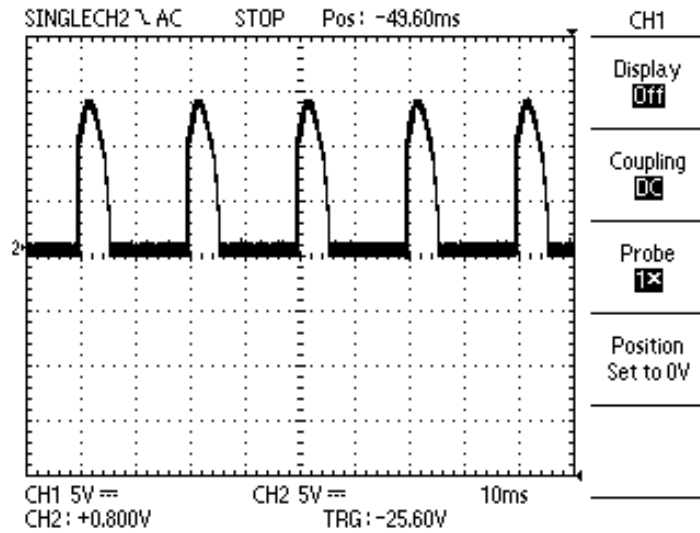


Figure (4-10) Tension de sortie redresseur monophasé avec une charge résistive

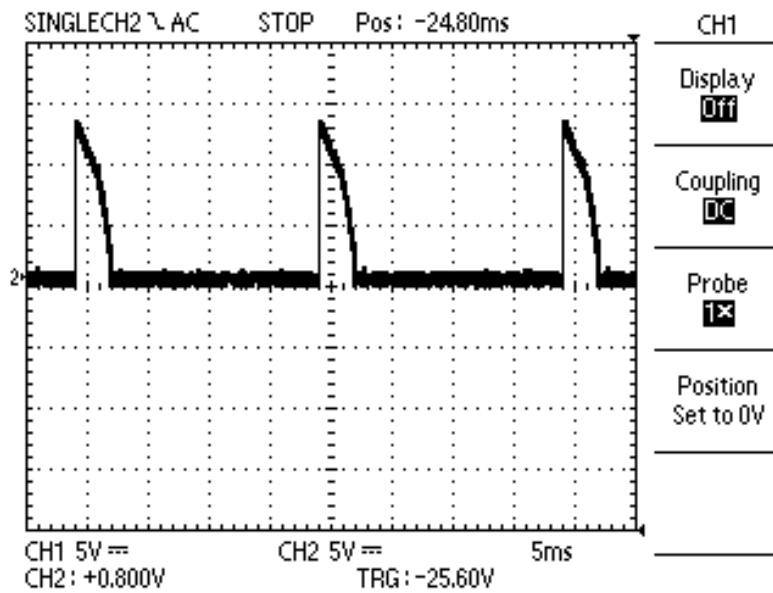


Figure (4-11) Tension de sortie redresseur monophasé avec une charge résistive et une autre valeur de commande

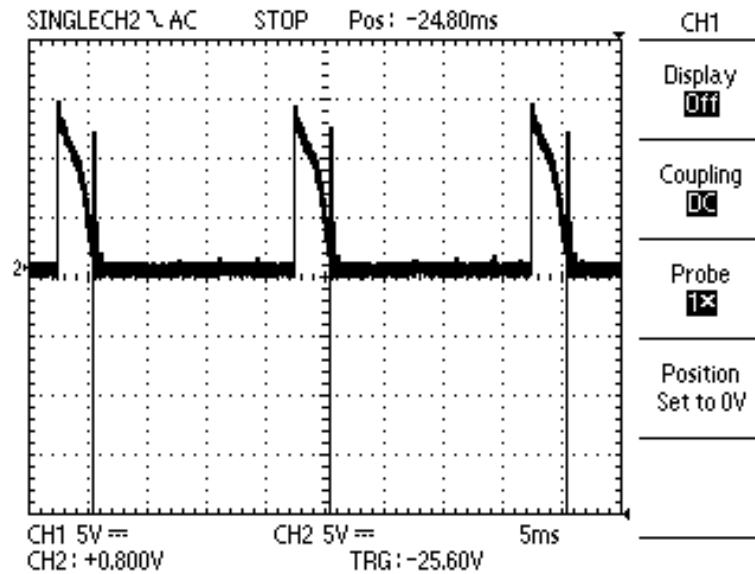


Figure (4-12) Tension de sortie redresseur monophasé avec une charge inductive

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous abordons les difficultés que nous avons rencontrées lors de cette période de réalisation de notre projet. Des résultats exprime en taux montrent des performances du déclencheur et son bon fonctionnement. Les résultats obtenus sont très bon résultat.

Conclusion générale

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

- Le premier chapitre passe en revue les différents montages utilisés dans les convertisseurs alternatif-continu commandés.
- Le deuxième chapitre donne une description détaillée de la partie commande des thyristors avec les commandes non linéaires.
- Le troisième chapitre décrit la conception de la carte de commande pour les différents redresseurs monophasés ou triphasés à thyristors.
- Le quatrième chapitre est consacré aux difficultés rencontrées et expose quelques résultats expérimentaux obtenus validant le bon fonctionnement.

Les perspectives pour de prochains travaux découlant de ce travail concerne essentiellement l'amélioration de ce système déclencheur, soit :

- Le remplacement des transformateurs d'impulsion réalisant l'isolation galvanique par des photo-coupleurs.
- La réalisation des différentes cartes redresseurs monophasés et triphasés de puissances à thyristors.
- Le développement des systèmes de commande par le micro contrôleur PIC-
- L'intégration du déclencheur réalisée dans une commande numérique de vitesse ou de position pour un moteur à courant continu, avec les boucles de régulation correspond

Ce projet a également été une source de découverte dans 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

Bibliographie

- [1] Cyril W. LANDER. Electronique de puissance, Mc-Graw Hill, 1989.
- [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] Guy SÉGUIER. Les Convertisseurs de l'électronique de puissance, Dunod, 2004.
- [5] Goumat BAYA. Etude harmonique des convertisseurs de puissance, 1995.
- [6] Nouri BELHOUCHE. Fonctionnement à fréquence en utilisant des technique com-mand avancées, 2011.
- [7] D.Bawer ; R. Bourgeois et M.Jakubowicz. mémotech : science de l'ingénieur, Casteilla 1^{er} édition sep 2001, 1989.
- [8] R. Bourgeois ;D.Cogniel et B.Lehalle : mémotech : Métier de l'électrotechnique, Casteilla 2006
- [9] Touahir Rabah et Dgouhri Boubakeur Seddik : Simulation et Réalisation du circuit de commande d'un pont triphasé a six Thyristors, Mémoire d'ingénieur, Université de Biskra 2001
- [1] M.H. Rashid, « Power electronics handbook», Academic Press, USA 2001.
- [3] F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiere, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif », Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [4] G.Seguir, « Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications », Edition Dunod, Paris1999.
- [5] M.Lavabre, « Électronique de puissance, conversion de l'énergie, cours et exercices résolus», Editions Casteilla, Paris1998.
- [6] 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.
- [10] تريكي عبد القادر و غشي عبد الكريم دراسة و انجاز دائرة تحكم في مقوم ثلاثي الطور بمقادير.

مذكرة الدراسات الجامعية التطبيقية جامعة بسكرة 2000

Chapitre 1

Les convertisseurs statiques AC-DC

Chapitre 2

Commande de gâchettes du thyristor

Chapitre 3

Conception de circuit de commande

Chapitre 4

Tests et résultats pratiques

ANNAXE

ANNAXE

LE COMPAREUR :

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT	
V_{CC}	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}	
Pd	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	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

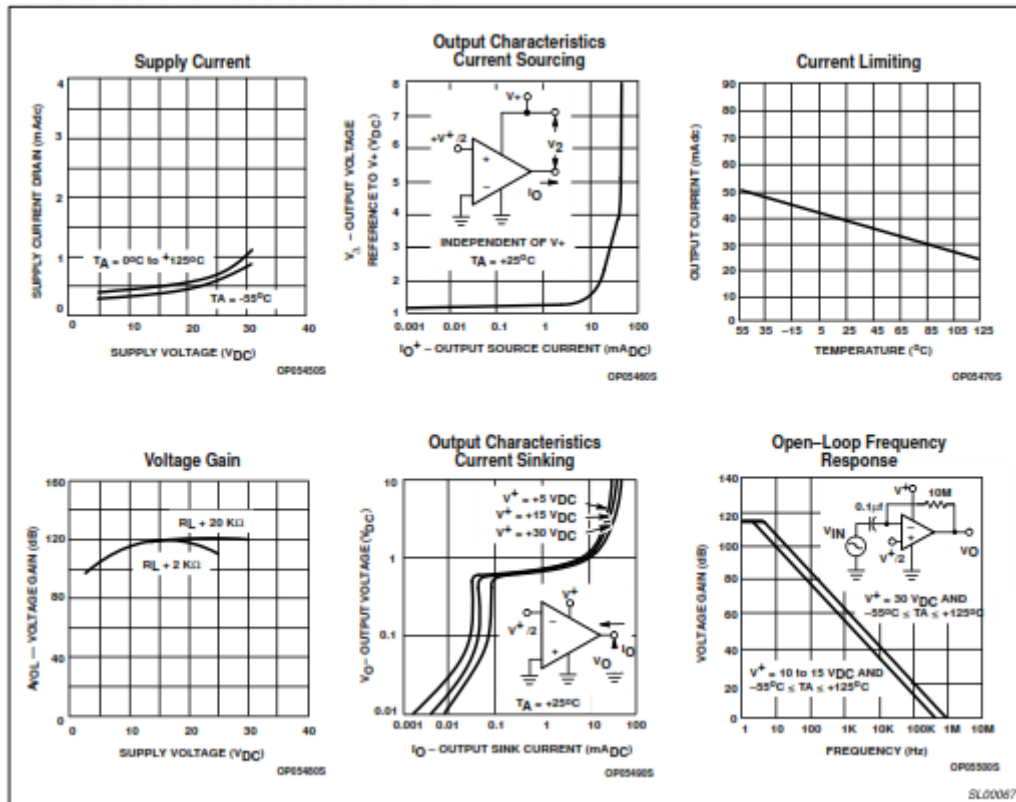


Figure 3. Typical Performance Characteristics

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

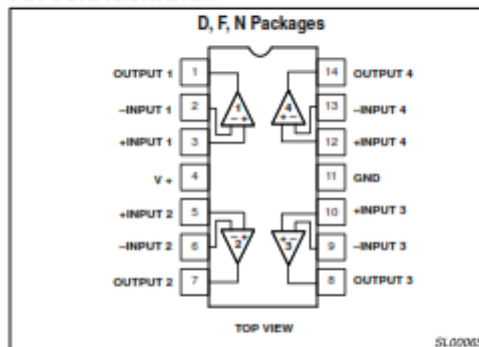


Figure 1. Pin Configuration

ANNAXE

REGULATEUR DE TENSION LM7809

Packaging Information



TO-263-3 (S)



Top View

1. Input
2. GND
3. Output

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))

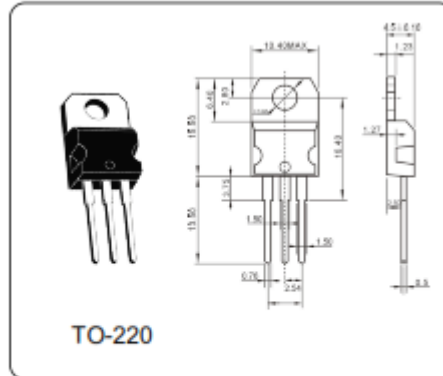
Parameter	Symbol	Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_O	$T_J = 25^{\circ}C$	8.6	9.0	9.40	V
Line Regulation	ΔV_O	$V_I = 11.5V$ to $27V$, $T_J = 25^{\circ}C$		7	180	mV
		$V_I = 13V$ to $19V$, $T_J = 25^{\circ}C$		2	90	
Load Regulation	ΔV_O	$I_O = 5mA$ to $1.5A$, $25^{\circ}C$		12	180	mV
		$I_O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

ANNAXE

REGULATEUR DE TENSION LM7909

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

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	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65-150	$^\circ\text{C}$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

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

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

ANNAXE

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
- Retriggerable 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 MC14538B and CD4538B (CD4098)
- 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})

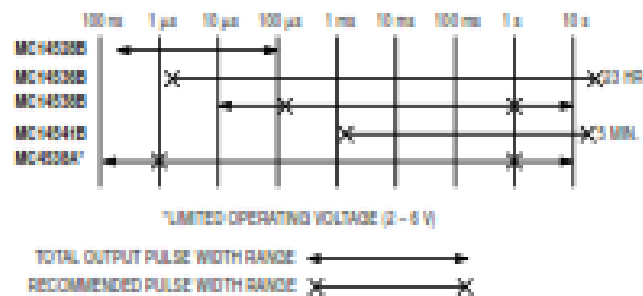
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V_{in} , V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in} , I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65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

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

†Temperature Derating:

Plastic 'P' and 'D/DW' Packages: -7.0 mW/ $^{\circ}$ C From 85 $^{\circ}$ C to 125 $^{\circ}$ C
 Ceramic 'L' Packages: -12 mW/ $^{\circ}$ C From 100 $^{\circ}$ C to 125 $^{\circ}$ C

ONE-SHOT SELECTION GUIDE



MC14538B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 820



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 848



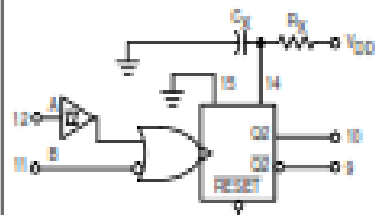
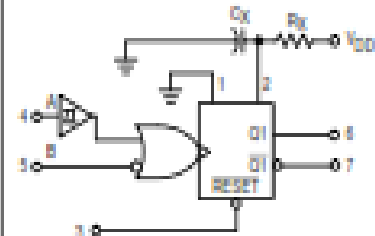
DW SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14538BCP Plastic
 MC14538BCL Ceramic
 *MC14538BDW 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
 $V_{SS} =$ PINS, PIN 1, PIN 13

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

ANNAXE

PORTE LOGIQUE « OU »

5.1 Pinning

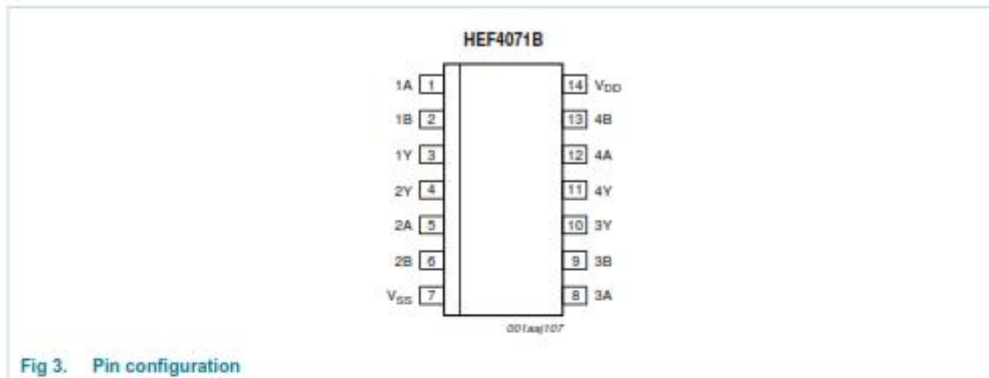


Fig 3. Pin configuration

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
V _{SS}	7	ground (0 V)
V _{DD}	14	supply voltage

6. Functional description

Table 3. Function table^[1]

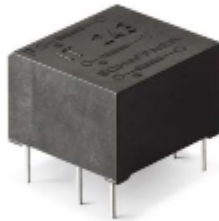
Input		Output
nA	nB	nY
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

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

ANNAXE

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 _{nom}
Rise time	0.3 to 23 µs
Test voltage	Up/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 94 V-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 _{0t} [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).

LE TRANSISTOR 2N2222



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

NPN Small Signal General Purpose
Amplifiers & Switches

T-35-23

- $V_{ce0} \dots 30 \text{ V (Min)}$
- $I_{ce} \dots 100\text{-}300 \text{ @ } 150 \text{ mA, } 30 \text{ (Min) @ } 500 \text{ mA}$

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

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_{ce0} 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

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

SYMBOL	CHARACTERISTIC	MIN	MAX	UNITS	TEST CONDITIONS
BV_{ce0}	Collector to Base Breakdown Voltage	60		V	$I_c = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$
BV_{ebo}	Emitter to Base Breakdown Voltage	5.0		V	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$
I_{EEO}	Emitter Cutoff Current		10	nA	$V_{EB} = 3.0 \text{ V}, I_C = 0$
I_{CO}	Collector Cutoff Current		10	nA	$V_{CB} = 50 \text{ V}, I_E = 0$
			10	μA	$V_{CE} = 50 \text{ V}, I_E = 0, T_A = 150^\circ \text{C}$

NOTES:

1. These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
2. These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
3. These ratings give a maximum junction temperature of 175° C; junction-to-case thermal resistance of 50° C/W (derating factor of 20 mW° C), and junction-to-ambient thermal resistance of 188° 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-236) junction-to-ambient thermal resistance of 357° C/W (derating factor of 2.8 mW° C).
4. Rating refers to a high current point where collector to emitter voltage is lowest.
5. Pulse conditions: length = 300 μs ; duty cycle < 2%.
6. For product family characteristic curves, refer to Curve Set T145.

* Package mounted on 99.5% alumina 8 mm x 8 mm x 0.8 mm.

ANNAXE

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 $t = 1\ \mu\text{s}$ $t = 1\ \text{ms}$ $t = 1\ \text{s}$	–	4 1 0.5	A A 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 $I_R = 60\ \text{mA}$; $R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\ \text{mA}$; see Fig.7	–	4	ns
V_{FR}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\ \text{mA}$; $t_r = 20\ \text{ns}$; see Fig.8	–	2.5	V

ANNAXE

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

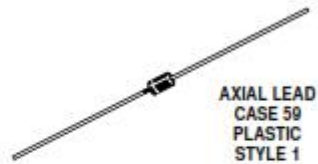
Rating	Symbol	Value	Unit
Max. Steady State Power Dissipation @ $T_L = 75^\circ\text{C}$, Lead Length = 3/8" Derate above 75°C	P_D	3	W
		24	mW/°C
Steady State Power Dissipation @ $T_A = 50^\circ\text{C}$ Derate above 50°C	P_D	1	W
		6.67	mW/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to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



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

