

## *Dédicaces*

*Nous dédions ce modeste travail à :  
A nos parents .Aucun hommage ne  
pourrait être à la hauteur de l'amour  
Dont ils ne cessent de nous combler. Que  
dieu leur procure bonne santé et longue  
vie.*

*A toute nos familles, et nos amis,  
Aux personnes qui m'ont toujours aidé et  
encouragé, qui étaient toujours à nos  
côtés, et qui nous ont accompagnaient  
durant nos chemin d'études supérieures,  
nos aimables amis, collègues d'étude et  
frères de cœur.*

## **Remerciements**

*On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.*

*Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de **Mr hamdoun**, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.*

*Nos remerciement à les laborantins et les laborantines pour leu aides précieux.*

*Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges.*

*Nos profonds remerciements vont également à toutes les personnes qui nous ont aidés et soutenue de près ou de loin.*

# Sommaire

Introduction .....	1
Chapitre 1 : Schéma synoptique et étude théorique des différents étages .....	2
1.1. Alimentation à découpage .....	3
1.1.1. Convertisseur abaisseur « BUCK » .....	3
1.1.2. Convertisseur élévateur « BOOST » .....	5
1.1.3. Convertisseur inverseur « BUCK-BOOST » .....	7
1.2. Thyristor .....	8
1.2.1. Généralités .....	8
1.2.2. Symbole .....	8
1.2.3. Constitution .....	8
1.2.4. Amorçage du thyristor par courant de gâchette .....	9
1.2.5. Caractéristiques .....	10
1.2.6. Influence du courant de gâchette IG .....	10
1.3. Transistor bipolaire .....	11
1.3.1. Définition .....	11
1.3.2. Représentation .....	11
1.2.3.3. Caractéristiques $I_B(V_{BE})$ du transistor PNP .....	11
1.4. Régulateur .....	12
1.4.1. Présentation .....	12
1.4.2. Régulateurs fixes .....	12
1.4.2.1. Brochage .....	12
1.5. Amplificateur opérationnel .....	13
1.5.1. Définition.....	13
1.5.2. Principe de fonctionnement.....	14
1.5.3. AOP parfait et AOP réel .....	15
1.5.4. Amplificateur inverseur .....	15
1.5.5. Amplificateur non-inverseur .....	16
1.6. Circuit intégré CD4001 .....	16
1.7. Comparateurs et générateurs de signaux .....	17
1.7.1. Introduction .....	17

---

1.7.2. Comparateurs à hystérésis .....	18
1.7.2.1. Comparateurs à seuils symétriques .....	18
A. Comparateur non inverseur symétrique .....	18
B. Comparateur inverseur symétrique .....	19
1.7.2.2. Comparateurs à seuils variables .....	19
A. Comparateur non inverseur .....	20
B. Comparateur inverseur .....	21
1.8. Dérivateur et intégrateur .....	22
1.8.1. Dérivateur .....	23
1.8.1.1. Dérivateur à circuit RC référencé à la masse .....	23
1.8.1.2. Dérivateur à circuit RC référencé à +5V .....	24
1.8.2. Intégrateur .....	26
1.9. Astable et monostable.....	27
1.9.1. Bascule astable.....	27
1.9.2. Bascule monostable .....	28
Chapitre 2 : Réalisation pratique du montage.....	32
2. Réalisation pratique.....	32
2.1. Circuit électrique et fonctionnement détaillé des montages .....	32
2.2. Circuit imprimé .....	37
2.3. Mesures pratique .....	39
Conclusion .....	46

# Liste des figures

- Figure 1.1 : Convertisseur abaisseur « BUCK ».
- Figure 1.2 : Signal d'horloge.
- Figure 1.3 : Schéma équivalent du convertisseur abaisseur (Phase N°1).
- Figure I.4 : Schéma équivalent du convertisseur abaisseur (Phase N°2).
- Figure 1.5 : Convertisseur élévateur « BOOST».
- Figure 1.6 : Schéma équivalent du convertisseur élévateur (Phase N°1).
- Figure 1.7 : Schéma équivalent du convertisseur élévateur (Phase N°2).
- Figure 1.8 : Convertisseur inverseur « BUCK – BOOST ».
- Figure I.9 : Schéma équivalent du convertisseur inverseur (Phase N°1).
- Figure 1.10 : Schéma équivalent du convertisseur inverseur (Phase N°2).
- Figure 1.11 : symbole du thyristor.
- Figure 1.12 : Constitution d'un thyristor.
- Figure 1.13 : Montage d'un thyristor.
- Figure 1.14 : Caractéristique  $U_D = f(I_D)$  d'un thyristor.
- Figure 1.15 : symbole d'un transistor.
- Figure 1.16 :  $I_B = f(V_{BE})$
- Figure 1.17 : Brochage d'un régulateur positif (78xx) et négatif (79xx).
- Figure 1.18 : Représentation d'un AOP.
- Figure 1.19 : Alimentation d'un AOP, symétrique à gauche ou positive (non symétrique) à droite.

- Figure 1.20 : AOP monté en amplificateur inverseur.
- Figure 1.21 : AOP monté en amplificateur non-inverseur.
- Figure 1.22 : Brochage du circuit intégré.
- Figure 1.23 : Comparateur non inverseur.
- Figure 1.24 : Comparateur inverseur.
- Figure 1.25 : Comparateur non inverseur à seuils variables.
- Figure 1.26 : Comparateur inverseur à seuils variables.
- Figure 1.27 : Dérivateur à circuit RC.
- Figure 1.28 : Signal d'entrée.
- Figure 1.29 : Signal de sortie sans D.
- Figure 1.30 : Signal de sortie avec D.
- Figure 1.31 : Dérivateur à circuit RC référencé à + 5 V.
- Figure 1.32 : Signal d'entrée.
- Figure 1.33 : Signal de sortie sans D.
- Figure 1.34 : Signal de sortie avec D.
- Figure 1.35 : Intégrateur à circuit RC.
- Figure 1.36 : Signal d'entrée et de sortie.
- Figure 1.37 : circuit astable
- Figure 1.38 : Signal de sortie.
- Figure 1.39 : circuit monostable.

Figure 1.40 : Signal de sortie.

Figure 1.41 : Sortie monostable.

# INTRODUCTION GENERALE

## **Introduction**

Lorsque l'on regarde une émission, on effectue un travail demandant de la concentration, ou plus simplement lors de la lecture ; la sonnerie du téléphone dérange parfois. On peut également ne pas entendre le téléphone si on se trouve dans une ambiance bruyante.

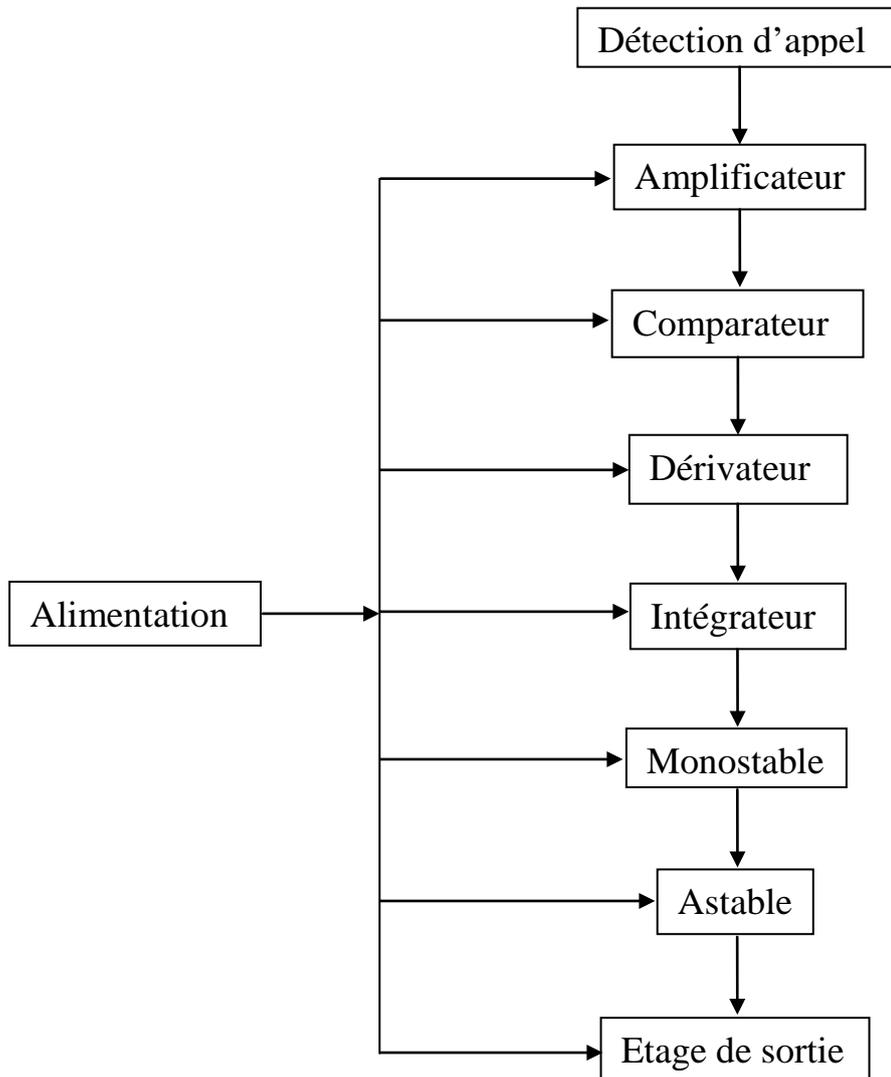
Dans un cas ou dans un autre ; la sonnerie du téléphone pourrait être supprimée, ce qui n'empêchera aucunement d'être averti d'un appel grâce à un avertisseur lumineux pouvant même être aperçu de loin.

Notre projet a comme objectif d'étudier et de réaliser un montage qui résout ce problème ; il est divisé en trois chapitres :

- Dans le premier chapitre ; nous donnons le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc et nous faisons l'étude des différents blocs qui constituent le montage.
- Dans le deuxième chapitre; nous présentons la réalisation pratique et l'explication du fonctionnement détaillé.

Nous finissons notre mémoire par une conclusion générale et des perspectives.

# **CHAPITRE I**

**Chapitre 1 : Schéma synoptique et étude théorique des différents étages****1.1. Schéma synoptique et fonctionnement bloc du montage**

Le montage est sensible aux signaux caractéristiques d'un appel. Ces derniers sont prélevés de la ligne téléphonique. Après un traitement approprié, ils déclenchent une émission périodique d'éclats au niveau d'une lampe stroboscopique. Les éclats persistent pendant toute la durée de l'appel. Ils cessent lorsque l'on décroche le combiné.

Sur la plupart des téléphones ; il est possible de réduire, voire de supprimer la sonnerie ; ce sont les éclats lumineux qui se substituent à elle.

Lors de la détection d'un appel entrant, le signal provenant de la ligne téléphonique sera amplifié, et introduit dans un comparateur, puis un dérivateur, un circuit du monostable sera nécessaire avant de passer par un intégrateur. Enfin on reçoit un signal de sortie qui passe par un circuit astable.

Le circuit est alimenté par la ligne de tension 220V, 50Hz.

## 1.2. Etude théorique des différents étages

### 1.2.1. Alimentation à découpage

#### 1.2.1.1. Convertisseur abaisseur « BUCK »

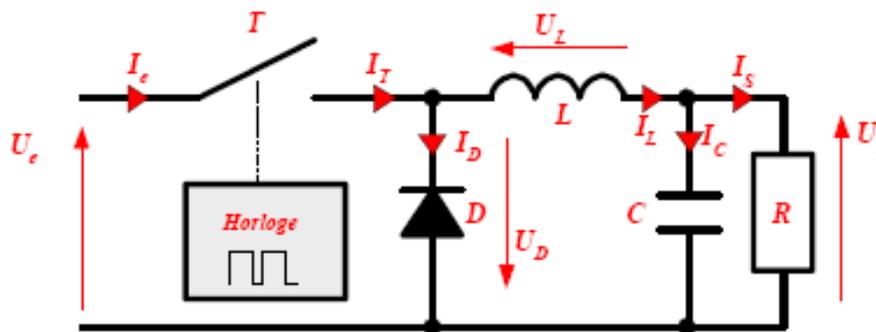


Figure 1.1 : Convertisseur abaisseur « BUCK ».

$$U_S = \alpha U_e \text{ avec } \alpha < 1$$

Le transistor T est commandé par une horloge H. Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de 0 à  $\alpha T$ ), le transistor T est commandé et la bobine L emmagasine de l'énergie ; puis pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de  $\alpha T$  à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée.

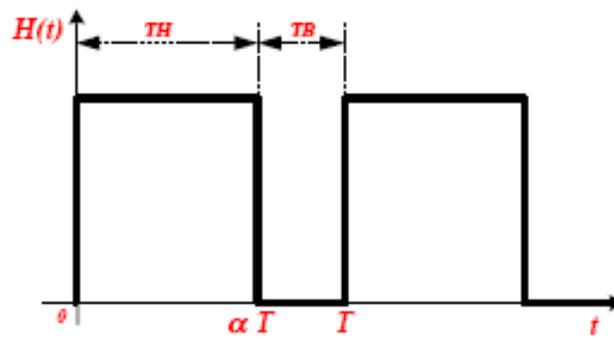


Figure 1.2: Signal d'horloge.

Le rapport cyclique  $\alpha = \frac{TH}{T} = \frac{\alpha T}{T}$

### Remarques importantes :

Pour comprendre le fonctionnement des convertisseurs à découpage, deux conditions sont fondamentales :

- La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est nulle.
- La tension de sortie est continue.

**Phase N°1 (0 à  $\alpha T$ ) :** Le transistor est passant et la diode Dest bloquée.

$$U_L = U_E - U_S \text{ avec } U_E > U_S$$

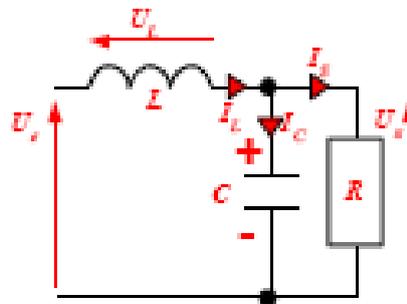


Figure 1.3 : Schéma équivalent du convertisseur abaisseur (Phase N°1).

**Phase N°2 ( $\alpha T$  à  $T$ ) :** Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode Dest passante.

$$U_L = -U_S$$

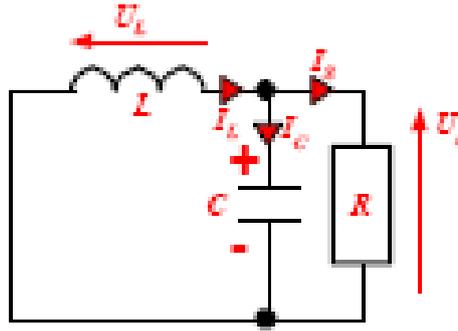


Figure 1.4 : Schéma équivalent du convertisseur abaisseur (Phase N°2).

- 1)  $I_L$  : Courant dans la bobine
- 2)  $I_D$  : Courant dans la diode
- 3)  $I_T$  : Courant dans le transistor
- 4)  $U_L$  : tension dans la bobine
- 5)  $U_E$  : tension de la entrée
- 6)  $U_S$  : tension de la sortie

### 1.2.1.2. Convertisseur élévateur « BOOST »

$$U_S = \frac{1}{1-\alpha} U_e \quad \text{Avec} \quad U_S > U_e$$

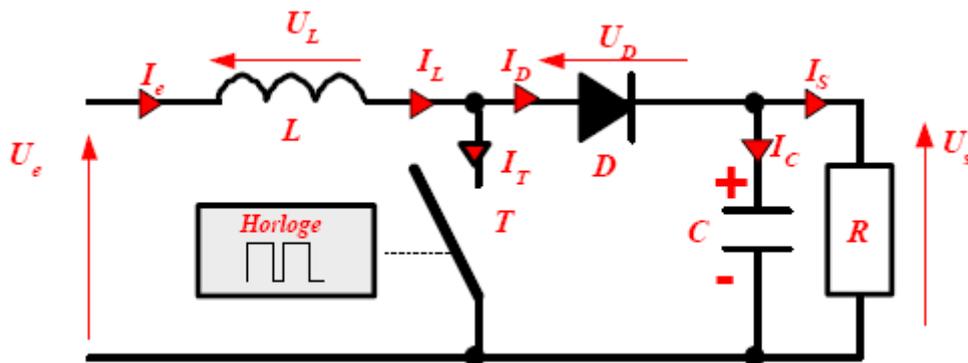


Figure 1.5 : Convertisseur élévateur « BOOST ».

Le transistor  $T$  est commandé par une horloge  $H$ . Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de  $0$  à  $\alpha T$ ), le transistor  $T$  est commandé et la bobine  $L$  emmagasine de l'énergie et le condensateur  $C$  restitue son énergie à la charge. Pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de  $\alpha T$  à  $T$ ), le transistor est bloqué et la bobine  $L$  restitue l'énergie emmagasinée, la diode est passante donc  $U_s$  est supérieur à  $U_e$ .

**Phase N°1 (0 à  $\alpha$  T) :**Le transistor est passant et la diode D est bloquée. Le condensateur restitue son énergie.

$$U_L = U_E \text{ Avec } U_S > U_E$$

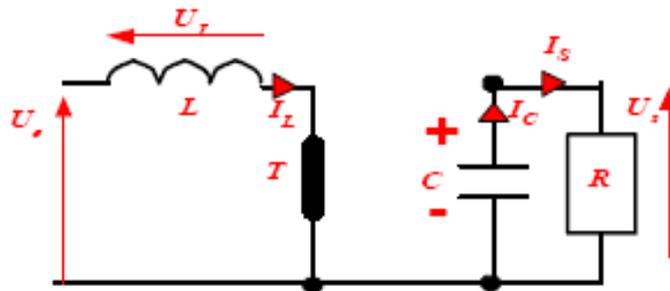


Figure 1.6 : Schéma équivalent du convertisseur élévateur (Phase N°1).

**Phase N°2 ( $\alpha$  T à T) :**Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode D est passante.

$$U_S = U_E - U_L \text{ et } U_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

Comme le courant  $I_L$  diminue alors :  $U_L < 0$

En conséquence  $U_S > U_E$

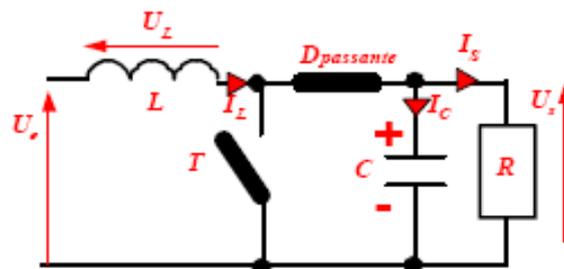


Figure 1.7 : Schéma équivalent du convertisseur élévateur (Phase N°2).

1.2.1.3. Convertisseur inverseur « BUCK - BOOST »

$$V_S = -\frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \text{ avec } V_S < 0$$

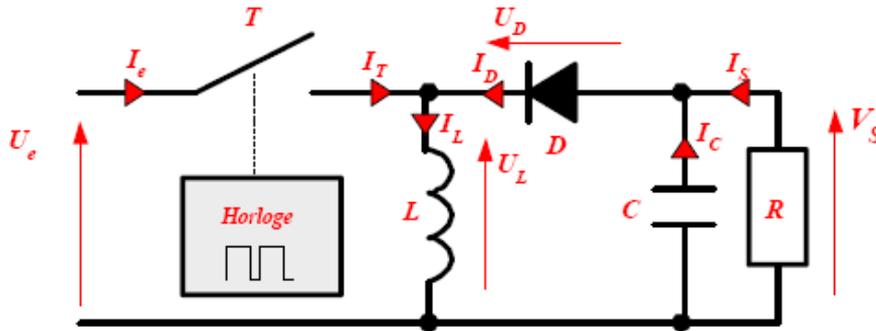


Figure 1.8 : Convertisseur inverseur « BUCK – BOOST ».

Le transistor T est commandé par une horloge H. Pendant le temps haut de l’horloge (PHASE N°1 de 0 à  $\alpha T$ ), le transistor T est commandé, la bobine L emmagasine de l’énergie et le condensateur C restitue son énergie à la charge. Pendant le temps bas de l’horloge (PHASE N°2 de  $\alpha T$  à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l’énergie emmagasinée. La diode est passante, le courant  $I_L$  diminue et donc  $U_L$  change de signe et devient négative et par conséquence  $U_S$ .

**Phase N°1 (0 à  $\alpha T$ ):**Le transistor est passant et la diode Dest bloquée. Le condensateur restitue son énergie.

$$U_L = U_E \text{ avec } U_S < U_E$$

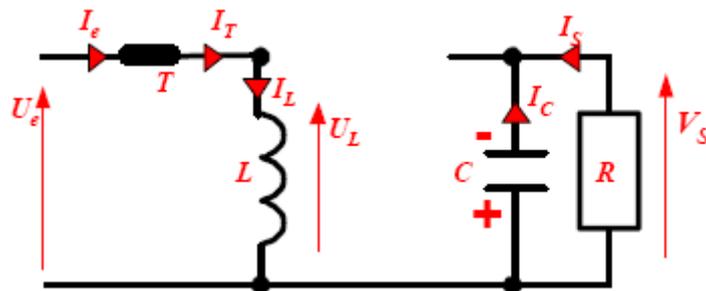


Figure 1.9 : Schéma équivalent du convertisseur inverseur (Phase N°1).

**Phase N°2 ( $\alpha T$  à  $T$ ) :** Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode  $D_{passante}$  est passante.

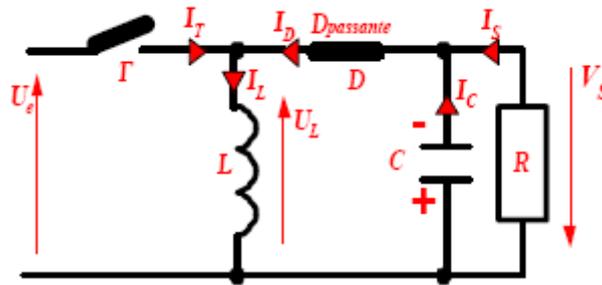


Figure 1.10: Schéma équivalent du convertisseur inverseur (Phase N°2).

$$U_s = -U_L \text{ et } U_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

Comme le courant  $I_L$  diminue alors  $U_L > 0$

En conséquence  $U_s > U_e$

## 1.2.2. Thyristor

### 1.2.2.1. Généralités

Le thyristor est un élément semi-conducteur qui possède trois électrodes: ANODE, CATHODE, GÂCHETTE.

Comme la diode, le thyristor laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode à la cathode. Mais le thyristor ne conduira que si un courant minimum et positif est fourni à la gâchette. 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 ».

### 1.2.2.2. Symbole

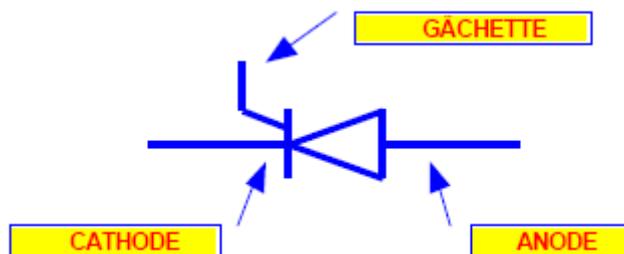


Figure 1.11 : symbole du thyristor.

### 1.2.2.3. Constitution

Le thyristor est un semi-conducteur au Silicium à quatre couches alternativement P et N. L'ensemble semi-conducteur est ensuite « encapsulé » dans différents types de boîtiers selon qu'il s'agit de thyristor à faible, moyenne ou forte puissance.

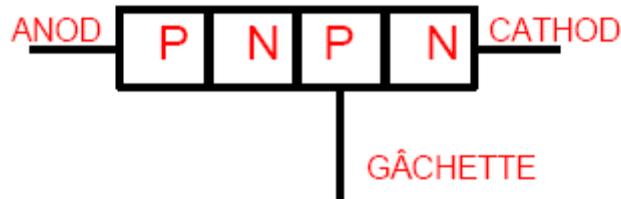


Figure 1.12 : Constitution d'un thyristor.

### 1.2.2.4. Amorçage du thyristor par courant de gâchette

L'amorçage du thyristor par courant de gâchette peut se faire en courant continu. Il suffit simplement de fermer l'interrupteur pendant un court instant pour obtenir un courant de gâchette positif limité par la résistance. A partir de ce moment, le thyristor s'amorce et reste amorcé (même après ouverture de l'interrupteur).

Dans la pratique, un générateur d'impulsions se charge de l'amorçage des thyristors.

On désamorce le thyristor en faisant chuter la tension A-K ; et dès que le courant descend en dessous du courant de maintien  $I_H$ , le thyristor ne conduit plus.

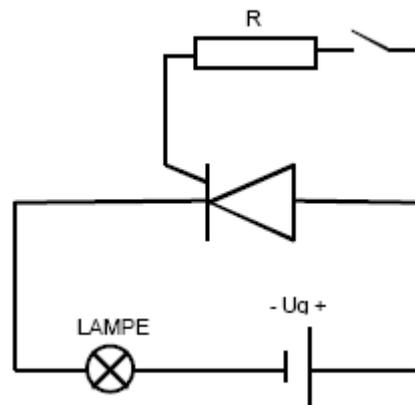


Figure 1.13 : Montage d'un thyristor.

### 1.2.2.5. Caractéristique $U_D = f(I_D)$ avec $I_G \neq 0$ :

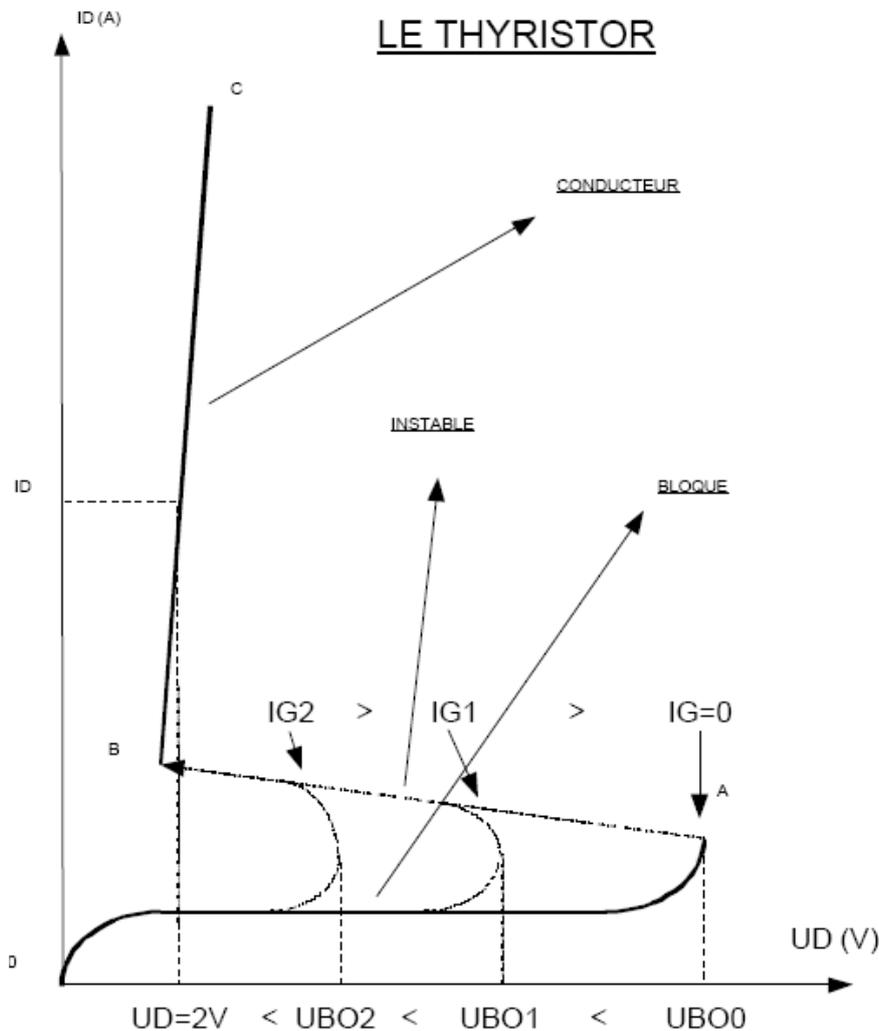


Figure 1.14 : Caractéristique  $U_D = f(I_D)$  d'un thyristor.

La caractéristique  $U_D = f(I_D)$  comprend 3 zones :

**Zone OA :** Le thyristor est sous tension directe et reste bloqué si  $U_D < U_{BO0}$ . Le courant  $I_D$  est très faible.

**Zone AB :** C'est une zone transitoire où le thyristor est instable. Le fonctionnement normal ne se fait jamais dans cette zone.

**Zone BC :** Le thyristor est conducteur et se comporte comme une diode passante. Le point de fonctionnement se trouve sur la droite BC.

### 1.2.2.6. Influence du courant de gâchette $I_G$

Si  $I_G = 0$ , le thyristor s'amorcera lorsque  $U_D = U_{BO0}$  (fonctionnement non désiré).

Lorsque le courant de gâchette augmente ( $I_{G2} > I_{G1}$ ), la tension  $U_{BO_0}$  sous laquelle il devient conducteur diminue ( $U_{BO_2} < U_{BO_1}$ ).

La tension d'amorçage est d'avantage plus faible que le courant de gâchette est élevé.

### 1.2.3. Le transistor bipolaire

#### 1.2.3.1. Définition

Le transistor bipolaire est créé en juxtaposant trois couches de semi-conducteur dopées N+, P puis N pour le transistor NPN (courant dû à un flux d'électrons) ou dopées P+, N puis P pour le transistor PNP (courant dû à un flux de trous). Le niveau de dopage décroît d'un bout à l'autre de la structure.

Un faible courant de base,  $I_B$ , permet de commander un courant de collecteur,  $I_C$ , bien plus important.

#### 1.2.3.2. Représentation

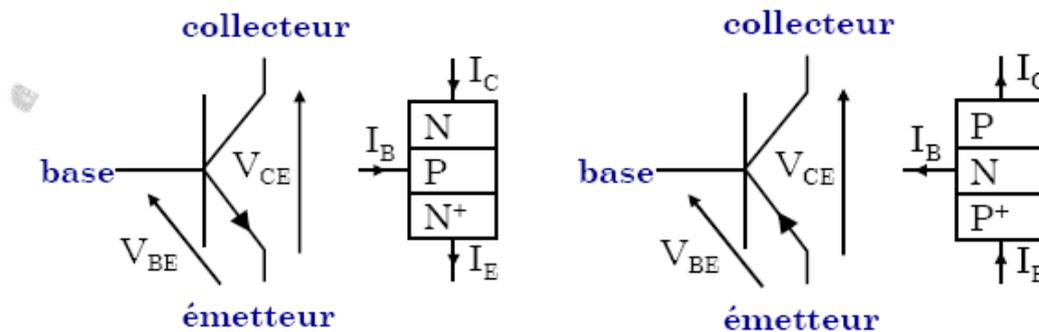
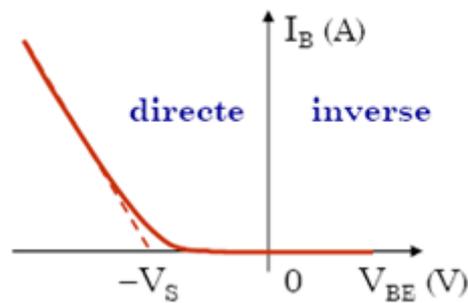


Figure 1.15 : symbole d'un transistor.

#### 1.2.3.3. Caractéristiques $I_B(V_{BE})$ du transistor PNP :

- Pour débloquer (rendre passant) le transistor PNP, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct avec une tension supérieure (en valeur absolue) à la tension de seuil,  $V_S$ , de cette diode soit :  $V_{BE} < -V_S$ .
- La caractéristique  $I_B(V_{BE})$  est celle de la diode base-émetteur en ne considérant que le courant des électrons.
- Ici le courant des électrons est bien plus faible que le courant des trous.

Figure 1.16 :  $I_B = f(V_{BE})$ 

## 1.2.4. Régulateur de tension

### 1.2.4.1. Présentation

Un régulateur de tension est un élément qui permet de stabiliser une tension à une valeur fixe, et qui est nécessaire pour les montages électroniques qui ont besoin d'une tension qui ne fluctue pas, ne serait-ce que peu. Un régulateur de tension peut être composé d'un ensemble de composants classiques (résistances, diodes zener et transistor par exemple), mais il peut aussi être de type "intégré" et contenir tout ce qu'il faut dans un seul et même boîtier, pour faciliter son usage. C'est ce genre de régulateur intégré dont il est question dans notre montage.

Dans la littérature, on trouve souvent les termes "tension stabilisée" ou "tension régulée". La différence entre les deux est rarement importante, car dans les deux cas on souhaite obtenir la même chose, à savoir une tension qui s'éloigne le moins possible de la valeur qu'on souhaite lui donner. La définition de réguler dans le domaine technique est "Maintenir une grandeur entre deux limites fixées" alors que dans le domaine physiologique (vivant) on dit "Assurer la constance des caractères d'un milieu intérieur en dépit des variations du milieu extérieur". La définition de stabiliser est quant à elle "Permettre à un système de revenir à une position établie après en avoir été écarté par une action extérieure" ou encore "Se maintenir durablement sans profondes variations". Dans tous les cas, il est fait mention d'un état désiré (la valeur de la tension dans le cas qui nous concerne) et d'une plage de variation faible qu'on doit accepter car la perfection n'existe pas.

### 1.2.4.2. Régulateur fixe

Appelé ainsi parce qu'il a été conçu pour délivrer une tension continue d'une valeur donnée, qui ne peut pas être modifiée sans artifice. Il possède (fixe et ajustable) une protection contre les courts-circuits et aussi un disjoncteur thermique.

Il en existe de multiples sortes, mais les plus courants sont ceux de la série LM78xx (ou uA78xx) et LM79xx (ou uA79xx) :

- LM = préfixe utilisé par le fabricant. Il peut aussi s'agir de  $\mu A$ , ou MC.
- 78 = signifie qu'il s'agit d'un régulateur positif
- 79 = signifie qu'il s'agit d'un régulateur négatif
- xx = tension de sortie fixe (valeur entière)
- Valeurs courantes disponibles : 5V, 6V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V, 24V.

Ce type de régulateur possède trois broches : l'entrée, la sortie et la référence (masse) qui est commune aux deux autres broches. Son brochage est donné par la figure 2.19.

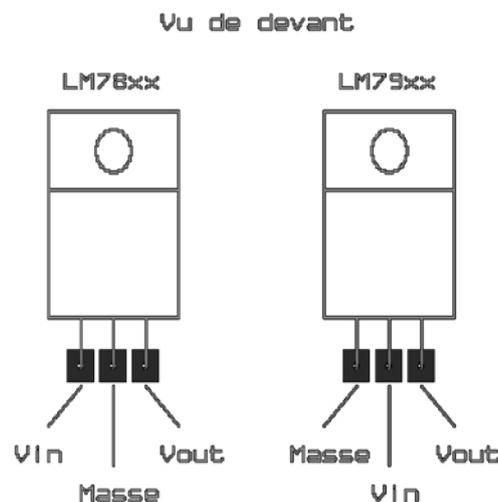


Figure 1.17 : Brochage d'un régulateur positif (78xx) et négatif (79xx).

## 1.2.5. Amplificateur Opérationnel

### 1.2.5.1. Définition

Un amplificateur opérationnel (AOP) est un circuit intégré dont la fonction de base est, comme son nom le suggère, l'amplification. Il est en outre "opérationnel" car il permet de réaliser des fonctions de type "arithmétique" (inversion, addition, soustraction...).

L'AOP est symbolisé par un triangle pointant à droite. Il comporte deux entrées et une sortie, l'entrée notée  $e+$  est dite non inverseuse, et l'entrée notée  $e-$  est dite inverseuse (voir figure 1.20). Le AOP amplifie la différence entre  $V_1$  et  $V_2$  par un facteur d'amplification, le gain, qui est constant (et gigantesque). L'alimentation de l'AOP est ici symétrique ( $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$ ); une alimentation non symétrique reste souvent possible.

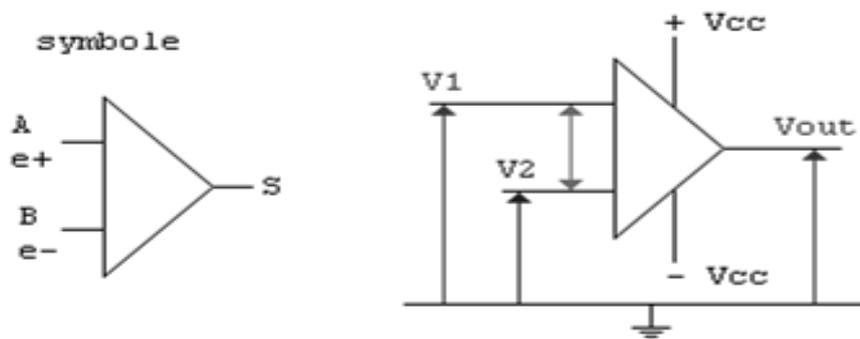


Figure 1.18 : Représentation d'un AOP.

### 1.2.5.2. Principe de fonctionnement d'un AOP

Si on applique des tensions continues  $V_1$  et  $V_2$  aux deux entrées d'un AOP, ce dernier compare les deux tensions  $V_1$  et  $V_2$  et de cette comparaison dépendra l'état, haut ou bas, de sa sortie ( $V_{out}$ ). La figure 2.21 reprend les deux cas possibles d'alimentation de l'AOP.

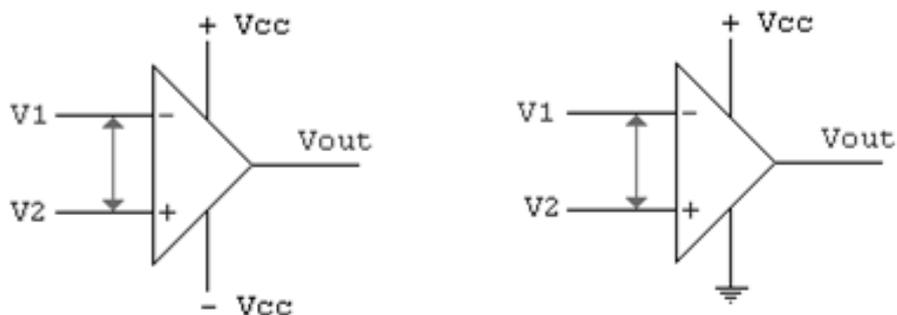


Figure 1.19 : Alimentation d'un AOP, symétrique à gauche ou positive (non symétrique) à droite.

Le tableau 1.1 résume les différentes alimentations symétriques et non symétriques d'un AOP.

	<b>Alimentation symétrique</b>	<b>Alimentation non symétrique</b>
$V_2 > V_1$	$V_{out} = \text{presque } +V_{cc}$	$V_{out} = \text{presque } +V_{cc}$
$V_1 > V_2$	$V_{out} = \text{presque } -V_{cc}$	$V_{out} = \text{presque } 0$

Tableau 1.1 : alimentations symétriques et non symétriques d'un AOP.

La sortie haute est proche de  $+V_{cc}$ , la sortie basse est proche de 0 ou de  $-V_{cc}$ . Mais il existe toujours une petite différence entre la tension disponible en sortie (output voltage swing, en anglais) et la tension d'alimentation, cette différence fait partie des caractéristiques propres à chaque modèle d'AOP, mais elle reste en général très faible.

### 1.2.5.3 AOP parfait et AOP réel

On pourrait définir l'AOP "parfait" ou "idéal" (celui de la théorie) comme un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, dont l'impédance d'entrée est infinie (pour ne consommer aucun courant de la source) et l'impédance de sortie est nulle (pour fournir un courant infini à la charge) ; de plus, cet AOP parfait présenterait une largeur de bande infinie et un décalage en tension nul, rejetterait parfaitement le mode commun, et serait en plus insensible aux variations de température et de tension d'alimentation.

Dans la réalité ; on constate, par rapport à ce modèle théorique idéal, quelques "défauts" (souvent minimes). Les caractéristiques générales communes à la plupart des AOP disponibles sont :

- Technologie bipolaire ( $\mu$ A741...), BI-FET (LF353...), CMOS...
- Gain en boucle ouverte de l'ordre de 100.000 (souvent exprimé en décibels)
- Impédance d'entrée très grande (de l'ordre de 2 M $\Omega$  pour un  $\mu$ A741, de 10<sup>6</sup> M $\Omega$  pour un LF353...)
- Impédance de sortie très faible (de l'ordre de 75 ohms pour un  $\mu$ A741)
- Courant disponible de l'ordre de 25 mA
- Bande passante du continu à 1 MHz (LM324), 2 MHz ( $\mu$ A741), 4 MHz (LF353)...

### 1.2.5.4. Amplificateur inverseur

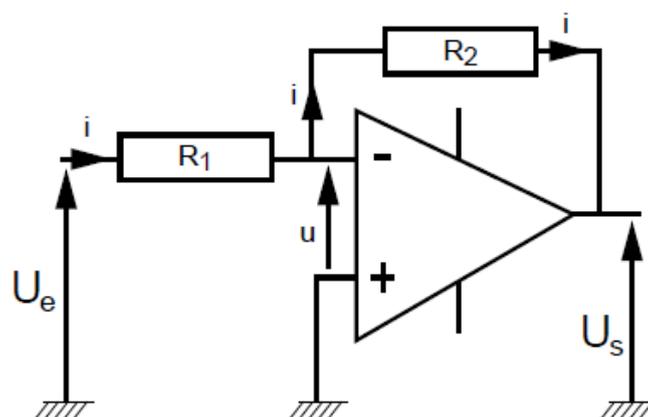


Figure 1.20 : AOP monté en amplificateur inverseur.

En utilisant les caractéristiques propres de l'amplificateur opérationnel définis précédemment:

- résistance d'entrée infinie signifie que le courant qui traverse  $R_1$  et  $R_2$  est le même.
- le gain de l'ampli. op. en fonctionnement linéaire est infini, ce qui entraîne que la différence de potentiel  $u$  est nulle.

Cela signifie que l'on pourra obtenir le gain que l'on désire par le choix d'un rapport de deux résistances, ce qui est commode parce que les résistances sont des composants très bon marché, de bonne qualité et de valeurs extrêmement variées.

$$\left. \begin{aligned} i &= \frac{U_e - u}{R_1} = \frac{U_e}{R_1} \\ i &= \frac{U_s - u}{R_2} = \frac{U_s}{R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{U_s}{U_e} = G = \frac{R_2}{R_1}$$

### 1.2.5.5. Amplificateur non-inverseur

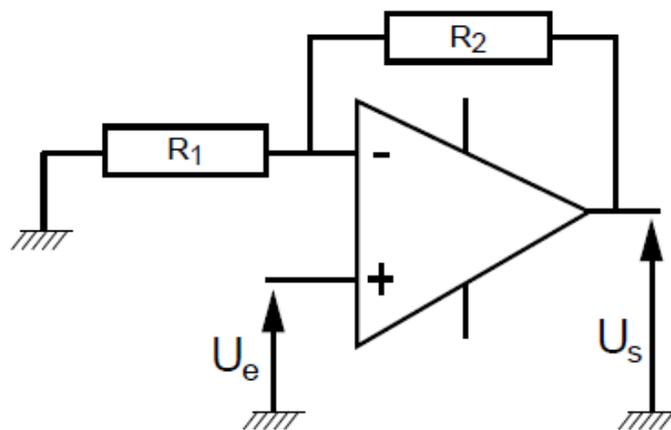


Figure 1.21 : AOP monté en amplificateur non-inverseur.

Dans ce montage, il faut se souvenir que la différence de potentiel entre les bornes d'entrée + et - de l'amplificateur est nulle, ce qui signifie que la tension aux bornes de  $R_1$  est égale à  $U_e$ , celle aux bornes de  $R_2$  est égale à  $U_s - U_e$  ; on peut alors poser les équations donnant le courant  $i$  traversant  $R_1$  et  $R_2$  et montrer que :  $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

### 1.2.6. Circuit intégré CD4001

Le circuit intégré CD4001 fait partie de la série des circuits intégrés 4000 utilisant la technologie CMOS. Ce circuit est composé de quatre portes logiques indépendantes NON-OU à deux entrées. Chaque porte possède un buffer en sortie.

A	B	S
0	1	0
0	0	1
1	1	0
1	0	0

Tableau 1.2: Table de vérité d'une porte NON-OU.

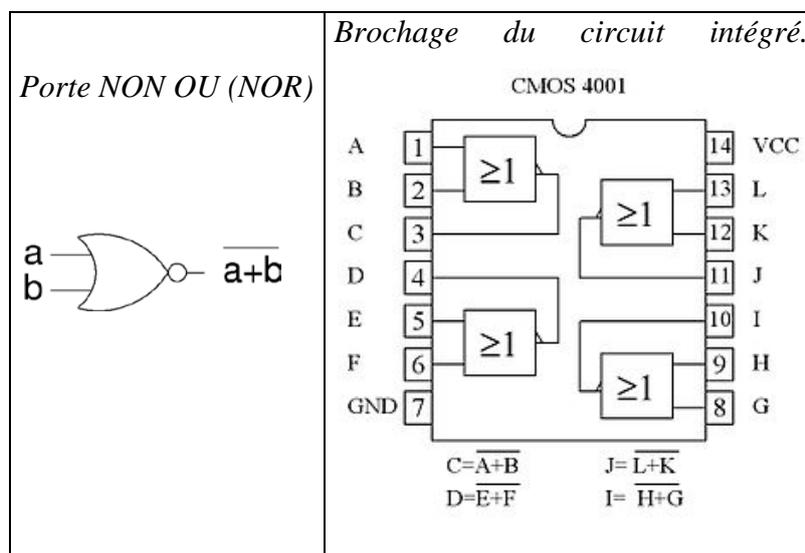


Figure 1.22: Brochage du circuit intégré.

### 1.2.7. Comparateur et générateur de signaux

#### 1.2.7.1. Introduction

Le comparateur est un amplificateur opérationnel à très haut gain et extrêmement rapide car il n'a pas de compensation en fréquence. Il n'est en effet pas prévu pour travailler dans un circuit à réaction négative, mais uniquement en boucle ouverte ou dans un circuit à réaction positive. Il est donc conçu et utilisé pour basculer rapidement d'un niveau de saturation vers l'autre.

L'utilisation d'un AOP en tant que comparateur se voit immédiatement en observant que la réaction se fait sur la borne non inverseuse. La sortie n'a alors que deux états possibles,  $V_H$  (niveau haut) et  $V_L$  (niveau bas) et leurs valeurs absolues ne sont pas nécessairement opposées. Ces deux niveaux peuvent en particulier être choisis pour être compatibles avec l'entrée d'une famille de circuits logiques. Idéalement, ils sont indépendants des tensions

d'alimentation de l'AOP. L'application la plus courante du comparateur est la détection de niveau.

### 1.2.7.2. Comparateur à hystérésis

#### 1.2.7.2.1. Comparateur à seuils symétriques

Pour réaliser des comparateurs à seuils symétriques, on utilise un AOP alimenté symétriquement, avec l'une de ses deux bornes d'entrée mise à la masse.

#### A. Comparateur non inverseur symétrique

Dans ce cas (figure 1.23), le signal d'entrée  $u_1(t)$  est branché sur l'entrée non inverseuse via la résistance  $R_1$ . La commutation d'un état saturé à l'autre se fait lorsque la tension différentielle de l'AOP passe par 0, autrement dit, lorsque :  $U_+ = U_-$ .

En appliquant le théorème de superposition, la condition de commutation s'écrit :

$$U_+ = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_- = 0$$

D'où, au moment de la commutation,

$$u_1 = -u_2 \frac{R_1}{R_2}$$

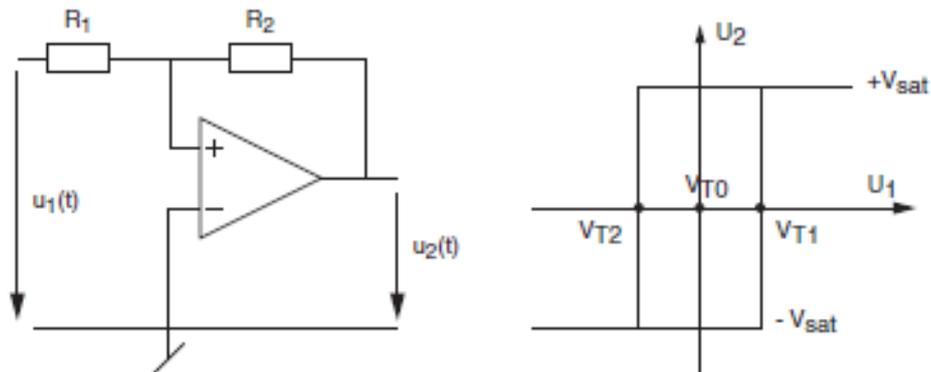


Figure 1.23 : Comparateur non inverseur.

Considérant que la tension  $u_1(t)$  appliquée au comparateur est variable et que la tension de sortie  $u_2(t)$  de l'AOP ne peut pas prendre que deux états  $\pm V_{\text{sat}}$ , les seuils de commutation commandés par la tension d'entrée  $u_1(t)$  valent :

$$u_1(t) = \left( \begin{matrix} V_{T1} \\ V_{T2} \end{matrix} \right) = \pm V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$

Le cycle d'hystérèse est alors centré autour de l'origine  $V_{T0} = 0$  et sa largeur vaut

$$\Delta V \equiv V_{T1} - V_{T2} = 2V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$

### B. Comparateur inverseur symétrique

Dans ce cas (figure 2.24), le signal d'entrée  $u_1(t)$  est branché sur l'entrée inverseuse. La commutation d'un état saturé à l'autre se fait lorsque la tension  $U_+$  est égale à la tension  $U_-$  avec :

$$U_+ = u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_- = u_1$$

D'où, au moment de la commutation,

$$u_1 = u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Considérant que la tension  $u_1(t)$  appliquée au comparateur est variable et que la tension de sortie  $u_2(t)$  de l'AOP ne peut pas prendre que deux états  $\pm V_{\text{sat}}$ , les seuils de commutation commandés par la tension d'entrée  $u_1(t)$  s'écrivent :

$$u_1(t) = \left( \frac{V_{T1}}{V_{T2}} \right) = \pm V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Le cycle d'hystérésis est alors centré autour de l'origine  $V_{T0} = 0$  et sa largeur vaut :

$$\Delta V_T \equiv V_{T1} - V_{T2} = 2V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

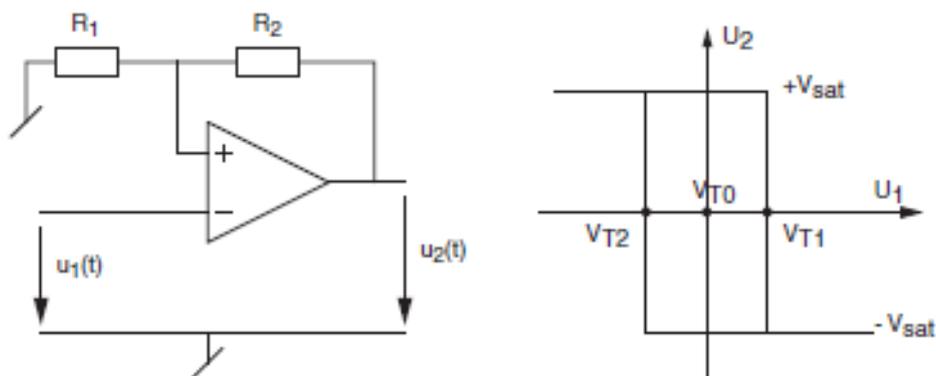


Figure 1.24 : Comparateur inverseur.

#### 1.2.7.2.2. Comparateur à seuils variables

Pratiquement, il est fréquent de devoir situer le centre du cycle ailleurs qu'en 0 comme on vient de le voir. Pour ce faire, on utilise une tension supplémentaire  $V_{\text{ref}}$  ; les calculs qui s'en suivent sont similaires à ceux que nous avons effectués ci-dessus. Cependant, pour une

plus grande généralité, on considérera dans ce qui suit que les tensions de saturation de l'AOP ne sont pas nécessairement symétriques et qu'elles valent :

$$V_{\text{sat}} = \begin{pmatrix} V_H \\ V_L \end{pmatrix}$$

### A. Comparateur non inverseur

Dans ce cas, le signal d'entrée  $u_1(t)$  est branché sur l'entrée non inverseuse via la résistance  $R_1$  et la tension  $V_{\text{ref}}$  est reliée directement à la borne inverseuse.

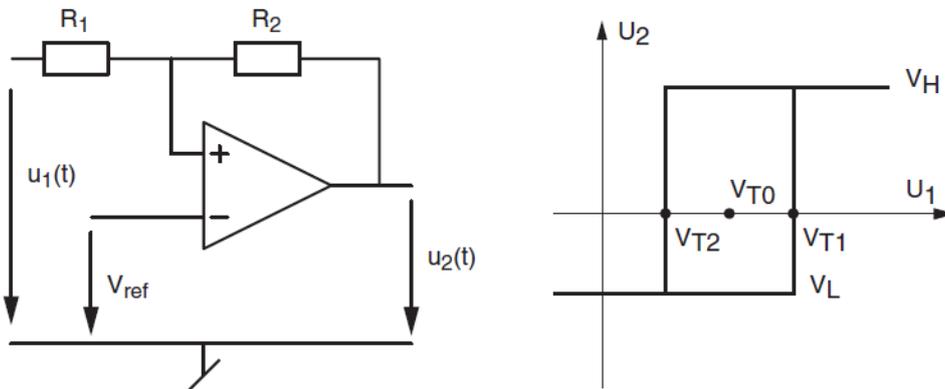


Figure 1.25: Comparateur non inverseur à seuils variables.

La commutation d'un état saturé à l'autre se fait lorsque  $U_+ = U_-$ . En appliquant le théorème de superposition, la condition de commutation s'écrit :

$$U_+ = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_- = V_{\text{ref}}$$

D'où, au moment de la commutation,

$$u_1 = V_{\text{ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - u_2 \frac{R_1}{R_2}$$

Les seuils de commutation commandés par la tension d'entrée  $u_1(t)$  s'écrivent donc :

$$u_1(t) = \begin{pmatrix} V_{T1} \\ V_{T2} \end{pmatrix} = V_{\text{ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \begin{pmatrix} V_H \\ V_L \end{pmatrix} \frac{R_1}{R_2}$$

Le centre du cycle d'hystérésis se trouve cette fois-ci en :

$$V_{T0} = \frac{V_{T1} + V_{T2}}{2}$$

Et sa largeur vaut :

$$\Delta V_T \equiv V_{T1} - V_{T2} = (V_H - V_L) \frac{R_1}{R_2}$$

Dans le cas particulier d'une tension de sortie symétrique, on a :

$$V_H = +V_{\text{sat}} \text{ Et } V_L = -V_{\text{sat}}$$

Le centre du cycle d'hystérèse se situe alors en :

$$V_{T0} = V_{\text{ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Et sa largeur vaut :

$$\Delta V_T = V_{T1} - V_{T2} = 2V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$

## B. Comparateur inverseur

Dans ce cas, le signal d'entrée  $u_1(t)$  est branché sur l'entrée inverseuse et la tension  $V_{\text{ref}}$  est reliée à la borne non inverseuse via la résistance  $R_1$ .

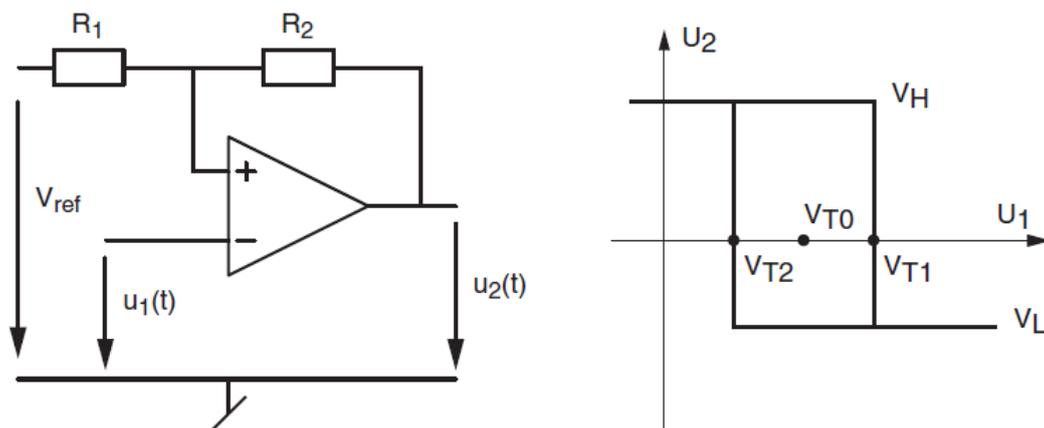


Figure 1.26: Comparateur inverseur à seuils variables.

La commutation d'un état saturé à l'autre se fait lorsque les tensions  $U_+$  et  $U_-$  sont égales.

En appliquant le théorème de superposition, la condition de commutation s'écrit :

$$U_+ = V_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_- = u_1$$

D'où, au moment de la commutation,

$$u_1 = V_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Considérant que la tension  $u_1(t)$  appliquée au comparateur est variable et que la tension de sortie de l'AOP  $u_2(t)$  ne peut pas prendre que deux valeurs  $V_H$  et  $V_L$ , les seuils de commutation commandés par la tension d'entrée  $u_1(t)$  s'écrivent :

$$u_1(t) = \left( \frac{V_{T1}}{V_{T2}} \right) = V_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \left( \frac{V_H}{V_L} \right) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Le centre du cycle d'hystérésis se trouve cette fois-ci en :

$$V_{T0} = \frac{V_{T1} + V_{T2}}{2}$$

Et sa largeur vaut :

$$\Delta V_T = V_{T1} - V_{T2} = (V_H - V_L) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Dans le cas particulier d'une tension de sortie symétrique, on a :

$$V_H = +V_{\text{sat}} \quad \text{Et} \quad V_L = -V_{\text{sat}}$$

Le centre du cycle d'hystérésis se situe alors en :

$$V_{T0} = V_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Et sa largeur vaut :

$$\Delta V_T = V_{T1} - V_{T2} = 2V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

### 1.2.8. Dérivateur et intégrateur

#### Généralités

La dérivation et l'intégration sont des fonctions mathématiques dont nous utilisons à cette étape le fonctionnement aux limites, c'est-à-dire :

- la dérivation de tension rectangulaire pour produire des impulsions de tension aux moments des fronts de cette tension rectangulaire,
- L'intégration de tension rectangulaire pour obtenir une tension continue égale à la valeur moyenne de la tension rectangulaire.

1.2.8.1. Dérivateur

1.2.8.1.1. Dérivateur à circuit RC, référencé à la masse

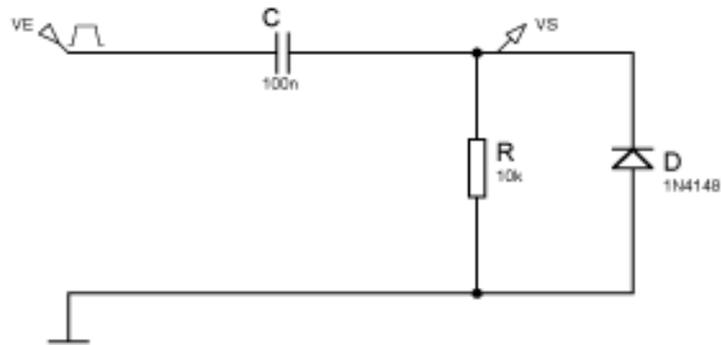


Figure 1.27 : Dérivateur à circuit RC.

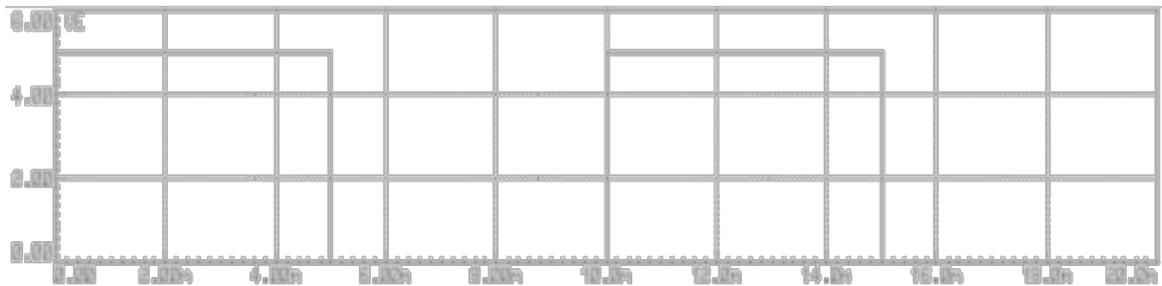


Figure 1.28 : Signal d'entrée.

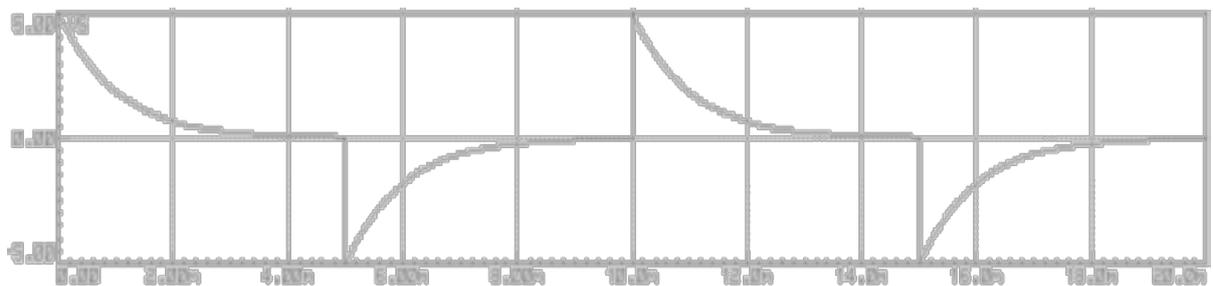


Figure 1.29 : Signal de sortie sans D.

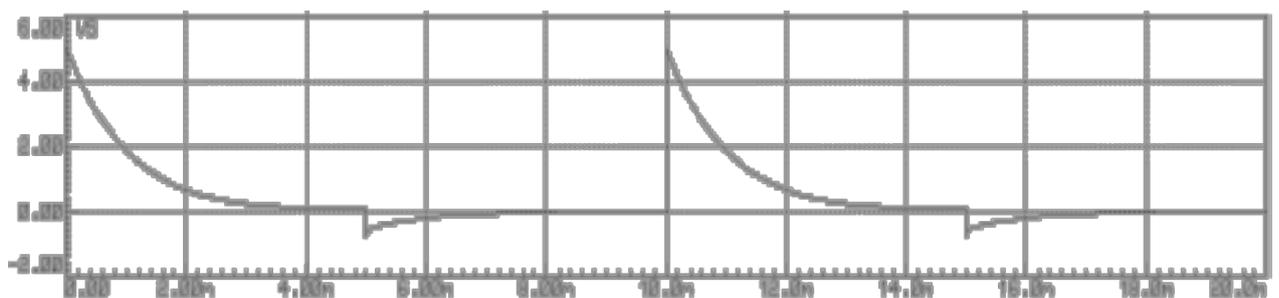


Figure 1.30 : Signal de sortie avec D.

**Fonctionnement :**

- La constante de temps RC est choisie telle que :  $RC \leq \frac{T_E}{10}$
- Pendant la première demi-période, le condensateur se charge, et la tension de sortie est l'image du courant de charge,
- Pendant la deuxième demi-période, le condensateur se décharge, et la tension de sortie est l'image du courant de décharge,
- Quand on place la diode D, la décharge du condensateur se fait à travers une résistance équivalente très faible, donc elle est très rapide, et la tension de sortie ne peut pas être inférieure à -0,7V.

**Conclusion:**

- un front montant d'amplitude +V donnera, en sortie du dérivateur, une impulsion positive d'amplitude +V et de durée égale à 5RC,
- un front descendant d'amplitude -V donnera, en sortie du dérivateur, une impulsion négative d'amplitude -V et de durée égale à 5RC,

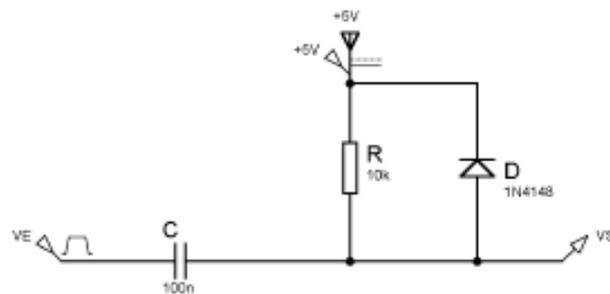
**1.2.8.1.2. Dérivateur à circuit RC référencé a + 5 V**

Figure 1.31 : Dérivateur à circuit RC référencé à + 5 V.

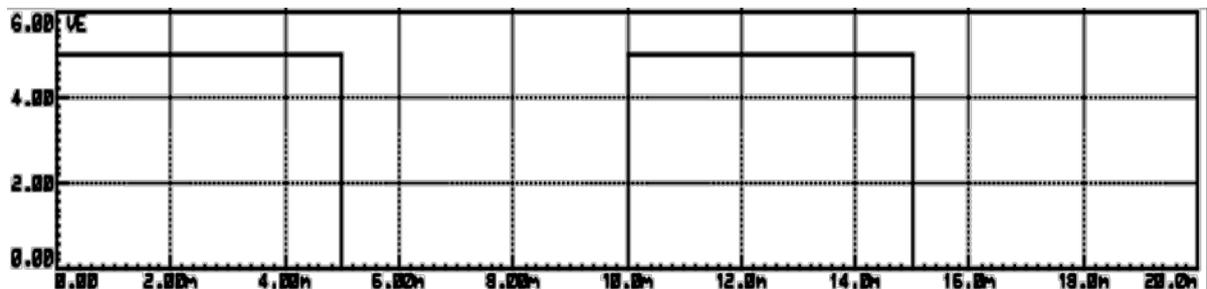


Figure 1.32 : Signal d'entrée.

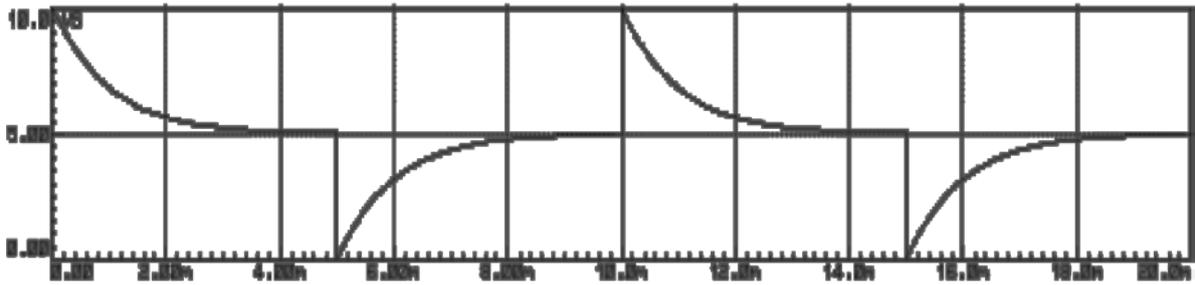


Figure 1.33 : Signal de sortie sans D.

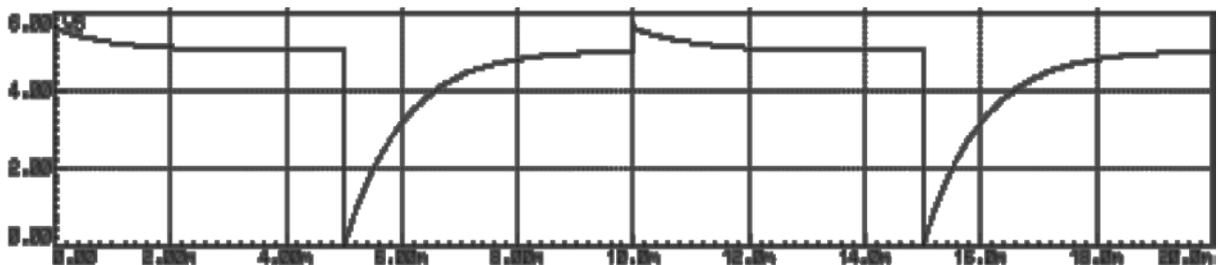


Figure 1.34 : Signal de sortie avec D.

**Fonctionnement:**

Par rapport au schéma précédent, une source de tension de 5V a été rajoutée sur la deuxième borne de la résistance; ainsi toutes les tensions sont augmentées de +5V.

**Conclusion:**

- En dehors de toute impulsion, la tension de sortie du dérivateur est égale a +5V,
- Un front montant d'amplitude +5V en entrée, donnera, en sortie du dérivateur, une impulsion positive comprise entre +5V et +10V et de durée égale à  $5RC$ ,
- Un front descendant d'amplitude -5V en entrée, donnera, en sortie du dérivateur, une impulsion négative comprise entre +5V et 0V et de durée égale à  $5RC$ ,
- Quand on place la diode D, la décharge du condensateur se fait à travers une résistance équivalente très faible, donc elle est très rapide, et la tension de sortie ne peut dépasser la valeur 5,6V; l'impulsion positive est écrêtée.

## 1.2.8.2. Intégrateur

### 1.2.8.2.1. Intégrateur à circuit RC

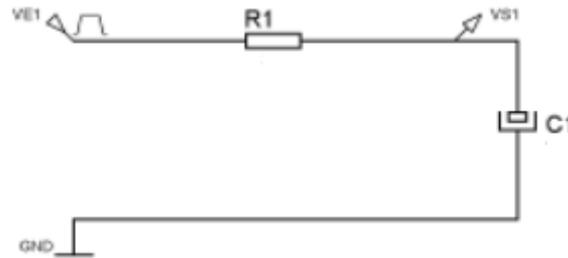


Figure 1.35 : Intégrateur à circuit RC.

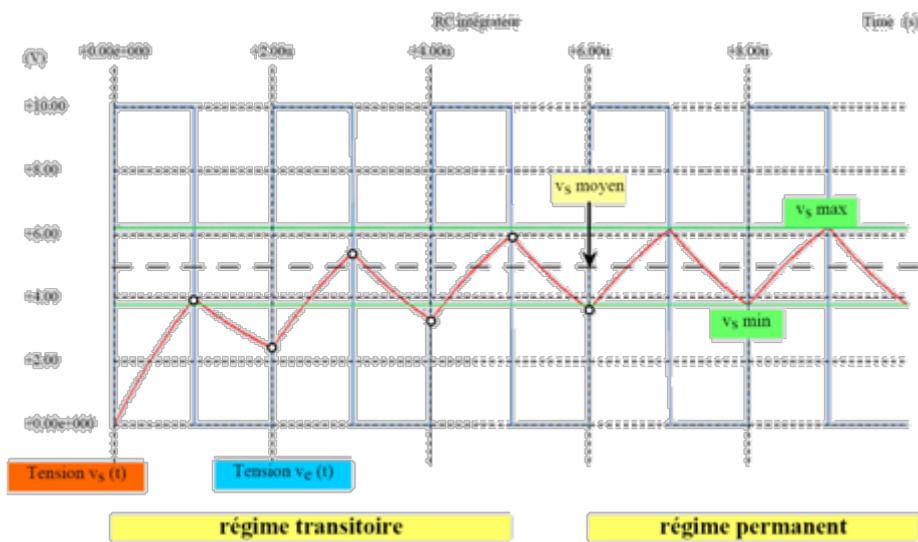


Figure 1.36 : Signal d'entrée et de sortie.

#### Fonctionnement :

- Le condensateur se charge pendant la phase transitoire à la valeur moyenne du signal d'entrée, soit dans ce cas:  $V_{EMAX}/2$ .

#### Conclusion:

La valeur moyenne étant définie comme la composante continue d'un signal composite, le condensateur se charge pendant la phase transitoire à cette valeur moyenne.

## 1.2.9. Astable et monostable

### 1.2.9.1. Le 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 à son état stable.

Le terme astable désigne une structure ne possédant pas d'état stable, c'est à dire, un Oscillateur : le signal délivré oscille continuellement d'un état à l'autre sans jamais se stabiliser ; on parle également de multivibrateur astable.

### 1.2.2.9.2. Représentation et exemple de chronogrammes de fonctionnement

#### Cas de l'astable

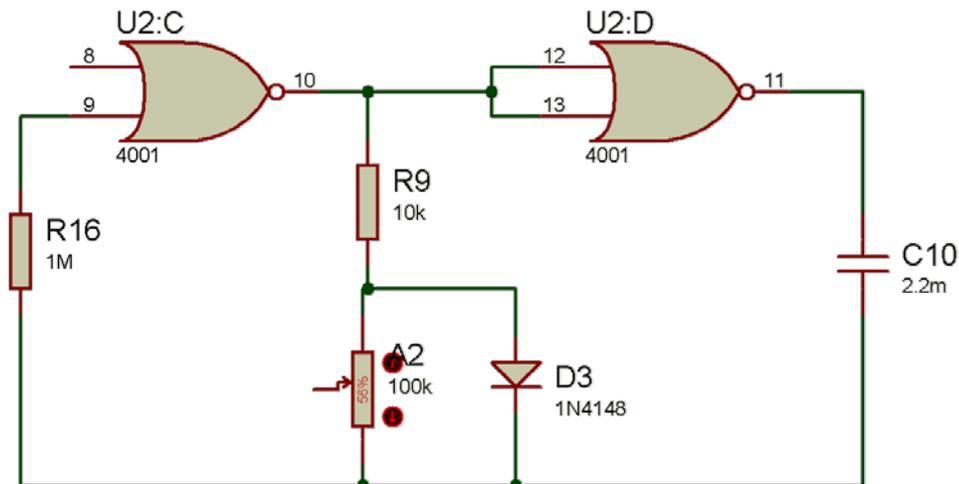


Figure 1.37 : circuit astable

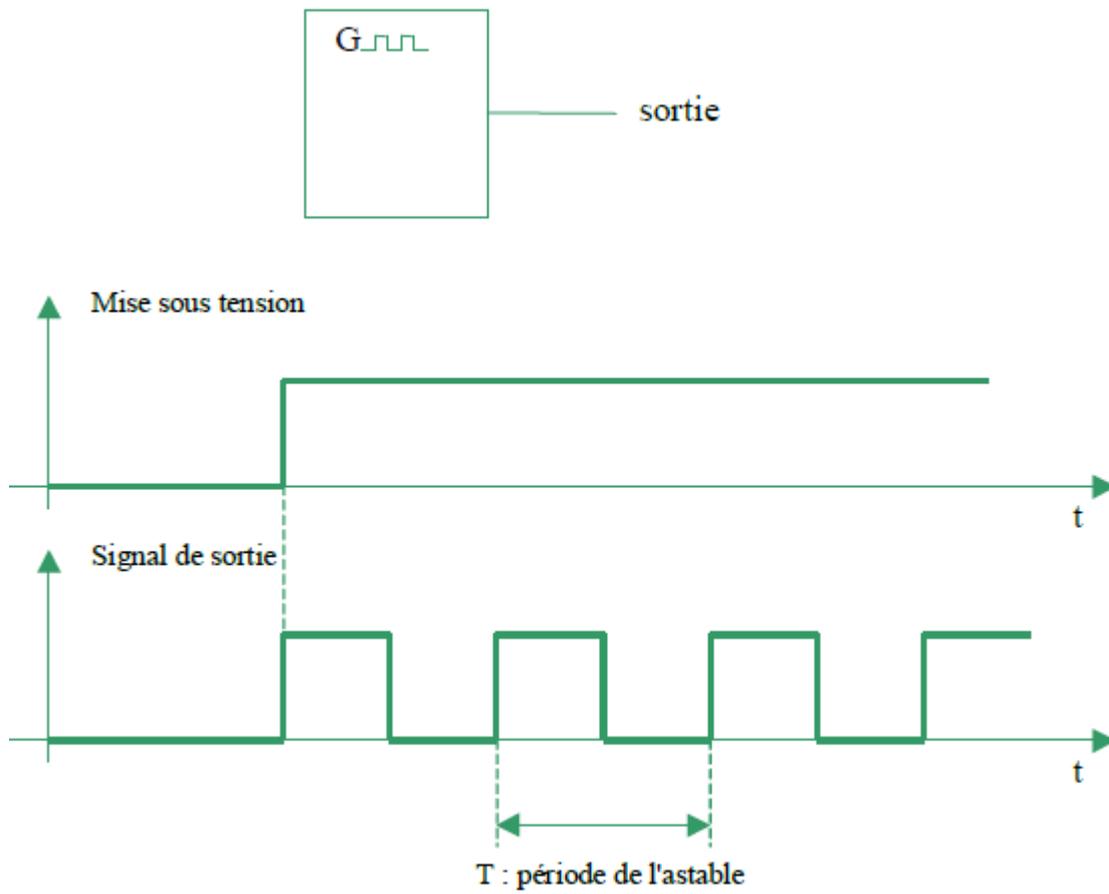


Figure 1.38: Signal de sortie.

**Cas du monostable :**

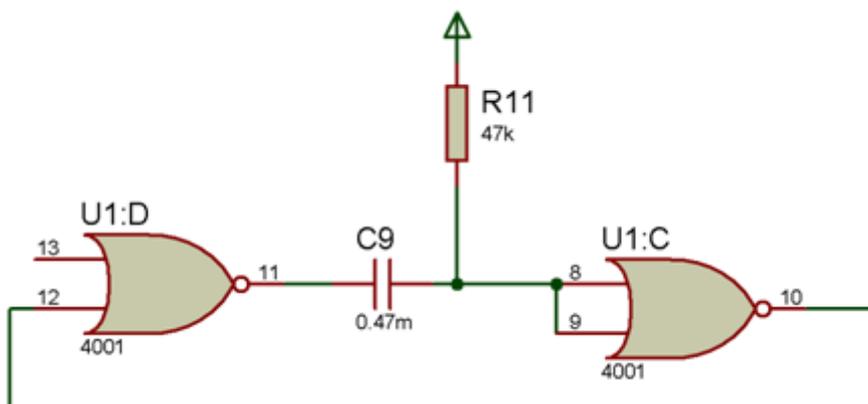


Figure 1.39 : circuit monostable.

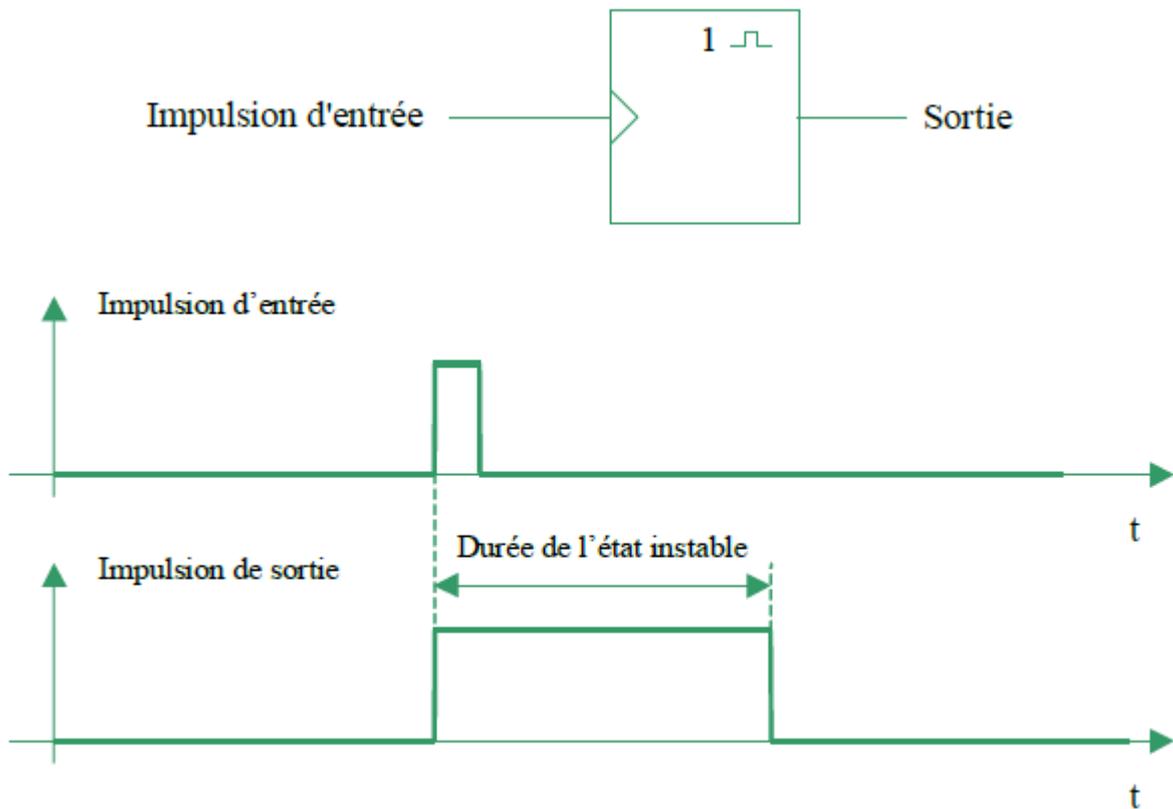


Figure 1.40 : Signal de sortie.

**Remarque concernant la fonction monostable :**

La présence du "1" désigne un monostable qui ne peut être déclenché qu'une seule fois; il s'appellera un monostable non redéclenchable. En son absence, il s'agit donc d'un monostable redéclenchable.

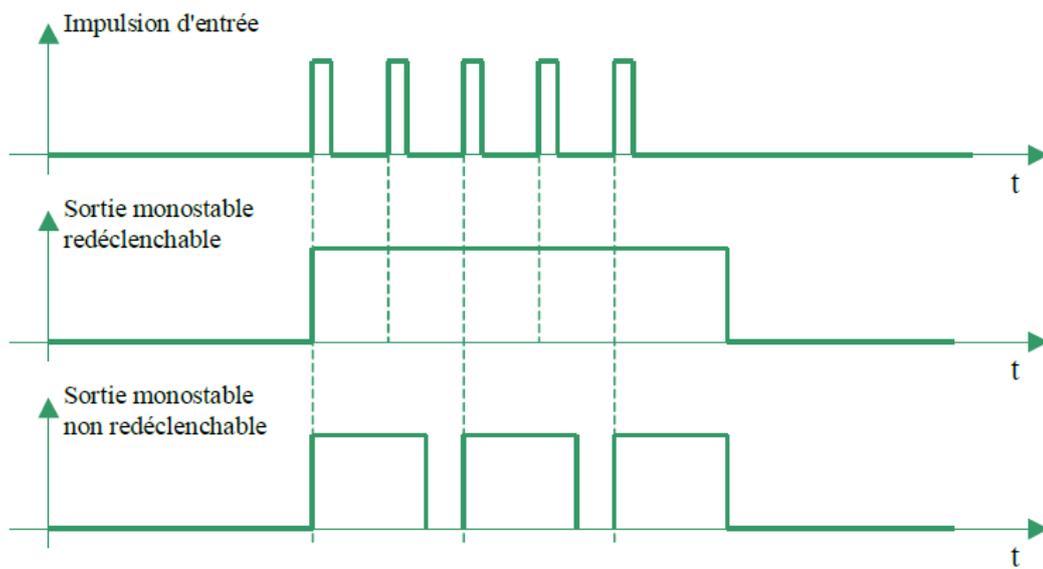


Figure 1.41 : Sortie monostable.

# **CHAPITRE II**



## 2.2. Fonctionnement détaillé du montage

### Alimentation :

L'énergie provient du secteur 230 V par l'intermédiaire d'un couplage capacitif. Lors d'une alternance que nous désignons « positive » (par convention), la capacité  $C_{11}$  se charge à travers  $R_2$ . Par la même occupation ; la capacité  $C_1$  se charge par l'intermédiaire de  $D_8$ . Le potentiel est systématiquement écrêté à 12V, par la diode Zener DZ (figure 1).

Lorsque l'alternance suivante « négative » (toujours par convention) se produit, la capacité  $C_{11}$  peut se décharger par  $R_2$  et la diode  $D_7$ . Cette décharge de  $C_{11}$ , d'ailleurs suivie d'une charge en sens opposé, la rend ainsi apte à affronter l'alternance « positive » ultérieure et ainsi de suite. En revanche,  $C_1$  ne peut se décharger vers l'amont étant le blocage réalisé par  $D_8$ . En définitive ; sur l'armature positive de  $C_1$ , on relève une tension légèrement ondulée de l'ordre de 12V.

Ce potentiel est ensuite appliqué à l'entrée d'un régulateur 7809 dont le rôle consiste à délivrer sur sa sortie une tension continue et stabilisée à 9V. La capacité  $C_2$  apporte un complément de filtrage, tandis que  $C_8$  fait office de capacité de découplage. L'illumination de la LED verte  $L_1$  dont le courant est limitée par  $R_{15}$ , signale la mise sous tension du montage, ainsi que le fonctionnement correct de l'alimentation.

La résistance  $R_{17}$  décharge  $C_{11}$  lorsque l'on déconnecte le montage, ceci afin d'éviter que les armatures de cette capacité ne restent chargées.

### Détection d'appel :

Le potentiel continu mesurable sur une ligne téléphonique au repos est de l'ordre de 50 V. Lorsque l'on décroche le combiné, celui-ci est compris entre 10 et 20 V. Un signal d'appel se traduit par un potentiel variable et de forme sinusoïdale, à une fréquence de 50 Hz, dont les « minima » sont à 0 V et les « maxima » à 100V.

Cette tension variable est acheminée par l'intermédiaire de  $C_4$ , sur l'un des deux enroulements secondaires de 6V d'un transformateur dont l'enroulement primaire de 230V est inutilisé.

Sur l'autre enroulement de 6 V ; on recueille alors un potentiel variable de 50 Hz, mais non sinusoïdal, étant donné la faible capacité de  $C_4$ , et se caractérisant par des crêtes de 2 à 5 V.

### Amplificateur opérationnel :

Le circuit intégré référencé  $IC_1$  renferme deux amplificateurs opérationnels.

L'entrée « inverseuse » de l'amplificateur (I) reçoit les signaux en provenance de l'enroulement de 6V du transformateur, via  $C_6$  et  $R_3$ .

L'entrée « non inverseuse » est soumise au demi-potentiel d'alimentation grâce au pont diviseur que forment  $R_4$  et  $R_5$ . C'est donc ce potentiel qui est disponible sur la sortie  $S_1$  en l'absence de signaux.

En revanche, quand des signaux d'un appel issus de la ligne téléphonique se manifestent, on relève sur la sortie ces mêmes signaux, mais amplifiés et centrés sur la composante continue de 4,5 V. Il est possible d'en faire varier les « maxima » et les « minima » en agissant sur le curseur de l'ajustable  $A_1$ .

L'amplificateur (II) a son entrée(e-) soumise à un potentiel fixe défini par les valeurs de  $R_6$  et  $R_{10}$ .

La valeur de ce dernier est déterminée par la relation :

$$u = \frac{R_6}{R_6 + R_{10}} \times 9V$$

Dans le cas présent :  $u=6,8$  V.

Ainsi ; tant que le potentiel issu de la sortie de l'amplificateur (I) et présenté sur l'entrée(e+) de l'amplificateur (II) est inférieur à 6.8V, la sortie présente un état « bas » à la tension de déchet près, soit un peu moins de 2 V. Par contre ; lors des impulsions positives d'amplitude supérieure à 6,8V et soumises à l'entrée (e+), la sortie de l'amplificateur (II) présente des états « haut ».

### Comparateur :

Les portes NOR (I) et (II) de  $IC_2$  effectuent deux inversions successives. Il en résulte le même signal que celui délivré par la sortie de l'amplificateur (II) ; mais avec des états « haut » et « bas » respectivement égaux à 9 V et à 0V.

### Dérivateur :

Chaque front ascendant issu de la sortie de la porte NOR (I) de  $IC_2$  est pris en compte par le dispositif dérivateur que forment  $C_7$ ,  $R_7$  et  $D_1$ .

Du fait de la charge rapide de  $C_7$  à travers  $R_7$ , on relève une succession de brèves impulsions positives, à une périodicité de 20 ms, sur l'entrée(13) de la bascule monostable constituée des portes NOR (III) et (IV) de  $IC_2$ .

**Monostable :**

Les portes NOR (III) et (IV) de IC<sub>2</sub> restitue alors sur sa sortie, une suite d'états « haut », calibrés à une durée déterminée par les valeurs de R<sub>11</sub> et de C<sub>9</sub>, consécutivement à la relation :

$$\Delta T = 0.7 R_{11} C_9$$

La durée est d'environ 15 ms.

**Intégrateur :**

Les états « haut » ainsi générés aboutissent au système intégrateur formé par D<sub>2</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> et C<sub>3</sub>.

La capacité C<sub>3</sub> se charge par R<sub>12</sub>, lors des états « haut » délivrés par la bascule monostable. En revanche, lors des états « bas », elle ne peut se décharger que dans R<sub>13</sub>, de valeur plus importante. Pour les états « bas » inclus entre deux états « haut » issus de la bascule ; le potentiel au niveau de l'armature positive de C<sub>3</sub> reste pratiquement égal à une valeur voisine de 9V. Par contre ; si on décroche le téléphone, les signaux d'appel cessent et, au bout de quelques secondes, le potentiel de l'armature positive de C<sub>3</sub> passe en dessous de la barre de la demi-tension d'alimentation.

**Astable :**

Lorsqu'un état « haut » est soumis à l'entrée (5) de la porte NOR (II) de IC<sub>3</sub>, c'est-à-dire lors des signaux d'appel, la sortie passe à l'état « bas ». Cet état « bas » peut également être obtenu volontairement en fermant l'interrupteur 1. Dans les deux cas, l'oscillateur constitué des portes NOR (III) et (IV) de IC<sub>3</sub> entre en action. Alors qu'à son état de repos, il présente sur sa sortie un état « haut » permanent ; son fonctionnement aboutit à la génération d'un créneau dont la période est déterminée par la relation :

$$T = 1.1 (2 R_9 + A_2)$$

Lorsque le curseur de l'ajustable A<sub>2</sub> est placé en position médiane, cette période est d'environ 0.2s.

On notera que le créneau n'est pas de forme carrée. En effet, la durée des états « bas » est très inférieure à celle des états « haut ». Cela est dû au shuntage de A<sub>2</sub> par la diode D<sub>3</sub> quand la sortie de l'oscillateur est à l'état « bas ».

**Etage de sortie :**

Les éclats sont générés par une lampe stroboscopique de 30 à 40 joules. Pour fonctionner correctement, une telle lampe doit être soumise à une tension continue d'au moins égale à 300V. Cette valeur est obtenue par la charge des capacités  $C_{12}$ ,  $C_{13}$  et  $C_{14}$  montées en parallèles, à travers  $R_1$ . La charge se produit toutes les deux alternances issues du secteur 230V. Lors des alternances non actives, la diode  $D_5$  assure le blocage nécessaire pour éviter une décharge vers le secteur.

Sur les armatures positives de ces capacités, on relève un potentiel maximal  $U$  tel que :

$$U = 230V \times \sqrt{2}$$

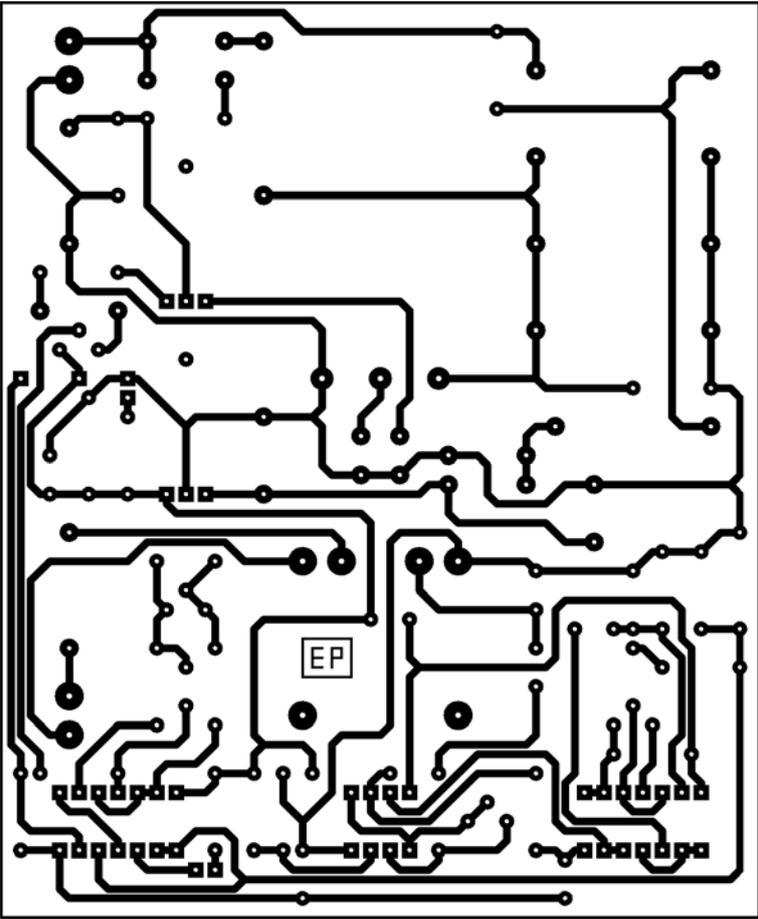
Soit environ 325V.

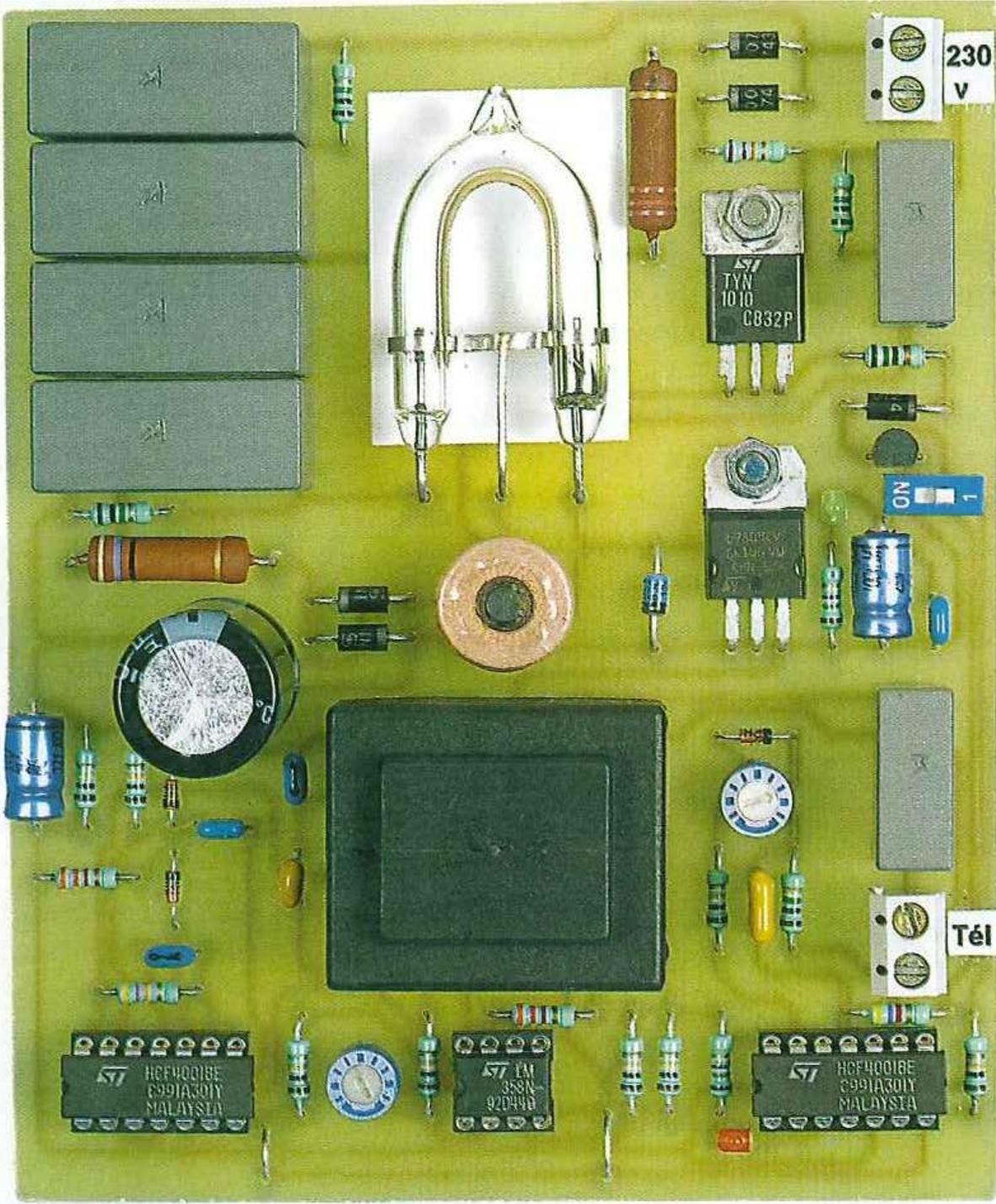
Une seconde réserve d'énergie, mais de taille plus modeste, fonctionne suivant le même principe. Il s'agit de la charge de  $C_5$  à travers  $D_6$  et  $R_{22}$ .

Lors des brefs états « bas » délivrés par l'oscillateur, le transistor T, de type PNP, se sature. De ce fait, il permet la circulation d'un courant limité par  $R_{21}$ , dans l'espace «gâchette-cathode» du thyristor THY ; ce dernier s'amorce aussitôt. Il en résulte un courant intense et ponctuel émanant de l'armature positive de  $C_5$ , à travers la jonction «anode-cathode» du thyristor et l'un des deux enroulements de la self de déclenchement S. L'enroulement en question est celui qui comporte peu de spires par rapport au second.

En conséquence ; l'impulsion de commande subit une très forte amplification en tension, ce qui amorce l'arc entre l'anode et la cathode de la lampe stroboscopique, l'énergie étant fournie par les capacités  $C_{12}$ ,  $C_{13}$  et  $C_{14}$ . La lampe émet alors un éclat bref et lumineux. Ces capacités, ainsi que  $C_5$ , se rechargent entre deux éclats consécutifs. Les résistances  $R_{18}$  et  $R_{19}$  déchargent les capacités pour les mêmes raisons que celles déjà évoquées au paragraphe consacré à l'alimentation.

2.3. Circuit imprimé et plaque d'essai





---

## ***Composants électroniques utilisés dans le circuit :***

### ***Résistances :***

- R1 : 2.2k  $\Omega$ /3W (rouge, rouge, rouge).
- R2 : 47  $\Omega$  /3W (jaune, violet, noir).
- R3 à R9 : 10k  $\Omega$  (marron, noir, orange).
- R10 : 3.3k  $\Omega$  (orange, orange, orange).
- R11 : 47k  $\Omega$  (jaune, violet, orange).
- R12 : 3.3k  $\Omega$  (orange, orange, orange).
- R13 : 100k  $\Omega$  (marron, noir, jaune).
- R14, R15: 1.5k  $\Omega$  (marron, vert, rouge).
- R16 à R19 : 1M  $\Omega$  (marron, noir, vert).
- R20 : 4.7k  $\Omega$  (jaune, violet, rouge).
- R21: 150  $\Omega$  (marron, vert, marron).
- R22: 22k  $\Omega$  (rouge, rouge, rouge).
- A1: ajustable 100k  $\Omega$ .
- A2: ajustable 1M  $\Omega$ .

### ***Condensateurs :***

- C1 : 2200  $\mu$ F/ 25V.
- C2, C3 : 100  $\mu$ F / 25V.
- C4, C5: 0.22  $\mu$ F / 400V (MKP).
- C6: 1  $\mu$ F.
- C7, C8: 0.1  $\mu$ F.
- C9: 0.47  $\mu$ F.
- C10: 2.2  $\mu$ F.
- C11 à C14 : 1  $\mu$ F / 400V (MKP).
- C15 : 0.47  $\mu$ F.

### ***Semi-conducteurs :***

- L1 : led vert  $\approx$  3 mm.
- L2: led rouge  $\approx$  3 mm.
- D1, D2, D3: 1N 4148.
- D4, D5, D6, D7, D8 : 1N 4004.
- DZ : Diode zéner 12V/ 1.3W.
- T : BC 557.
- THY : BT 151.

REG : 7809.

IC1: LM 358.

IC2, IC3: CD 4001.

***Divers :***

3 straps (1 horizontal, 2 verticaux).

Lampe stroboscopique 40 Joules.

Self de déclenchement (TS 8).

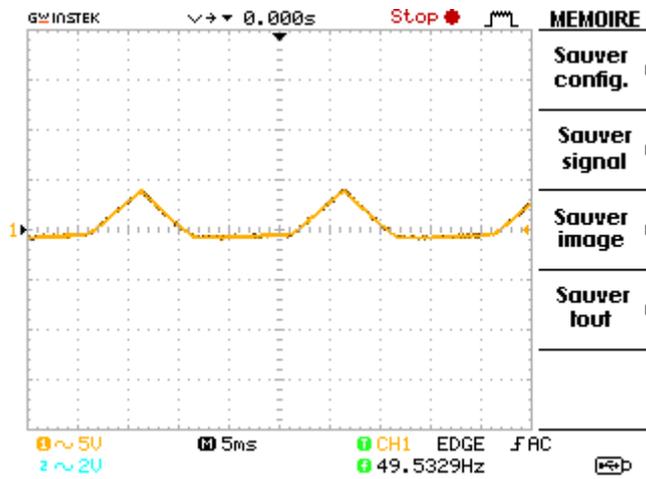
I : interrupteur unipolaire DIL.

Transformateur moulé : 220V/2\*6V/1.2VA.

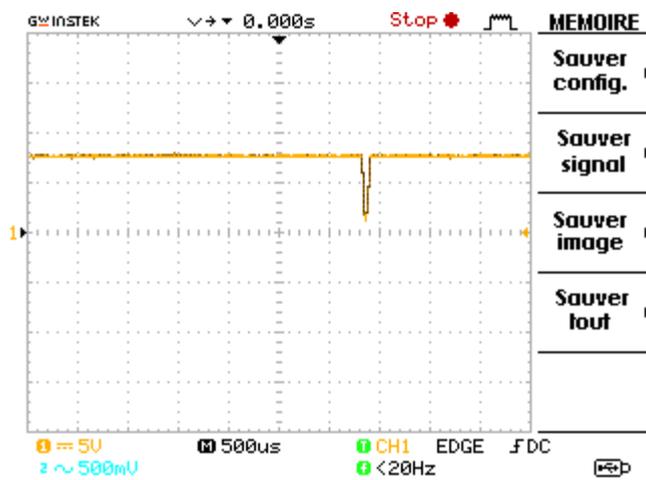
- 1 Support 8 broches.
- 2 Support 14 broches.
- 3 Support soudables à 2 plots.

## Mesures pratiques

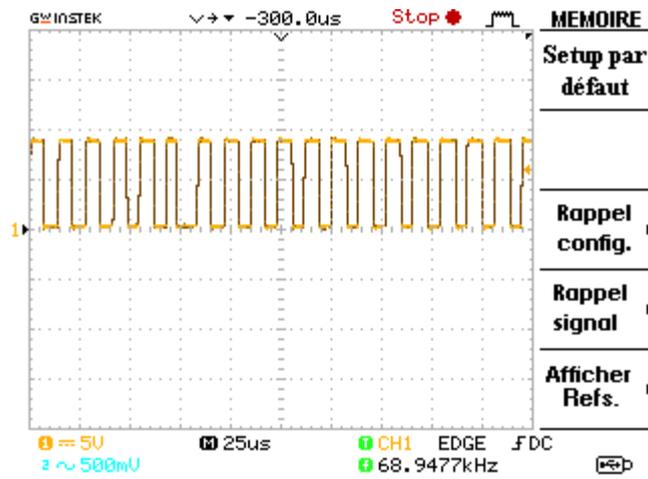
On a obtenu un potentiel variable de 50 Hz, mais non sinusoïdal, étant donné la faible capacité de  $C_4$ , et se caractérisant par des crêtes de 2 à 5 V.



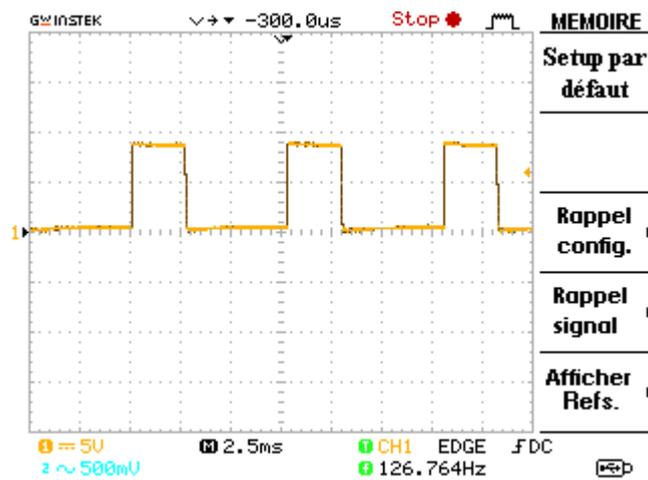
En point 7 de IC1 on a obtenu le signal suivant :



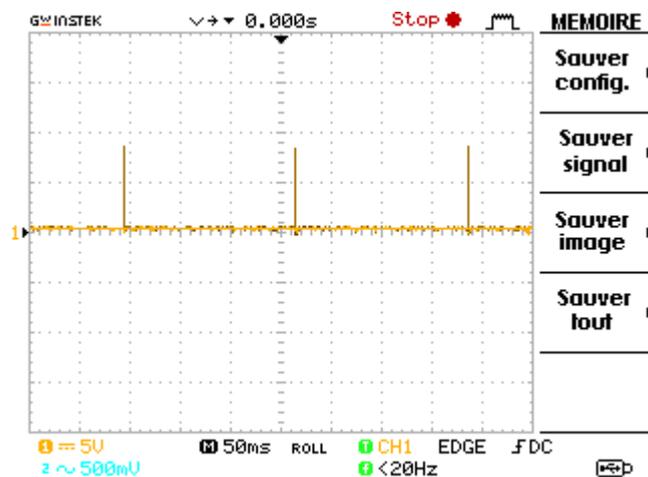
En points 1 et 2 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



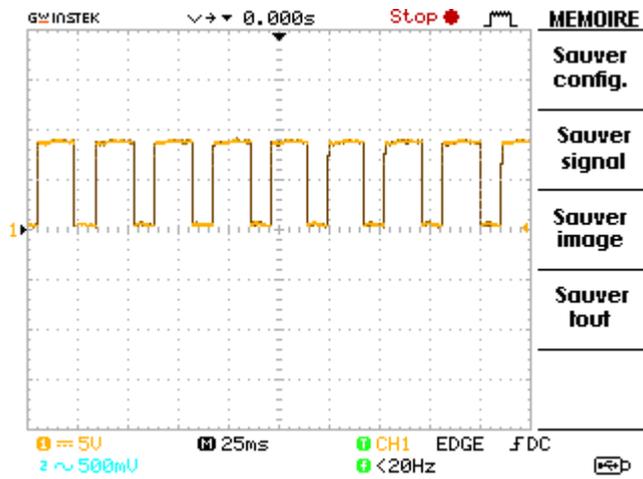
En point 3 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



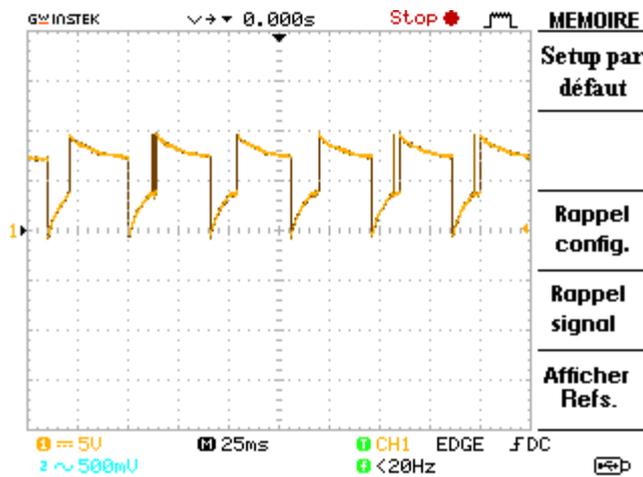
En point 13 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



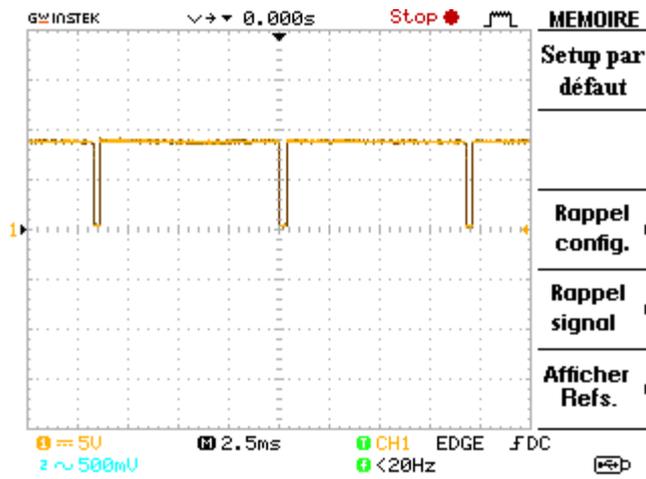
En point 11 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



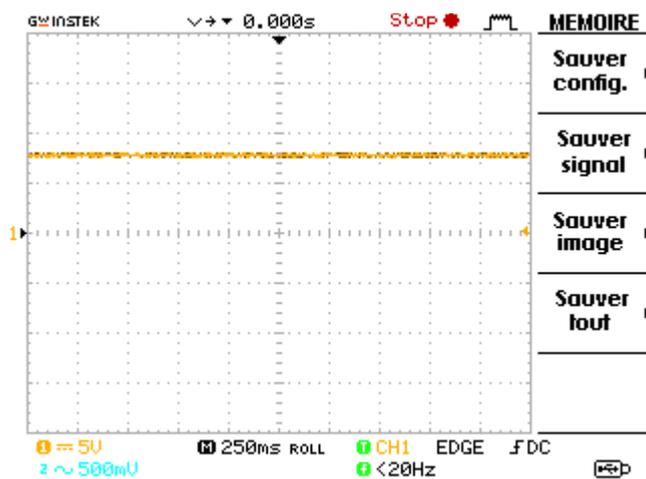
En points 8 et 9 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



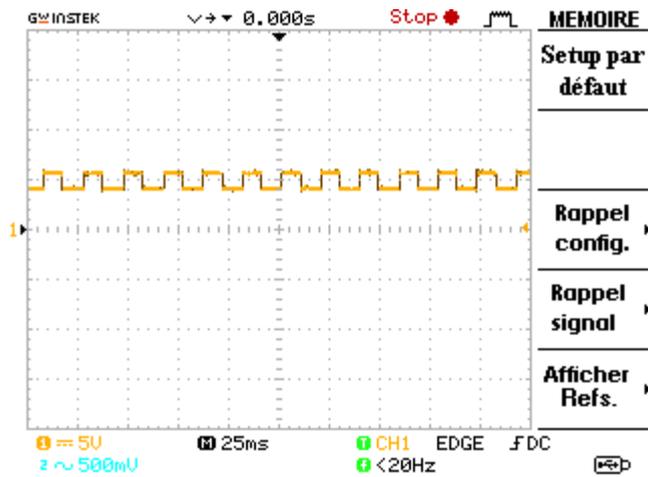
En point 10 de IC2 on a obtenu le signal suivant :



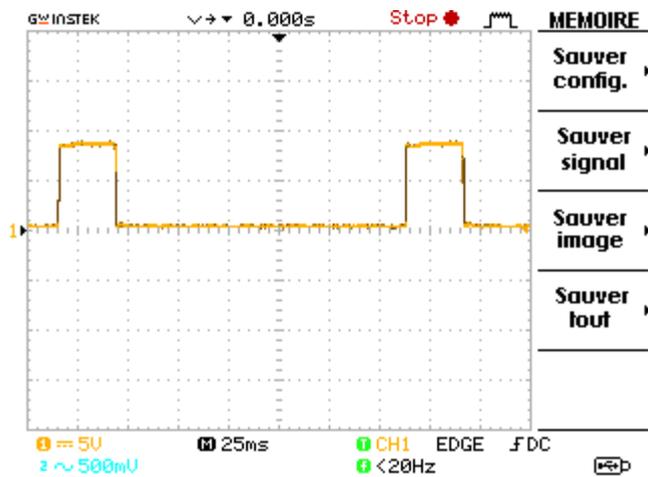
En point 5 de IC3 on a obtenu le signal suivant :



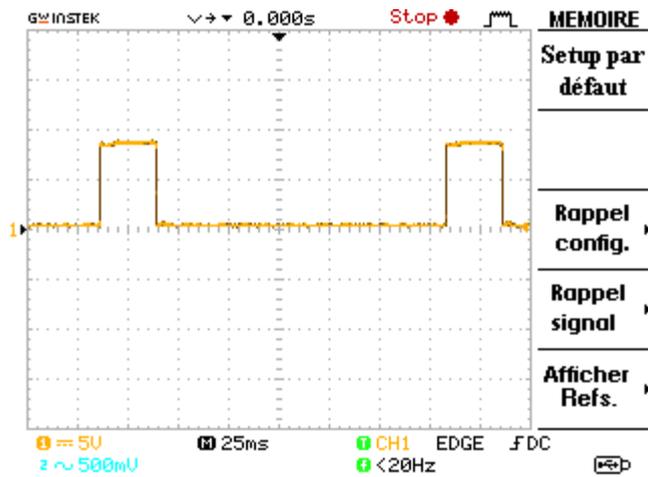
En point 9 de IC3 on a obtenu le signal suivant :



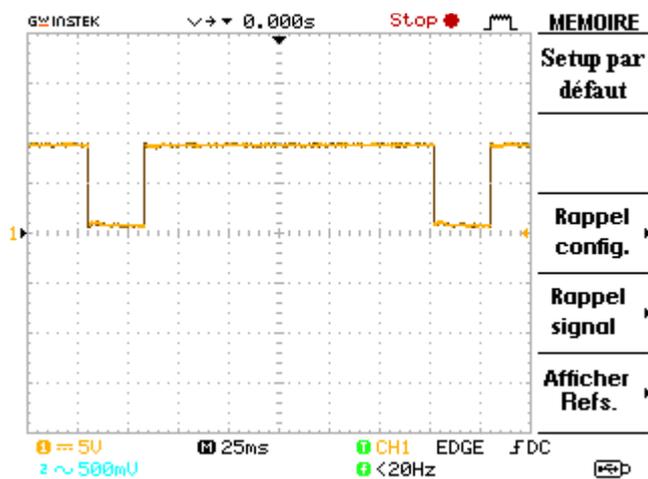
En point 10 de IC3 on a obtenu le signal suivant :



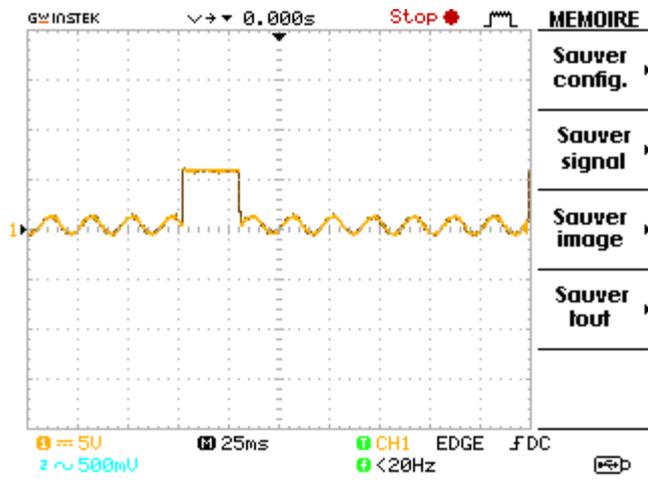
En points 12 et 13 de IC3 on a obtenu le signal suivant :



En point 11 de IC3 on a obtenu le signal suivant :



On obtenu ce signal après R21



# CONCLUSION GENERALE

**Conclusion :**

Dans plusieurs situations, la sonnerie du téléphone dérange les uns ou les autres. Dans notre projet, nous avons remplacé la sonnerie du téléphone par un avertisseur lumineux pouvant même être aperçu de loin.

Nous avons donné le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc ; puis Nous avons étudié en détailles différents blocs qui constituent le montage. Après ; nous avons donné le circuit électrique avec son fonctionnement détaillé.

Dans la réalisation pratique ; il était question d'une lampe stroboscopique de 30 à40 joules qui nécessite une tension de 400 V. Par mesure de sécurité, nous l'avons remplacée par trois LED qui témoignent le bon fonctionnement du montage.

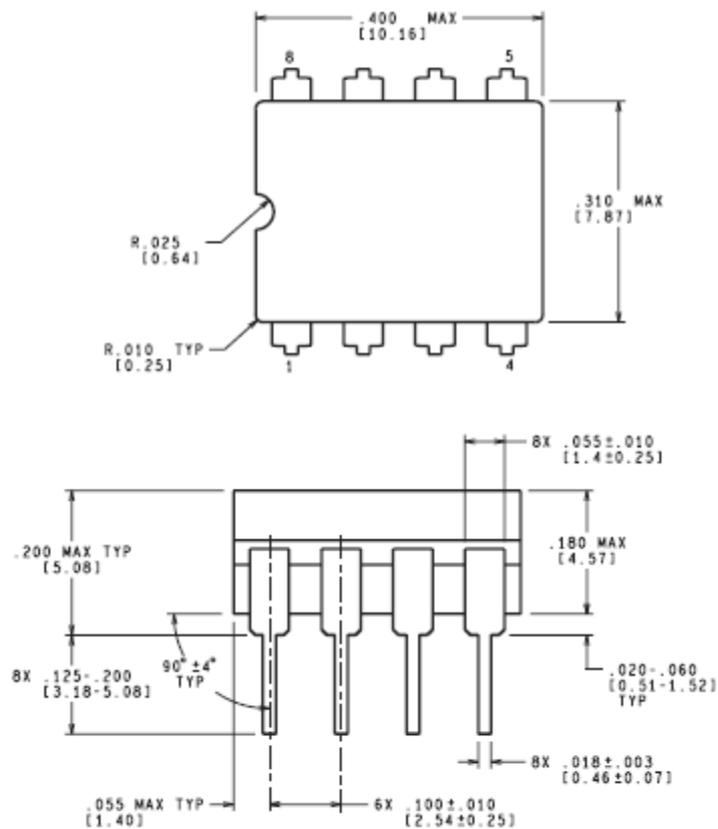
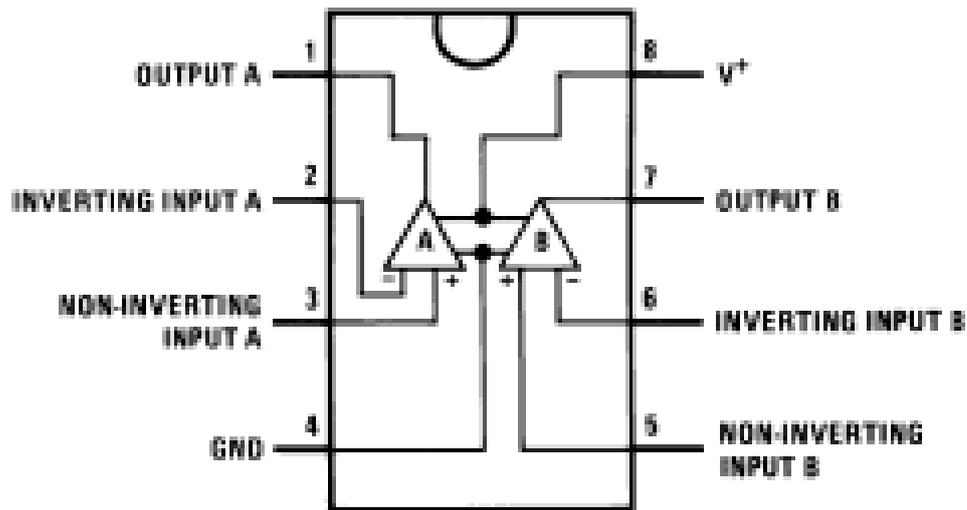
Le circuit pourrait être amélioré ; au lieu de l'avertisseur sonore ou lumineux, le signal de sortie pourrait être acheminé via un circuit un peu perfectionné pour appeler l'intéressé à son téléphone mobile.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J.P. Ferrieux, F. Forest  
Alimentations à découpage Convertisseurs à Résonance - (3ème édition)  
Dunod : Paris : 1999
- [2] Walt Kester, Analog-Digital Conversion, Analog Devices, 2004, ISBN 0-916550-27-3, Chapter 6. Also available as The Data Conversion Handbook, Elsevier/Newnes, 2005, ISBN 0-7506-7841-0, Chapter 6.  
Analog Devices' Comparator Portfolio
- [3] P. Ashburn  
Design and Realization of Bipolar Transistors  
John Wiley and Sons, 1988.
- [4] I. Irving M. Gottlieb, Power Supplies, Switching Regulators, Inverters, and Converters, Second Edition, McGraw Hill (TAB Books), 1994.
- [5] R.G.H. Eschauzier, J.H. Huijsing  
Frequency Compensation Techniques For Low-Power Operational Amplifiers  
Kluwer Academie Publishers, 1995
- [6] Hank Zumbahlen, Basic Linear Design, Analog Devices, 2006, ISBN: 0-915550-28-1. Also available as Linear Circuit Design Handbook, Elsevier-Newnes, 2008, ISBN-10: 0750687037, ISBN-13: 978-0750687034.
- [7] Gray P.R, Meyer R.G.  
Analysis and Design of Analog Integrated Circuits - (Second Edition)  
John Wiley & Sons, 1977

## ANNEXE A

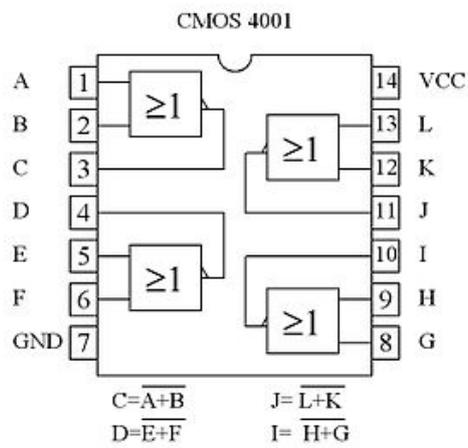
## Circuit intégré LM 358



## Circuit intégré CD4001

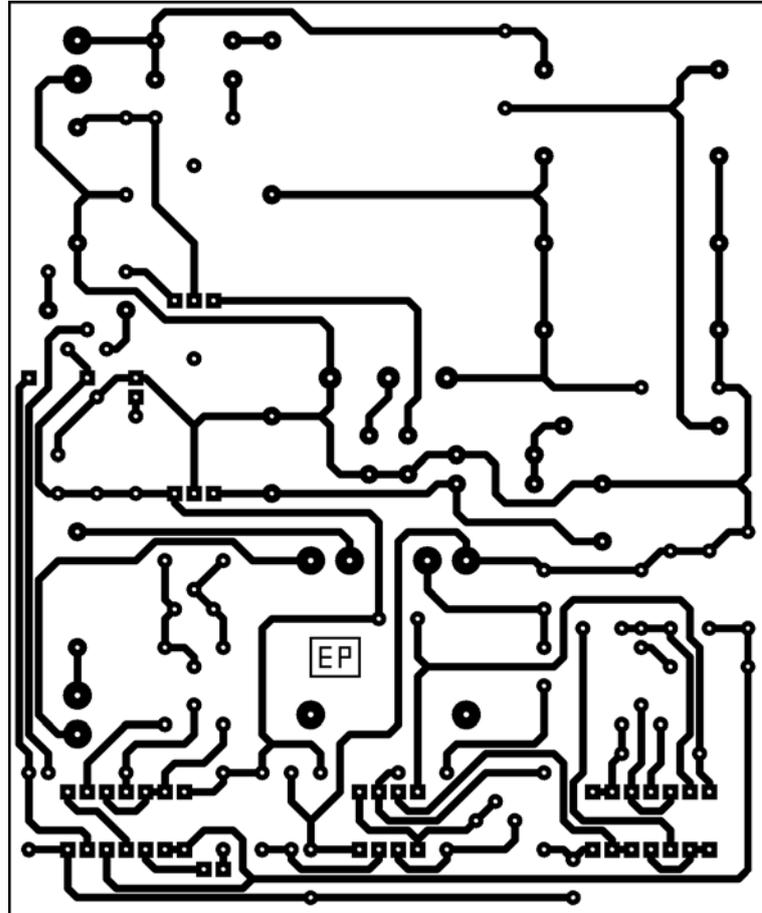
A	B	S
0	1	0
0	0	1
1	1	0
1	0	0

Table de vérité d'une porte NON-OU.



Brochage du circuit intégré.

## ANNEXE B



Circuit imprimé

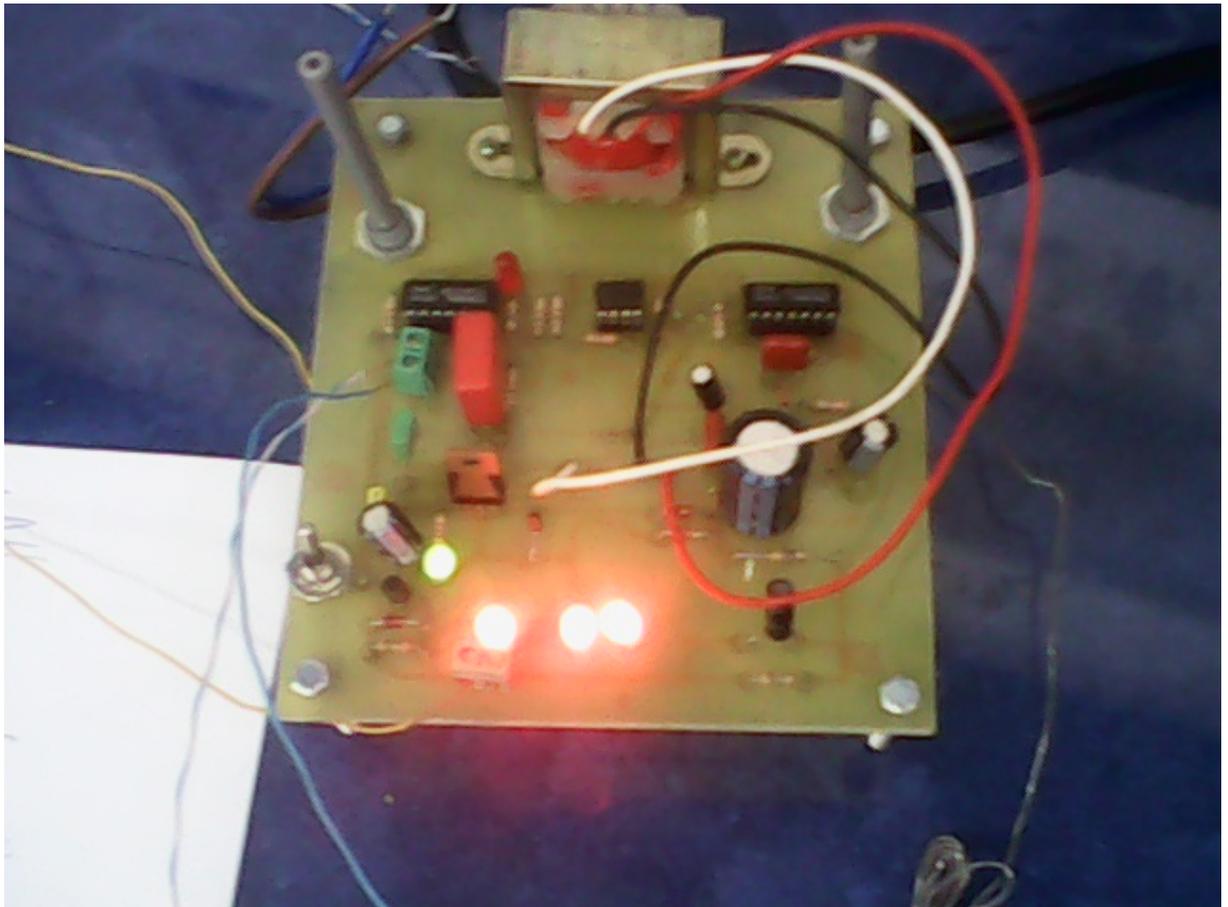


Image réelle de la plaque

## Résumé

Parfois, la sonnerie du téléphone dérange. C'est vrai lorsque l'on regarde une émission intéressante, qu'on effectue un travail demandant de la concentration ou plus simplement ; lors de la lecture de son courrier ou quotidien. Il est pourtant difficilement envisageable de couper cette sonnerie étant donné qu'à partir de cet instant on devient ...injoignable !

Ce montage résout favorablement le problème. La sonnerie du téléphone pourra être supprimée, ce qui n'empêchera aucunement d'être averti d'un appel grâce à l'émission de flashes intenses pouvant même être aperçus de loin.

Cette solution peut également si lez téléphone se trouve placé dans une ambiance bruyante, telle celle régnant, par exemple, dans un atelier.

.

