



République Tunisienne

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique



Direction Générale des Etudes Technologiques

Support de cours

Electronique de commande

Préparé par :

TLILI KAIS

Année Universitaire : 2015/2016

Table des matières

Chapitre 1: Le Circuit NE555.....	2
I. Description	
II. Décomposition fonctionnelle	
III. Montage monostable (ou mono vibrateur)	
IV. Montage astable	
Chapitre 2: Les circuits de commande des moteurs pas à pas (L297 & L298)	11
I. Introduction	
II. Technologie des moteurs pas à pas	
III. Carte de commande de moteur pas à pas	
IV. L297 et L298	
Chapitre 3: Circuit de commande des redresseurs.....	19
I. Rappel	
II. Les commutateurs à diodes	
III. Redresseurs à diodes	
IV. Redresseurs à thyristors	
V. Circuit de commande	
VI. Circuit de commande d'un redresseur triphasé commandé	
Chapitre 4: Electronique de Commande des Convertisseurs Continu/Continu.....	35
I. principes généraux	
II. Commande lineaire en modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe	
III. Exemple d'un circuit MLI	
Chapitre 5: Correction du facteur de puissance.....	45
I. Le facteur de puissance	
II. Charge linéaire	
III. Charge non linéaire	
IV. Redressement à absorption sinusoidale	
V. Exemple de montage	

Le Circuit NE555

I. Description

Le circuit intégré NE 555 permet de réaliser les fonctions astable et monostable de longue durée qui permettent la réalisation de temporisation allant de quelques microsecondes à quelques heures. Ses performances et ses facilités d'emploi lui ont ouvert des domaines réservés pendant longtemps à l'électromécanique. Le NE 555, qui se présente sous la forme d'un circuit intégré à 8 bornes, représente aujourd'hui une des solutions les plus utilisées pour la génération de signaux rectangulaires.

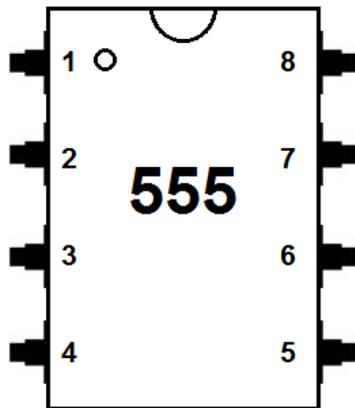


Figure 1 : brochage NE555

Application

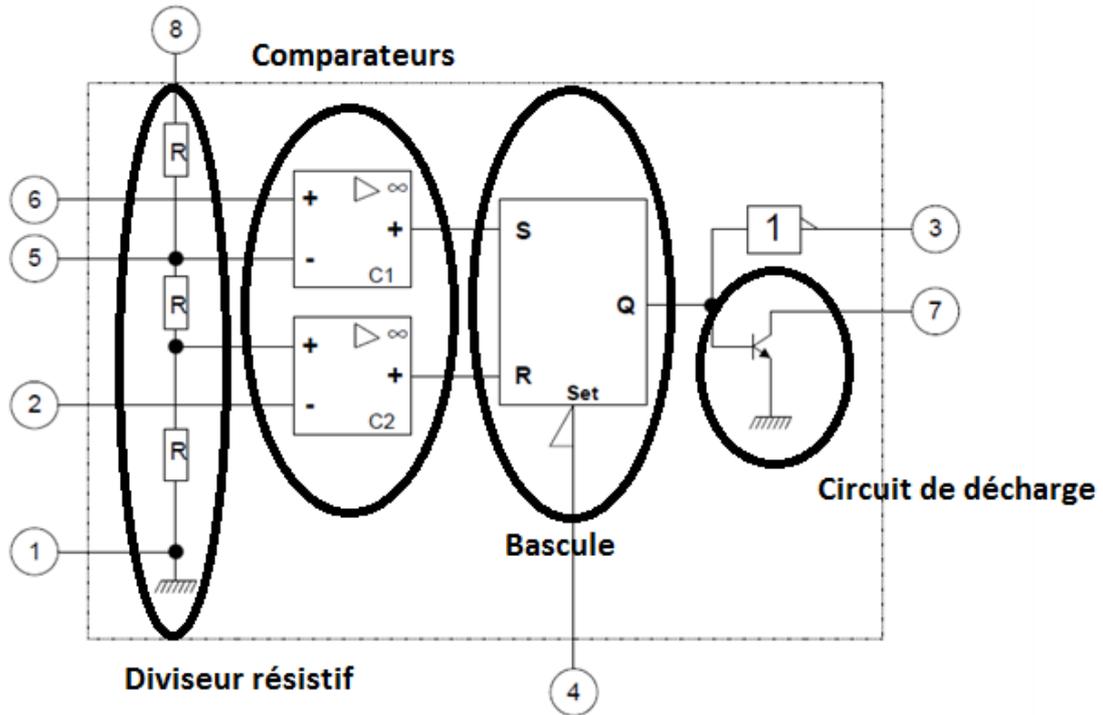
- Génération d'un signal MLI à rapport cyclique constant
- Mélangeur d'un signal pour la commande rapprochée des thyristors
- synchronisateur de réseau

Principales caractéristiques

- Fréquence maximale 2 MHz
- Tension d'alimentation 4,5 à 16V
- Stabilité en température 0.005%/C°
- Courant de sortie maximum : 200mA

II. Décomposition fonctionnelle

- 1 Diviseur résistif
- 2 comparateurs
- Bascule RS
- 1 transistor de décharge



Entrées courants comparateur nul

$$V_b = \frac{10}{15} V_{CC} = \frac{2}{3} V_{CC}$$

$$V_a = \frac{5}{15} V_{CC} = \frac{1}{3} V_{CC}$$

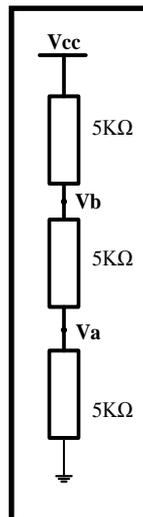


Figure 3 : Diviseur résistif

Entrées bascule

- Seuil (Force R à 1 lorsque $V_6 > \frac{2}{3} V_{CC}$)
- Déclenchement (Force S à 1 lorsque $V_2 < \frac{1}{3} V_{CC}$)

Caractéristiques statiques

$$0 < V_e \leq \frac{V_{CC}}{3} \text{ alors } R = 0, S = 1, Q = 1$$

$$\frac{1}{3} V_{CC} < V_e \leq \frac{2V_{CC}}{3} \text{ alors } R = 0, S = 0, \text{ memorization } Qn = Qn - 1$$

$$\frac{2V_{cc}}{3} < V_e \leq V_{cc} \text{ alors } R = 1, S = 0, Q = 0$$

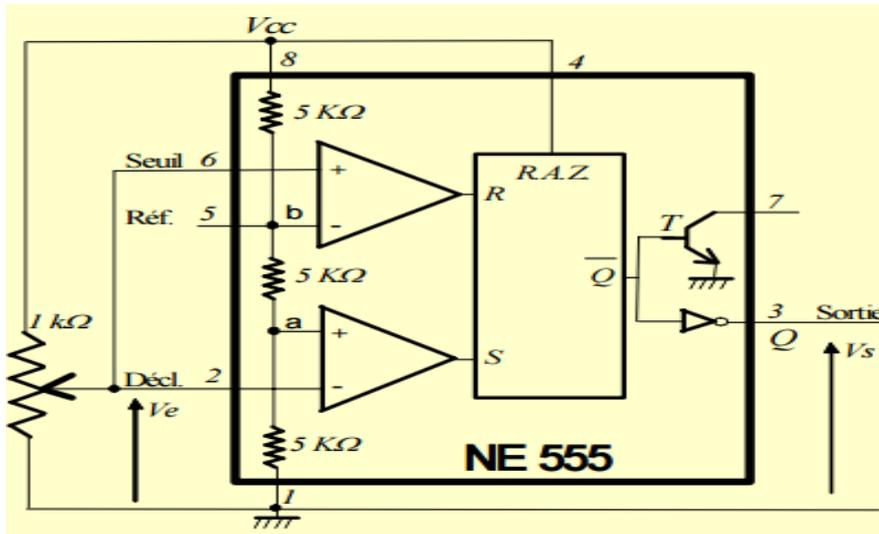


Figure 4 : Exemple de montage

III. Montage monostable (ou mono vibreur)

Le montage monostable est un circuit logique à uniquement à l'état stable, il quitte cet état stable lorsque il est activé par une impulsion. C'est un système qui possède deux états :

- *Etat stable*
- *Etat quasi-stable*

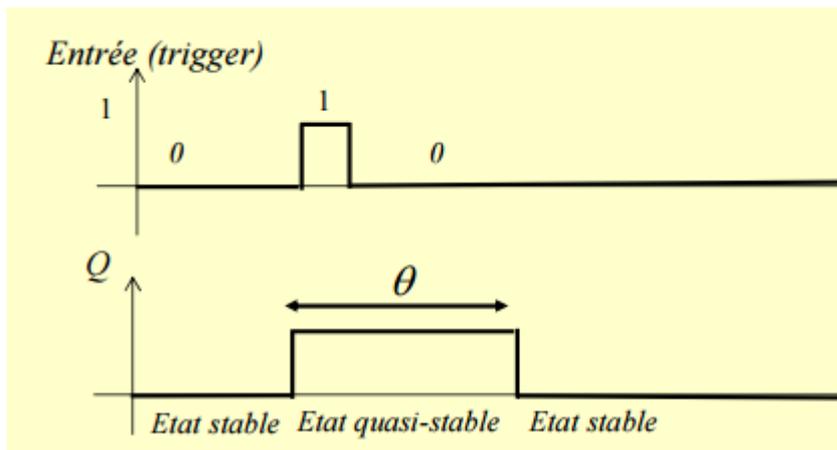


Figure 5 : Chronogrammes

- ✓ Un état stable correspond à un interrupteur fermé.
- ✓ L'ouverture de T crée un état transitoire sur de durée θ.

Exemple :

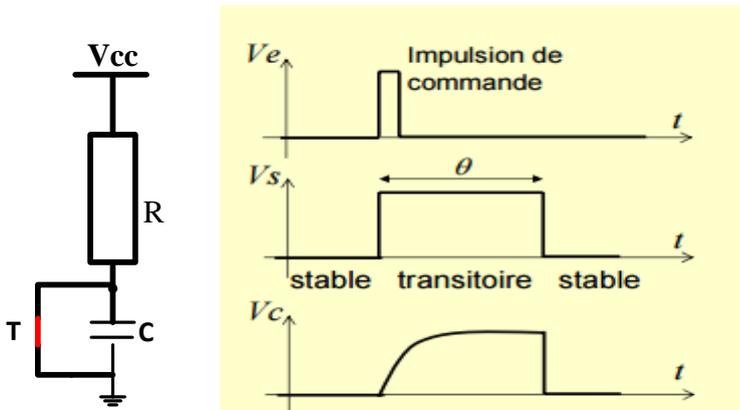


Figure 6 : Chronogrammes

Montage Monostable :

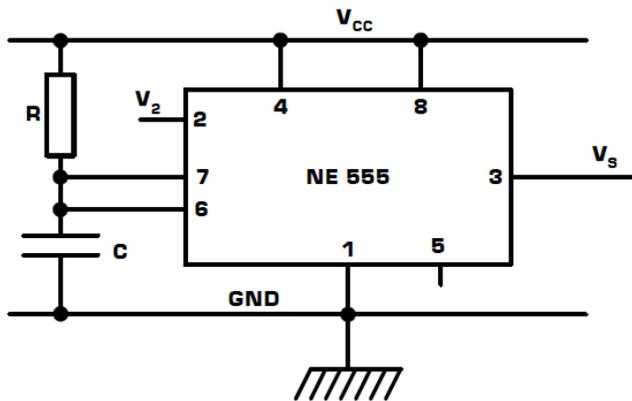


Figure 7 : montage monostable

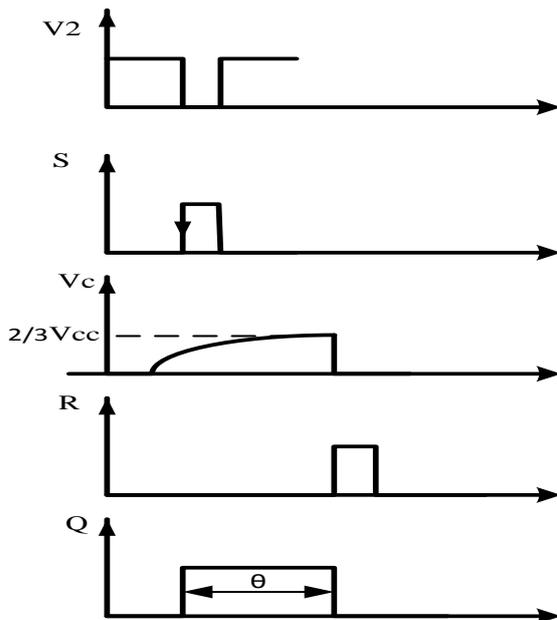


Figure 8 : Chronogrammes

L'impulsion θ est fixée par la charge de condensateur entre 0 et $2/3 V_{cc}$ à travers la résistance R.

IV. Montage astable :

C'est un montage qui n'a aucun étatsable, ne nécessite aucun signal d'entrée, c'est un générateur de signaux carrée.

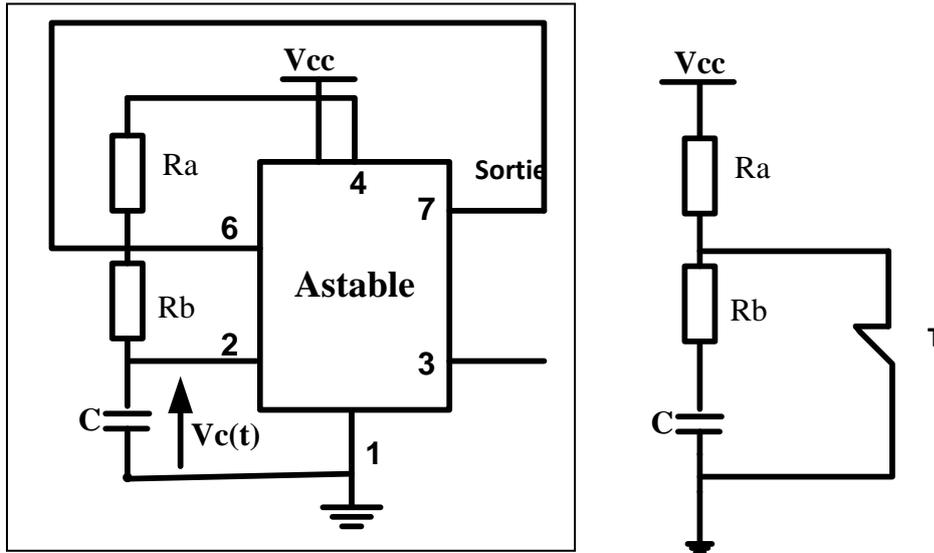


Figure 9:Montage astable

T ouvert charge de la capacité C à travers R_a et R_b

T fermé décharge de la capacité C à travers R_b

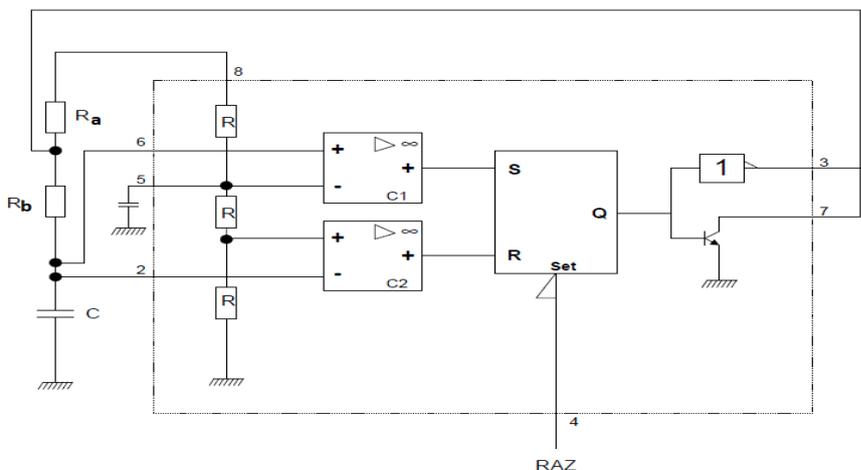
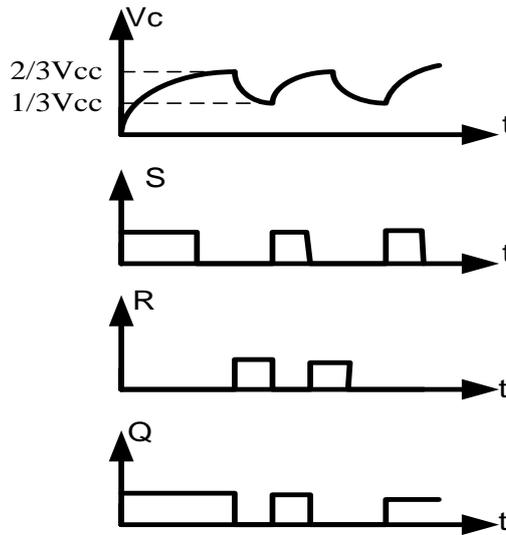


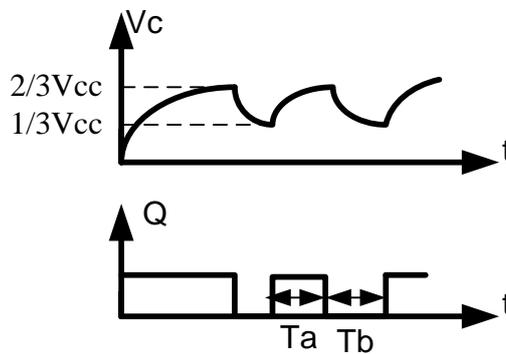
Figure 10:Schéma astable



➤ Charge de C à travers R_a et R_b .

Reset : T conduit, R_b est portée à la masse \longrightarrow Décharge de C à travers R_b

Set : T bloqué, R_b est connectée à R_a \longrightarrow Charge de C à travers R_a et R_b



Détermination De T_a :

- Charge de C à travers R_a et R_b

$$V_c(t) = (V_c(0) - V_c(\infty))\exp\left(-\frac{t}{(R_a + R_b)C}\right) + V_c(\infty)$$

Au bout de la tension $V_{out} \frac{2}{3} V_{cc}$:

$$T_a = (R_a + R_b) \cdot C \cdot \ln(2)$$

Détermination de T_b

- Décharge de C à travers R_b

$$V_c(t) = (V_c(0) - V_c(\infty))\exp\left(-\frac{t}{R_b \cdot C}\right) + V_c(\infty)$$

Au bout de la tension $V_{out} = \frac{1}{3}V_{cc}$:

$$T_b = R_b \cdot C \cdot \ln(2)$$

Une période $T = T_a + T_b$

$$T = (R_a + 2 \cdot R_b) \cdot C \cdot \ln(2)$$

Applications :

- **Commande d'une LED :**

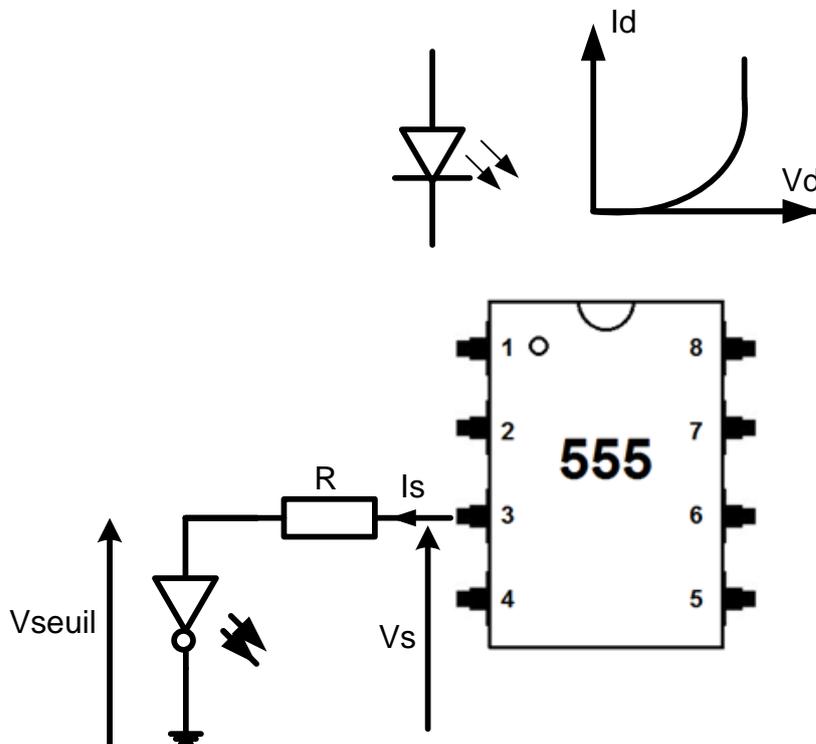


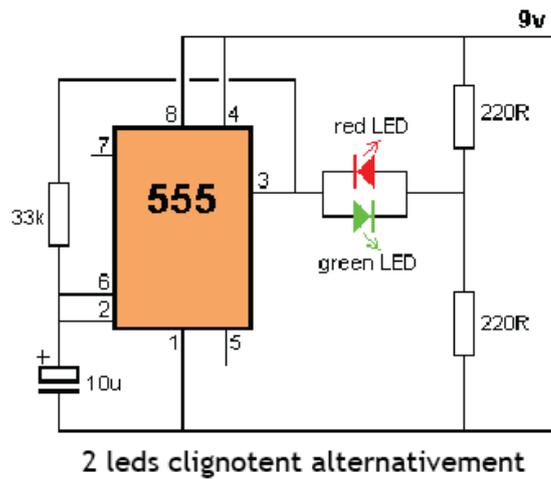
Figure 11 : montage diode LED

$$R = \frac{V_s - V_{seuil}}{I_s}$$

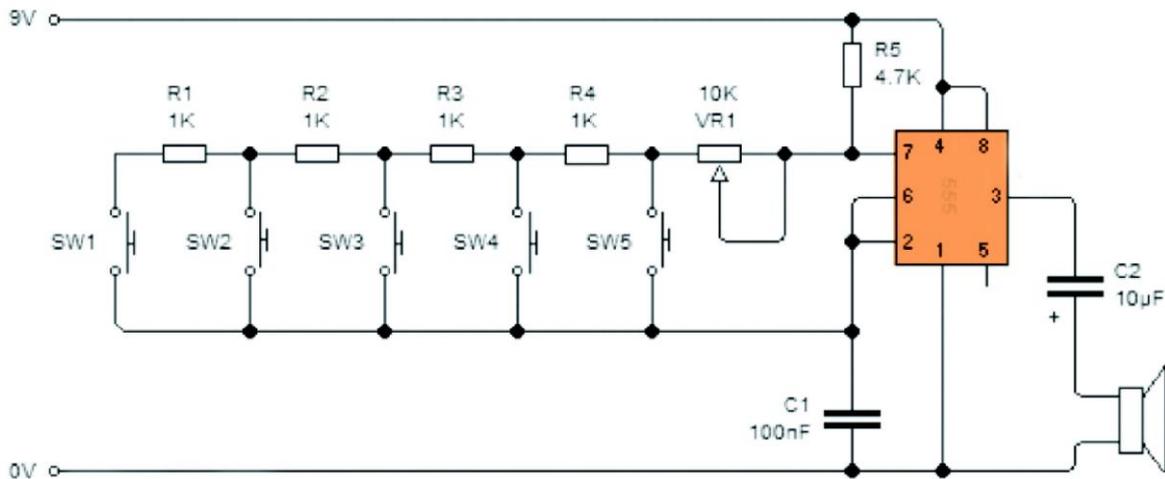
I_s : Courant max de NE555 (200mA)

Pour un éclairement $I_d = 100mA$, $R = \frac{5-1,2}{0,1}$

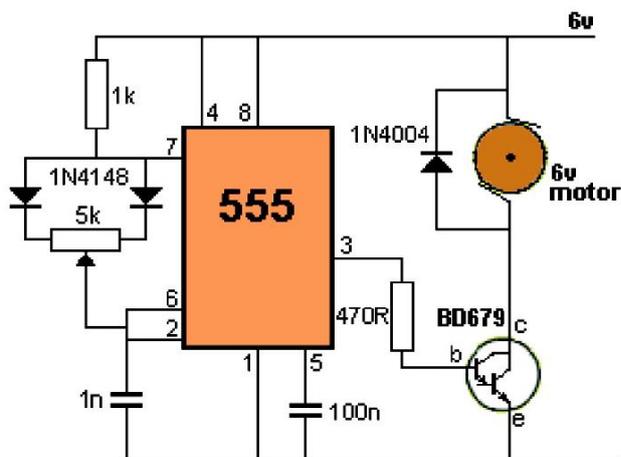
- Clignotement des LEDS alternativement :



- Synthétiseur de fréquence (petit piano) :



- Contrôle d'un moteur (génération d'un signal PWM)



Les circuits de commande des moteurs pas à pas (L297 & L298)

I. Introduction

Les moteurs pas à pas sont des transducteurs électromécaniques qui assurent la conversion des signaux électrique digitaux ou impulsionnelle en mouvement de rotation ou de translation de type incrémental. Les moteurs pas à pas utilisés pratiquement en robotiques, permettent d'obtenir des pré-precisionsextraordinaires. En informatique utilisés notamment dans le lecteur disquette, le disque dur, scanner, imprimante 3 D.

Il existe trois types :

- *Le moteur à aimant permanent*
- *Le moteur à reluctance variable*
- *Le moteur hybride*

Les moteurs le plus couramment rencontrés présentent des pas :

0.9°	—————→	400 pas par tour
1.8°	—————→	200 pas par tour
3.6°	—————→	100 pas par tour
7.5°	—————→	48 pas par tour
15°	—————→	24 pas par tour

II. Technologie des moteurs pas à pas

Un actionneur électrique peut créer deux types de mouvement rotation et translation.

II.1 Moteur pas à pas rotatif à reluctance variable

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée au niveau de rotor et au niveau de stator.

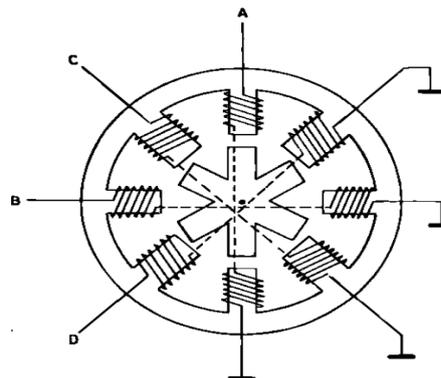


Figure 12 : moteur à reluctance variable

Chaque couple de deux bobines statoriques diamétralement opposés connectés en série constitue une phase parmi 4 de la machine considérée.

Le mode de commande : peut-être monophasé, biphasé ou demi-pas.

Mode monophasé	Mode biphasé	Mode demi-pas
A	AC	A
B	CB	AC
C	BD	C
D	DA	BC
		B
		BD
		D
		DA

II.2 Moteur pas à pas rotatif à aimant permanent

Les moteurs à aimant permanent sont constitués d'un stator supportant le bobinage et d'un rotor magnétique (aimant bipolaire)

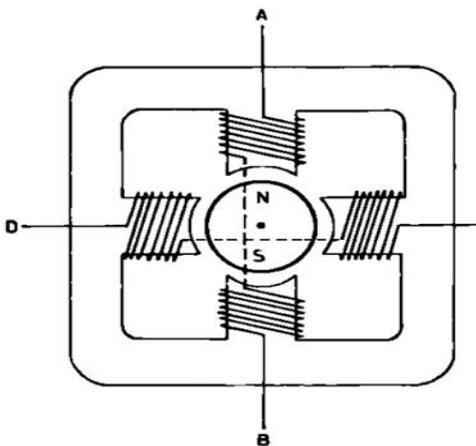


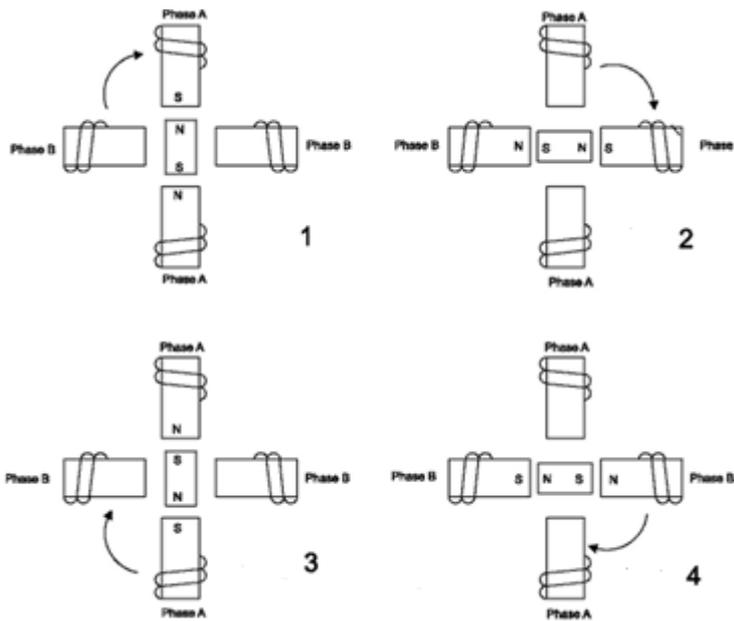
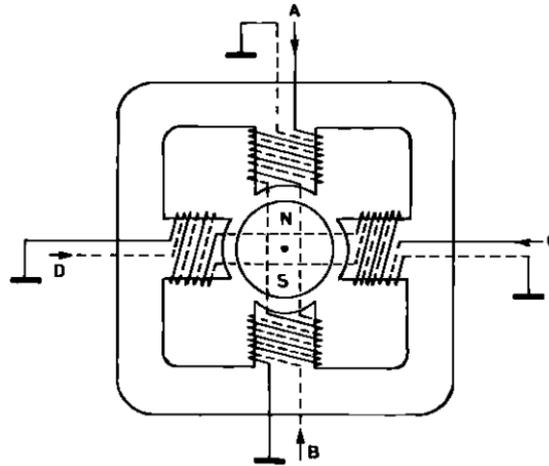
Figure 12 : moteur à aimant permanent

Cette catégorie du moteur se divise en deux types :

- Moteur unipolaire
- Moteur bipolaire

II.2.1 Le moteur unipolaire

Afin d'inverser le sens de courant, les enroulements sont réalisés au moyen de deux fils dans l'une d'extrémité ; le premier relié au (+) et l'autre(-) de l'alimentation ; la commande de ce moteur est plus simple.

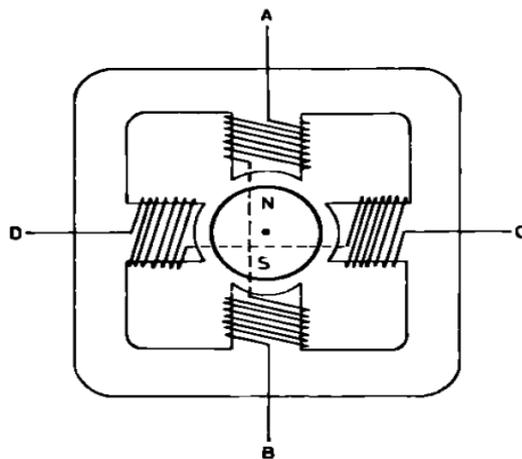


Mode monophasé	Mode biphasé	Mode demi-pas
0001	0011	0001
0010	0110	0011
0100	1100	0010
1000	1001	0110

	0100
	1100
	1000
	1001

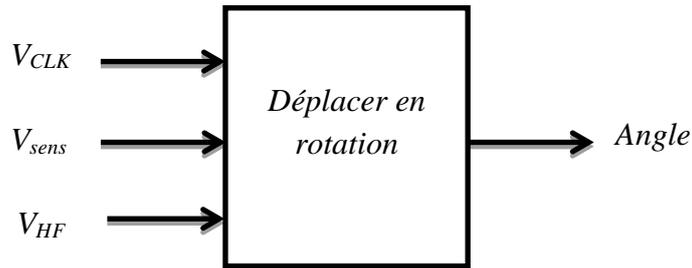
II.2.2 Le moteur bipolaire

Ce type du moteur nécessite une commande plus complexe que le moteur unipolaire, le courant doit changer de sens dans les enroulements à chaque pas effectué.



Mode monophasé	Mode biphasé	Mode demi-pas
AB	AB-DC	AB
CD	CD-BA	AB-DC
BA	BA-DC	CD
DC	DC-AB	CD-BA
		BA
		BA-DC
		DC
		DC-AB

III. Carte de commande de moteur pas à pas



V_{CLK} : Définit la vitesse de rotation du moteur pas à pas.

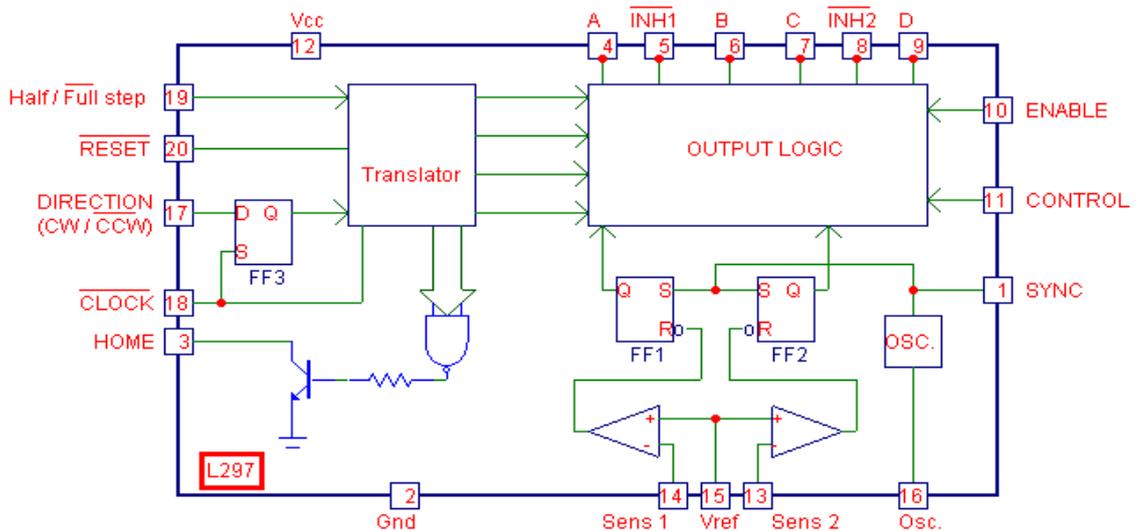
V_{sens} : Choix de sens de rotation (Horaire ou antihoraire).

V_{HF} : Choix de mode pas ou demi-pas.

Angle : Faire tourner le moteur pour orientation d'un angle.

Ces deux circuits intégrés permettent la commande d'un moteur pas à pas deux phases par une alimentation **bipolaire**.

✓ Le circuit L297

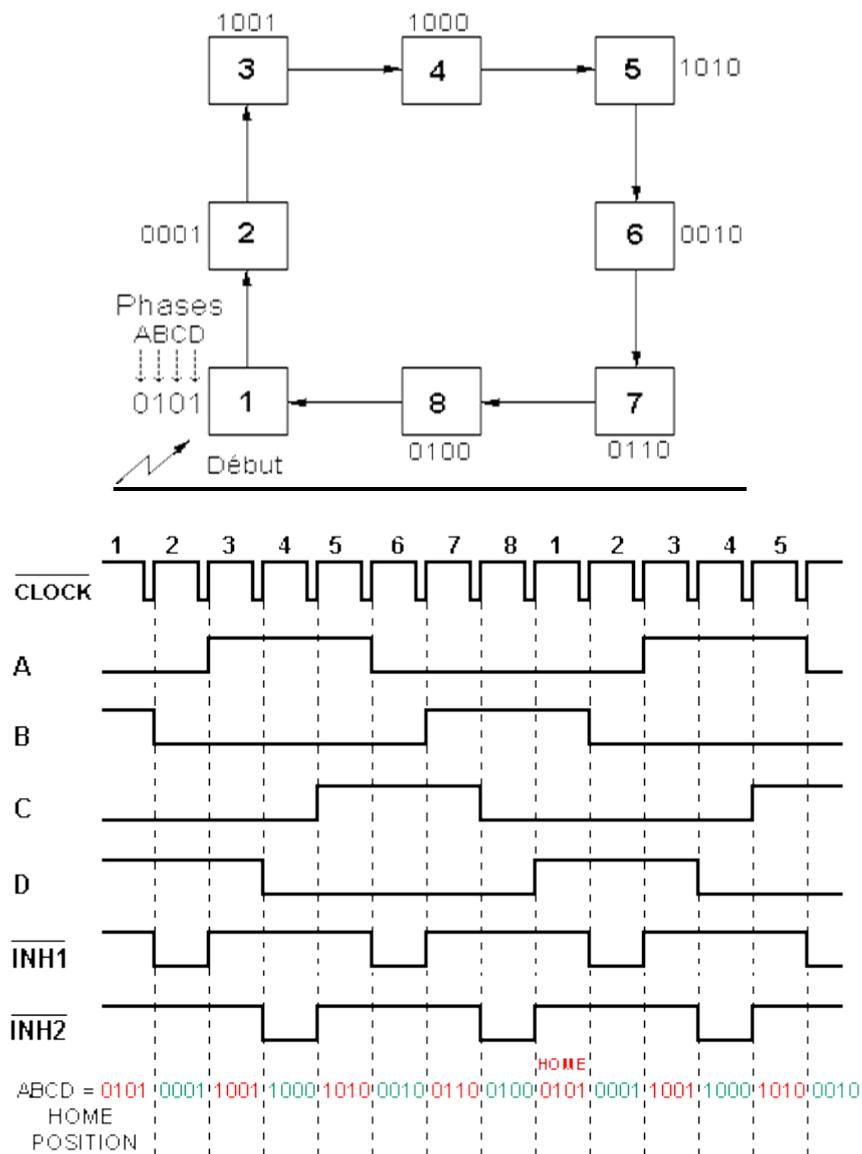


Ce circuit contient :

- **Le séquenceur** : Fournissant les ordres d'alimentation A, B, C, D des enroulements à partir d'un signal d'horloge CLK, sens de rotation \overline{CCW} , et de fonctionnement pas ou demi-pas (HALF/FULL)

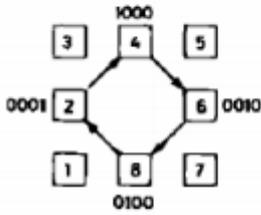
- **Oscillateur** : C'est l'horloge de découpage
- V_{ref} : la référence de courant souhaité : Mesure de courant par sens 1 et sens 2.
- **OUTPUT LOGIC** : pour la génération des signaux MLI (Modulation Largeur d'Impulsion). le séquenceur fourni 16 états sur A, B, C, D correspondant à toutes les possibilités en mode pas entier ou demi-pas suivant le niveau logique HALF/FULL, il est possible de fonctionner en mode :

Demi-pas :

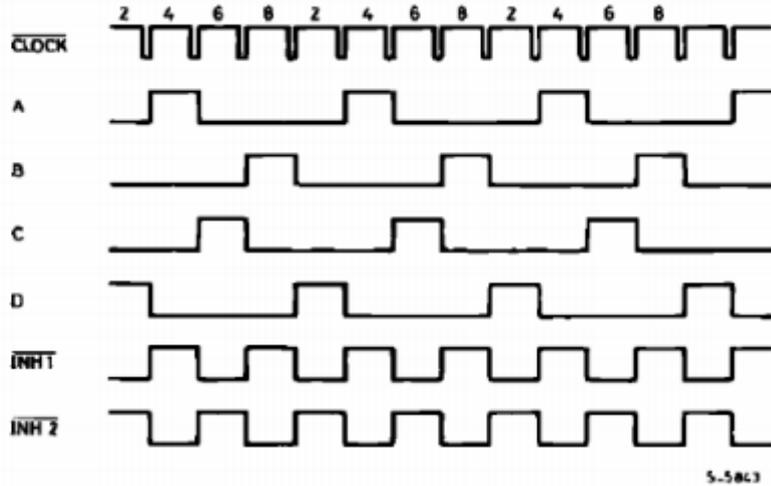
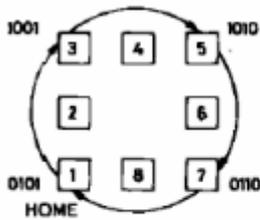


Pas entier : Une ou deux phases sera commandé suivant les séquenceurs ci-dessous.

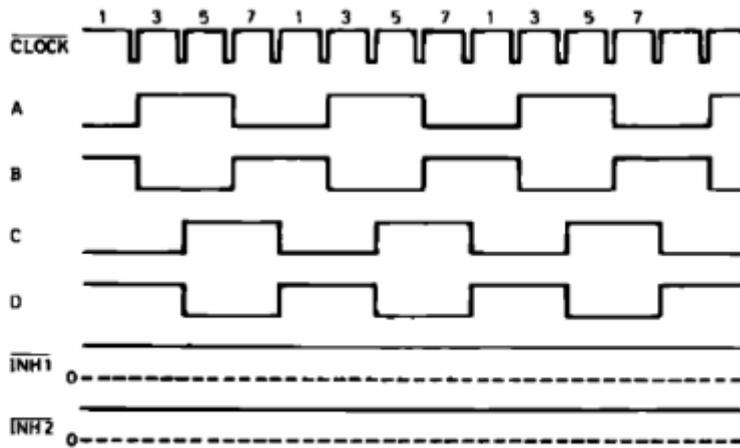
Unipolaire



Bipolaire



5-5843

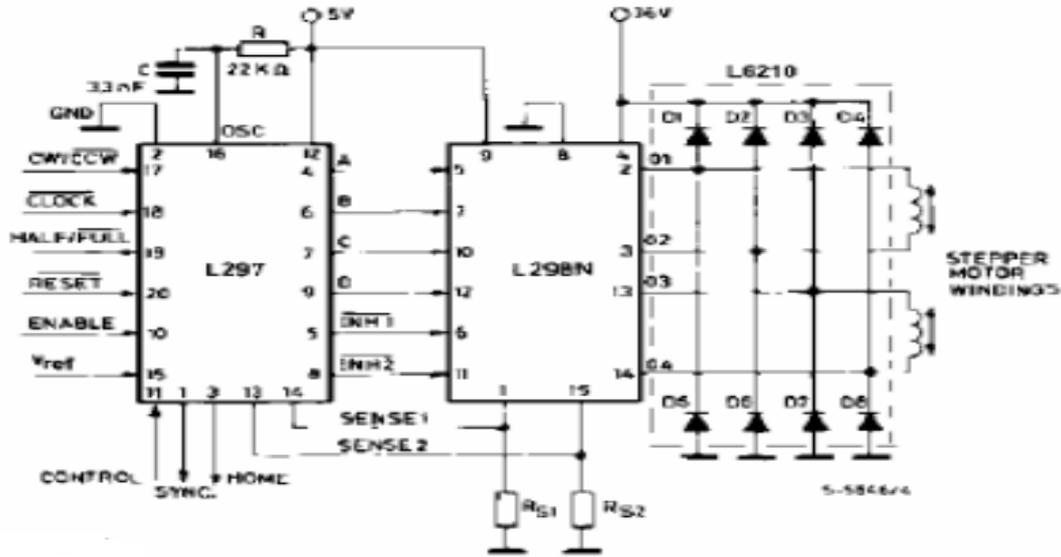


5-5842

En mode pas entier une ou deux phases le choix entre ces deux dernières positions se fait en positionnant $\overline{HALF/FULL}$ au niveau logique 0 ou 1.

- ✓ **Le circuit Driver L298** : Le L298 contient deux ponts en « H » destinés à la commande du moteur bipolaire.

Schéma structurel : Ce circuit permet d'amplifier la tension de pilotage du moteur pas à pas et aussi amplifier le courant circulant dans la phase de ce dernier.



Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation maximale admissible $V_s = 50V, V_{bat_max} = 50V$
- $I_{outmax} = 3A$

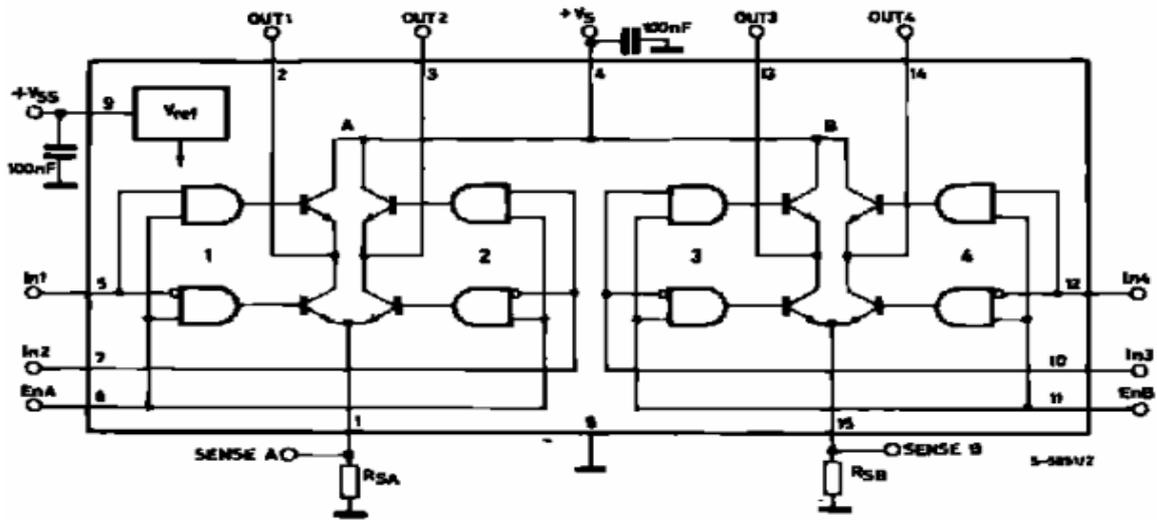
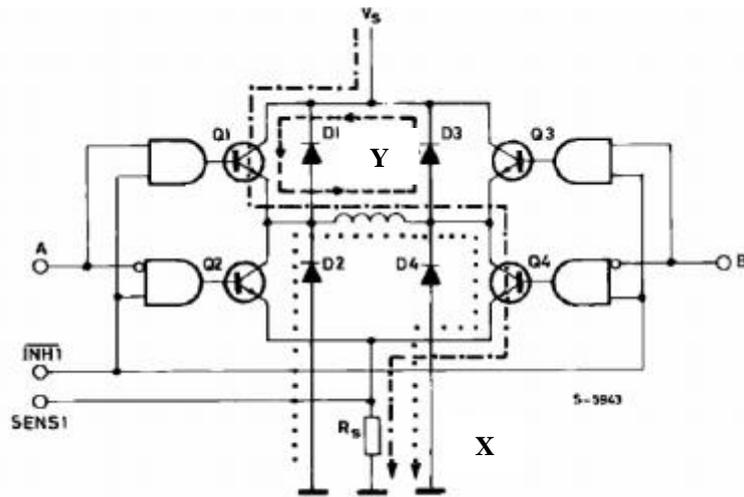


Figure 13 : Shéma interne L298

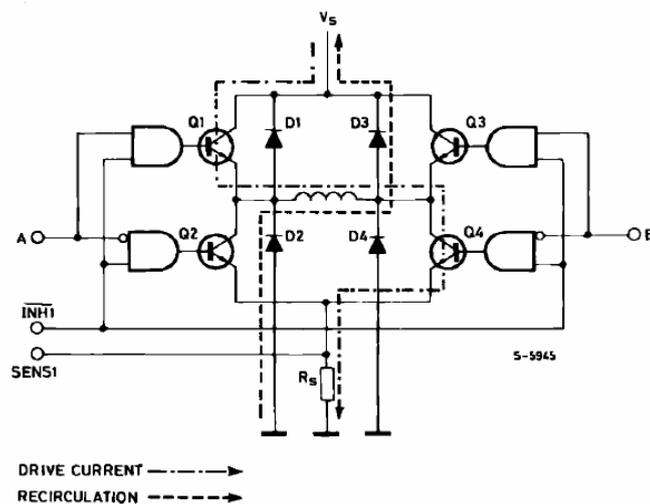
Les signaux d'entrée A, B, C, D du L298 servent à la commande du point tandis que les entrées $\overline{INH1}$ et $\overline{INH2}$ (permettent d'inhiber le fonctionnement).Le découpage de la tension peut être réalisé de deux manières suivant la valeur de l'entrée CONTROL (du L297).

Découpage par les phases ABCD : (control=1) NL1 :

Lorsque la phase saturant le transistor de la partie haute du pont (A) et au niveau logique 1, la phase saturant le transistor de la partie basse réalisant le découpage donc une phase de magnétisation de l'enroulement se fait à travers le chemin (X) et une phase de roue libre se fait à travers le chemin (Y).

Le découpage par $\overline{INH1}$ et $\overline{INH2}$ 5(control=0) NL0 :

Lorsque un de ces signaux passe au niveau logique 0 le pont est complètement bloqué, ce n'est plus une phase de roue libre mais de magnétisation par application de tension inverse.



Circuit de commande des redresseurs

I. Rappel :

1. Source de courant alternatif :

Le réseau d'alimentation des redresseurs est très puissant, il est Constitué par un générateur de f.e.m poliphasés (plusieurs phases) équilibré et sinusoïdale, d'impédance interne constante

la tension redressé U_d est généralement peut ondulé et le courant redressé i_d l'est encore moins en raison de l'inductance propre du redresseur

II. Les commutateurs à diodes :

pour redresser q tensions alternatives V_1, V_2, \dots, V_q , on utilise 1 ou 2 groupes de « q » diodes qui peuvent être à cathode réunies en une cathode commune ou a anode réunies en une anode commune

2.1. commutateur à cathode commun :

formé par q diodes à cathode commune

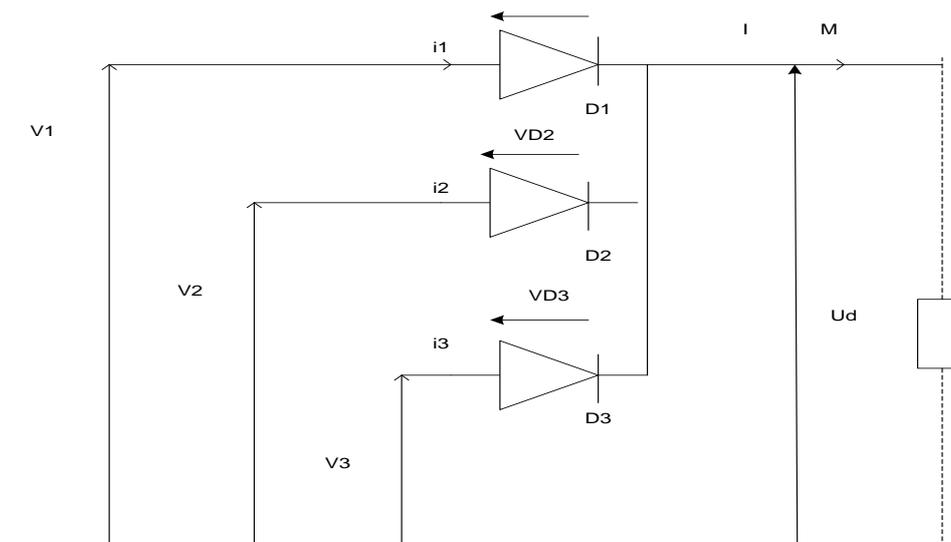


Figure 14 : Redresseur à cathodes réunies

2.2. commutateur à anodes communes :

formé par q diodes à anodes réunies

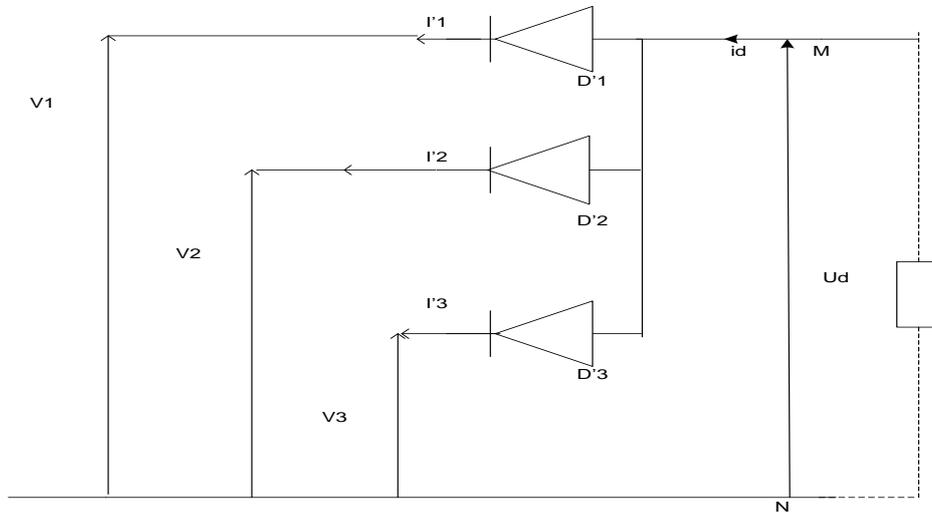


Figure 14 : Redresseur à anodes réunies

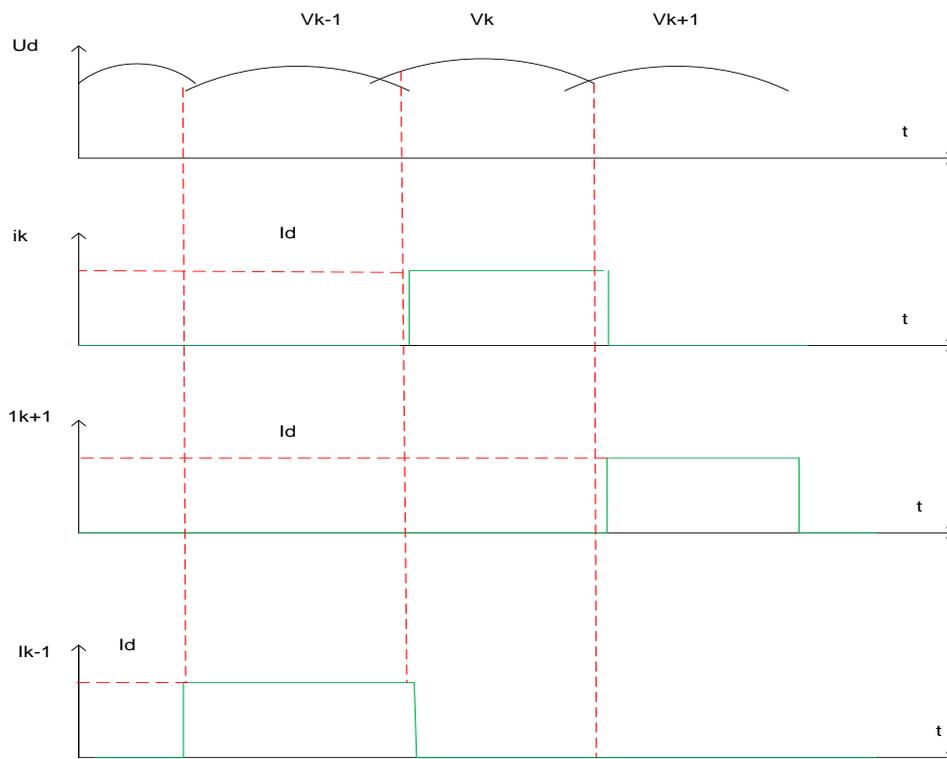
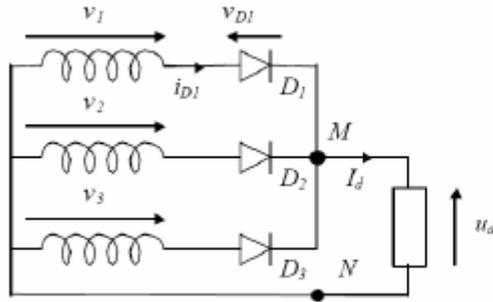


Figure 15 : Allure des courants et des tensions

III. Redresseurs à diodes

32.1. redresseur parallèle simple triphasé (P3)



$$v_1 = v\sqrt{2}\text{Sin}(wt)$$

$$v_2 = v\sqrt{2}\text{Sin}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_3 = v\sqrt{2}\text{Sin}\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$V_1(t) = V_M \sin\omega t$$

$$V_2(t) = V_M \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_3(t) = V_M \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

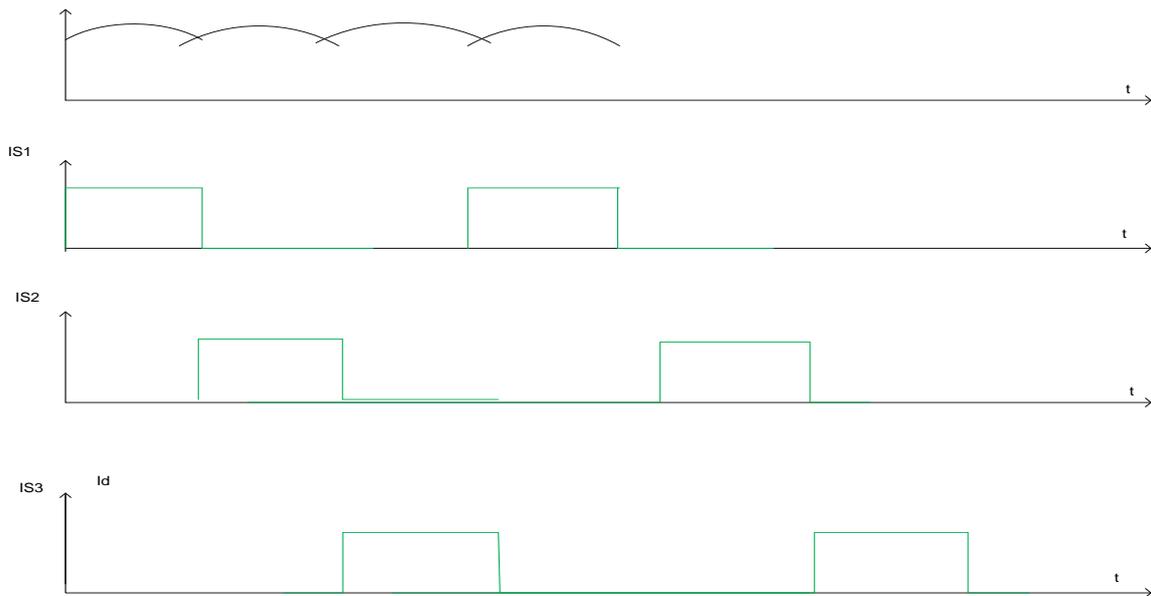


Figure 16 : Allure des courants et des tensions

la tension moyenne redressée : $U_{do} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} U_d(t) dt = \frac{3}{\pi} V_{max} \sin \frac{\pi}{3}$

32.1. Redresseur triphasé en pont de Graëtz (PD3)

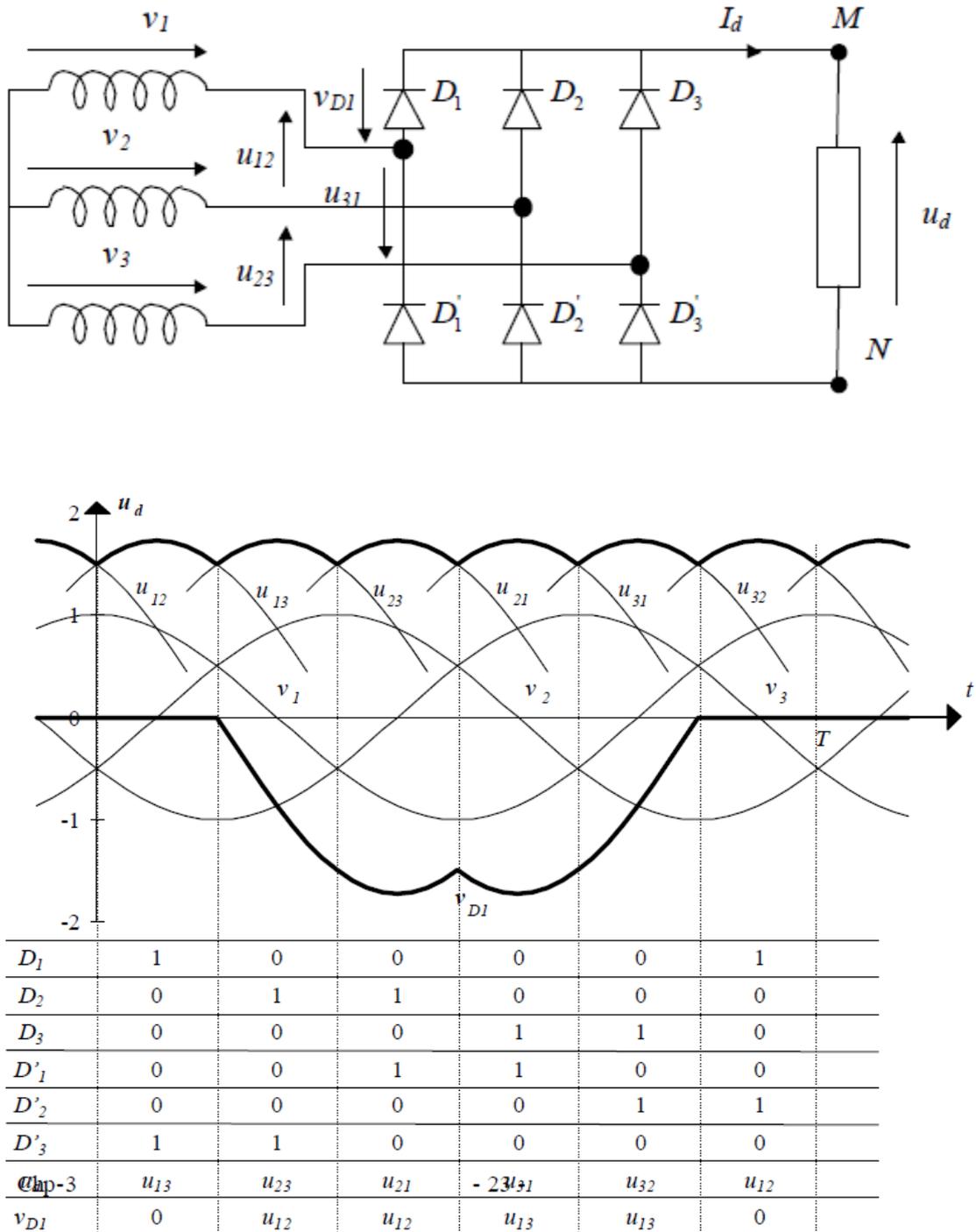


Figure 17 : Redresseur PD3, Allure des courants et des tensions

la valeur moyenne de la tension redresse U_{do} égale a la différence des moyennes des tensions V_M-V_0 et $V_N- V_0$ ces tension ayant la même valeur moyenne donné par $\frac{3}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{3}$ mais avec signe opposé, la tension U_{do} est alors le double de cette tension $U_{do} = \frac{6}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{3}$.

IV. Redresseurs à thyristors

comme pour les diodes on distingue le commutateur le plus positif à cathode réunies et les commutateurs le plus négatifs les anodes réunies

les thyristors passant lorsque la tension d'anode > à tension de cathode et le courant qui passe à travers le thyristore est positif

4.1. Redresseurs parallèle simple triphasé à thyristore :

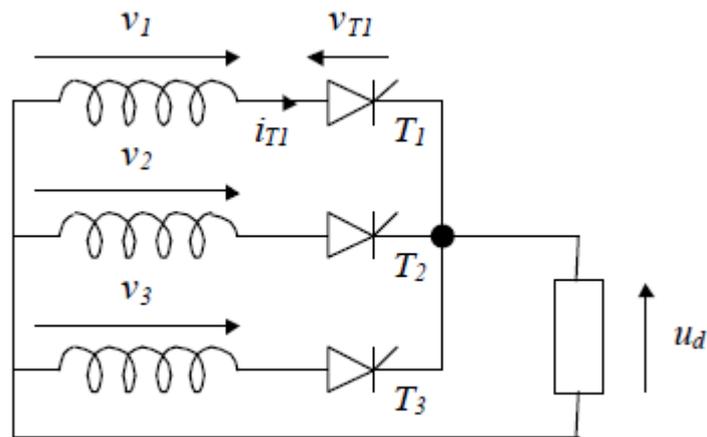


Figure 17 : Redresseur à thyristore parallèle

4.2. caractéristique de commande des thyristors :

un thyristore peut être utilisé en un interrupteur statique à amorçage commandé et à blocage spontané selon la caractéristique de thyristor.

L'amorçage commandé a lieu dès que la tension V_T est tant positive et le courant i_{GT} (entre gâchette et cathode sans retard).

Le blocage spontané se produit dès que l'annulation du courant i_{GT} est l'inversion de la tension V_T

le convertisseur statique ne comporte pas seulement des élément de puissance mais également un système de commande qui a partir d'une information d'entrée (tension ou courant) élabore les ordres relatifs au semi conducteur de puissance . Ces systèmes sont construits à patir des fonctions de base de l'électronique analogique ou numérique

V.1.1. redressement commandé simple alternance :

nous étudions le cas d'un redresseur simple alternance et son système de commande

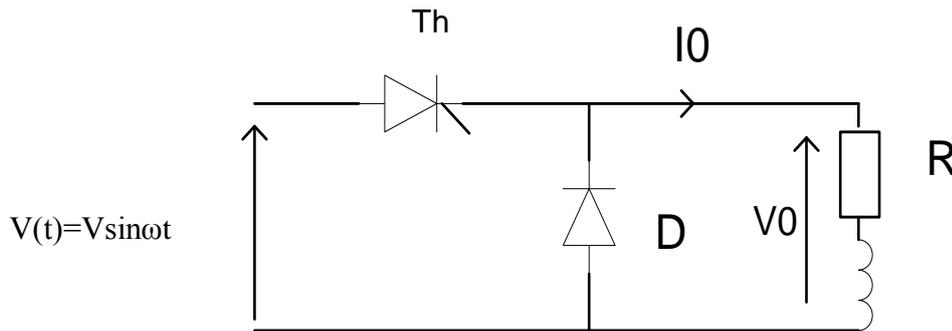


Figure 19 : redresseur simple alternance commandé

$V_0(t)$ aux bonnes de la charge est une fonction lineaire de la tension de contrôle V_C

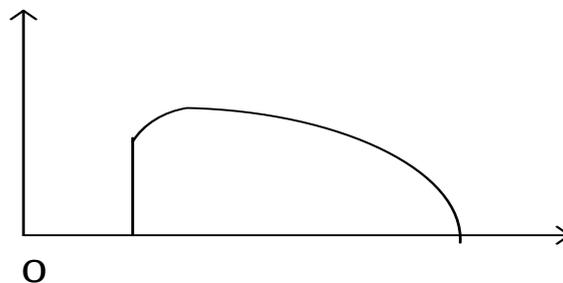
on suppose que la charge est totalement inductive

le courant I_0 est continu.

Dans la majorité des cas d'esservissement il est souhaitable que les éléments de la chaine soit linéaire ,c à d la valeur de $V_0(t)$ au borne de la chargé est une fonction lineaire de la tension de contrôle V_C

On suppose que la charge est totalement inductive c à d le debit du courant I_0 est continu.

$V_0(t)$



$$\frac{\beta \pi}{\omega \omega}$$

Allure périodique de la tension de sortie

ou β est l'angle de retard à l'omorage qui est nécessairement borné

$$\beta \in [0 ; \pi] \text{ on obtient } V_0 = \frac{V}{2\pi} (1 + \cos \beta)$$

la valeur moyenne de V_0 contient un terme en $\cos \beta$

$$V_0 \text{ il faut que } \cos \beta = K.V_c$$

$$\beta = \arccos (K.V_0)$$

$$V_0 = \frac{V}{2\pi} (1 + \cos (\arccos (K.V_0))) = \frac{V}{2\pi} (1 + K.V_0)$$

$$KV_0 \in [-1 , 1]$$

V_0 varie entre 0 et $\frac{V}{\pi}$

V.1.2. Synoptique fonctionnelle de la commande : (en arccos)

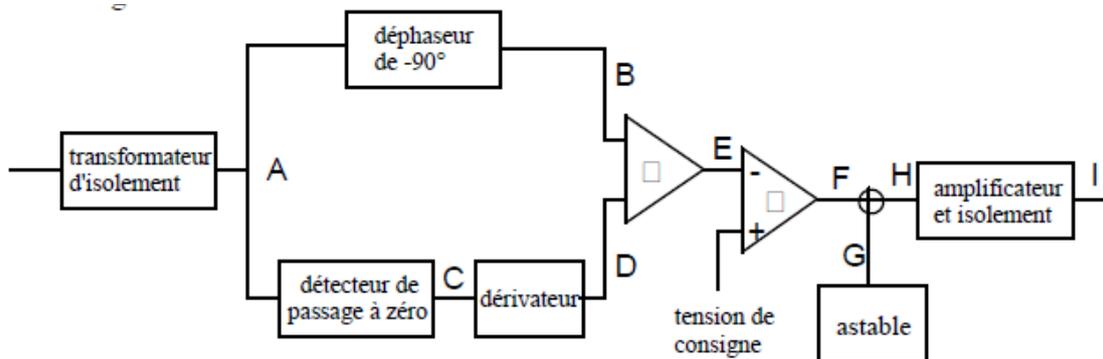


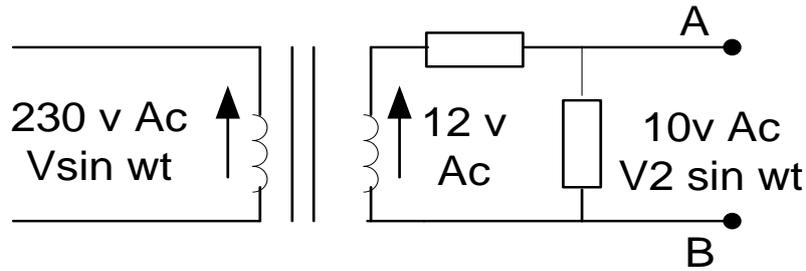
Figure 20 :Synoptique fonctionnelle de la commande

- **Détecteur de passage par zéro + dérivateur**

lorsque la tension de commande V_c dépassé la valeur b.c. ce circuit est constitué par détecteur de passage par zéro qui transforme la tension sinusoïdale en tension carrée.

- **transformateur d'isolement :**

transformateur d'isolement électronique abaisseur qui permet de fournir au circuit électronique à une baisse tension compatible en phase avec le réseau



• **Dephaseur :**

le circuit dephaseur de $\frac{\pi}{2}$ permet d'obtenir à partir de la tension réseau a V $\sin \omega t$ en une tension (B) cosinusoidale de valeur $b.V_{max} \cos \omega t$

$$a = 10 \sin 100 \pi t$$

on désire généré un signal B = 10 cos (100π t) en utilisant un circuit déphaseur de $-\frac{\pi}{2}$ à 50Hz

$$\cos x = \sin \left(\frac{\pi}{2} - x \right) = -\sin \left(x - \frac{\pi}{2} \right)$$

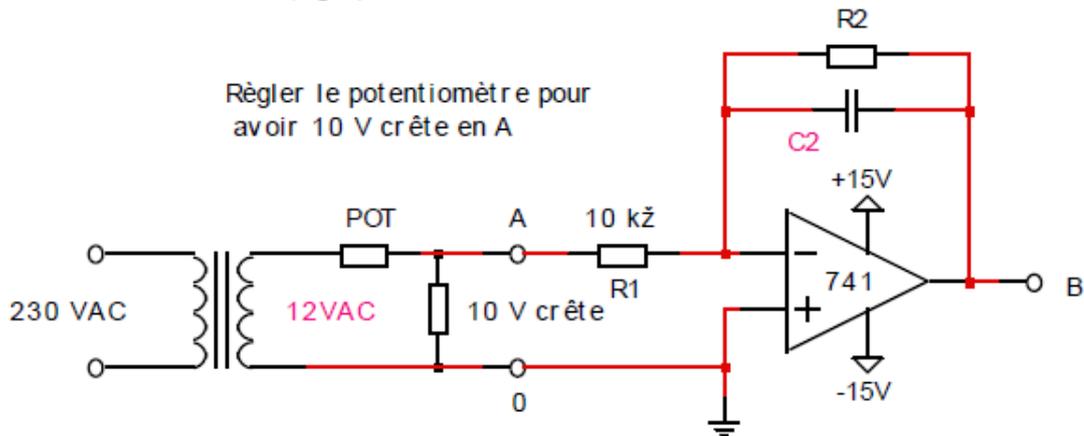


Figure 21 : Circuit déphaseur

• **Sommateur et comparateur**

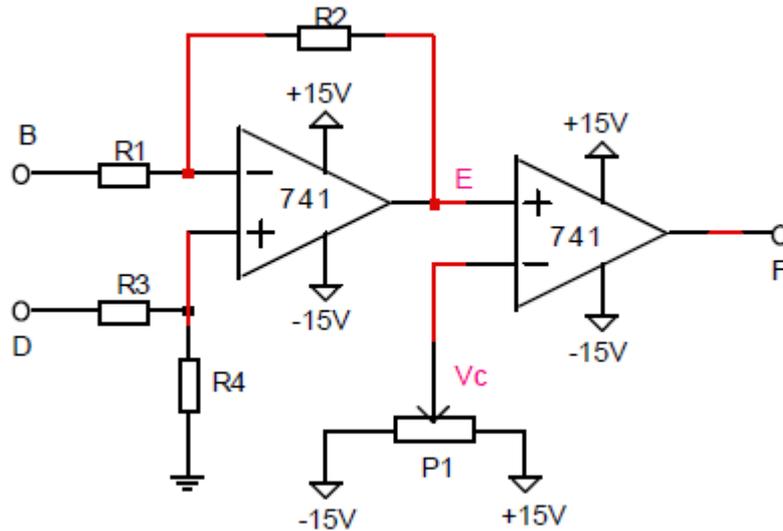


Figure 22 : Circuit Sommateur et comparateur

la sortie de différentiateur est ajoutée à la tension $B = b\cos\omega t$.Donnant ainsi une tension $E <$ en module à la tension d'alimentation de l'électronique de commande.La cosinusoïde est comparée à la tension de commande V_c donnant ainsi une tension F de type $\text{sgn}(V_c - bV\cos\omega t)$ dont le changement de signe situé a une instant $\frac{\beta}{\omega}$ tel que $\beta = \arccos \frac{V_c}{K V}$

- **Astable et mélangeur :**

la dernière partie de module de commande avant l'amplificateur et l'isolement est constitué par un astable et un mélangeur

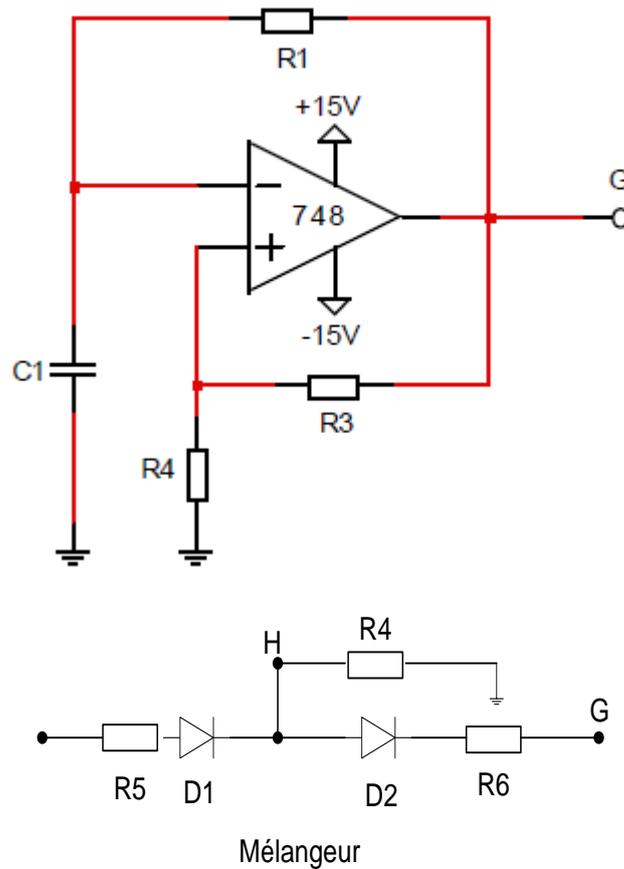


Figure 23 : Circuit Astable et mélangeur

le déclenchement d'un thyristore débitant sur une charge inductive nécessite la mise en oeuvre de train d'impulsion.

On utilise donc un circuit astable a fréquence de sortie $f = \frac{1}{T_s}$ melanger à la tension de référence (F) de manière a fournire a l'amphificateur d'isolement un train d'impulsion H au instant de déclenchement convenable

l'amphificateur d'isolement fornit alors au circuit gachette cathode du thyristore un courant impulsionnel I

- **Amplification et isolement galvanique :**

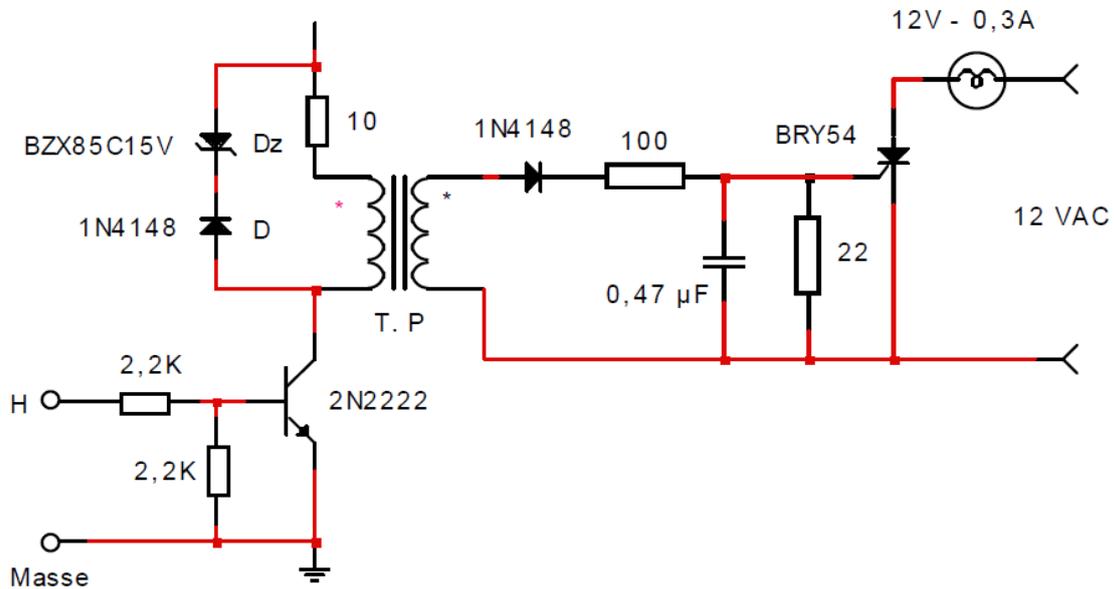


Figure 24 : Circuit Amplification et isolation

- **Circuit de génération de train d'impulsions**

Le composant TCA 785 est un exemple de circuit intégré spécialisé. Il produit des signaux rectangulaires de même période que la tension de synchronisation et d'instant de départ réglable par potentiomètre ou par tension.

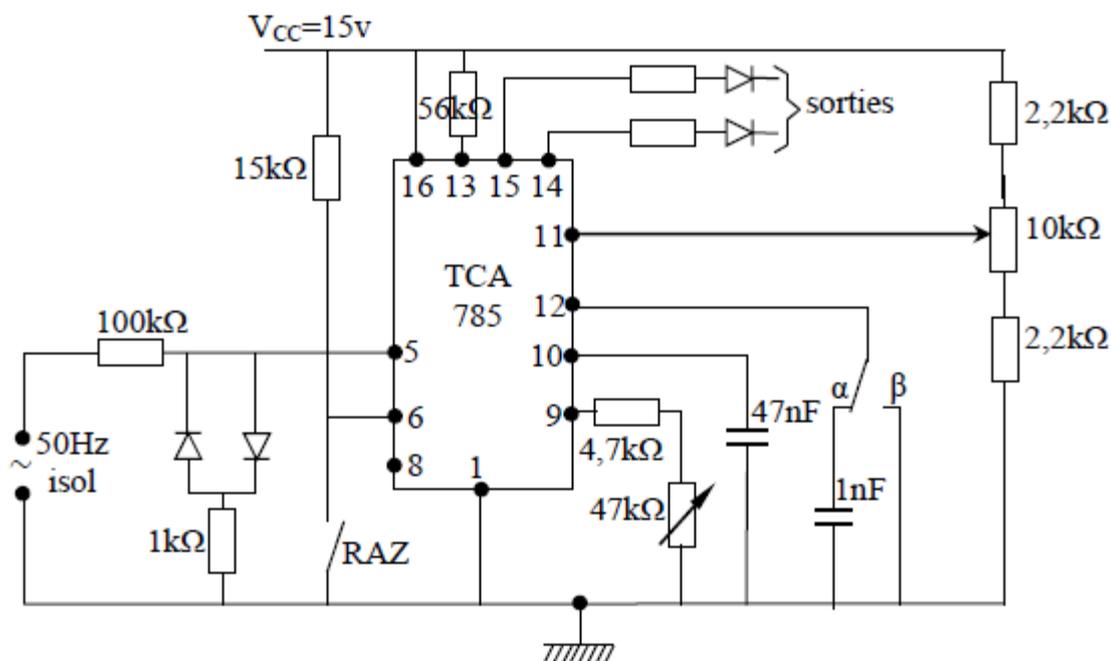


Figure 25 : montage TCA 785

D'un point de vue fonctionnel, on distingue :

- L'alimentation stabilisée avec sa masse en 1 et sa borne positive (8 à 18v) en 16 ;
- L'entrée de synchronisation borne 5 qui reçoit un signal bidirectionnel et de faible amplitude ;
- L'entrée d'inhibition des impulsions borne 6, obtenue par un niveau bas ;
- Le générateur de rampes synchronisées. Les rampes, observables aux bornes du condensateur C_{10} sont initialisées aux passages à zéro de la tension U_5 . Leur pente est éventuellement réglable par résistance R_9 ; elle dépend de la tension de référence interne mesurable sur la borne 8, de valeur environ 3v. Si la pente est trop grande, la rampe sera écrêtée à V_{CC} , d'où un signal U_{10} en forme de trapèze au lieu d'un signal triangulaire.
- L'entrée de la tension de comparaison sur la borne 11 ; dans un montage d'essai on peut se contenter d'un montage potentiométrique à partir de l'alimentation stabilisée ;
- Les bornes de sortie : on utilisera seulement les bornes 14 et 15 qui sont active et positive de la tension de synchronisation.

Fonctionnement

Le signal de sortie commence à l'instant d'égalité de la tension U_{11} et de la rampe U_{10} ; il cesse à la fin de l'alternance de la tension U_5 , sauf si la borne 12 n'est plus reliée directement à la masse. Chacune des sorties délivre un signal de période 20ms (synchronisation sur le secteur). Si l'on souhaite un signal double alternance, en vue d'amorcer un pont mixte ou un gradateur monophasé, on réunira les sorties par un montage *OU* à diodes.

Un déclencheur pour montage $P3$ ou $PD3$ mixte demande trois sorties produisant chacune une impulsion tout les 20ms ; ces sorties sont décalées d'un tiers de période sur la précédente d'où la nécessité de disposer de tensions de synchronisation elles-mêmes déphasées ; le tableau indique les tensions à utiliser pour réaliser un déclencheur en *Arc Cosinus*.

Le montage suivant à pour particularité de fournir trois trains d'impulsions chacun de durée 120° et déphasés de 120° dans l'ordre de succession des tensions de synchronisation. La borne de remise à zéro des bascules JK permet une temporisation et une initialisation à $Q = 0$ de toutes les bascules, lors de la mise sous tension des cartes électronique.

Le disjoncteur électronique peut agir à différents endroits : *RAZ* de l'oscillateur produisant les impulsions

Haute fréquence, ou *RAZ* des bascules JK , ou commutation de UC sur UCM ; cette dernière possibilité est fortement recommandée en onduleur assisté.

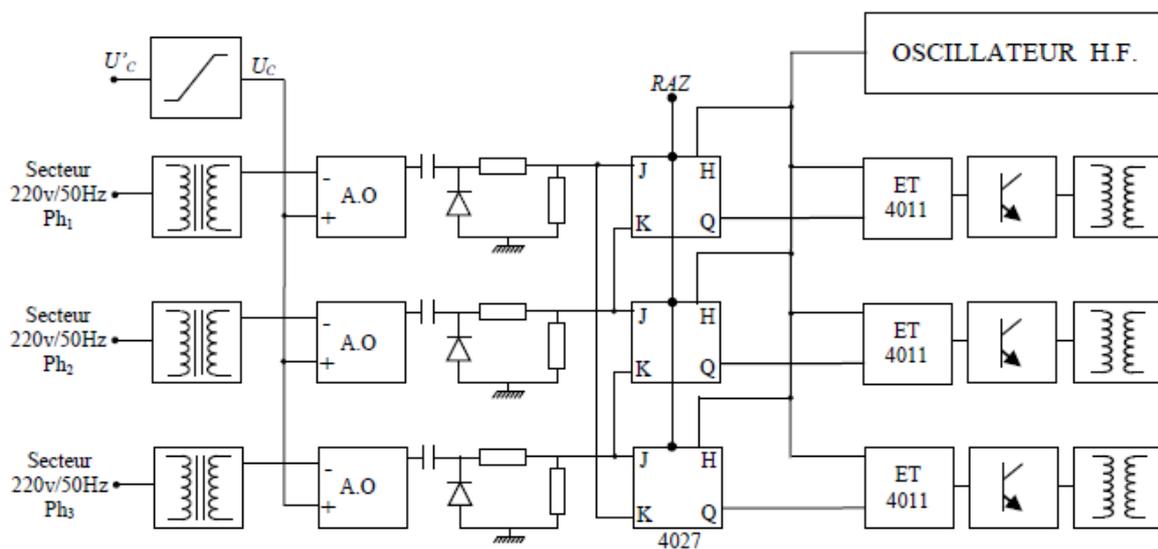


Figure 27 : Commande redresseur

Commande d'un pont complet $PD3$ à six thyristors.

- Une solution consiste à utiliser deux déclencheurs tels que figure précédente ; les tensions de synchronisation étant globalement $\pm V_1, \pm V_2, \pm V_3$ on disposera de trois transformateurs de synchronisation à secondaire à point milieu.
- Pour la deuxième solution nous allons voir un déclencheur avec lequel chaque thyristor reçoit par période une impulsion d'amorçage (de retard réglable par tension U_c sur une sinusoïde de référence appropriée) et une impulsion de confirmation 60° plus tard.
- Ce double amorçage est rendu nécessaire dans les montages où deux thyristor se trouvent électriquement en série dans chaque étape de fonctionnement ; il s'agit entre autres du pont complet $PD3$; comme le trajet du courant est modifié tous les $1/6$ de période consécutifs, le réamorçage est obligatoire en cas de débit interrompu, et de tout façon impératif à la mise sous tension (alternative) du convertisseur.

- Considérons le montage de principe ci dessous chaque déclencheur individuel possède un étage comparateur entre la tension de commande U_C et une sinusoïde de référence, un dérivateur produisant une impulsion lors du basculement du comparateur et éventuellement un étage monostable de remise en forme de cette impulsion. Les impulsions doivent en effet avoir une largeur minimale pour assurer l'amorçage simultané de deux thyristors. En sortie se trouve un transformateur d'impulsions à deux secondaires isolés.

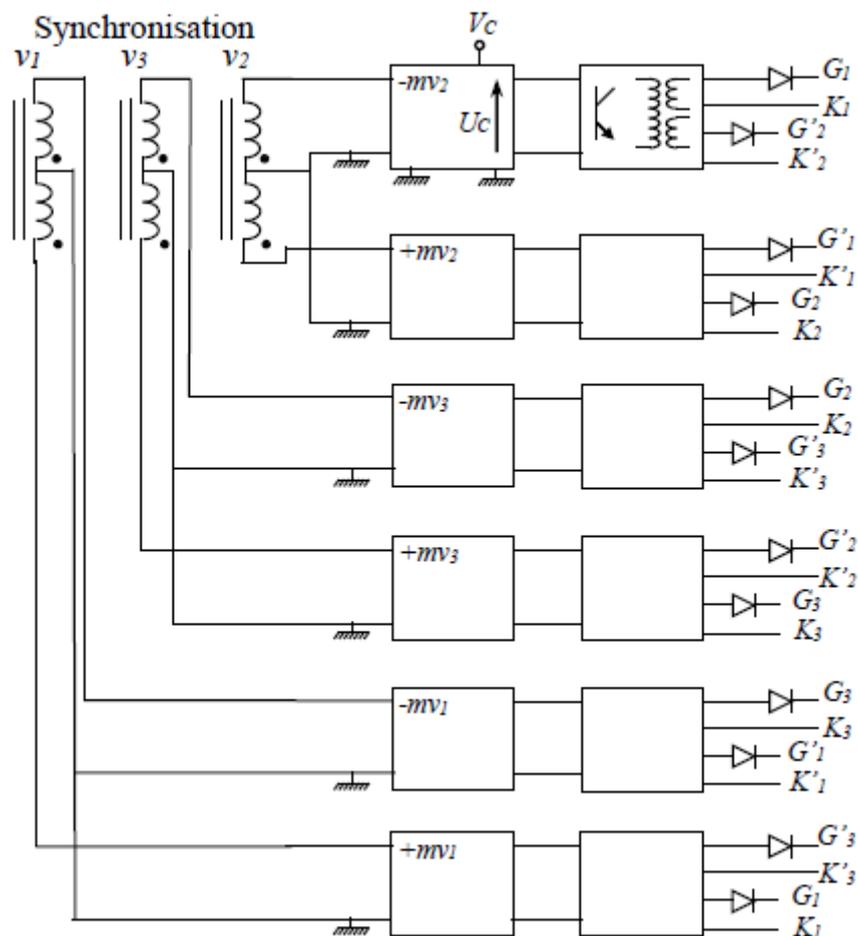


Figure 28 : Synoptique de Commande redresseur PD3

Electronique de Commande des Convertisseurs Continu/Continu

I. principes généraux :

un convertisseur statique continu/continu relie une source de tension ou de courant continu avec un récepteur de courant ou de tension continu avec un récepteur de courant ou de tension continu en modulant par commutation (passage de 1 à 0) la durée de passage du courant et de l'application de tension permettant ainsi de commander la puissance échangée entre la source et le récepteur la structure de principe est donnée par la figure suivante :

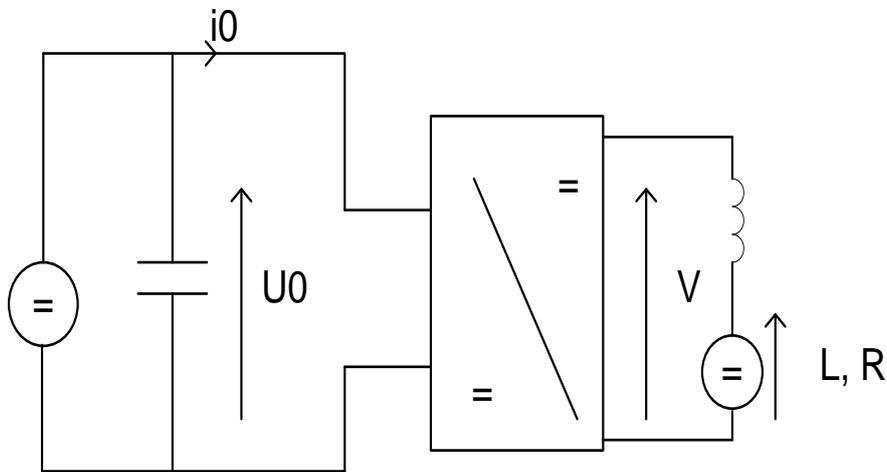


Figure 29 : schéma bloc hacheur

il peut être soit unidirectionnel en courant et en tension soit réversible pour l'une ou l'autre de ses grandeurs ou encore pour les deux simultanément.

Précédant par découpage de courant ou de tension ses convertisseurs sont souvent appelés Hacheurs.

Source de tension continue : caractérisée par une tension continue U_0 elle est constante et d'impédance interne nulle elle est représentée par une source de f.e.m. avec un condensateur de filtrage en parallèle.

Recepteur de courant continu : elle est constituée en général par une f.e.m. en série avec une inductance de lissage et de résistance R . Celle-ci permet de considérer cette charge comme un récepteur de courant qui serait idéal si la charge est infiniment inductive.

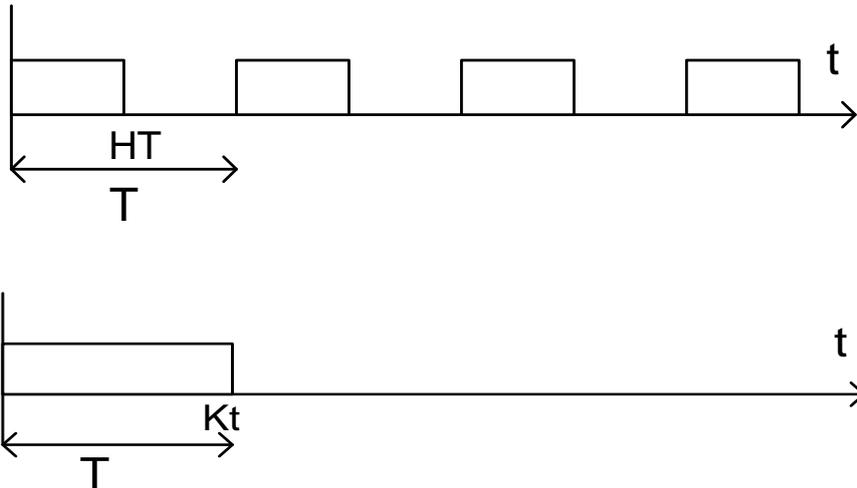
Intercepteur statique : le découpage de la tension ou du courant continu de la source ou du récepteur nécessite des interrupteurs statiques commandables à la fermeture et à l'ouverture.

utilise par exemple des transistors et des thyristors ces dernier doivent être muni par un circuit de blocage on annexe

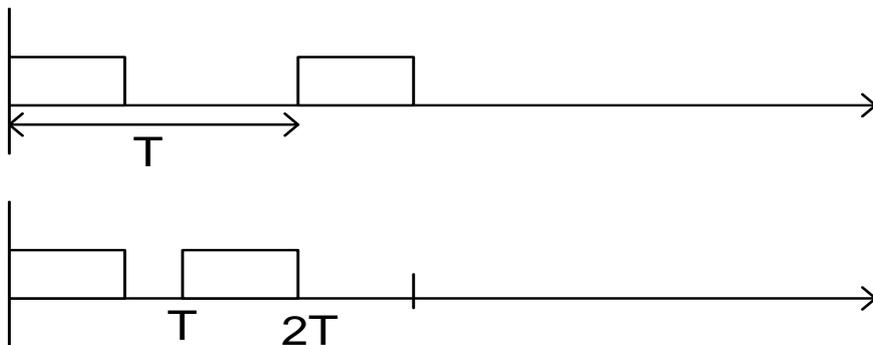
principe de découpage de la tension continu :

pour modifier la valeur de la tension aux bornes du recepteur on doit découper la tension de la source et découper on utilise une ou l'autre moyen de découpage

a/ la fréquence de découpage est constante : modelation de largeur MII



b/ les impulsions ont une durée constante : modulation de fréquence



II. Commande lineaire en modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe

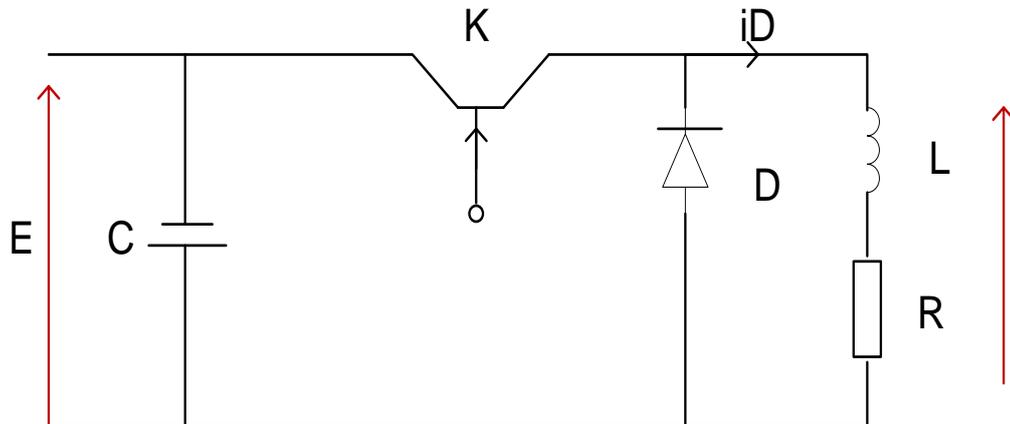
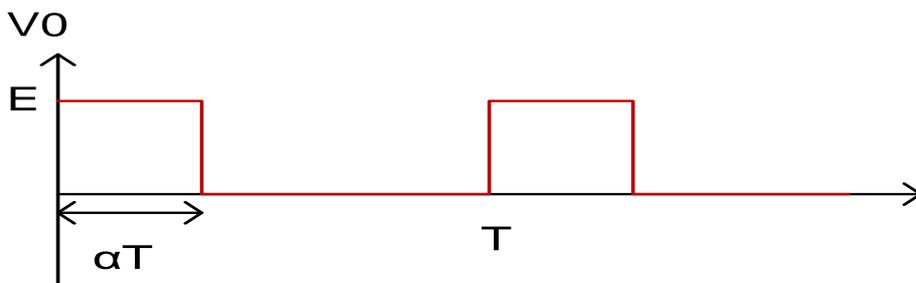


Figure 30 : hacheur abaisseur

la figure représente un convertisseur continu-continu a transistor alimenté en tension débitant sur un receptr de courant le transistor est comandé a fréquene fixe $1/T$ avec une phase de conduction

II.1. Principe de la commande

dans la figure represente si la charge est suffisamment inductive L tend vers l'infinie le courant I_0 sera continu et la tension au bonne de la charge est imposé



Avec α est la durée de conduction du transistor sur la période qui est le rapport cyclique qui est naicessairement bornés $\alpha \in [0,1]$

si V_c la tension de commande convertisseur on aura exprimé le valeur cyclique $\alpha = K \cdot V_c$

si K est une constante la commande est dite linéaire

Pour obtenir un signale a fréquence fixe et rapport cyclique variable modulateur de largeur d'impulsion (MLI =PWM)

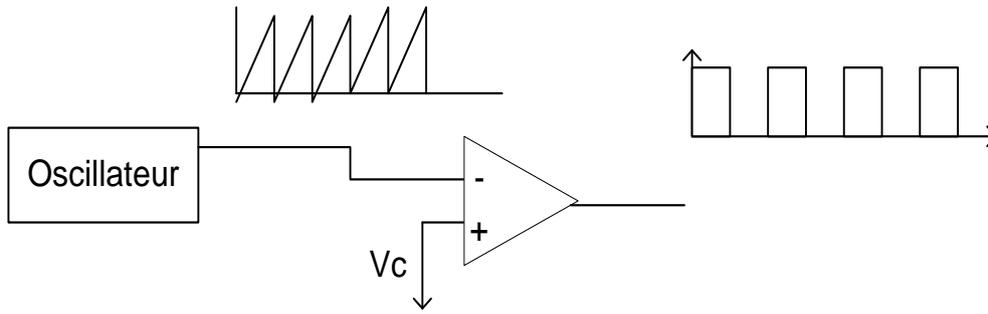
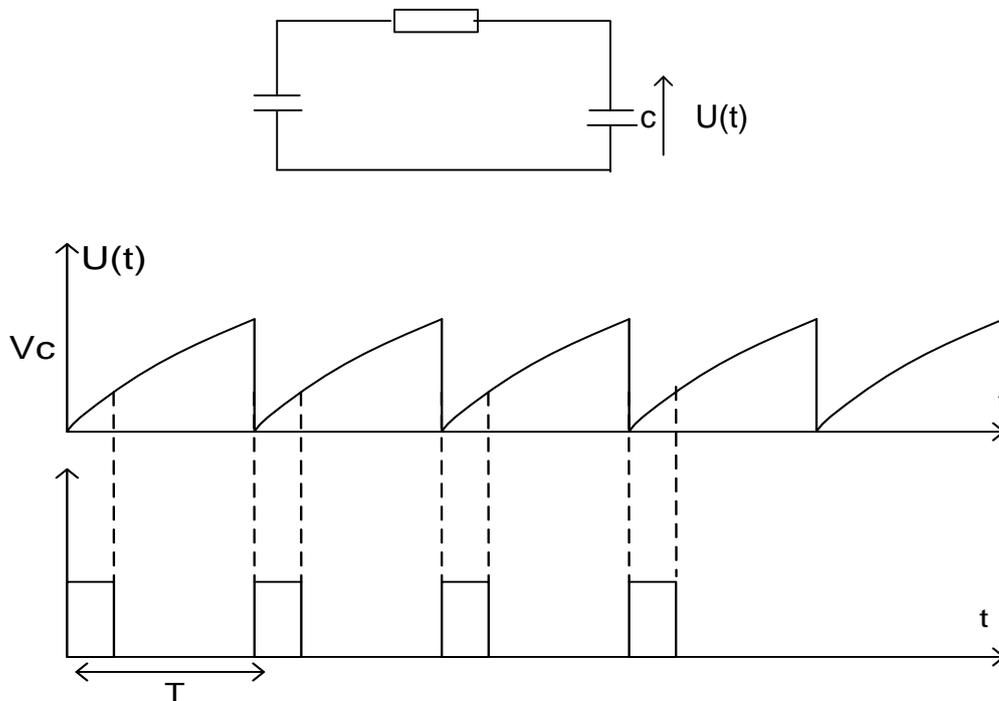


Figure 31 : génération du signal de commande

deux méthodes sont envisageables pour la génération d'un signal

la 1^{ère} méthode : on charge un condensateur C par une source de tension constante à travers une résistance

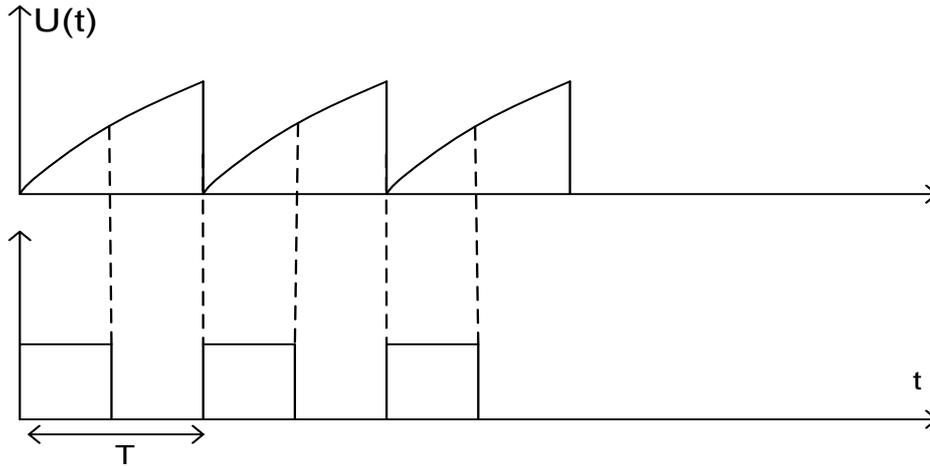


la valeur de l'instant α de commutation sera obtenu à l'aide de la relation

$$\alpha = -\frac{RC}{T} \ln\left(1 - \frac{V_c}{E}\right)$$

2^{ème} méthode : on charge un condensateur C sous un courant constant I





l'instant de commutation αT est déterminé à la coïncidence de $U(t)$ avec V_c

$$V_c = \frac{I}{C} \alpha T \quad \alpha = \frac{C}{IT} \cdot V_c$$

III. Exemple d'un circuit MLI : TL494

le TL 494 est un circuit de commande à modulation de largeur d'impulsion MLI à fréquence fixe, les signaux de modulation sont fabriqués par la comparaison d'un signal dent de scie créé avec un signal de référence V_c .

❖ Oscillateur :

la fréquence d'oscillation est programmée par les composants $R_T C_T$ telle que $f_{osc} = \frac{1}{R_T * C_T}$

Pour une application parallèle (signal ended)

$$f_{on} = \frac{1}{R_T * C_T}$$

$$\text{push pull } f_{on} = \frac{1}{2R_T * C_P}$$

On peut sélectionner l'une des configurations de circuit TL494 par Pin 13

DTC : Dead Time Control : (contrôle du temps morts)

ce circuit génère un minimum de temps morts. Les sorties de comparateur inhibent les transistors Q1 et Q2 quand la tension d'entrée est supérieure à la rampe de la tension de l'oscillateur. Une tension d'offset interne $110\text{mV} = 0,1\text{V}$ garantit un temps mort de 30% ; une tension variable de 0 à 3,3V garantit un temps mort de 3% à 100%. Le module PWM permet

de générer un signal de commande PWM a partir de commande provenant des amplificateur d'erreur 1 et 2.

Circuit TL494



TL494

www.ti.com

SLVS074G – JANUARY 1983 – REVISED JANUARY 2015

10 Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

10.1 Application Information

The following design example uses the TL494 to create a 5-V/10-A power supply. This application was taken from application note [SLVA001](#).

10.2 Typical Application

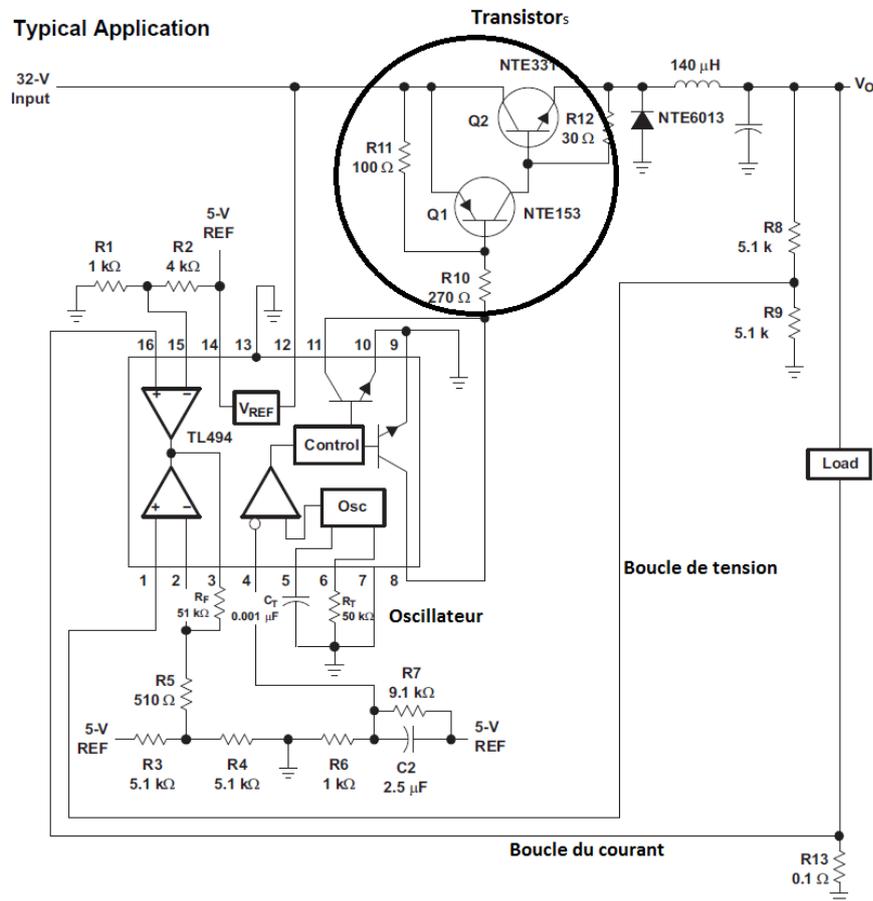


Figure 9. Switching and Control Sections

Figure 32 : TL494



TL494

SLV9274G – JANUARY 1993 – REVISED JANUARY 2015

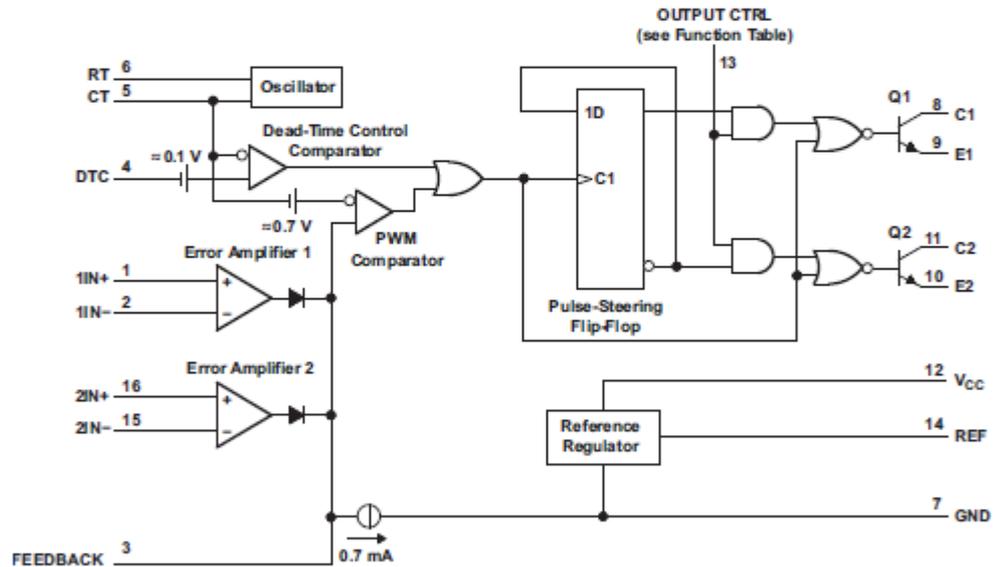
www.ti.com

9 Detailed Description

9.1 Overview

The design of the TL494 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. The TL494 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) control circuit. Modulation of output pulses is accomplished by comparing the sawtooth waveform created by the internal oscillator on the timing capacitor (CT) to either of two control signals. The output stage is enabled during the time when the sawtooth voltage is greater than the voltage control signals. As the control signal increases, the time during which the sawtooth input is greater decreases; therefore, the output pulse duration decreases. A pulse-steering flip-flop alternately directs the modulated pulse to each of the two output transistors. For more information on the operation of the TL494, see the application notes located on ti.com.

9.2 Functional Block Diagram



9.3 Feature Description

9.3.1 5-V Reference Regulator

The TL494 internal 5-V reference regulator output is the REF pin. In addition to providing a stable reference, it acts as a preregulator and establishes a stable supply from which the output-control logic, pulse-steering flip-flop, oscillator, dead-time control comparator, and PWM comparator are powered. The regulator employs a band-gap circuit as its primary reference to maintain thermal stability of less than 100-mV variation over the operating free-air temperature range of 0°C to 70°C. Short-circuit protection is provided to protect the internal reference and preregulator; 10 mA of load current is available for additional bias circuits. The reference is internally programmed to an initial accuracy of ±5% and maintains a stability of less than 25-mV variation over an input voltage range of 7 V to 40 V. For input voltages less than 7 V, the regulator saturates within 1 V of the input and tracks it.



TL494

SLV9074G – JANUARY 1993 – REVISED JANUARY 2015

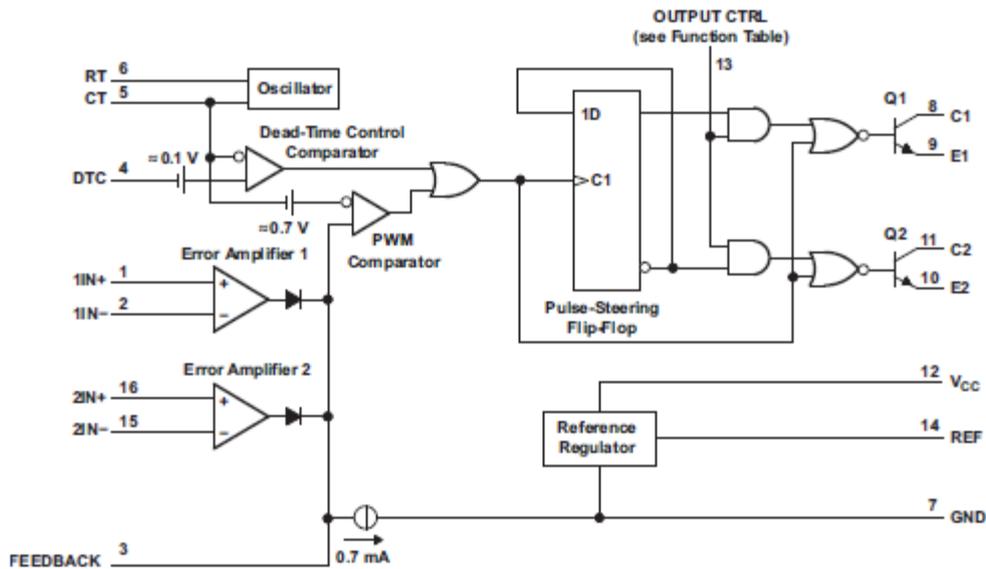
www.ti.com

9 Detailed Description

9.1 Overview

The design of the TL494 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. The TL494 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) control circuit. Modulation of output pulses is accomplished by comparing the sawtooth waveform created by the internal oscillator on the timing capacitor (CT) to either of two control signals. The output stage is enabled during the time when the sawtooth voltage is greater than the voltage control signals. As the control signal increases, the time during which the sawtooth input is greater decreases; therefore, the output pulse duration decreases. A pulse-steering flip-flop alternately directs the modulated pulse to each of the two output transistors. For more information on the operation of the TL494, see the application notes located on ti.com.

9.2 Functional Block Diagram



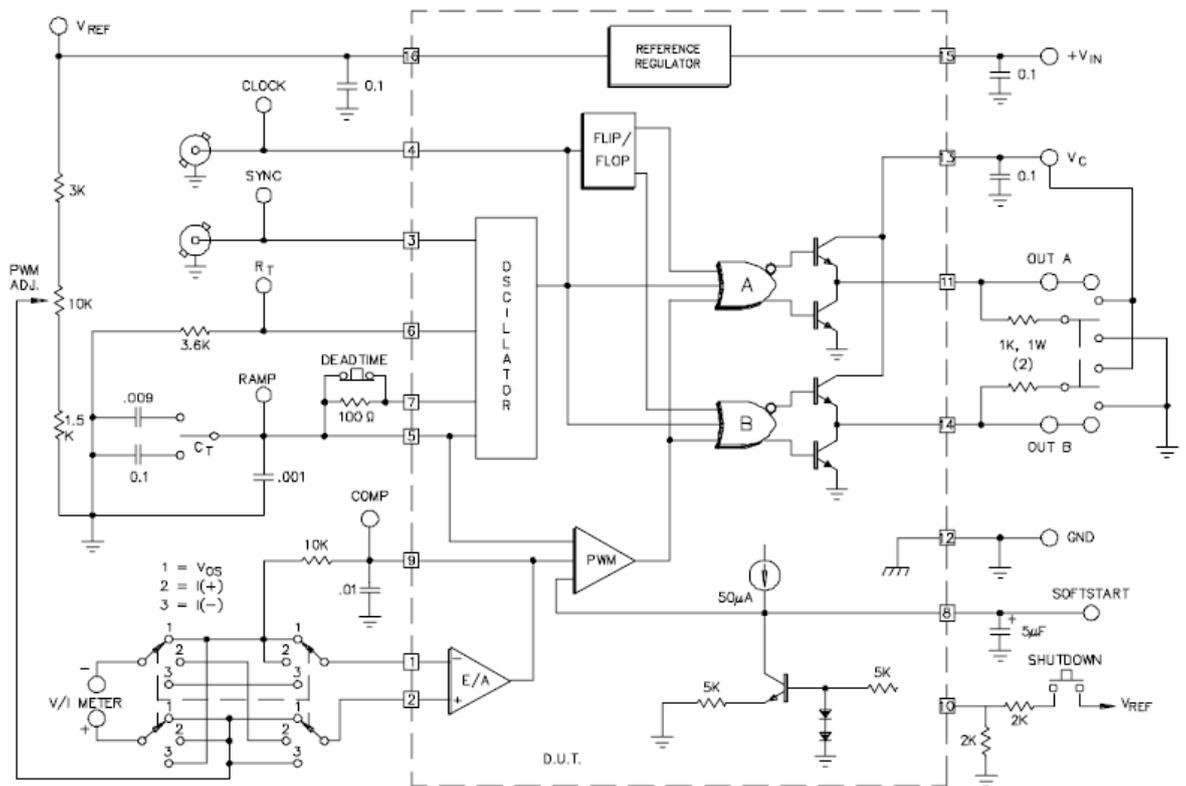
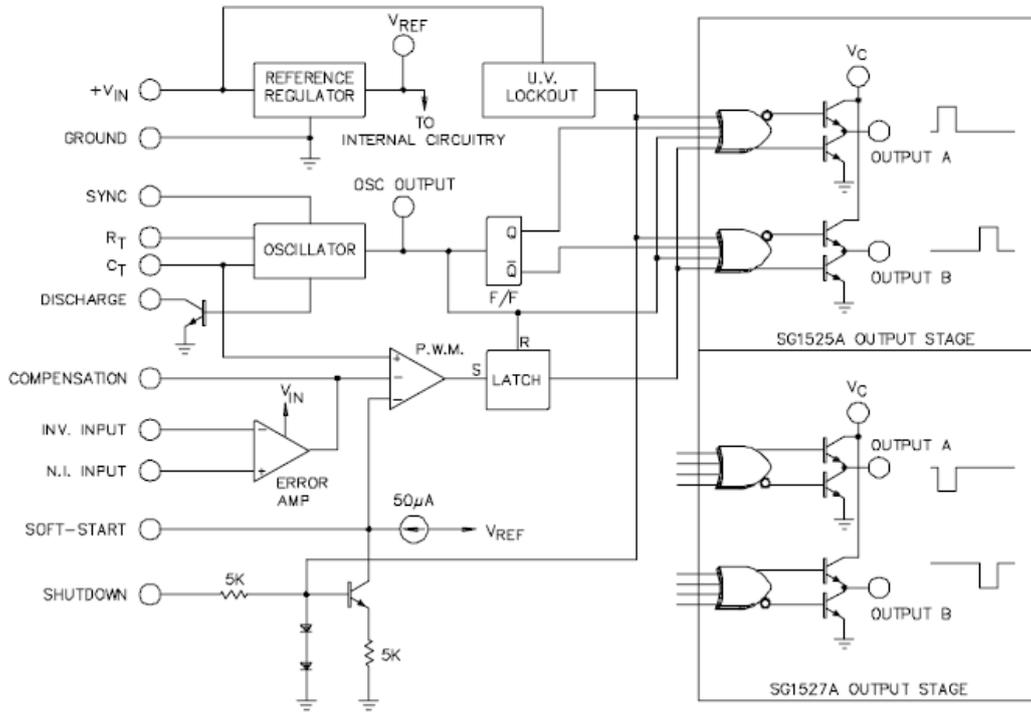
9.3 Feature Description

9.3.1 5-V Reference Regulator

The TL494 internal 5-V reference regulator output is the REF pin. In addition to providing a stable reference, it acts as a preregulator and establishes a stable supply from which the output-control logic, pulse-steering flip-flop, oscillator, dead-time control comparator, and PWM comparator are powered. The regulator employs a band-gap circuit as its primary reference to maintain thermal stability of less than 100-mV variation over the operating free-air temperature range of 0°C to 70°C. Short-circuit protection is provided to protect the internal reference and preregulator; 10 mA of load current is available for additional bias circuits. The reference is internally programmed to an initial accuracy of ±5% and maintains a stability of less than 25-mV variation over an input voltage range of 7 V to 40 V. For input voltages less than 7 V, the regulator saturates within 1 V of the input and tracks it.

Circuit SG3525

BLOCK DIAGRAM

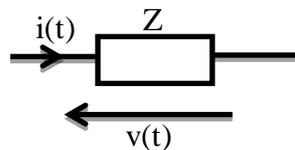


Circuit de correction de facteur de puissance(PFC)

I. Le facteur de puissance

Rappels :

- Pour une charge linéaire (régime monophasé pur)



$$v(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = I \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

- Puissance instantanée $p(t)$

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

- Puissance active : $P = \langle P(t) \rangle (W)$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt$$

$$P = V \cdot I \cdot \cos \varphi$$

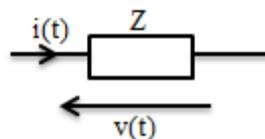
- Puissance réactive : $Q(VAR)$

$$Q = V \cdot I \cdot \sin \varphi$$

- Puissance apparente $S(VA)$

$$S = V \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

- Pour une charge non linéaire (régime harmonique)



$$v(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = I_0 + I_1\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_2\sqrt{2} \sin(2\omega t - \varphi_2) \dots + I_n\sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

- *Puissance instantanée :*

$$P(t) = v(t) \cdot i(t)$$

- *Puissance active $P(W) = \langle P(t) \rangle$*

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1$$

- *Puissance réactive : $Q(\text{VAR})$*

$$Q = V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$$

- *Puissance déformante*

$$D = \sqrt{\sum_{k=2}^n (V \cdot I_k)^2}$$

Puissance apparente :

$$S = V \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

Définition du facteur de puissance :

Dans tous les cas, le facteur de puissance se calcule de la façon suivante :

$$Fdp = \frac{P}{S}$$

Il s'agit du rapport de la puissance active correspond à la puissance réellement convertie en travail tandis que la puissance apparente correspond à la puissance de dimensionnement de l'installation. Un facteur de puissance unitaire traduit que la totalité de l'énergie est transporté et convertie dans la charge, dans le cas contraire Fdp non unitaire impose les contraintes suivantes :

- *Surdimensionnement : L'ensemble des éléments du système doivent alors être dimensionnés.*
- *Pertes : échange d'énergie non utile entre le réseau et la charge (puissance réactive et déformante).*

Le surdimensionnement de l'ensemble du système ainsi que les pertes causées par un mauvais facteur de puissance sont synonyme de surcout financier .Il est donc nécessaire d'améliorer ou maximiser le Fdp.

II. Charge linéaire

Dans le cas d'une charge linéaire, le courant étant sinusoïdal, seule la puissance réactive (Q) dégrade le Fdp.

$$Fdp = \frac{P}{S} = \cos \varphi$$

- ✓ Dans le cas d'une charge résistive : $\cos \varphi = 1 ; Q = 0$
- ✓ Dans le cas où la charge réactive n'est pas nulle : $Q \neq 0$

Il suffit de composer cette puissance réactive par plusieurs moyens :

- Gradins de condensateur (batterie)
- Machines synchrones utilisés en compensateur synchrone

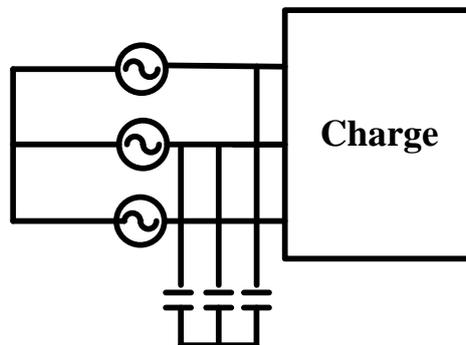


Figure 33 : Branchement des capacité

III. Charge non linéaire

Dans le cas d'une charge non linéaire, la problématique doit être différente. On va chercher à éviter les harmoniques sur le réseau électrique.

Deux méthodes sont possibles :

- Une dite passive : consistant à filtrer les harmoniques du courant au moyen du filtre LC.

- Une dite active : Elle vise à rendre une charge non linéaire équivalente à une résistance au moyen de la régulation au courant.
- Expression du facteur de puissance :

$$v(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_n(t)$$

$$i_n(t) = I_n\sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) (t)$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_n^2}$$

$$P = V \cdot I \cdot \cos\varphi_1$$

Le facteur de puissance

$$Fdp = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1}{V \cdot I} = \frac{I_1}{I} \cos\varphi_1$$

On peut y distinguer deux termes :

- Le facteur de déplacement : $F_{déplacement} = \cos\varphi_1$
- Le facteur de forme (aussi taux de distorsion harmonique individuel de fondamentale) : $F_{Forme} \frac{I_1}{I}$
- On définit le taux de distorsion harmonique du courant : $THD_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}$

Alors le facteur de puissance est donné par : $Fdp = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}}$

IV. Redressement à absorption sinusoïdale

Les appareils électriques de classe D (micro-ordinateur, électroménagé) nécessite une alimentation continu de leur électronique de commande.

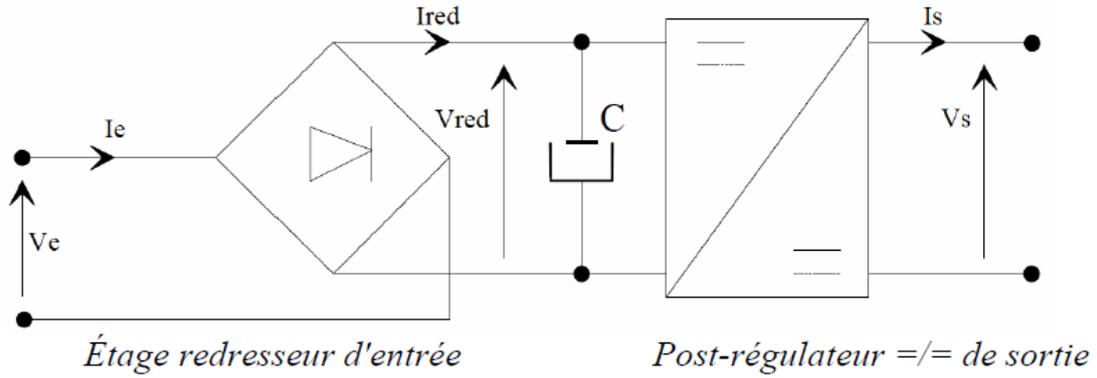


Figure 33 : schéma bloc

Si la présence de condensateur C de filtrage réduit l'ondulation de la tension redressé, il réduit également l'angle de conduction ceci a par effet de rendre le courant du secteur impulsionnel

Cette distorsion du courant à plusieurs conséquences on cite :

- ❖ Une augmentation des pertes en ligne
- ❖ Un surdimensionnement de transformateur
- ❖ Vieillesse accéléré des condensateurs de compensation des réactifs
- ❖ Un mauvais facteur de puissance

il s'agit d'imaginer un dispositif d'étude capable de maîtriser la forme du courant fournit par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge.

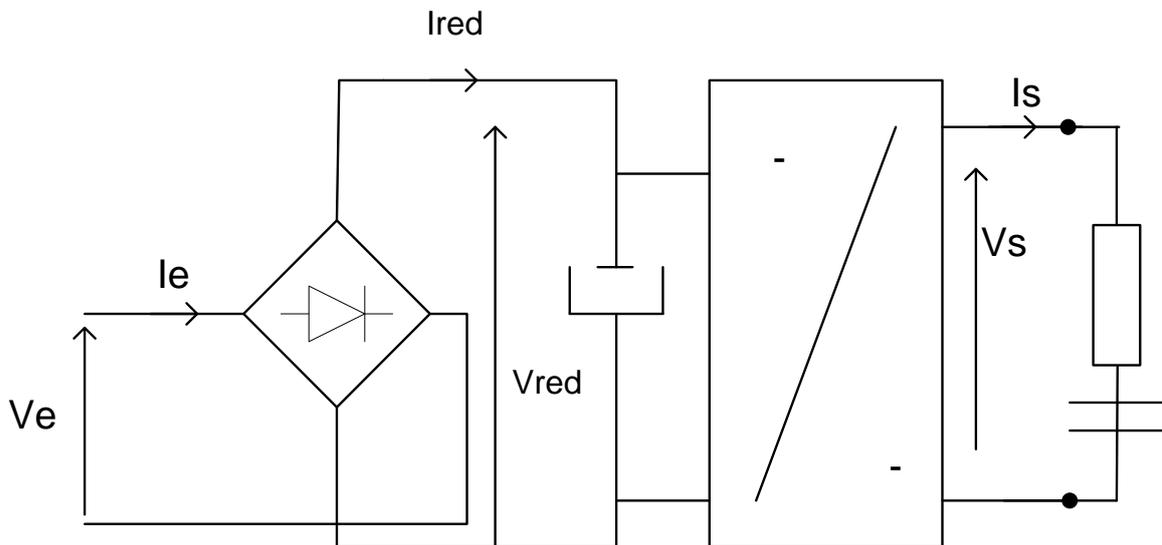


Figure 34 : schéma bloc

les hacheurs élévateur-abaisseurs a stockage magnétique se révèle une solution adéquate. Les hacheurs élévateur actuellement

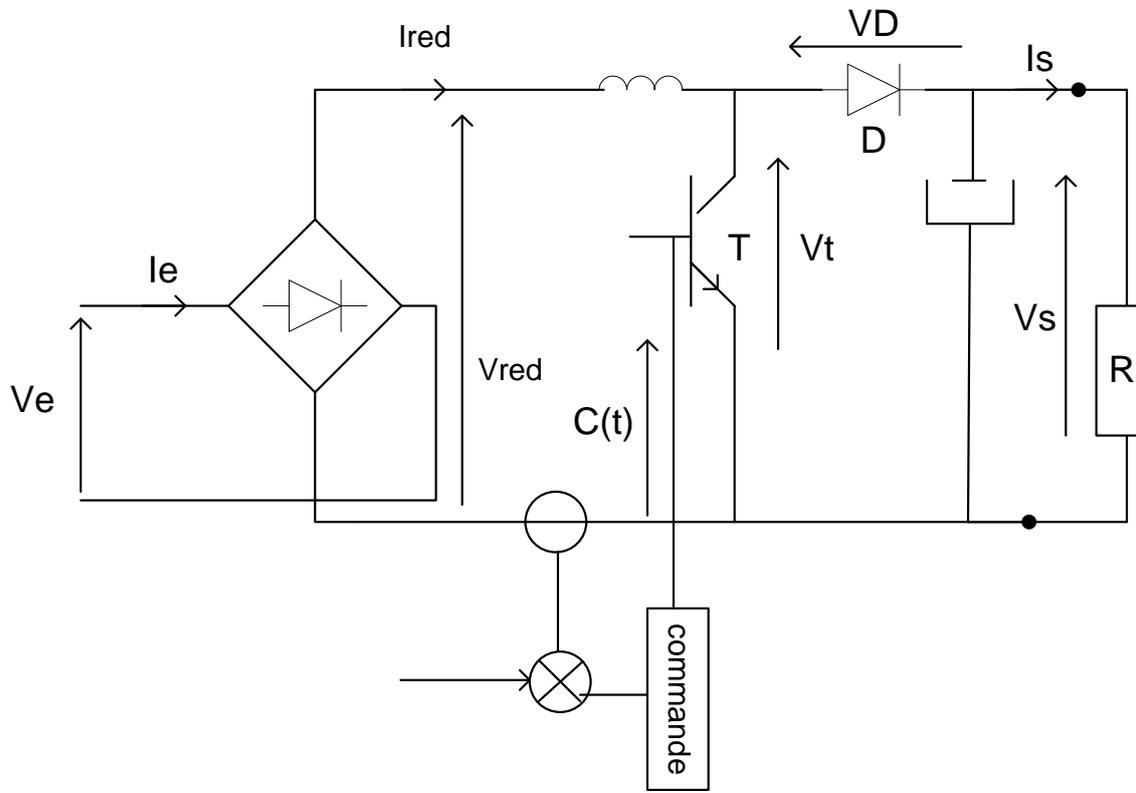


Figure 35 : montage redresseur à absorption sinusoidale

❖ T passant : [cH]

La diode bloquée ($V_D = V_S$)

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L}$$

T bloqué [c(t) = 0]

D passante ($I_D = I_{red}$)

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_S}{L}$$

Boucle de regulation de courant :

on distingue deux type de stratégie de commande

celle a frequence fixe connu sous le nom modulation de largeur d'impulsion

celle a fréquence libre et rapport cyclique libre connu sur le nom commande par hystérisis

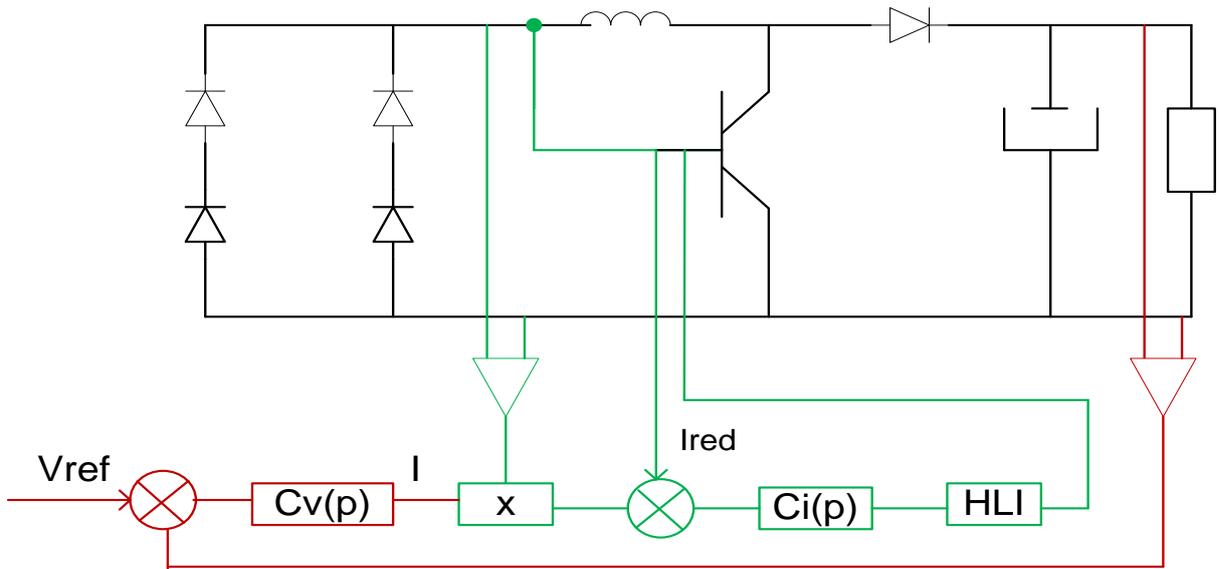


Figure 36 : boucle de régulation

Exemple de Circuit

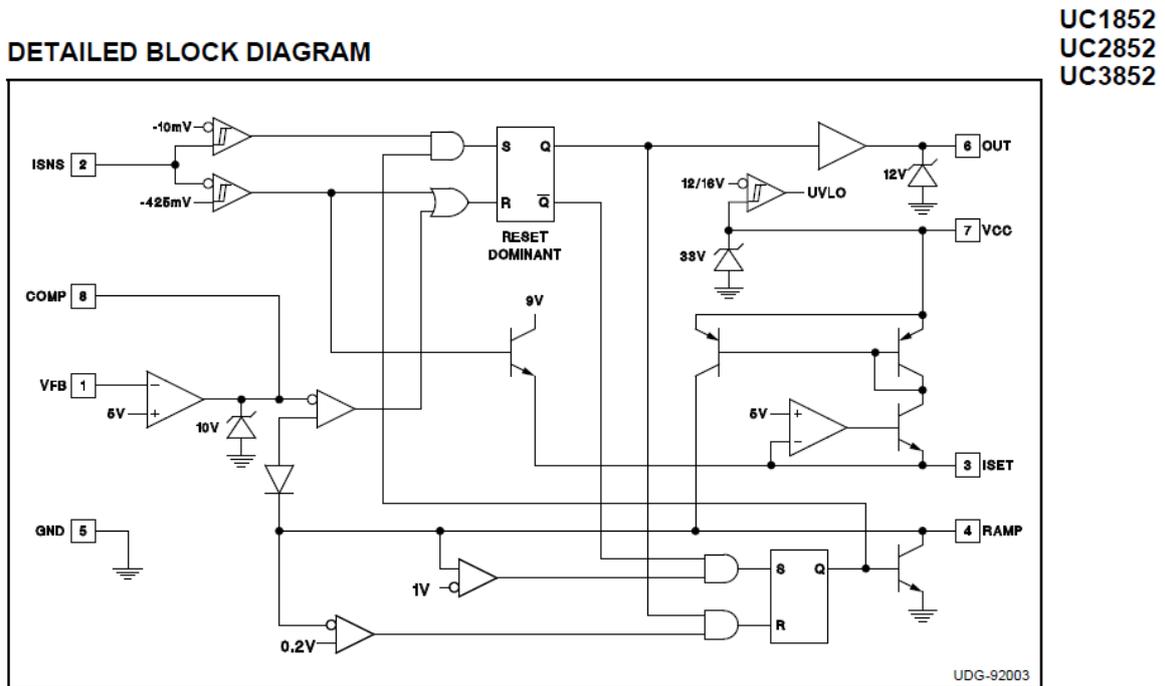
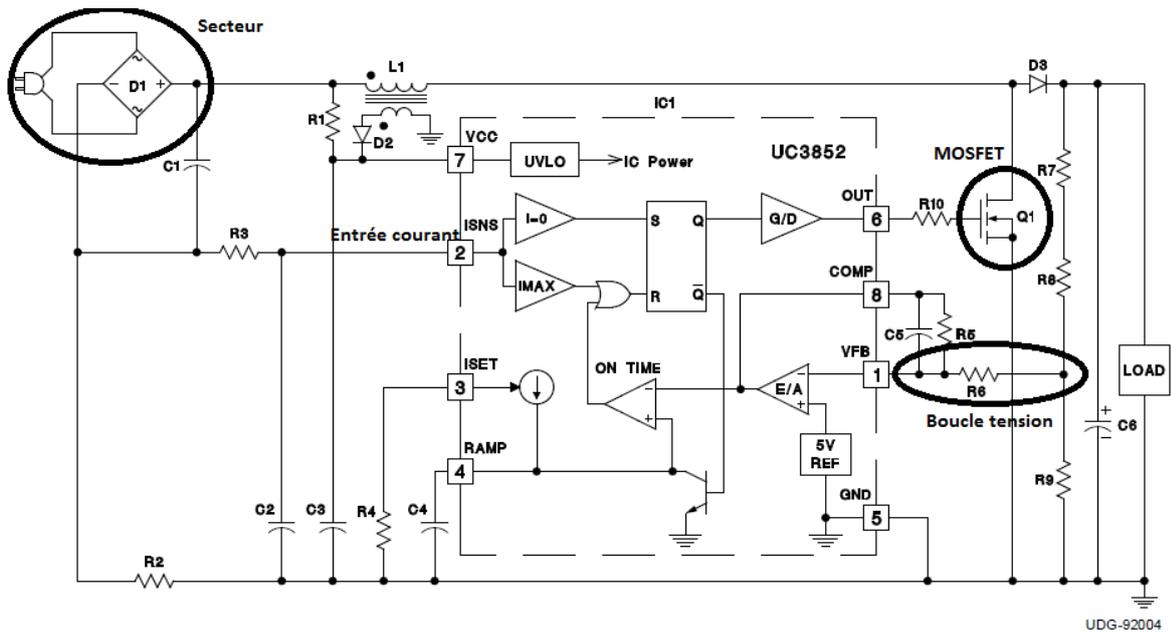


Schéma de principe du circuit UC1852



Régulation du facteur de puissance

Références

[1] : Circuits de commande en électronique de puissance, centrale de marseille, J. Redoutey.

[2] : Alimentation à découpage, université PAUL SABATIER,Toulouse 3, V. BLEY, D. MALEC, P. BIDAN (2012).

[3] : R. BAUSIERE, F. LABRIQUR, G. SGUIER : électronique de puissance Volume 3 : La conversion continu - continu, éditions TEC&DOC.

[4] : H. Bühler : électronique de réglage et de commande, Traité d'électricité, Dunod, 1979.

[5] : M. LAVABRE : électronique de puissance - conversion de l'énergie : Cours et exercices résolus, éditions EDUCALIVRE.