

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Direction générale des études technologiques

Institut supérieur des études technologiques de Nabeul

Département : Génie Electrique



Support de cours

D'électronique de commande Des convertisseurs

- **Classe concernée : EI2 L2 S2**

Proposés par :

Hidri.Imed

Technologue à l'ISET de Nabeul



Avant-propos

Ce support de cours s'adresse aux étudiants des ISET du niveau L2 –semestre 2 département génie électrique spécialité électricité industrielle (E.I).

Il a pour but :

- D'initier les étudiants aux notions de base d'électronique de commande.
- De les familiariser à la lecture d'un schéma d'électronique de commande.
- De faire l'analyse et la synthèse d'un circuit d'électronique de commande.

Ce support de cours s'articule sur les quatre chapitres suivants :

Chapitre I : ***CIRCUITS DE COMMANDE ELECTRIQUES ANALOGIQUES ET NUMERIQUES***

Chapitre II : ***ETUDE DES MONTAGES UTILISER DANS LES CIRCUITS DE COMMANDES***

Chapitre III : TRANSMISSION ET ISOLEMENT DES SIGNAUX

Chapitre IV : ***ETUDE DES BLOCS DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE STATIQ***

CIRCUITS DE COMMANDE ELECTRIQUES ANALOGIQUES ET NUMERIQUES

I- LA COMMANDE ELECTRIQUE

I-1- Présentation

La commande électrique donne toutes les possibilités de contrôle et de régulation d'un système utilisant un convertisseur de puissance.

Cette commande peut être basée sur des signaux analogiques. Dans ce cas, on utilise des amplificateurs opérationnels et des transistors.

La commande peut aussi être basée sur des signaux numériques. On utilise alors des compteurs, des mémoires mortes ou vives, des processeurs, comme le microcontrôleur, ou des processeurs spécialisés (ou dédiés).

Pour procéder à la commande à l'ouverture ou à la fermeture des composants, des circuits d'interface analogiques sont indispensables. On parle de déclencheur (ou amorceur) pour la commande d'un thyristor ou d'un triac, et d'un driver pour la commande d'un transistor MOS ou IGBT.

I-2- Propriétés des signaux de commande

Les signaux sont généralement périodiques, de période T constante. Un signal analogique $y(t)$ ou $y_N(nT_e)$ agit sur la durée t_1 de conduction du composant de puissance commandé. La relation est le plus souvent linéaire du type :

- ▶ $t_1 = ay(t) + b$ pour une commande analogique ;
 - ▶ $t_1 = Ay_N(nT_e) + B$ pour une commande numérique ;
- Où a , b , A et B sont des constantes.

Le signal analogique $y(t)$ est généralement une tension quasi continue, lentement variable, selon l'évolution de la commande du système relié au convertisseur.

En pratique, si on considère $y(t)$ comme la superposition d'une composante sinusoïdale de fréquence f_c à la composante continue, il est nécessaire que la valeur maximale de f_c soit toujours très faible devant $1/T$.

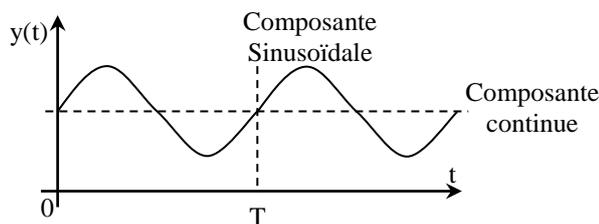


Fig N° 1.1 : $y(t)$ la superposition d'une composante sinusoïdale et une composante continue

Les constantes a et b de la relation linéaire sont fixées par le choix des grandeurs caractéristiques en électronique analogique : type de montage, valeur des résistances, de la tension d'alimentation, choix des diodes zéner ...

Le signal numérique $y_N(nT_e)$ de N bits échantillonné à la période T_e est obtenu généralement en sortie d'une mémoire, d'un convertisseur analogique-numérique, d'un registre de processeur, d'un port série ou parallèle relié à un bus de données. La période T_e représente souvent le temps de calcul d'un processeur. Mais, pour

un système numérique, il faut s'imposer une période d'échantillonnage T_e égale ou supérieure à T , avec un nombre entier de périodes T .

La grandeur entière n positive ou nulle représente le numéro de l'échantillon, ce qui revient à dire que la nT_e représente la variable temps échantillonné. Le nombre N de bits est le plus souvent une puissance de 2. Si $y_N(nT_e)$ comporte une composante sinusoïdale, de fréquence f_c , le bon fonctionnement du système commandé par le convertisseur impose la condition :

$$f_c \ll \frac{1}{T_e} \leq \frac{1}{T}$$

Les constantes A et B de la relation linéaire sont fixées généralement par le choix des grandeurs caractéristiques en électronique logique : type de montage, valeurs lues en mémoire, valeurs lues dans un registre, dans une instruction de programme.

I-3- Propriétés d'un circuit d'interface

La commande électrique doit :

- ▶ assurer le plus rapidement possible la commutation du composant pour réduire les pertes par commutation, c'est-à-dire rendre minimales les durées t_r et t_f ;
- ▶ imposer une tension V_{cond} chute de tension en conduction à l'état passant la plus faible possible, pour réduire les pertes par conduction ;
- ▶ et, dans le cas du transistor, maintenir l'état bloqué dans des conditions telles que le courant de fuite est négligeable.

D'autre par, l'isolement galvanique est indispensable entre le circuit électronique de commande et le circuit d'action sur le composant électronique de puissance.

En pratique, deux méthodes sont appliquées :

- ◆ isolement par transformateur d'impulsions ;
- ◆ isolation par liaison optique ; opto-coupleur ou fibre optique.

II- GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE

II-1- Circuit analogique

La commande électronique doit permettre la réalisation d'un signal de tension $v_{\text{int}}(t)$ dont la durée vérifie la relation linéaire :

$$t_1 = a y(t) + b$$

Où t_1 est la durée de commande à la fermeture de l'interrupteur, la période T de la commande étant constante ($0 \leq t_1 \leq T$).

Le principe de la commande utilisée est le suivant :

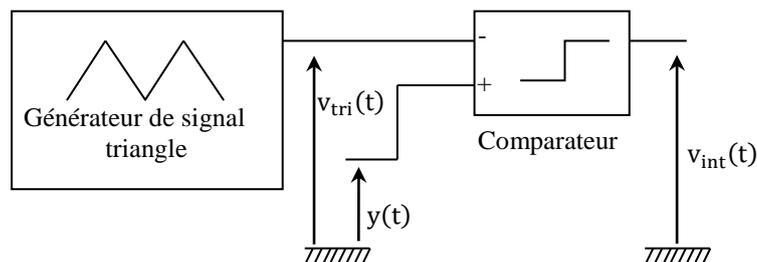


Fig N° 1.2 : Principe de générateur de signaux analogique

Le générateur de signal triangulaire fournit entre $+V_0$ et $-V_0$ un signal double rampe. Généralement la pente en montée est égale, en valeur absolue, à la pente en descente. La période T du signal est imposée constante. Le comparateur permet d'obtenir les signaux suivants :

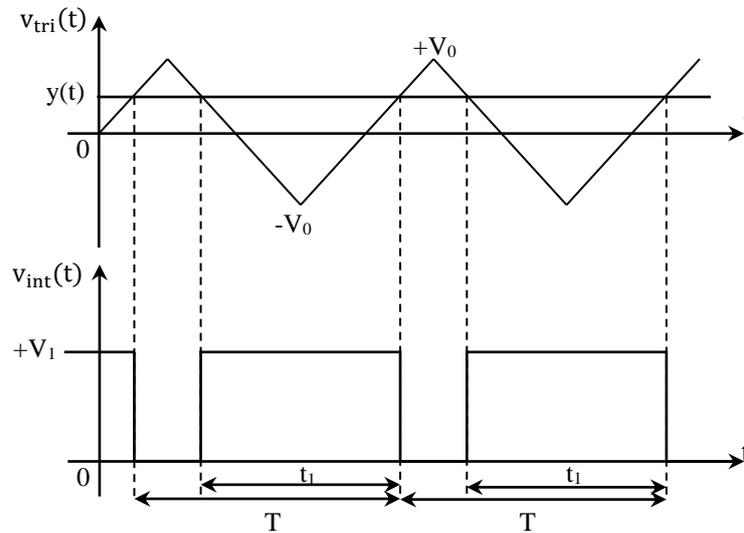


Fig N° 1.3 : les signaux de générateur analogique

Le signal $v_{int}(t)$ sera ensuite appliqué à l'entrée du circuit d'interface de l'interrupteur commandé. On trouve facilement la relation linéaire :

$$t_1 = \left(\frac{T}{2V_0}\right) y(t) + \frac{T}{2} \text{ donc } a = \frac{T}{2V_0} \text{ et } b = \frac{T}{2}$$

Dans certaines applications, on définit le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{t_1}{T} = \frac{1}{2} \left(\frac{y(t)}{V_0} + 1 \right) \text{ avec } 0 \leq \alpha \leq 1$$

II-2- Circuit numérique

La commande électronique doit permettre la réalisation d'un signal de tension $v_{int}(t)$ dont la durée vérifie la relation linéaire :

$$t_1 = Ay_N(nT_e) + B$$

Le principe de la commande utilisée est le suivant :

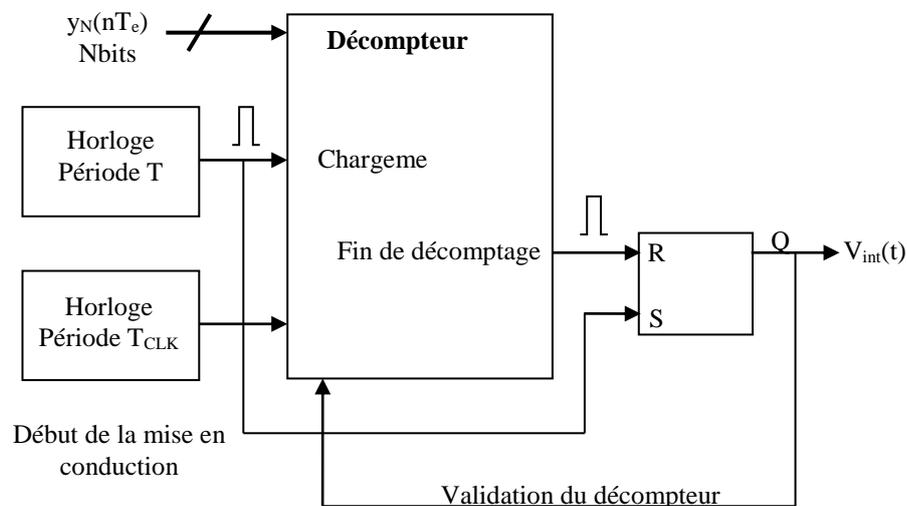


Fig N° 1.4 : Principe de générateur de signaux numérique

Si T est la période de commande du convertisseur, et T_{CLK} la période de l'horloge, on s'impose la relation :

$$T = [2^N - 1]T_{CLK}$$

Car, pratiquement, la valeur maximale possible pour y_N est 2^N-1 .

Toutes les « T » secondes, on charge le décompte avec la valeur de y_N exprimée par N bits. Le même signal de chargement, très bref, arrive sur l'entrée « S » de bascule R-S, et la sortie $V_{int}(t)$ est à « 1 ». Cette sortie sert aussi à valider le fonctionnement du décompte.

En fin de décompte, la valeur numérique interne du décompte est nulle, un signal très bref arrive sur l'entrée « R » de la bascule R-S, et la sortie $V_{int}(t)$ est à « 0 ». Le décompte est alors bloqué, et $V_{int}(t)$ nulle jusqu'au chargement suivant.

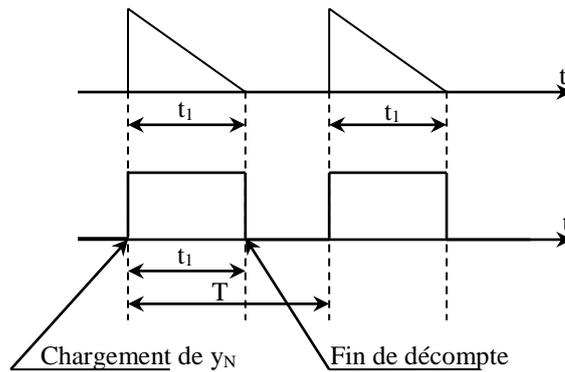


Fig N° 1.5 : les signaux de générateur numérique

La durée t_1 pendant laquelle $V_{int}(t)$ est à « 1 » est donnée par :

$$t_1 = y_N(nT_e) \cdot T_{CLK}$$

Ce qui donne $B=0$ et $A=T_{CLK}$

Introduisons le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{t_1}{T} = \frac{y_N(nT_e) \cdot T_{CLK}}{[2^N - 1]T_{CLK}} = \left(\frac{1}{2^N - 1} \right) y_N(nT_e)$$

Comme la variation minimale de y_N est 1, la variation minimale $\Delta\alpha$ du rapport cyclique est de l'ordre de $1/2^N$.

II-3- Commande numérique de type « arc cosinus »

La commande électronique de certains convertisseurs comme les redresseurs à thyristors doit être adaptée au type de relation obtenue pour le transfert de la puissance. Ces convertisseurs sont synchrones par rapport à la tension $v_s(t)$ (sinusoïdale) de la source alternative redressée, et la commande fait varier le retard t_0 à l'amorçage du ou des thyristors.

La période T du convertisseur est égale à T_s , ou un sous-multiple de T_s , période de $v_s(t)$. Le signal d'horloge de période T_s est isolé galvaniquement de la source alternative. On se place ici dans le cas où :

$$T_s = 2T = 2[2^N - 1]T_{CLK}$$

Car la commande n'a lieu que sur la première demi-période de la sinusoïde.

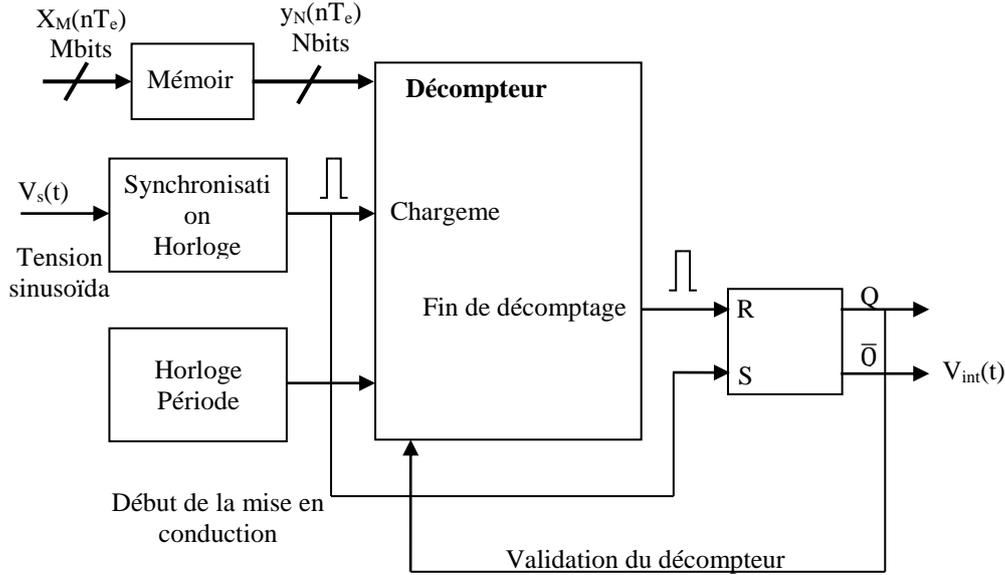


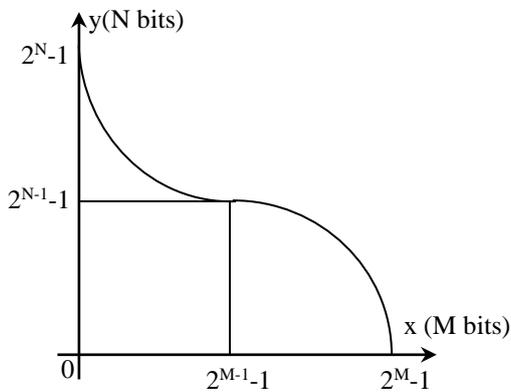
Fig N° 1.6 : Principe de Commande numérique de type « arc cosinus »

Le décompte, de durée t_0 , est la durée du signal obtenu sur la sortie Q de la bascule R-S. La commande des thyristors à lieu à partir de l'instant t_0 . Le signal d'interface sera donc \bar{Q} .

La relation entre la durée du décompte t_0 et la commande numérique d'entrée $X_M(nT_e)$ est non linéaire.

On utilise une mémoire (vive ou morte) adressée sur M bits, où les mots inscrits et lus sont exprimés sur N bits. Généralement $M \geq N$ avec M et N nombres pairs.

La relation la plus utilisée est la suivante :



Le numéro maximal d'adresse mémoire est $X_{Max} = 2^M - 1$. La valeur maximale lue est $Y_{Max} = 2^N - 1$. On trouve la relation approchée :

$$y_N(nT_e) = \text{Int} \left[\left(\frac{2^N}{\pi} \right) \text{arc cos} \left(\frac{x_M(nT_e) - 2^{M-1} + 1}{2^{M-1}} \right) \right]$$

Où $\text{Int}[\dots]$ représente la partie entière de l'expression entre crochet

La durée t_0 de retard à l'amorçage sera :

$$t_0 = y_N(nT_e) T_{CLK}$$

On introduit l'angle de retard à l'amorçage $\delta = \omega_s \cdot t_0$ avec $\omega_s = 2\pi/T_s$.

En écrivant que $T_s \approx 2^{N+1} T_{CLK}$ et que $2^{M-1} - 1 \approx 2^{M-1}$ on obtient :

$$\cos \delta \approx \frac{x_M(nT_e)}{2^{M-1}} - 1$$

On obtient une relation linéaire entre $\cos \delta$ et x_M .

III- CIRCUITS D'INTERFACE

III-1- Déclencheur à thyristors

Le déclencheur est une interface permettant l'envoi d'impulsion de commande à la fermeture de l'interrupteur dipôle thyristor. Les impulsions doivent cesser en fin de la demi-sinusoïde. On présente ici le principe d'un déclencheur monophasé où l'isolement galvanique est obtenu par transformateur d'impulsions.

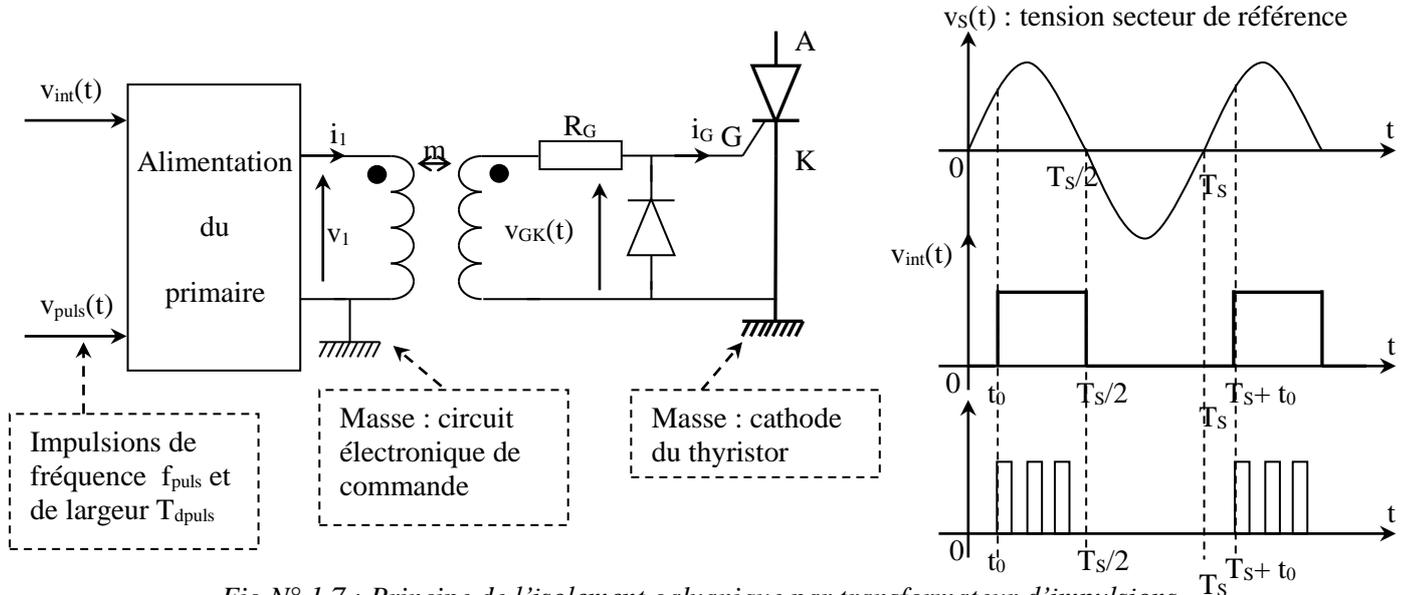


Fig N° 1.7 : Principe de l'isolement galvanique par transformateur d'impulsions

La tension d'interface $v_{int}(t)$ est à l'état « 1 » entre t_0 et $T_s/2$. C'est dans cet espace de temps que le thyristor doit être commandé à la fermeture. L'alimentation du primaire effectue une fonction « ET » entre $v_{int}(t)$ et $v_{puls}(t)$ tension formée d'une suite d'impulsion de fréquence f_{puls} et de durée $T_{dpuls} < \frac{1}{2f_{puls}}$ destinées à provoquer l'amorçage du thyristor.

Le constructeur donne les valeurs optimales de T_{dpuls} , de I_G et de V_{GK} à réaliser en sortie du déclencheur, pour que chaque impulsion provoque l'amorçage du thyristor (à condition que la tension anode-cathode V_{GK} soit >0).

L'alimentation du primaire du transformateur doit permettre une bonne transmission des impulsions, ce qui impose :

- *la fréquence f_{puls} dans la « bande passante » du transformateur ;
- *la tension primaire alternative ;
- *le niveau de $v_1(t)$ suffisant pour provoquer l'amorçage du thyristor (avec un choix judicieux de R_G), mais insuffisant pour provoquer la saturation du transformateur.

III-2- Driver à transistor MOS ou IGBT

Le driver est une interface permettant l'envoi d'un signal de commande à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur dipôle transistor. On présente ici le principe d'un driver où l'isolement galvanique est obtenu par opto-coupleur.

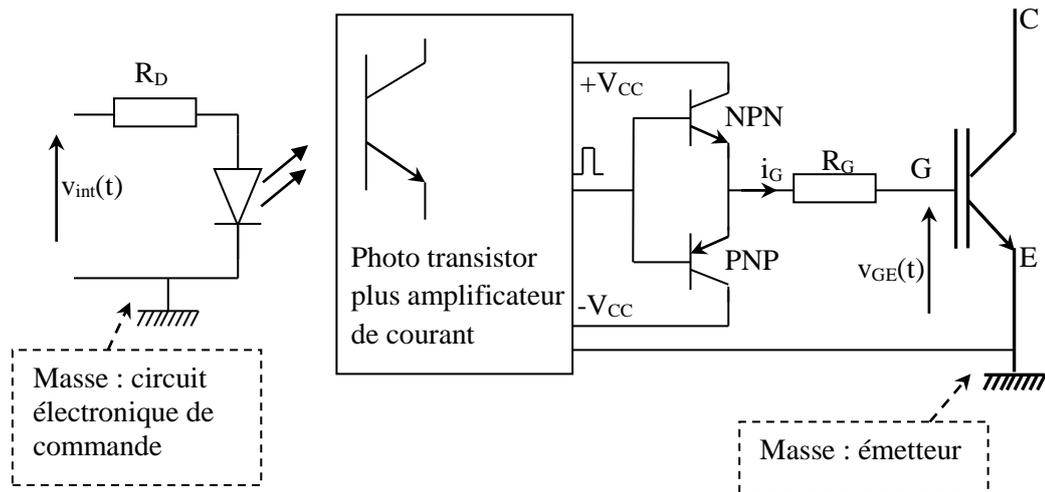


Fig N° 1.8 : Principe de l'isolement galvanique par opto-coupleur

La tension d'interface $v_{int}(t)$ est l'état « 1 » durant t_1 , temps de conduction du transistor.

La photodiode transmet par signal infrarouge la commande jusqu'au phototransistor; le signal obtenu est ensuite amplifié en courant (« bufférisé ») pour permettre l'attaque des deux transistors.

On utilise un montage push-pull à deux transistors bipolaires complémentaires. Pour la commande à la fermeture (saturation) du transistor IGBT, le transistor PNP est bloqué, et le transistor NPN doit fournir un courant du grille $i_G > 0$ au moins égal à la valeur i_{GM} préconisée par les caractéristiques du transistor de puissance. En effet, si le driver impose la tension $V_{GE} = V_{GElim}$ le courant $i_G = i_{GM}$. Durant t_r , le « palier Miller » du transistor IGBT ou MOS est franchi dans les meilleurs conditions.

Pour la commande à l'ouverture (blocage) du transistor IGBT le transistor NPN est bloqué et le transistor PNP doit fournir un courant de grille $i_G < 0$ ou moins égal (en valeur absolue) à i_{GM} .

En définitive, la durée de l'état fermé du transistor de puissance doit être sensiblement égale à t_1 .

ETUDE DES MONTAGES UTILISER DANS LES CIRCUITS DE COMMANDES

I- INTRODUCTION

Dans un système complet, l'électronique de commande assure :

- ▶ le fonctionnement d'un convertisseur d'énergie imposant la commutation périodique des interrupteurs électronique; suivant le type de convertisseur et la technologie des composants de puissance, on emploie entre autre des oscillateurs de rapport cyclique réglable, des générateurs d'impulsions de fréquence autonome ou bien synchronisés sur le secteur, des oscillateurs à sorties multiples ou éventuellement décalables...
- ▶ la gestion des signaux de rétroaction (dans le cas d'un système bouclé) ; ces signaux sont délivrés par des capteurs appropriés qui permettent l'isolement galvanique par rapport au circuit de puissance ; ensuite interviennent des montages atténuateurs, des filtres, des réseaux correcteurs...
- ▶ la protection en courant, soit par limitation et boucle prioritaire de courant, soit par mise en œuvre d'un disjoncteur électronique.

Le fonctionnement de l'électronique de commande nécessite une ou plusieurs alimentations stabilisées, dont nous supposons connues la conception et la réalisation.

Ce chapitre permet l'analyse (justification et fonctionnement physique des différents sous-ensembles) de blocs de commande des convertisseurs sont présentés sous forme synoptique ou développée.

La forme synoptique correspond à un premier stade de conception qui s'attache à l'aspect fonctionnel. Un schéma développé n'est que l'une des variantes possibles parmi les nombreuses solutions ; l'essentiel est évidemment de satisfaire au problème de la conception d'un déclencheur tout en respectant la fiabilité et une relative simplicité.

II- OSCILLATEURS DE RELAXATION : *Réglage par potentiomètre*

II-1- Introduction

Ce sont des montages dépourvus de signal d'entrée qui produisent dès leur mise sous tension des signaux périodiques. L'une des sorties est proche d'un signal rectangulaire de période T et de rapport cyclique α ; les autres sorties éventuelles peuvent être de forme différente (rampe par exemple) mais sont de même période.

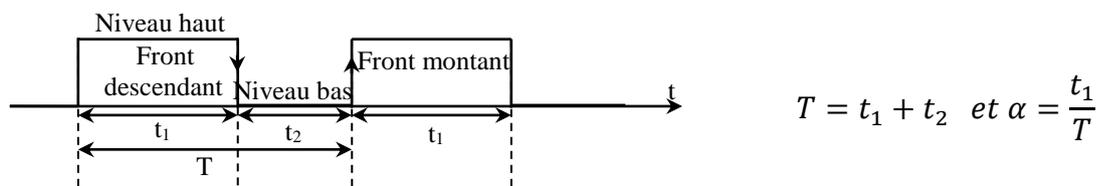


Fig N°2.1 : Signal rectangulaire.

Un tel oscillateur possède un rôle d'horloge ; les paramètres T et α sont fixés par le choix de composants passifs ou d'une tension de réglage. Généralement pour les hacheurs nous travaillons avec T ajusté et α variable ; on utilise essentiellement, pour la commande des interrupteurs électroniques, le niveau haut pour

les montages à transistors et les fronts pour les montages à thyristors; par contre pour les onduleurs α fixe et T variable.

II-2- Oscillateurs de relaxation à base d'A.O ou circuits astable

Ces circuits sont simplement des comparateurs inverseurs symétriques qui génèrent eux mêmes le signal d'entrée $v_e(t)$ en chargeant une capacité C.

II-2-1- Montage

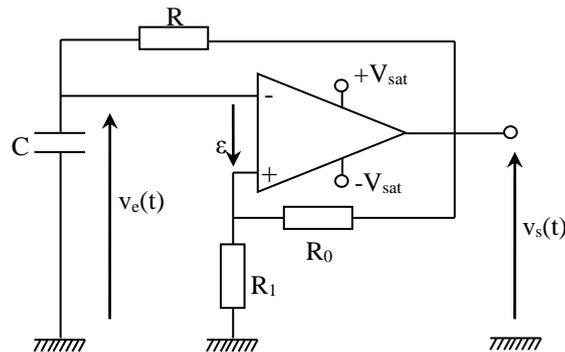


Fig N°2.2 : Signal rectangulaire.

II-2-2- Analyse de fonctionnement

L'A.O fonctionne en comparateur ; c'est à dire de manière non-linéaires. Sa tension de sortie $v_s(t)$ ne peut prendre que deux valeurs : $-V_{sat}$ ou $+V_{sat}$ on pose $\beta = \frac{R_1}{R_1+R_0}$.

On a:
$$V^+ = \frac{R_1}{R_1+R_0} V_S \text{ on a } \beta = \frac{R_1}{R_1+R_0} \text{ donc } V^+ = \beta V_S ;$$

 et $V^- = V_e = V_C$ (V_C tension aux bornes du condensateur)

- **Situation 1 :**

On suppose qu'à l'instant $t=0$, le condensateur est déchargé $V_e = V_C = V^- = 0, V_S = +V_{sat}$ et $V^+ = \beta V_{sat}$

donc $\varepsilon > 0 \Rightarrow \beta V_S - V_e > 0 \Rightarrow V_e < (\beta V_{sat} = V_H)$

A partir de cet instant, le condensateur se charge à travers R, quand $V^- = V_e$ devient égal à $V^+ = \beta V_S$, la sortie V_S bascule de l'état haut $+V_{sat}$ vers l'état bas et on aura $V_S = -V_{sat}$ à l'instant t_1 .

- **Situation 2 :**

A partir de l'instant t_1 , le condensateur se décharge à travers R, et $V_S = -V_{sat}$ donc $V^+ = -\beta V_{sat}$

$\varepsilon < 0 \Rightarrow -\beta V_S - V_e < 0 \Rightarrow V_e > (-\beta V_{sat} = V_L)$ et la sortie $v_s(t)$ bascule de nouveau de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ à l'instant t_2 . On décrit la portion de la courbe M_1M_2 indiqué dans le chronogramme.

Lorsque $v_c(t)$ atteint la valeur $V^+ = -\beta V_{sat}$, l'A.O bascule à nouveau à $+V_{sat}$ et on reprend le processus avec cette fois-ci $v_c = -\beta V_{sat}$ au moment de commutation. On décrit alors la boucle M_2M_3 et le processus se répète indéfiniment.

II-2-3- Calcul de la période T

Il est évident que $T = t(M_3) - t(M_1) = 2[t(M_2) - t(M_1)]$. Si l'on prend l'origine des temps au point M_2 ($t=t_2$), la loi de charge est de la forme $v_c(t) = A e^{-t/RC} + V_{sat}$ car on a :

$$v_s(t) = v_c(t) + R \cdot i(t) \text{ avec } v_c(t) = \frac{1}{C} \int i dt \Rightarrow i(t) = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$\text{et } v_s(t) = V_{sat} \text{ (1}^{er} \text{ basculement)}$$

Donc on aura $RC \frac{dv_c(t)}{dt} + v_c(t) = +V_{sat}$ équation différentielle du 1^{er} ordre avec second membre

♦ **Solution générale** : $v_e(t) = v_c(t) = [A \cdot e^{-t/RC}] + V_{sat}$

Avec $[A \cdot e^{-t/RC}]$: solution libre et $+V_{sat}$: solution forcée

♦ **Calcul de constante A** :

$$\text{à } t=0 ; v_e(0) = -\beta V_{sat} = A - V_{sat} \Rightarrow A = -[1 + \beta]V_{sat}$$

Solution : $v_e(t) = v_c(t) = V_{sat}[1 - (1 + \beta)e^{-t/RC}]$

Au point M_3 on peut écrire : $v_c(t_3) = v_c\left(\frac{T}{2}\right) = +\beta V_{sat} = V_{sat}[1 - (1 + \beta)e^{-T/2RC}]$ ce qui donne l'expression de la période:

$$T = 2RC \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) \text{ si } R_1 = R_0 \text{ donc } \beta = \frac{1}{2} \Rightarrow T = 2\ln(3) \cdot RC \cong 2,2RC$$

II-2-4- Chronogrammes

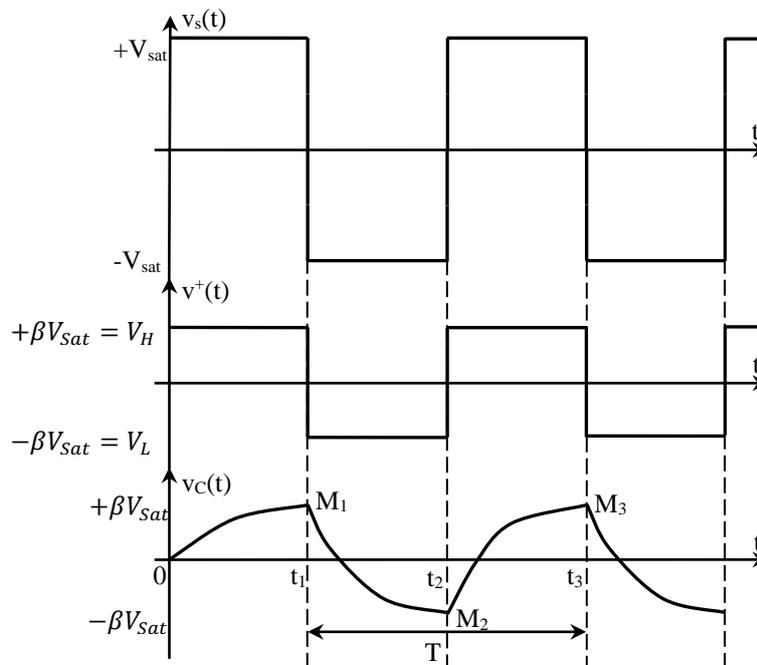


Fig N°2.3 : Signal rectangulaire.

II-3-Oscillateur avec le circuit intégré NE555

II-3-1- Présentation

Le composant NE555 (répertorié temporisateur ou timer) est un circuit intégré comportant deux comparateurs et une logique de sortie ; il est alimenté par une tension V_{CC} .

Son synoptique est donné par la figure suivante :

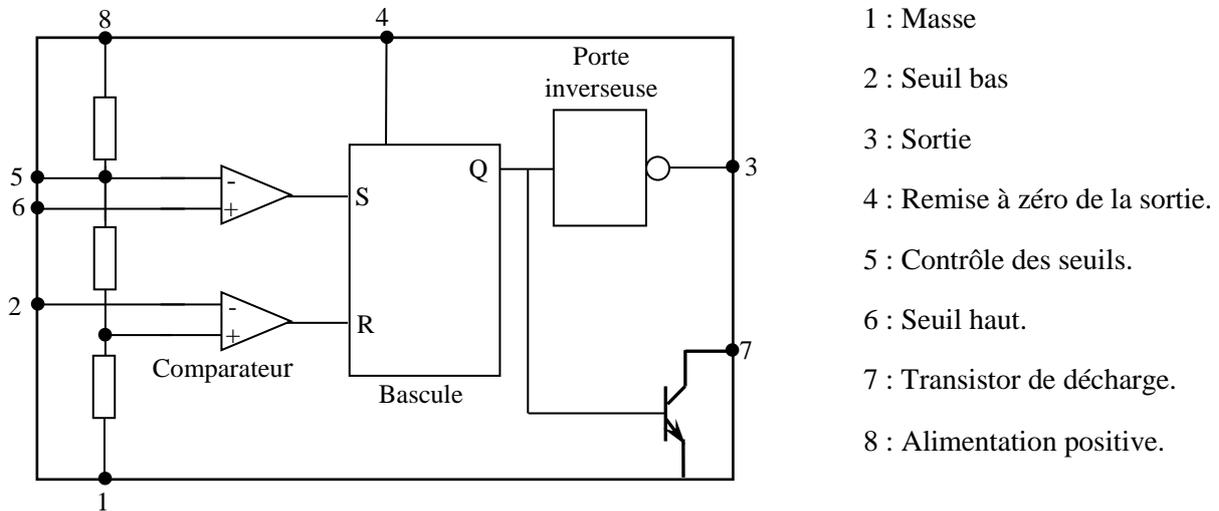


Fig N°2.4 : Synoptique du circuit intégré NE555

Si la borne 5 n'est pas polarisée extérieurement, son potentiel prend la valeur $\frac{2}{3}V_{CC}$; les seuils de comparaison sont $\frac{2}{3}V_{CC}$ et $\frac{1}{3}V_{CC}$.

Tant que le seuil haut n'est pas atteint par valeurs croissant (sur la borne 6), alors la sortie 3 est à son niveau haut V_{CC} et la borne 7 se comporte comme un circuit ouvert.

Tant que le seuil bas n'est pas atteint par valeurs décroissant (sur la borne 2), alors la sortie 3 est au niveau 0v et la borne 7 se comporte comme un court-circuit avec la masse : plus exactement le transistor intégré placé entre les bornes 7 et 1 devient saturable.

Si l'on applique une tension U_c sur la borne 5, les seuils sont modifiés et prennent les valeurs U_c et $\frac{U_c}{2}$; le fonctionnement du composant reste inchangé par ailleurs.

II-3-2- Montage pratique

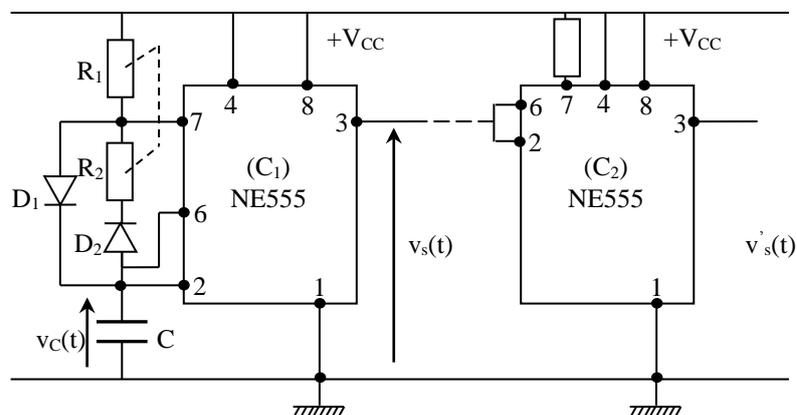


Fig N°2.5 : Oscillateur de relaxation avec sorties complémentaires

II-3-3- Analyse de fonctionnement

La charge du condensateur s'effectue par le trajet (source $\rightarrow R_1 \rightarrow D_1 \rightarrow C$), ce qui correspond à la situation 1 avec $R = R_1$ et $V_H = \frac{2}{3}V_{CC}$. La décharge du condensateur a lieu par la maille ($C \rightarrow D_2 \rightarrow R_2 \rightarrow$ Transistor T_7), ce qui correspond à la situation 2 avec $R = R_2$ et $V_L = \frac{1}{3}V_{CC}$.

II-3-4- Calcul de la période T

Si l'on ne tient pas compte de la tension de seuil des diodes, on obtient :

$$\text{Temps de charge : } T_1 = R_1 C \ln 2$$

$$\text{Temps de décharge : } T_2 = R_2 C \ln 2$$

$$\text{Période : } T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2) C \ln 2$$

$$\text{Rapport cyclique : } \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Remarque :

- Si R_1 et R_2 sont montées à somme constante (potentiomètre) la période est ajustable seulement par C ; ces résistances n'influent que sur le rapport cyclique.
- La diode D_2 est facultative, mais sa présence rend α rigoureusement indépendant de V_{CC} dans la mesure où les rapports internes $\frac{1}{3}$ et $\frac{2}{3}$ sont bien respectés par fabrication.

II-3-5- Variantes de montage

- Générateur d'impulsions : tant que $R_1 \ll R_2$, on peut admettre que le réglage de la période ne dépend que de R_2 alors que R_1 détermine la largeur de l'impulsion;
- Obtention de signaux complémentaires : il suffit de monter le composant (C_2) en inverseur selon la figure du montage ;

Quand $v_6 = v_2 = V_{CC}$ alors $v'_s = 0$ (car $v_6 > \frac{2}{3}V_{CC}$)

Quand $v_6 = v_2 = 0$ alors $v'_s = V_{CC}$ (car $v_6 < \frac{1}{3}V_{CC}$)

La borne 7 est polarisée au travers de quelques kilo-ohm par précaution.

- En réalité, il s'agit du branchement d'un NE555 en comparateur à deux seuils, mais dans le cas particulier d'un signal d'entrée rectangulaire, cela revient à l'emploi en inverseur logique.

II-3-6- Chronogrammes

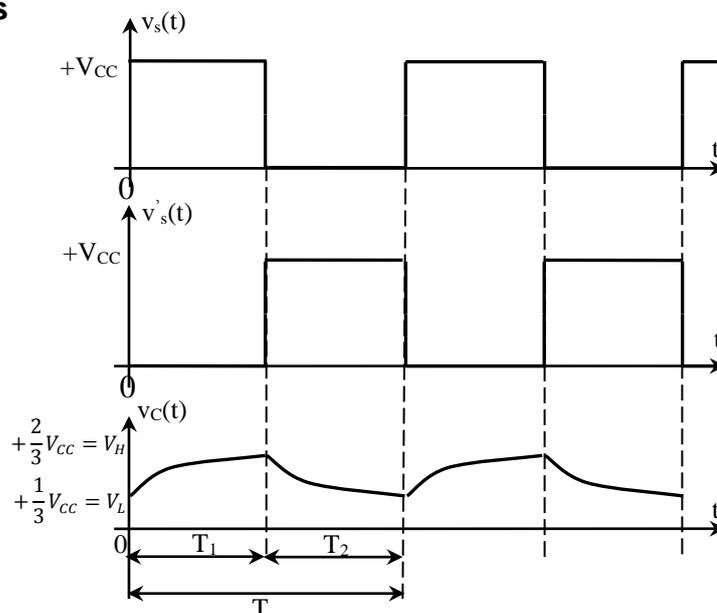


Fig N°2.6 : Forme d'onde de tension pour le montage de l'NE 555

II-4- Oscillateur avec utilisation d'inverseurs C.M.O.S.

II-4-1- Présentation

Le composant est alimenté par une tension positive V_{CC} . Les circuits CMOS 4069 et HCMOS HC 7404 présentent six inverseurs sous le même boîtier.

Chaque inverseur doit être considéré comme un comparateur à un seuil, environ $\frac{V_{CC}}{2}$ en négligeant la dispersion de fabrication.

II-4-2- Oscillateur à seuils réglables

II-4-2-1- Montage :

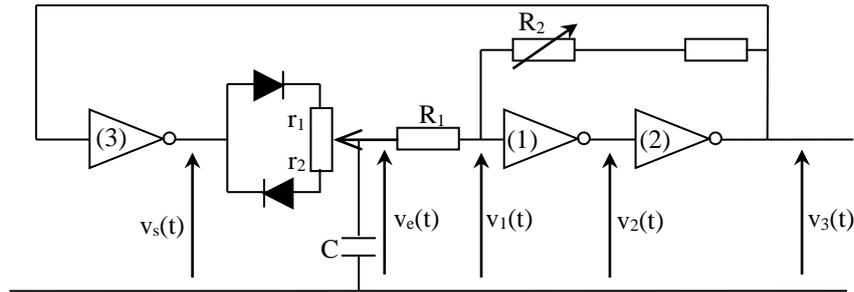


Fig N°2.7 : Oscillateur à trois inverseurs C.M.O.S.

II-4-2-2- Fonctionnement:

L'ensemble des inverseurs (1) et (2) en cascade est un conformateur de niveau, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} v_1 < \frac{V_{CC}}{2} &\Rightarrow v_2 = V_{CC} \Rightarrow v_3 = 0. \\ v_1 > \frac{V_{CC}}{2} &\Rightarrow v_2 = 0 \Rightarrow v_3 = V_{CC}. \end{aligned}$$

Avec les résistances R_1 et R_2 , on réalise un comparateur à deux seuils dont l'entrée est le signal v_e et la sortie v_3 , mais il s'agit d'un montage non inverseur.

En remarquant que :

$$v_1 = \frac{v_e R_2 + v_3 R_1}{R_1 + R_2}$$

On en déduit les conditions de basculement :

- à partir de $v_3 = 0$, il faut $v_1 > \frac{V_{CC}}{2}$

$$\text{Donc } v_e < V_{CC} \frac{R_1 + R_2}{2R_2} = V_H$$

- à partir de $v_3 = V_{CC}$, il faut $v_1 < \frac{V_{CC}}{2}$

$$\text{Donc } v_e < V_{CC} \frac{R_2 - R_1}{2R_2} = V_L$$

Par ailleurs, on doit observer l'inégalité $0 < V_L < V_H < V_{CC}$ d'où la condition nécessaire de fonctionnement :

$$R_2 > R_1.$$

La tension v_e aux bornes du condensateur évolue entre les seuils V_L et V_H ; si l'on suppose que le comparateur n'influe pas sur le circuit rC (c'est-à-dire si $R_1 > r_1$ ou r_2), on obtient pour la période d'oscillation une durée égale à :

$$T = (r_1 + r_2)C \ln \frac{R_2 + R_1}{R_2 - R_1}$$

L'ajustement de la période se fait par R_2 . On prévoit une résistance de butée pour que l'inégalité $R_2 > R_1$ soit toujours respectée.

Le montage à diodes séparatrices et potentiomètre r_1, r_2 permet un réglage du rapport cyclique, à période constante.

Remarque :

L'ensemble des inverseurs (1) (2) (3) et des résistances $R_1 R_2$ constitue un comparateur inverseur à deux seuils et nous ramène donc au schéma de principe donné en introduction.

II-4-3- Oscillateur à deux inverseurs

II-4-3-1- Montage :

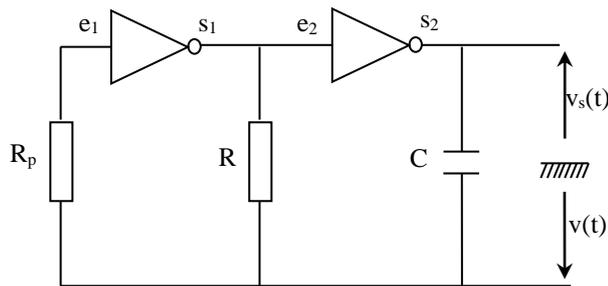


Fig N°2.8 : Oscillateur à deux inverseurs C.M.O.S.,

II-4-3-2- Fonctionnement:

Signalons un montage à deux portes inverseuses qui fonctionnent avec le principe suivant donné.

Les sorties s_1 et s_2 valent V_{CC} ou $0v$, alors que $e_1 \approx v$ est une tension variable avec la constante de temps RC .

La résistance R_P sert à fixer le potentiel de l'entrée e_1 et à limiter les pointes de courant lors des commutations ; si $R_P > R$ elle influe peu sur la période d'oscillation.

Supposons $s_2 = 0v$; alors $s_1 = V_{CC}$ et $v \approx e_1 < \frac{V_{CC}}{2}$ (le cas particulier $v=0$ correspond à la mise sous tension du montage) ; le condensateur se charge dans la maille comportant le circuit RC et un transistor MOS par inverseur.

Quand e_1 atteint $\frac{V_{CC}}{2}$ par valeurs croissantes, les inverseurs basculent : $s_1 = 0$; $s_2 = V_{CC}$; cette discontinuité de s_2 doit être retransmise sur l'autre armature de C ; v atteint alors en principe $\frac{3V_{CC}}{2}$ (en fait cette valeur passe rapidement à V_{CC} si l'entrée de chaque porte MOS est protégée par des diodes d'écrêtage).

Le condensateur se décharge dans la maille comportant le circuit RC et les autres transistors MOS.

Quand e_1 atteint $\frac{V_{CC}}{2}$ par valeurs décroissantes, les inverseurs basculent de nouveau : $s_1 = V_{CC}$; $s_2 = 0$;

la discontinuité décroissante de s_2 se répercute et v prend la valeur $-\frac{V_{CC}}{2}$ (ramenée à 0 par les diodes d'écrêtage).

Remarques et améliorations (Fig N°2.9)

Suivant la valeur de R_P , la période d'oscillation est comprise entre $1,4$ et $2,2RC$ pour le schéma de principe.

Le rapport cyclique se règle encore par potentiomètre et diodes séparatrices ; la période se règle par la résistance variable P , avec répercussion sur les limites de α ; en cas de déformation des signaux rectangulaires (influence de la résistance de sortie), on utilisera une autre porte inverseuses à vide qui ne sera pas affectée par les pointes de courant dans le circuit RC ; on disposera éventuellement du signal complémentaire avec une dernière porte.

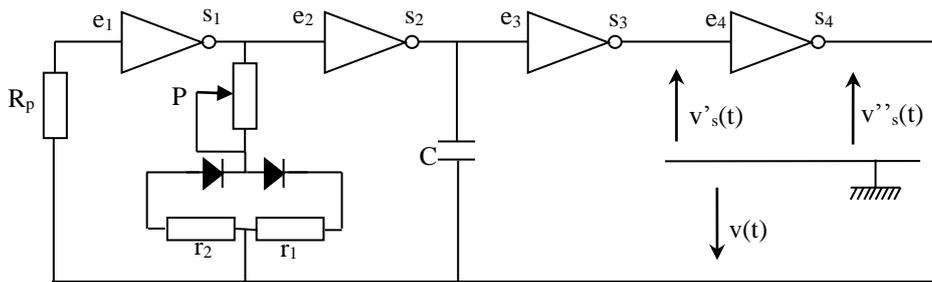


Fig N°2.9 : Oscillateur réglable, avec mise en forme de la tension de sortie

II-4-3-3- Chronogrammes :

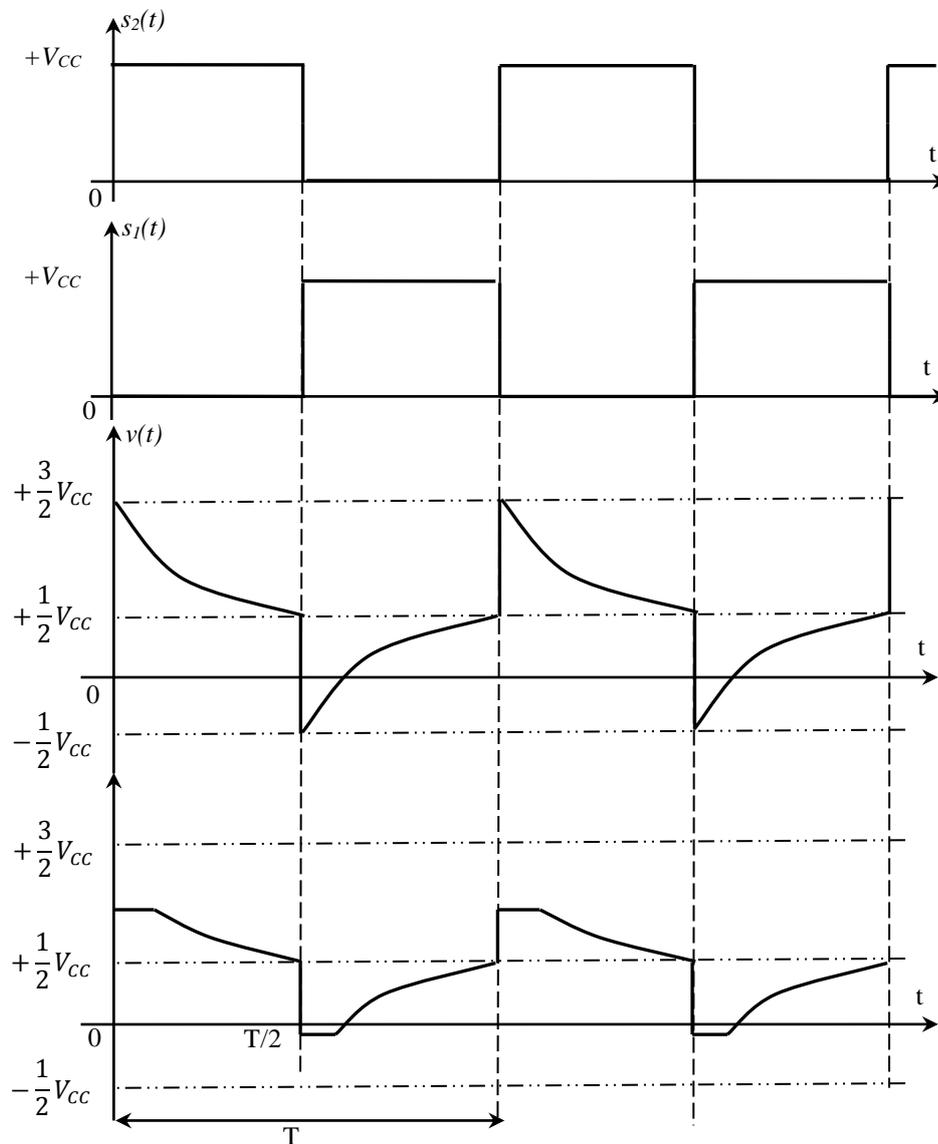


Fig N°2.10 : Oscillogramme principaux des montages

III- OSCILLATEURS DE RELAXATION : réglage par tension

III-1-Introduction

Dans cette partie nous étudions des oscillateurs de relaxation dont les caractéristiques de période et/ou de rapport cyclique sont réglables par modification d'une tension continue de commande, notée U_C .

Cette tension est délivrée par une source basse impédance, à savoir :

- alimentation stabilisée.
- Amplificateur opérationnel monté en suiveur, pour des montages d'essai.

Cependant l'utilisation fondamentale concerne les montages bouclés. En effet, dans les asservissements la grandeur contrôlée, traduite sous forme de tension, vient réagir sur la commande.

III-2- Réglage de période par tension

III-2-1- Montage

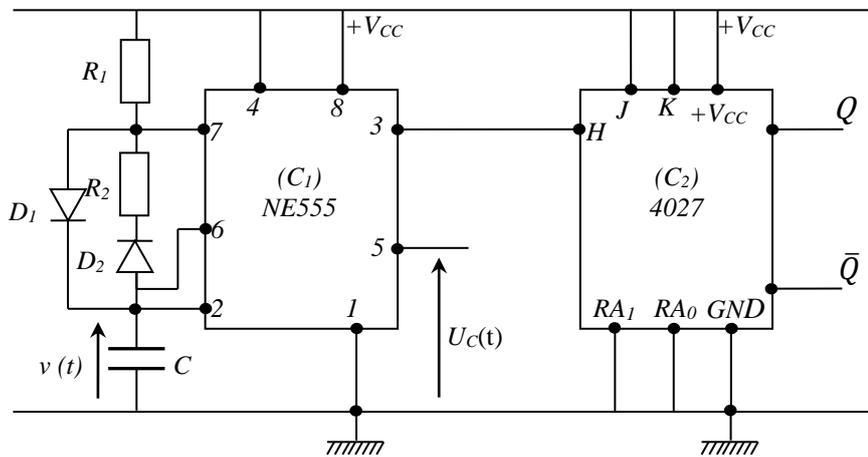


Fig N°2.11 : Générateur de signaux carrés, de période réglable par tension.

III-2-2- Analyse de fonctionnement

Considérons le montage déjà étudié et imposons la tension U_C sur la borne 5 ; par sécurité de bon fonctionnement, U_C est choisie dans l'intervalle $[2; V_{CC} - 2]V$.

L'oscillation de tension v aux bornes du condensateur évolue entre les seuils de basculement $\frac{U_C}{2}$ et U_C .

Les caractéristiques du signal rectangulaire recueilli sur la borne 3 sont

- durée du niveau haut : $T_1 = R_1 C \ln \frac{V_{CC} - \frac{U_C}{2}}{V_{CC} - U_C}$,
- durée du niveau bas : $T_2 = R_2 C \ln 2$.

On voit que la tension U_C agissant uniquement sur T_1 influe à la fois sur la période et le rapport cyclique, et ceci de façon non proportionnelle ; ce montage est donc peu intéressant si la linéarité de la loi $T = f(U_C)$ est souhaitée.

On s'affranchit de la variation du rapport cyclique en créant un signal carré ; pour cela on emploie une bascule utilisée en diviseur de fréquence par 2 ; les sorties de cette bascule commutent pour chaque front montant sur son entrée d'horloge.

Les signaux délivrés en Q et \bar{Q} sont de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ et de période $T = 2(T_1 + T_2)$ variant de façon monotone croissante avec U_C .

Le montage proposé dans la figure suivante est un autre oscillateur de relaxation qui présente le cycle de fonctionnement suivante :

- charge du condensateur à courant constant,
- décharge rapide au travers d'une résistance de limitation et du transistor intégré.

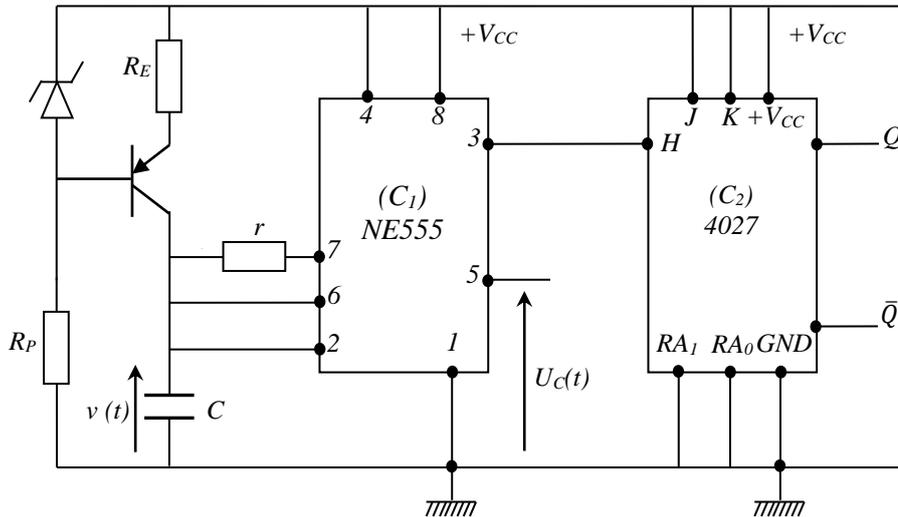


Fig N°2.12: Générateur de signaux carrés, avec proportionnalité période-tension

III-2-3- Caractéristiques de l'oscillation

La durée de la charge du condensateur :

$$T_1 = \frac{CU_C}{2I} = \frac{R_EC}{2} \frac{U_C}{V_Z - V_{EB}}$$

Elle est comprise entre 0,1 et 0,5ms ;

La durée de la décharge du condensateur :

$$T_2 = rC \ln 2$$

Avec $r \ll R_E$ on obtient donc une période d'oscillation pratiquement proportionnelle à la tension de commande ; on peut recueillir plusieurs signaux :

- une dent de scie (base de temps) aux bornes du condensateur,
- un signal rectangulaire de rapport cyclique voisin de 1, sur la sortie borne 3.

L'obtention d'un signal carré, mais de période double, est possible avec l'emploi de la bascule JK.

III-3-Rapport cyclique réglable par tension

III-3-1- Montage et analyse de fonctionnement

Aux bornes du condensateur, l'oscillation obtenue est une rampe périodique comprise entre les seuils

$$\frac{1}{3}V_{CC} \text{ et } \frac{2}{3}V_{CC} ;$$

Sa période est voisine du temps de charge du condensateur tant que $r \ll R_E$ et vaut :

$$T \approx T_1 = \frac{R_EC}{3} \frac{V_{CC}}{V_Z - V_{EB}}$$

Cette rampe est comparée à la tension continue U_C ; pour qu'il y ait basculement de la sortie du comparateur, on doit avoir nécessairement :

$$\frac{1}{3}V_{CC} < U_C < \frac{2}{3}V_{CC}$$

Calculons le rapport cyclique de la tension de sortie, en faisant appel aux triangles semblables apparaissant sur la figure des chronogrammes.

$$\alpha = \frac{U_C - \frac{V_{CC}}{3}}{\frac{2}{3}V_{CC} - \frac{1}{3}V_{CC}} = \frac{3U_C}{V_{CC}} - 1$$

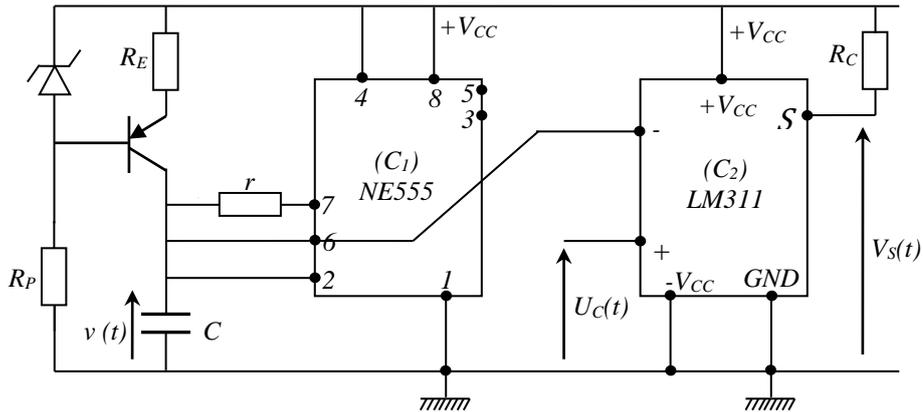


Fig N°2.13 : Générateur de signaux rectangulaires, de rapport cyclique fonction linéaire d'une tension.

III-3-2- Chronogrammes

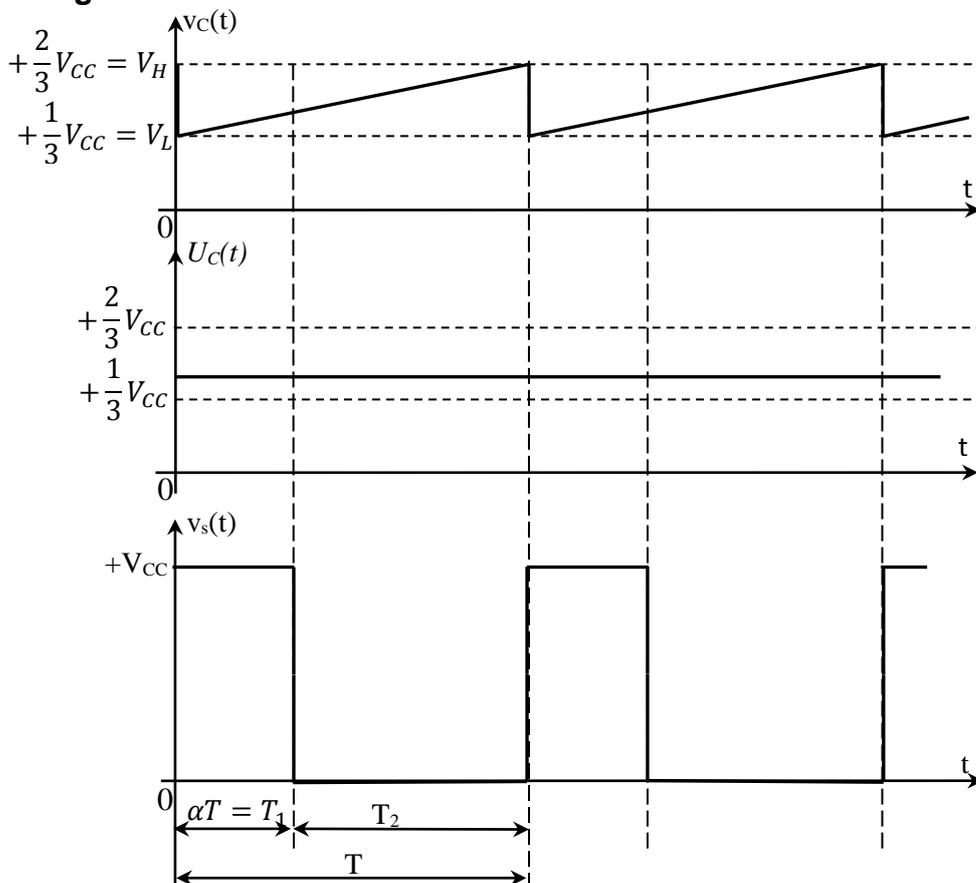


Fig N°2.14 : Oscillogrammes relatifs aux comparateurs

III-4- Convertisseur tension-fréquence

III-4-1- Montage

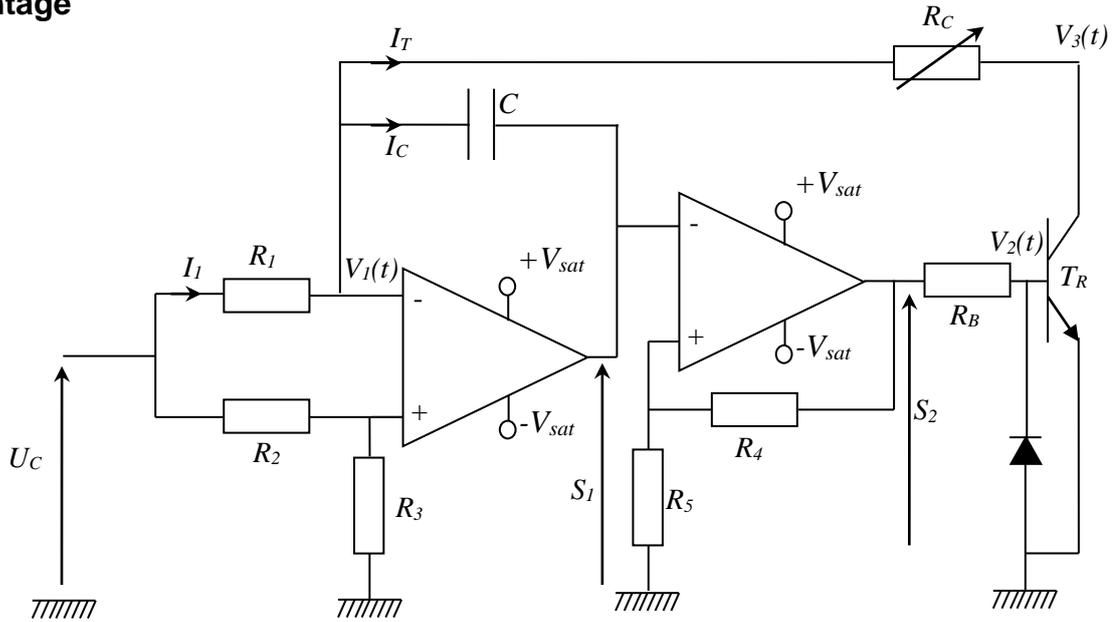


Fig N°2.15 : Convertisseur tension-fréquence

III-4-2- Analyse de fonctionnement

Les oscillateurs commandés par tension (V.C.O.) existent sous forme intégrée, comme dans la boucle verrouillage 4046.

Examinons une réalisation à composants discrets ; représentée dans la figure précédente. Le premier étage à Amplificateur Opérationnel est monté en source de courant constant d'intensité I_1 réglable par la tension de commande U_C .

Le deuxième étage à A.O. est un comparateur à deux seuils ; l'état de sa sortie permet de bloquer ou de saturer le transistor T_R .

Suivant la conduction du transistor, le condensateur se charge ou se décharge à courant constant, d'où l'obtention d'un signal triangulaire en S_1 contenu entre les deux seuils de A.O.₂ ; en effet :

$$T_R \text{ bloqué} \Rightarrow I_C = I_1 > 0 \text{ et } S_1 \text{ décroît.}$$

$$T_R \text{ saturé} \Rightarrow I_C = (I_1 - I_T) < 0 \text{ et } S_1 \text{ croît.}$$

$$I_T > I_1 \text{ est une condition nécessaire d'oscillation,}$$

$$I_T = 2I_1 \text{ est la condition d'obtenir d'un signal symétrique.}$$

► Calcul des courants

$$\text{Posons } \lambda = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \text{ et } \lambda' = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

$$\text{Pour A.O.}_1 \quad V^+ = V^- = \lambda U_C$$

$$I_1 = \frac{U_C(1-\lambda)}{R_1} \text{ et } I_T = \lambda \frac{U_C}{R_C} \quad \text{on a aussi } I_T > \beta I_B \approx \beta \frac{V_{CC}}{R_B}$$

► Calcul des temps d'oscillation

Considérons la sortie d'A.O.₂.

$$S_2 = -V_{CC} \text{ pendant } T_2 \text{ tel que : } I_1 T_2 = C \cdot 2\lambda' \cdot V_{CC}$$

$$S_2 = +V_{CC} \text{ pendant } T_1 \text{ tel que : } (I_T - I_1) T_1 = C \cdot 2\lambda' \cdot V_{CC}$$

D'où finalement :

$$T = T_1 + T_2 = C \cdot 2\lambda' \cdot V_{CC} \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_T - I_1} \right)$$

Comme I_1 et I_T sont proportionnels à U_C , on voit bien qu'il en est de même de la fréquence $f = \frac{1}{T}$ du montage.

Simplifions les expressions dans le cas particulier $\alpha = \frac{1}{2}$:

$$I_T = 2I_1 \Rightarrow R_1\lambda = 2R_C(1 - \lambda)$$

Si, de plus, on adopte arbitrairement $\lambda = \lambda' = \frac{1}{2}$ et $R_1 = 2R_C$ on aura $U_C T = \frac{U_C}{f} = 4R_1 \cdot C \cdot V_{CC}$

III-4-3- Chronogrammes :

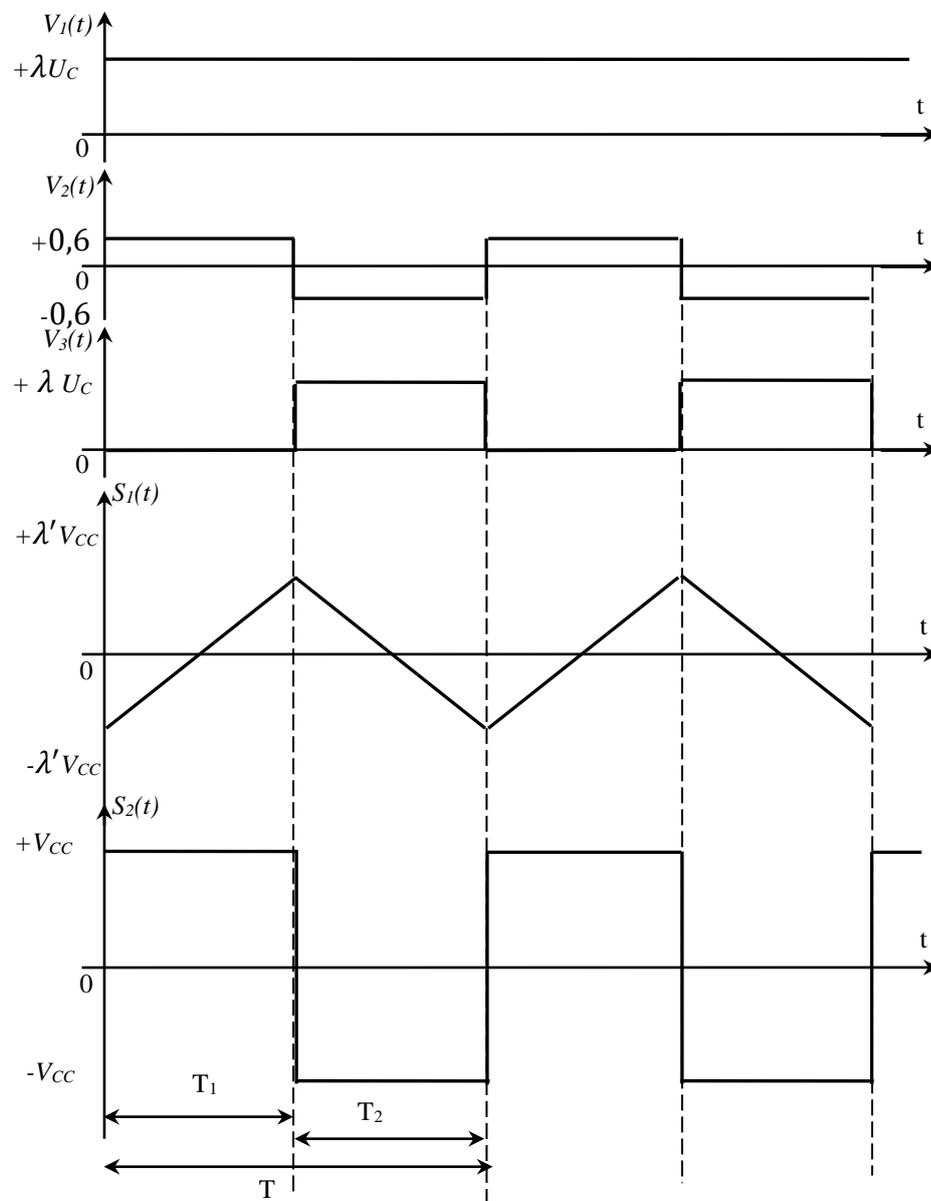


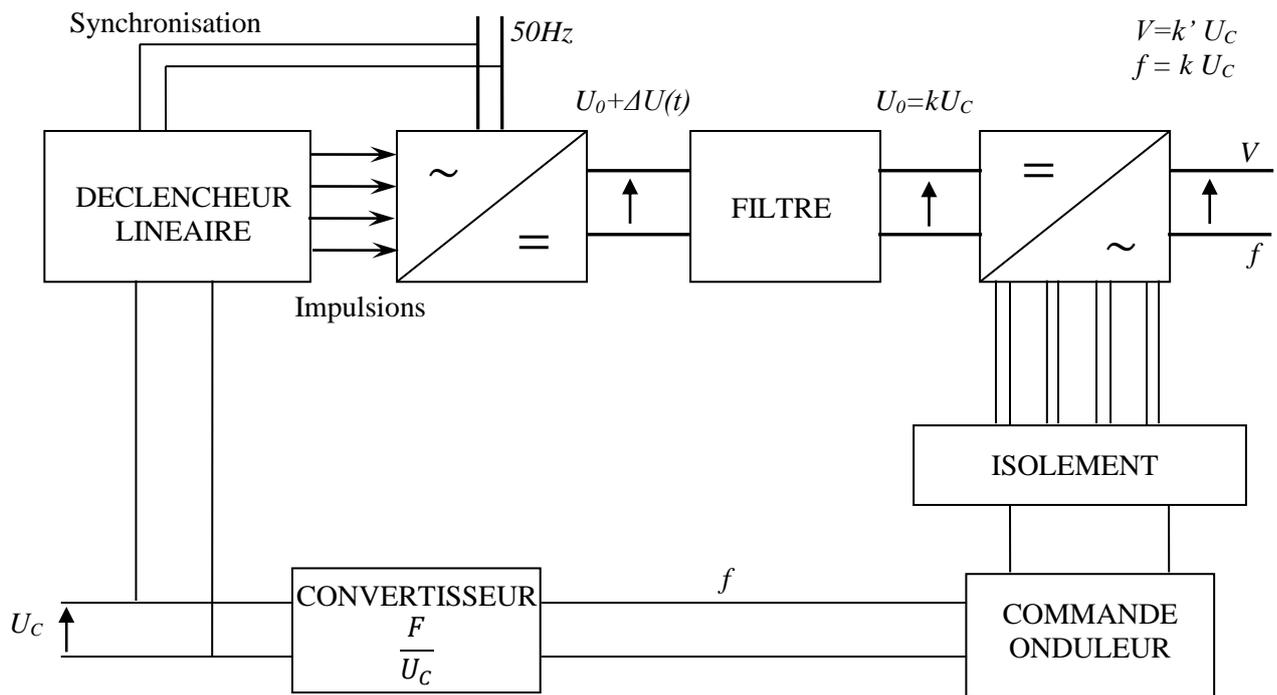
Fig N°2.16 : Oscillogramme principaux des montages

III-4-4- Application : source à $\frac{V}{f}$ constant

La tension U_c lorsqu'elle agit simultanément sur un déclencheur en arc cosinus (en redressement commandé) permet d'obtenir une source de tension de niveau moyen qui lui est proportionnelle, l'amplitude des tensions alternatives étant imposée.

La fréquence de sortie du convertisseur $\frac{U_c}{f}$ sert à commander un onduleur autonome.

La source alternative de puissance à $\frac{V}{f}$ constant, dont le synoptique est représenté à la figure suivante, a comme utilisation principale l'alimentation d'une machine synchrone dont on choisira par f la vitesse de synchronisme ; son couple nominal est conservé quelle que soit la vitesse.



FigN.2.17 : Principe d'une source alternative à $\frac{V_{eff}}{f}$ constant

TRANSMISSION ET ISOLEMENT DES SIGNAUX

I- GENERATEURS D'IMPULSIONS

I-1- Introduction

Ce sont des cas particuliers d'oscillateurs de relaxation, dont le rapport cyclique est voisin de zéro ; le signal complémentaire de rapport cyclique voisin de l'unité est quelquefois employé.

Leur fréquence est réglable (utilisation pour les hacheurs et onduleurs autonomes) ou est imposée par le secteur (redressement commandé et onduleur assisté).

En électronique de puissance, ces générateurs sont destinés à l'amorçage de thyristors. Une impulsion « standard » possède une durée de $100\mu\text{s}$ et fournit une intensité de 100mA ; la durée (encore appelée largeur) des impulsions est réduite dans le cas d'une commande par trains d'impulsions.

En électronique de commande, les impulsions servent essentiellement à provoquer le changement d'état de monostable, ou de bascules, nous avons déjà rencontré des montages qui sont des générateurs d'impulsions.

I-2- Production d'un train d'impulsions

La réalisation d'un train ou peigne d'impulsions consiste à associer deux générateurs de signaux rectangulaires :

- ▶ Un oscillateur haute fréquence, de 2 à 20KHz en vue d'amorcer un thyristor, et de rapport cyclique compatible avec la transmission des impulsions,
- ▶ Un oscillateur basse fréquence, autonome ou synchronisé sur le réseau 50Hz.

La sortie de l'oscillateur *B.F.* est reliée à la borne d'inhibition de l'oscillateur *H.F.*, ainsi les impulsions ne peuvent avoir lieu que pendant les niveaux hauts de la sortie *B.F.*

La figure suivante montre une réalisation avec deux composants *NE555* ; on remarquera la liaison entre la borne 3 de C_1 et la borne 4 de C_2 .

I-2-1- Montage

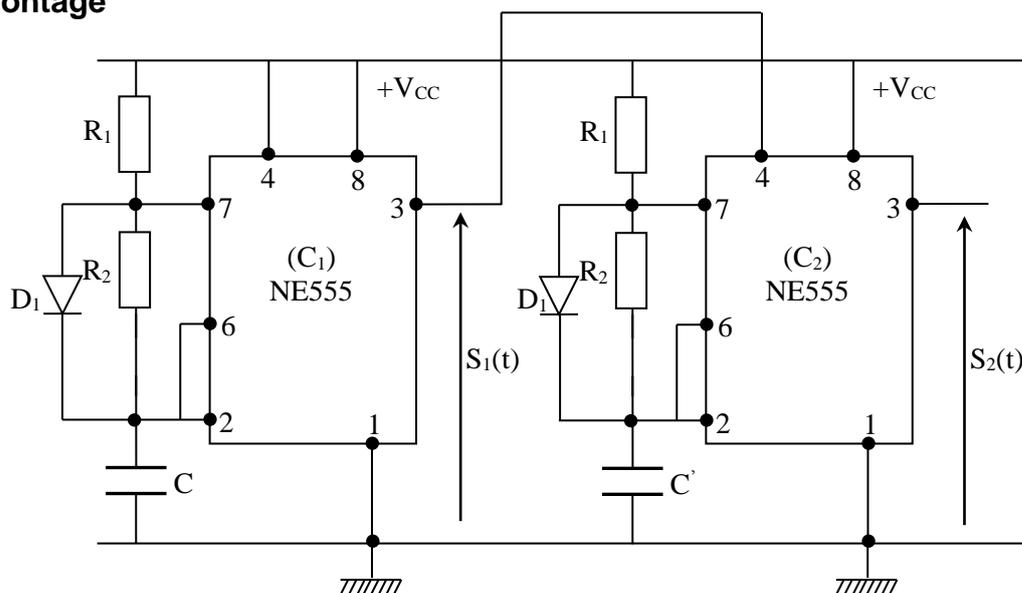


Fig N°3.1 : Production de trains d'impulsions périodiques

I-2-2- Chronogrammes

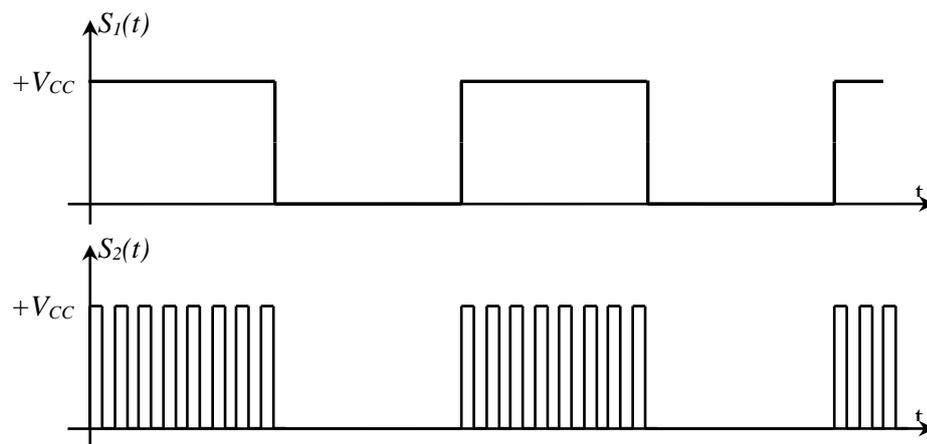


Fig N°3.2 : Trains d'impulsions périodiques produites par les NE555.

I- 2-3- Exemples d'utilisation

- En redressement commandé monophasé : le signal B.F. de fréquence 50Hz est produit pendant l'intervalle de temps commun aux alternances positives d'une sinusoïde de référence et d'une sinusoïde retardée ;
- En redressement commandé triphasé : le signal B.F. est au niveau haut pendant l'intervalle de temps correspondant à 120° séparant les instants d'égalité d'une tension de commande avec deux sinusoïdes synchrones de l'alimentation;
- Pour un onduleur monophasé à thyristor, on dispose de deux signaux B.F. complémentaires ce qui permet l'amorçage successif des deux diagonales du pont

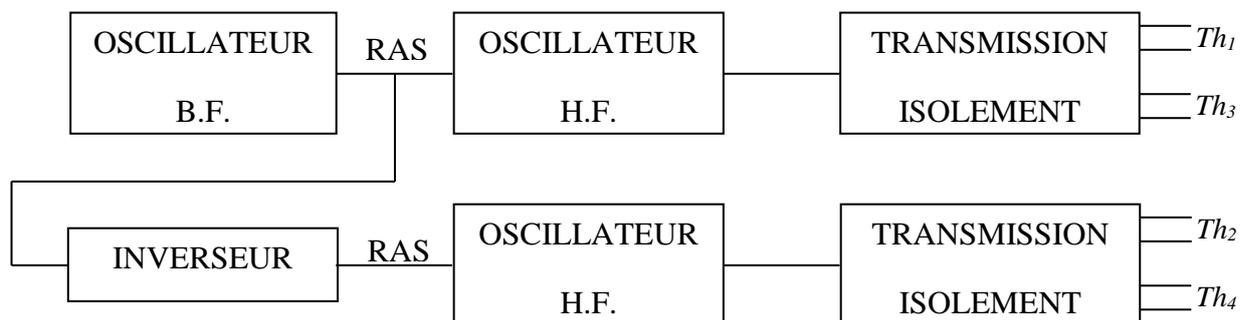


Fig N°3.3 : Synoptique de la commande d'un onduleur à thyristors

I-3- Production d'un train d'impulsions synchronisé sur le secteur.

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.

I-3-1- Montage et branchement

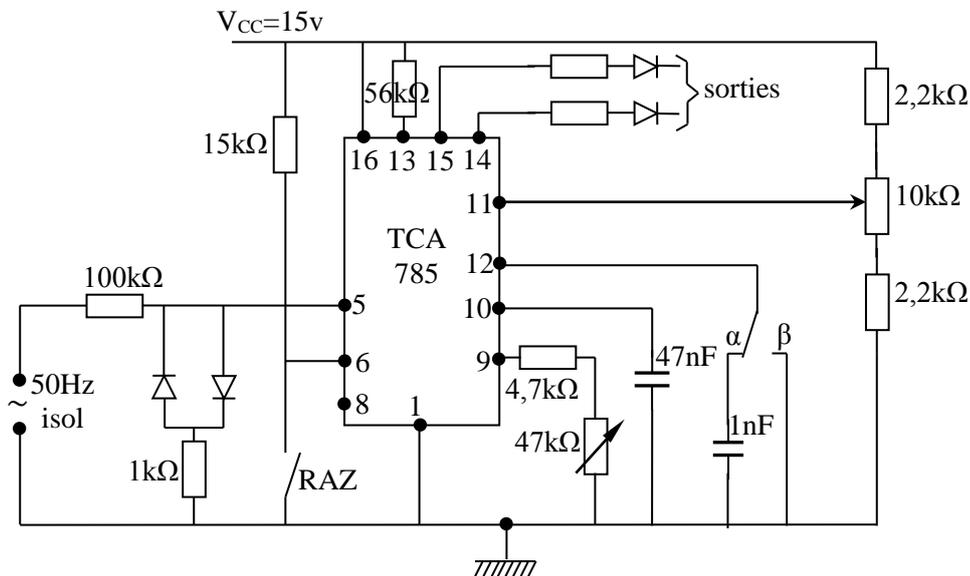


Fig N°3.4 : Mise en œuvre d'un déclencheur à TCA785

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.

I-3-2- 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.

L'obtention d'un train d'impulsions se fait en soumettant les deux entrées d'une porte ET respectivement à :

- Un signal U_{14} ou U_{15} issu du TCA785.
- Un signal rectangulaire haute fréquence, provenant par exemple d'un autre montage.

Les avantages de la commande par train d'impulsions sont la fiabilité de l'amorçage des thyristors lorsque le circuit de puissance est fortement inductif, et la facilité de transmission par transformateur d'impulsions.

$$\text{Expression du temps de retard : } \Delta t = R_9 C_{10} \frac{U_{11}}{U_8}$$

$$\text{Soit un angle de retard : } \delta = \omega \Delta t$$

I-3-3- Chronogrammes

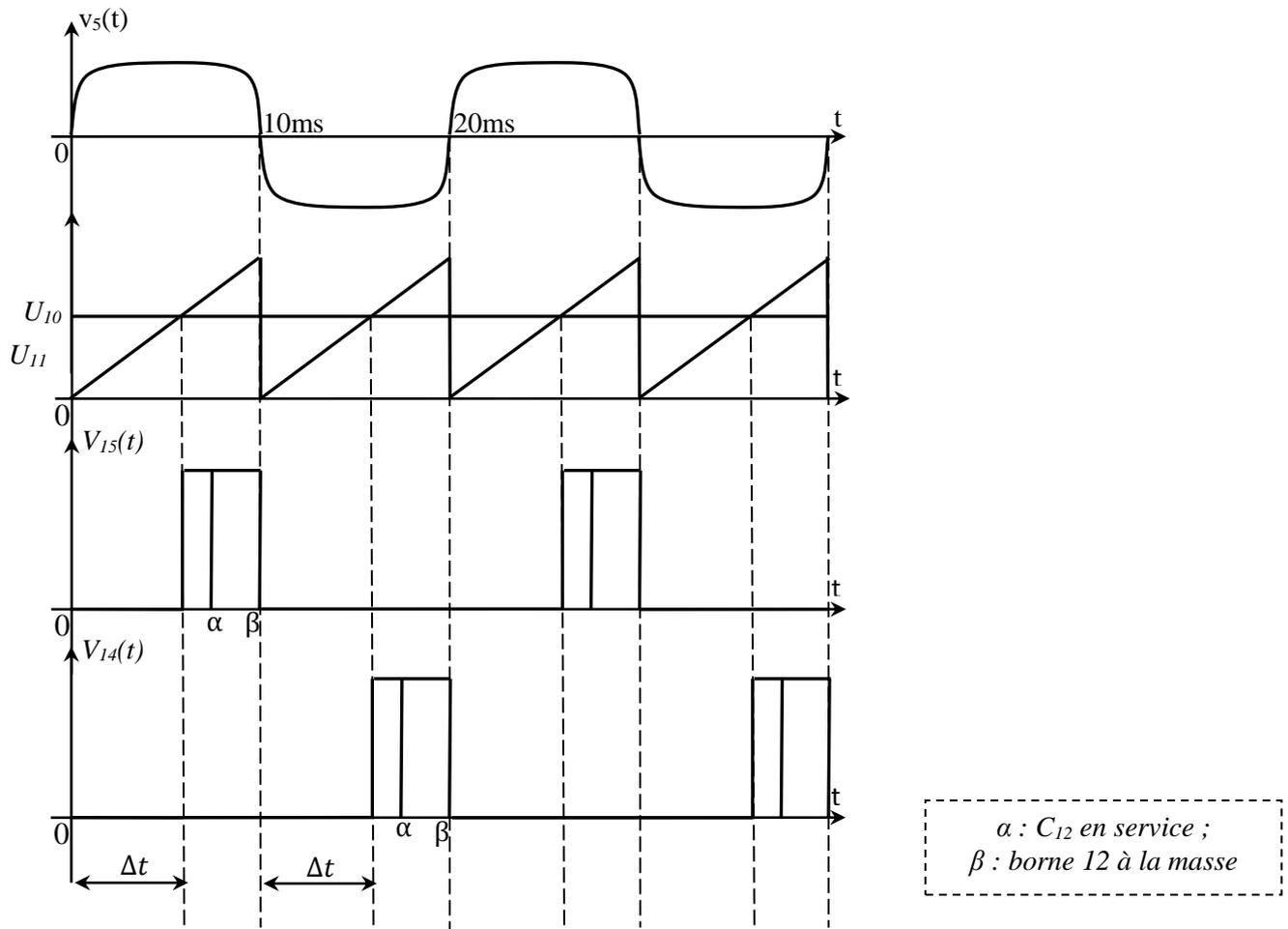


Fig N°3.5 : Allure des tensions aux bornes de TCA 785.

Remarque :

L'utilisation essentielle est le redressement commandé. L'isolation galvanique de synchronisation par un transformateur (220/24v 25VA par exemple) est obligatoire. Suivant le système étudié, il faudra ou non compléter par une isolation galvanique du train d'impulsions. Cette isolation des sorties n'est facultative que dans le cas de l'amorçage de thyristors en cathode commune ; la masse du déclencheur est reliée aux cathodes ; chaque sortie alimente une gâchette au travers d'une résistance de limitation du courant, et d'une diode de protection.

II- TRANSMISSION ET ISOLEMENT DES SIGNAUX

II-1- Introduction

Dans les montages d'électronique de puissance, il faut assurer le fonctionnement correct des interrupteurs électroniques commandés ; les signaux de commande sont issus de cartes électroniques alimentées sous basse tension, alors que le circuit de soumis à de fortes tensions continues ou alternatives.

L'isolement de la commande par rapport à la puissance est souvent obligatoire (cas de la commande simultanée de deux interrupteurs placés sur la même diagonale d'un pont ; cas de deux thyristors dont les cathodes ne sont pas équipotentielles ; cas de deux transistors dont les émetteurs ou les sources ne sont pas équipotentiels).

Il reste souhaitable dans les autres cas d'avoir un isolement complet, en entrée et en sortie, des cartes d'électronique de commande pour les raisons ci-dessous :

- ◆ sécurité pour l'opérateur quand la masse de la commande n'est pas définie par rapport au secteur ;
- ◆ facilité d'observation des oscillogrammes (visualisation des points tests pour la maintenance) sans avoir à isoler l'oscilloscope ;
- ◆ insensibilité à certains parasites et aux courants de fuite du circuit de puissance.

Les inconvénients sont les suivants :

- ▶ il faut prévoir un minimum d'encombrement pour les transformateurs de synchronisation, pour ceux servant à réaliser les alimentations stabilisées.
- ▶ de plus il faut mettre en œuvre des composants appropriés à la transmission fidèle des signaux analogiques ou impulsionnels.

Par ailleurs, dans la plupart des montages bouclés se pose le problème de la rétroaction d'un signal image d'une grandeur électrique du circuit de puissance, vers l'électronique de commande. En principe leurs masses respectives ne sont pas reliées. Un bon capteur de courant ou de tension doit posséder les qualités suivantes :

- Assurer un isolement galvanique,
- Avoir une réponse linéaire, pour un signal analogique,
- Avoir des temps de commutation négligeables pour un signal impulsionnels,
- Ne pas provoquer de chute de tension, ni de prélèvement de puissance, ni de déformation du signal à transmettre.

L'étude des transformateurs classiques de tension et d'intensité est supposée connue.

II-2- Capteur à effet HALL

II-2-1- Constitution

Il consiste en un circuit magnétique, une plaquette de semi-conducteur placée dans un entrefer, un montage à Amplificateur Opérationnel réalisant une conversion tension-courant et deux enroulements montés en flux soustractif ; l'enroulement de n_s spires parcouru par le courant d'entrée I_s est déjà installé, et non accessible ; le courant d'entrée I_E doit passer par un orifice prévu à cet effet.

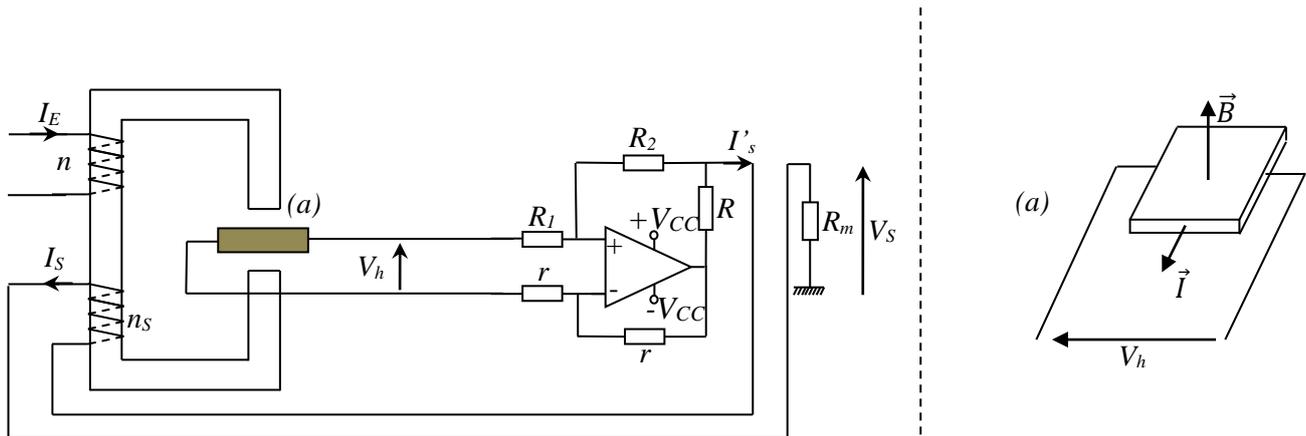


Fig N°3.6 : Capteur à effet Hall

II-2-2- Fonctionnement et dimensionnement

En présence d'un champ magnétique transversal B , la plaquette parcourue par un courant constant I (également non accessible) présente suivant sa troisième dimension une d.d.p de quelque mv proportionnelle au produit BI et à des constantes du matériau; ce phénomène constitue l'effet Hall.

Ici la tension V_h est proportionnelle à B , donc aussi à la quantité $nI_E - n_s I_s$ en vertu du théorème d'Ampère ; le capteur possède un système électrique bouclé de sorte que la tension V_h comparable au signal d'erreur dans un asservissement, soit toujours voisine de 0 ; dans ces conditions, le courant I_s recopie le courant I_E quelle que soit sa forme.

Aux bornes de la résistance de mesure, on recueille une tension proportionnelle à $I_E(t)$, en grandeur et signe, sous réserve que la saturation des A.O ne soit pas atteinte.

A partir de la forme commerciale, il faut pour la mise en œuvre :

- Câbler un fil ou n spires parcourues par le courant à mesurer ;
- Brancher une alimentation stabilisée symétrique $\pm 12V$.
- Installer une résistance de mesure R_m telle que, pour l'intensité maximale prévue :

$$k(R_s + R_m)I_{max} < 12V$$

En appelant $k = \frac{n}{n_s}$ le rapport de transformation ; le constructeur indique R_s : résistance interne de sortie du capteur.

II-3- Etude d'une photo coupleur en signaux analogique

Ce composant est l'association, sous un même boîtier, d'une diode électroluminescence émettant dans l'infrarouge, et d'un phototransistor ; la tenu en isolement entre la diode et le transistor vaut typiquement 1 à 3kv.

La diode supporte à l'état passant une intensité de 50mA avec une chute de tension d'environ 1,2v, mais elle ne peut supporter qu'une faible tension négative (-3) à l'état bloqué.

Le transistor supporte 30v à 70v à l'état bloqué et présente une amplification en courant α voisine de 1 par rapport au courant dans la diode ; plus précisément à cause des rendements des conversions d'énergie électrique en énergie lumineuse qui sont faibles et non constants :

$$i_T = \alpha(i_D - i_{D0}) \text{ avec } i_{D0} \approx 3mA$$

Considérons le montage donné dans la figure suivante dans lequel sI est la tension d'entrée proportionnelle au courant à mesurer :

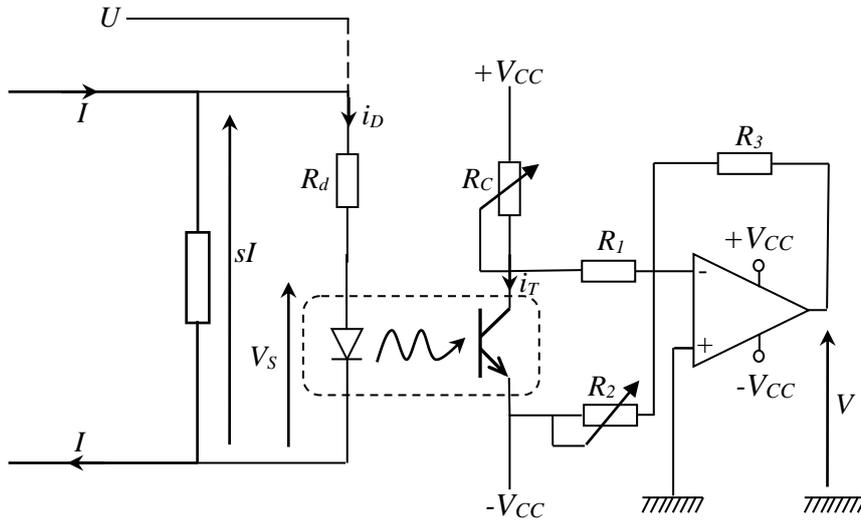


Fig N°3.7 : Utilisation d'un photocoupleur en capteur analogique pour un courant ou une tension.

On trouve successivement :

- dans la diode : $i_D = \frac{(sI - V_S)}{R_d}$ avec $V_S \approx 1,2V$.
- sur le collecteur :

$$V_C = V_{CC} - R_C i_T$$

$$V_C = V_{CC} + R_C \alpha \left(i_{D0} + \frac{V_S}{R_d} \right) - R_C \alpha \frac{sI}{R_d}$$

Par ailleurs, le montage sommateur effectue l'opération :

$$V = -\frac{R_3}{R_1} V_C + \frac{R_3}{R_2} V_{CC}$$

On peut mettre la tension de sortie V sous la forme :

$$V = K_1 I + K_2$$

K_1 se modifie par action sur R_c .

$K_2 = 0$ s'obtient par réglage sur R_2 .

Les inconvénients de ce montage sont la chute de tension de l'ordre de 2,5v dans le circuit de puissance (d'où quelquefois la nécessité d'un préamplificateur avec alimentation séparée pour disposer d'un signal suffisant ...) et une mauvaise linéarité car le coefficient α n'est pas rigoureusement constant.

De plus à cause de la dispersion de fabrication sur α , il faut modifier les résistances ajustables en cas de remplacement du photo coupleur.

A la place du signal sI on peut mesurer une grande tension continue U en dimensionnant R_d en conséquence.

Dans les figures suivantes on a une meilleure utilisation du photo coupleur dans une commande avec isolement :

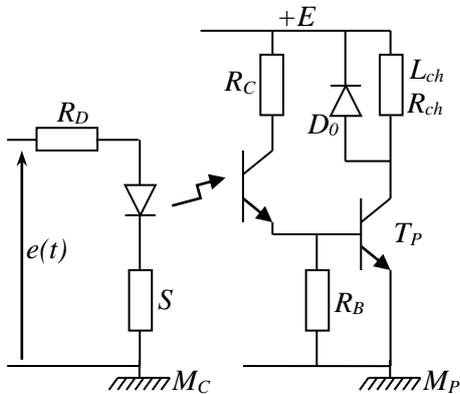


Fig N°3.8 : Configuration élémentaires de hacheur un quadrant avec un interrupteur NPN

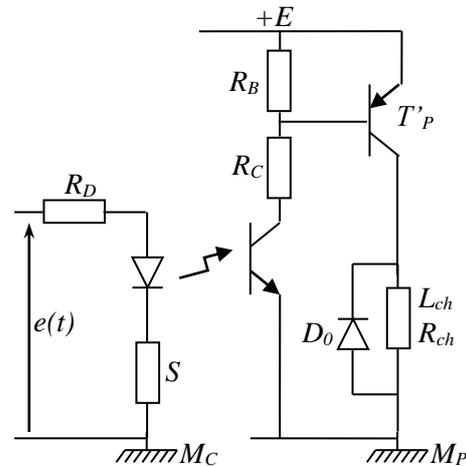


Fig N°3.9 : Configuration élémentaires de hacheur un quadrant avec un interrupteur PNP

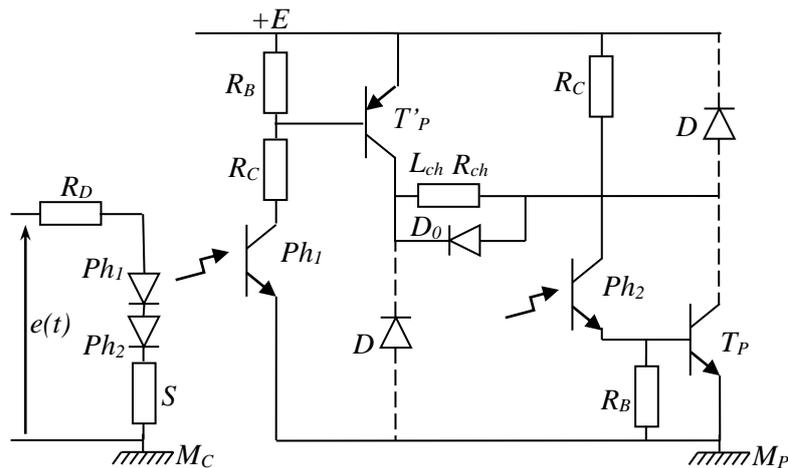


Fig N°3.10 : Commande synchrone pour demi-onduleur ou hacheur réversible.

II-4- Transformateur d'impulsion

II-4-1- Constitution et montage d'étude d'un transformateur d'impulsion

C'est un tore de ferrite, d'encombrement voisin de 1cm^3 sur lequel sont bobinés deux ou trois enroulements. Le primaire est associé à un transistor en régime de commutation, en vue de transmettre des impulsions rectangulaires positives. En fonctionnement périodique, on dispose d'un générateur de période T_g de niveau haut V_{CC} pendant une durée T_I .

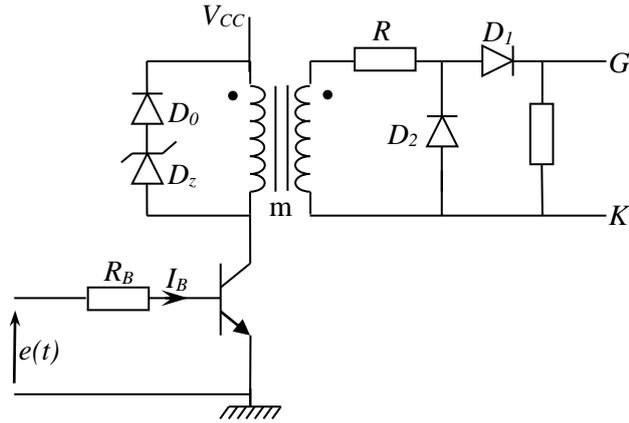


Fig N°3.11 : Montage d'étude d'un transformateur d'impulsion.

II-4-2- Analyse de fonctionnement

Un cycle de fonctionnement périodique se compose de trois étapes :

II-4-2-1- Passage de l'impulsion

Dans le transistor existe un courant un courant base d'intensité constante :

$$I_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_B}$$

et un courant collecteur sous forme de rampe :

$$I_c(t) = \frac{(V_{CC} \cdot t)}{L_1}$$

En effet, le primaire se comporte comme son inductance propre, et puisque le courant primaire est de valeur initiale nulle, le transistor est saturé, ce qui place l'enroulement primaire sous la tension V_{CC} .

Le circuit magnétique (C.M) étant en régime de flux variable, une tension secondaire mV_{CC} est produite.

En configuration de déclencheur de thyristor, en appelant R_1 la résistance apparente d'utilisation $R+R_{gk}$, on crée un courant secondaire $\frac{mV_{CC}}{R_1}$ d'où un courant ramené $\frac{m^2V_{CC}}{R_1}$ qui se superpose à la rampe de courant, laquelle coïncide avec le courant magnétique :

$$I_c(t) = \frac{V_{CC} \cdot t}{L_1} + \frac{m^2}{R_1} \cdot V_{CC}$$

II-4-2-2- Démagnétisation

Quand l'impulsion à transmettre passe au niveau bas, le transistor se bloque. Le courant primaire se boucle dans l'association de diodes, plaçant ainsi cet enroulement sous tension négative de valeur

$$-V_2 = -(V_Z + 0,6).$$

La tension secondaire mV_2 donne naissance à un courant se refermant dans R et D_2 .

La décroissance du courant primaire est linéaire tant que la diode Zener conduit ; après son annulation, le courant secondaire décroît jusqu'à ce que D_2 se bloque.

La durée de cette étape est de l'ordre de $T_1 = \frac{V_{CC}}{V_2}$ puisque les tensions relatives aux enroulements sont alternatives. Le collecteur du transistor est porté au potentiel $V_{CC} + V_2$.

II-4-2-3- Repos

Tous les courants sont nuls. Le transistor est bloqué sous la tension V_{CC} et le flux est nul dans le C.M.

II-4-3- Conditions de bon fonctionnement

- ◆ Saturation du transistor pendant l'étape (4-2-1) :

$$I_c(T_1) < \beta I_B$$

$$\frac{V_{CC}}{L_1} T_1 + \frac{m^2 V_{CC}}{R_1} < \beta \frac{V_{CC}}{R_B}$$

Si le transistor passe en fonctionnement linéaire avant la fin de l'impulsion, alors :

- Le C.M soumis à un flux constant ne produit plus de tension secondaire ;
- Le primaire présente une impédance apparente faible et le transistor va dissiper de la chaleur puisque $V_{CE} > 0$.

- ◆ Non saturation du C.M. pendant l'étape (4-2-1) :

L'amplitude du courant magnétisant doit laisser le C.M. en régime de flux variable :

$$\frac{V_{CC} T_1}{L_1} < I_{sat} = \frac{n_1 \Phi_{sat}}{L_1}$$

$$V_{CC} T_1 < n_1 \Phi_{sat} = (ET)$$

La surface de l'impulsion à transmettre doit être inférieure au produit (ET) caractéristique du transformateur. En cas de dépassement, on observe les mêmes incidents que ceux cités ci-dessus.

- ◆ Nécessité de l'étape de repos.

L'étape de repos doit exister pour que les phénomènes soient répétitifs, sinon on obtient la saturation du C.M. au bout de quelques périodes.

On en déduit un rapport cyclique maximal des impulsions :

$$\alpha_{max} = \frac{V_Z}{V_Z + V_{CC}}$$

Si l'on travaille à la limite du produit (ET), on a de plus la fréquence maximale des impulsions :

$$\frac{1}{f_{max}} = T_1 \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_Z} \right)$$

Les caractéristiques-constructeur sont :

- Le produit (ET) : flux de saturation dans le bobinage primaire,
- Le rapport de transformation m,
- L'inductance propre du primaire L_1 .

Lors de la conception d'un circuit tel que celui de la figure précédente, l'utilisateur doit s'assurer successivement :

- Que la surface des impulsions à transmettre est inférieure au (ET) du transformateur,
- Que le choix de la diode Zener est compatible avec le rapport cyclique des impulsions.
- Que le choix de R au secondaire permet l'amorçage certain d'un thyristor,
- Que le transistor peut supporter un courant collecteur que l'on peut estimer au double du courant magnétisant,
- Que R_B est bien choisie pour un courant de base provoquant la saturation du transistor...

II-4-4- Chronogrammes

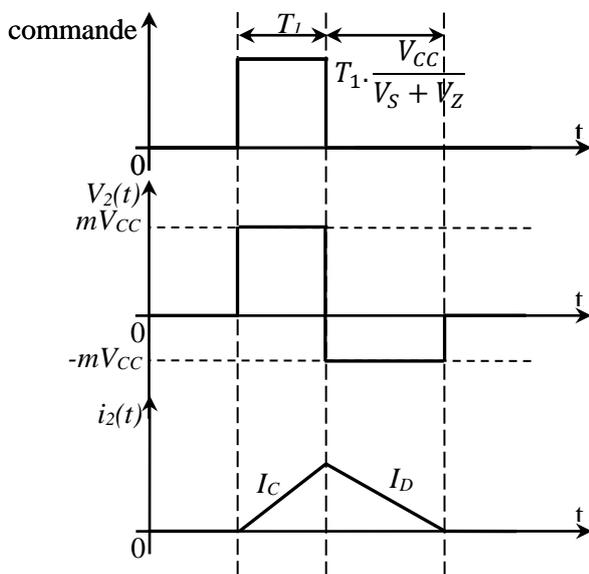


Fig N°3.12 : Les oscillogrammes illustrant le fonctionnement à vide

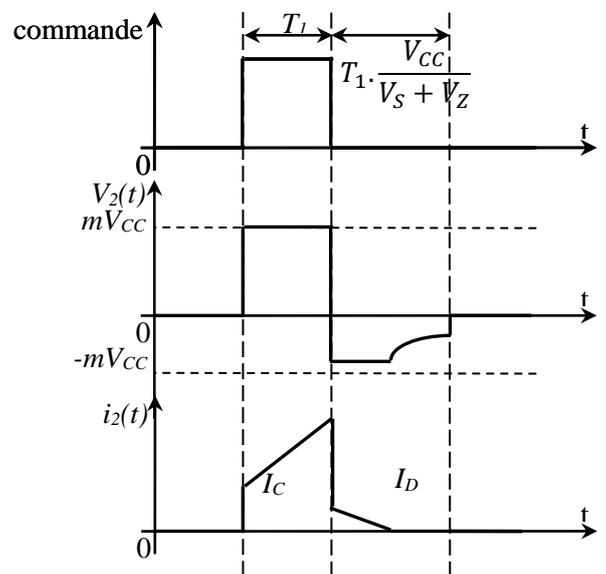


Fig N°3.13 : Les oscillogrammes illustrant le fonctionnement en charge

ETUDE DES BLOCS DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE STATIQUES

I- DECLENCHEUR POUR REDRESSEMENT COMMANDE

I-1-Introduction

La structure d'un déclencheur comporte obligatoirement :

- Une alimentation stabilisée pour les circuits intégrés.
- Un transformateur pour apporter la tension de synchronisation et assurer l'isolement en entrée.
- Un transformateur d'impulsion pour transmettre un signal adapté aux caractéristiques de gâchette des thyristors, et assurer l'isolement en sortie.
- Enfin un étage provoque le retard entre la sinusoïde de référence et l'apparition des impulsions.

En version industrielle, on dispose des améliorations ci-dessous :

- Choix entre une commande interne de tension (les butées sont fournies par des résistances fixes entourant un potentiomètre) pour les montages en boucle ouverte, et une commande par tension externe (les butées alors d'un montage à diodes) pour les systèmes en boucle fermée.
- Réalisation d'un train d'impulsions dont on contrôle l'instant de départ,
- Sorties synchrones grâce à l'emploi de transformateurs d'impulsions à double secondaire.
- Disjoncteur électronique provoquant l'arrêt des impulsions ou bien commutant la tension de commande sur la valeur de butée maximal.

Nous avons déjà rencontré le déclencheur à TCA 785 qui provoque un retard proportionnel à une tension ; nous allons aborder un déclencheur plus intéressant.

I-2- Commande linéaire ; commande en arc cosinus

Le but est d'obtenir une tension redressée dont la valeur moyenne U_0 varie linéairement avec la tension de commande U_c ; les tensions alternatives du circuit de puissance étant imposées par le réseau et un transformateur d'entrée éventuellement.

La valeur théorique de la tension redressée, en débit ininterrompu à la sortie du montage redresseur varie en $\cos\delta$ pour les montages tout thyristors et en $(1+\cos\delta)$ pour les montages mixtes.

On voit que si la tension de commande U_c peut s'identifier à $U_{CM} \cos\delta$, alors la proportionnalité $U_0 = kU_c$ est obtenue.

L'intérêt de la commande linéaire est que la fonction de transfert du montage redresseur se réduit en régime permanent à une constante, ce qui facilite la modélisation d'un asservissement et permet de prédéterminer le gain de boucle ; ceci reste vrai si les fluctuations de U_c sont de constante de temps élevée devant la période du secteur.

En termes d'asservissement les harmoniques de tension redressée sont une entrée de perturbation ; leurs effets doivent être éliminés par filtrage avant toute rétroaction.

I-3-2- Réalisation d'un déclencheur double alternance.

Voyons comment obtenir un déclencheur double alternance pour amorcer Th_1 à l'instant δ/ω et Th_2 à l'instant $(\pi+\delta)/\omega$.

- On peut penser à doubler complètement le montage vue précédemment à condition de disposer d'une deuxième tension de synchronisation en opposition de phase sur la précédente ; en pratique ces deux tensions de synchronisation seraient fournies par un transformateur à secondaire à point milieu, ce point étant relié à la masse du déclencheur. Mais l'inconvénient de cette solution est le nombre total élevé de composants ; et le repérage nécessaire de la concordance de phase entre la commande et la puissance.
- Il faut comparer U_C à $\widehat{U}_c \cos(\omega t)$ quand $\sin(\omega t) > 0$ et U_C à $-\widehat{U}_c \cos(\omega t)$ quand $\sin(\omega t) < 0$ pour produire une autre impulsion 10ms plus tard. D'où l'idée d'un amplificateur de gain ± 1 commandé par le signe de $v_{\text{synchro.}}$; cet étage à Amplificateur Opérationnel comporte un transistor en commutation soit bipolaire (penser à le protéger en $V_{be} < 0$) soit JFET (penser à écrêter $V_{gs} > 0$ par une diode).

A l'état bloqué ce transistor est soumis à la tension $\widehat{U}_c \cos(\omega t)$ qui présente les deux signes possibles ; on a donc pendant 5ms $V_{ce} < 0$ ou $V_{ds} < 0$. Il faut limiter l'amplitude de \widehat{U}_c pour ne pas détruire le composant.

Ce déclencheur crée des impulsions de sortie toutes les 10ms et convient à l'amorçage des montages à deux thyristors $P2$ et $PD2$ mixte, avec bien sûr un transformateur d'impulsions à double secondaire.

Ce montage est représenté dans les figures suivantes ainsi que ses principaux oscillogrammes.

- Oscillogramme relatifs au déclencheur linéaire, bi alternance, pour montages à deux thyristors.

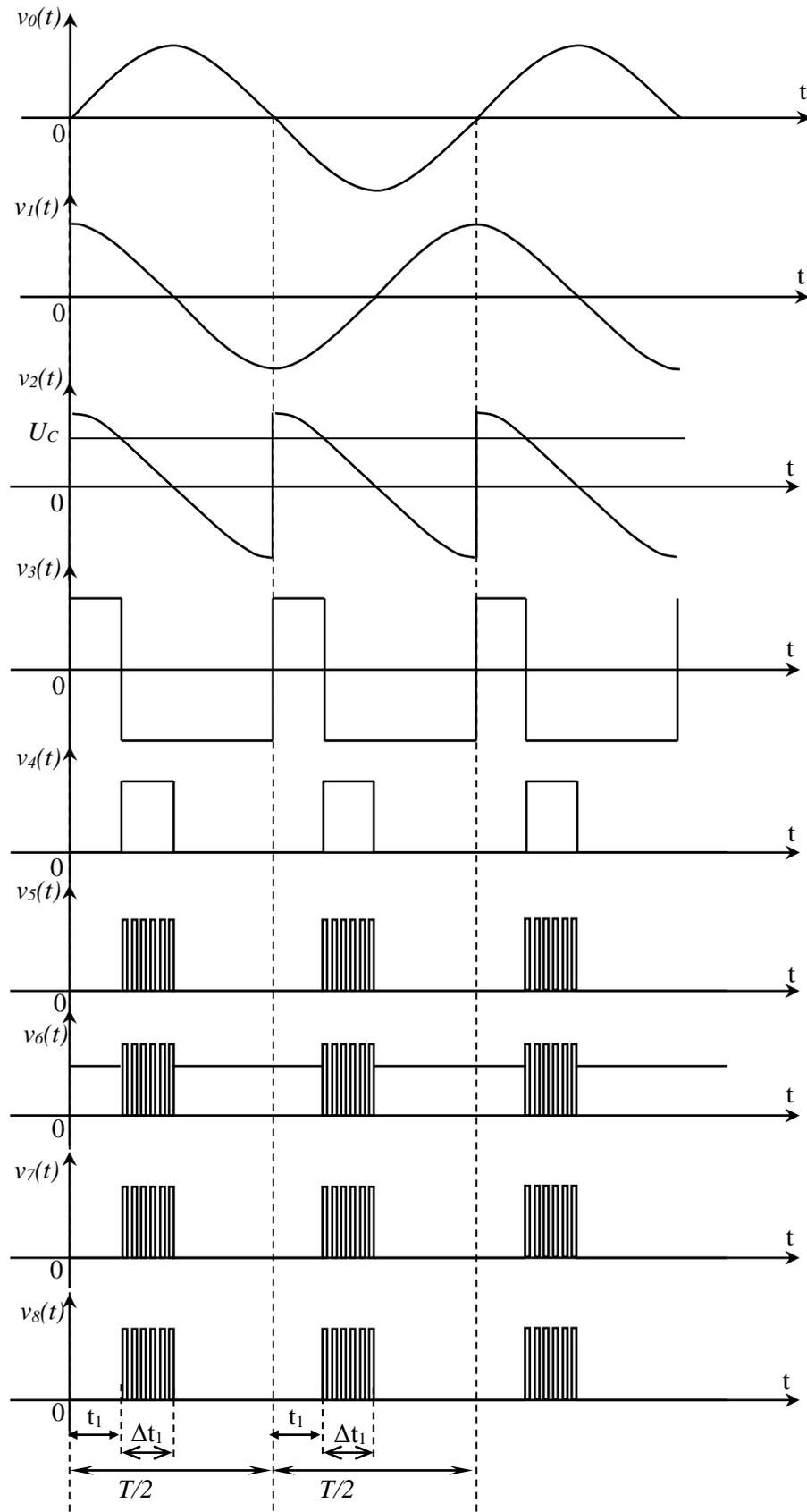


Fig 4.3 : Oscillogramme relatifs au déclencheur linéaire, bialternance, pour montages à deux thyristors

I-3-3- Réalisation d'un déclencheur double alternance PD2 complet à 4 thyristors.

Là encore deux solutions sont possibles :

- Utiliser deux montages «déclencheur linéaire, bi alternance, pour montages à deux thyristors» absolument identiques, entre autres même niveau de tension $\widehat{U}_c \cos(\omega t)$ et même tension de commande U_c ; il faut relier les secondaires d'un transformateur d'impulsions aux thyristors d'une diagonale. Les quatre thyristors reçoivent simultanément des impulsions ; la diagonale à l'état bloqué va s'amorcer provoquant l'application d'une tension négative aux thyristors qui conduisaient ; ces derniers se bloquent par commutation naturelle malgré les impulsions, inopérantes sous tension V_{AK} négative.
- On peut aussi adopter un montage suivant dans lequel on a prévue quelques améliorations :
 - Filtrage de la sinusoïde de synchronisation pour s'affranchir des harmoniques du secteur et des parasites ; c'est l'ensemble filtre d'entrée et déphaseur qui doit fournir un déphasage global de 90° (par exemple $10^\circ+80^\circ$ pour le 50Hz).
 - Production d'un train d'impulsions pendant une durée fixée par le changement d'état d'un monostable ; cela facilite l'amorçage des thyristors sur charge fortement inductive.
 - Aiguillage du train d'impulsions par une porte ET sur l'un des transformateurs d'impulsions suivant le signe de $Synchro$. Il est nécessaire de repérer la concordance de phase entre la commande et la puissance.
 - Mise en œuvre du disjoncteur électronique.

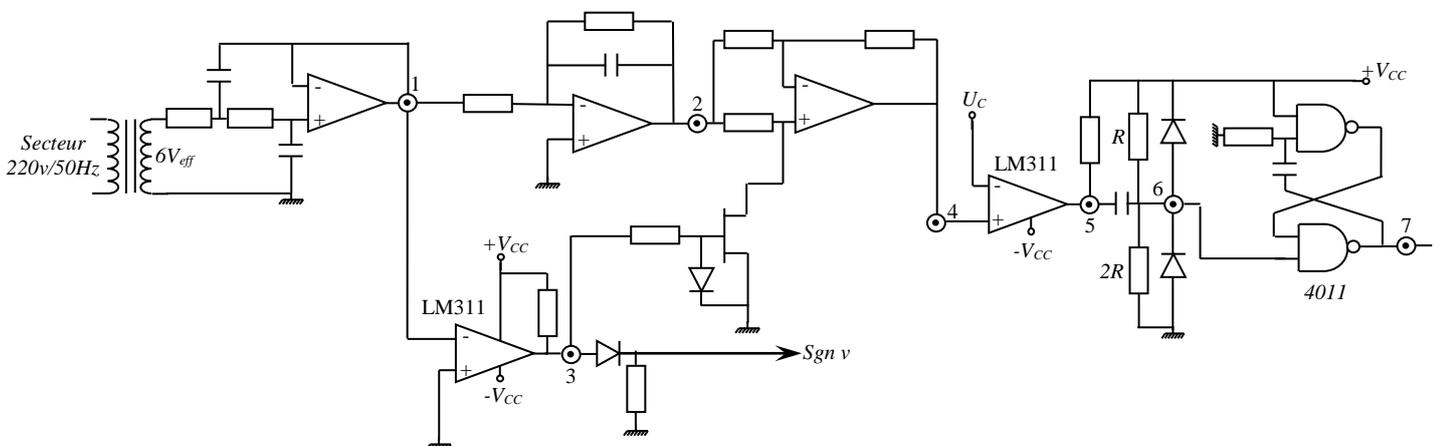
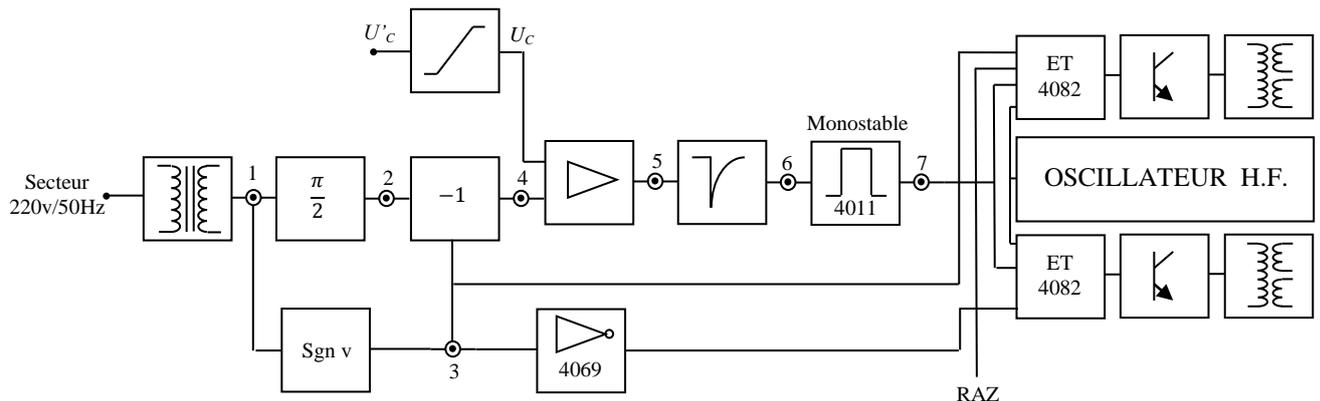


Fig 4.4 : Déclencheur linéaire pour pont monophasé complet.

Remarque

Il existe des déclencheurs industriels à commande numérique, dont les éléments essentiels sont :

- Une boucle à verrouillage de phase, pour gérer les signaux de la haute fréquence et les asservir après division, sur 50Hz ;
- Une mémoire qui réalise la fonction *Arc cos* ;
- Un compteur pré positionnable à partir de la tension de commande U_C et d'un convertisseur analogique-numérique ;
- Une logique de sortie permettant de commander l'ensemble des thyristors ;
- Une interface de sortie avec des transformateurs d'impulsions.

I-4- Circuit de commande d'un redresseur triphasé commandé

Un déclencheur pour montage P_3 ou PD_3 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 *TAB 4* indique les tensions à utiliser pour réaliser un déclencheur en *Arc Cosinus*.

Le montage suivant a 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 U_C sur U_{CM} ; cette dernière possibilité est fortement recommandée en onduleur assisté.

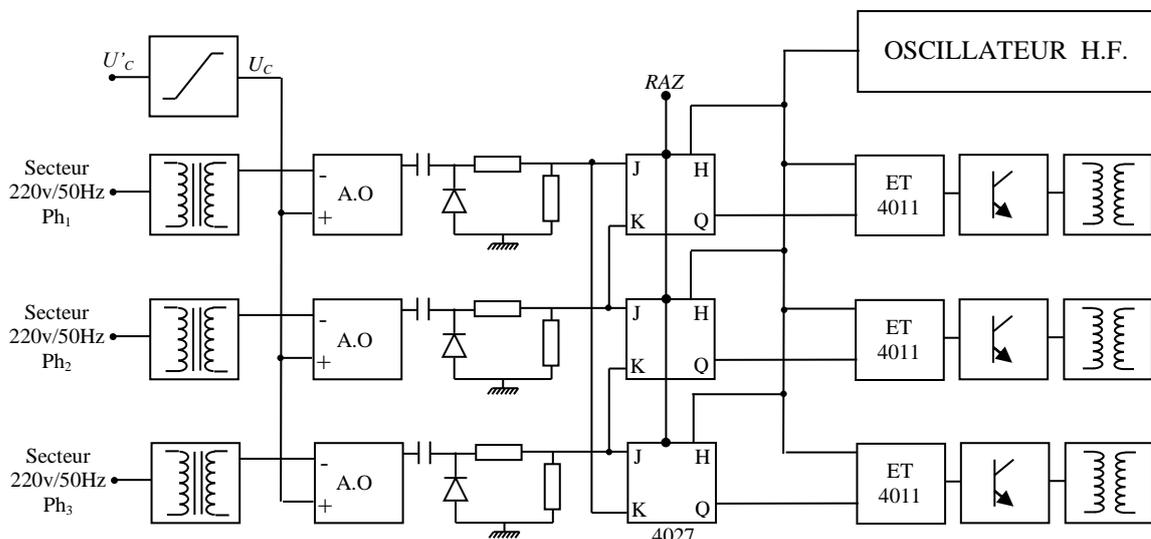


Fig 4.5 : Déclencheur triphasé pour montage P_3 ou PD_3 mixte.

Commande d'un pont complet PD_3 à six thyristors.

- Une solution consiste à utiliser deux déclencheurs tels que figure N° 4.5; 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 ; il faut s'assurer du respect des indications du tableau *TAB1*.
- 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 (voir *figure N°4.6*). 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 PD_3 ; 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 *Figure N°4.7* 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 (voir déclencheur linéaire *Fig 4.1* entre les points tests 2 et 5) 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.

Cette gâchette de thyristor est reliée à deux secondaires différents ; les diodes séparatrices évitent toute influence d'un déclencheur sur un autre.

Le tableau *TAB 2* donne les tensions de synchronisation à appliquer à chaque déclencheur ; la *figure N°4.8* montre la séquence des impulsions de sortie, pour une alimentation triphasée à succession directe.

Ce déclencheur convient aussi aux gradateurs triphasés.

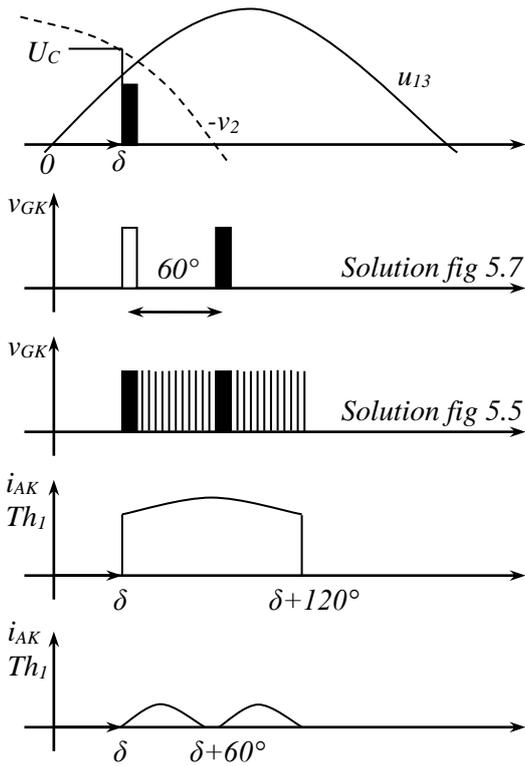


Fig N°4.6 : Contraintes d'amorçage dans un pont PD₃ tout thyristors

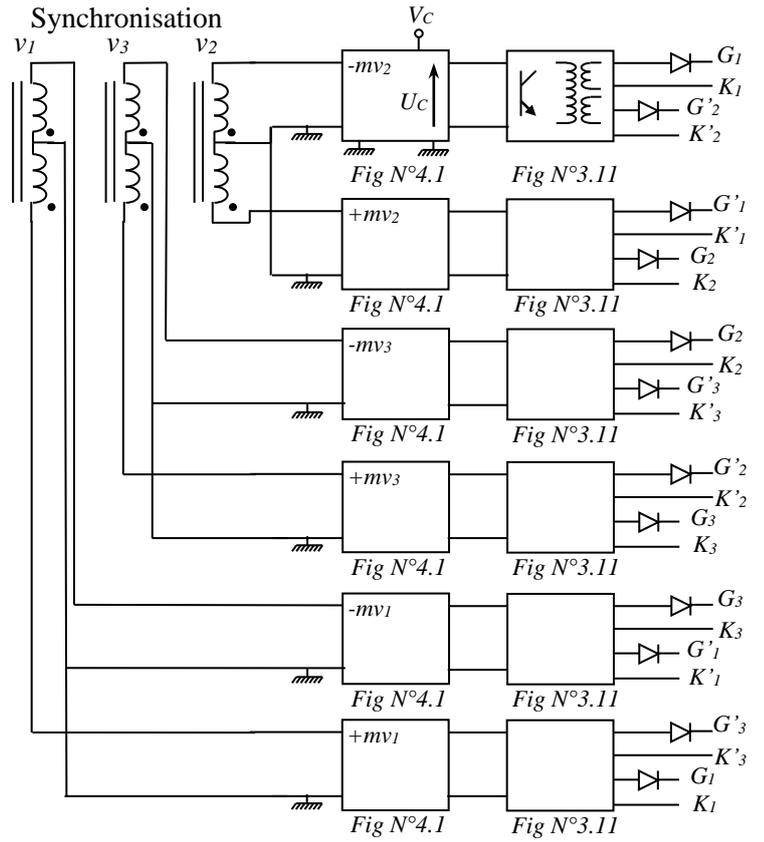


Fig 4.7 : Déclencheur pour pont PD₃ avec impulsions de confirmation.

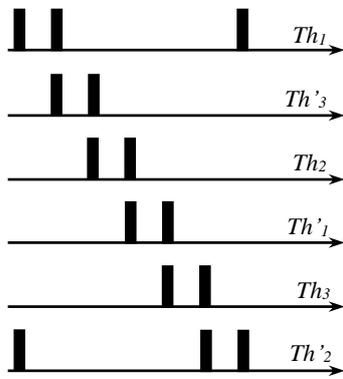
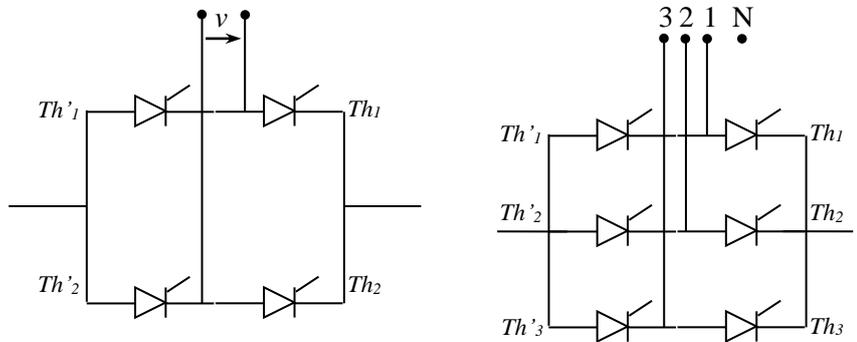


Fig 4.8 : séquence d'amorçage des thyristors d'un pont PD₃



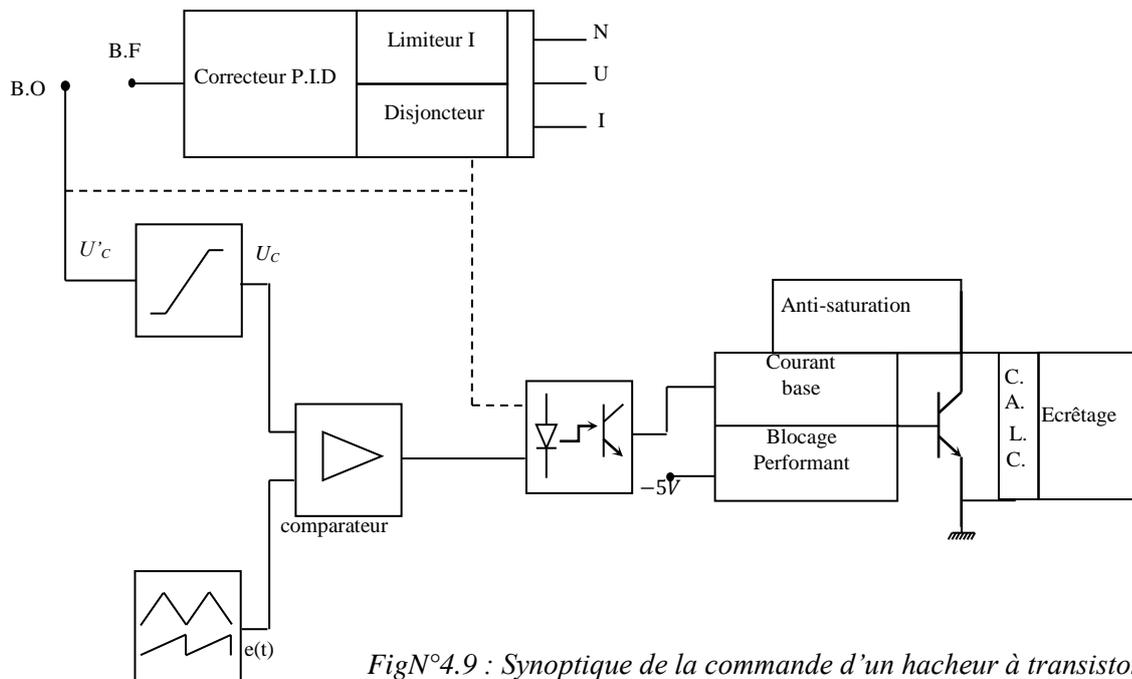
SOURCE	MONOPHASEE				TRIPHASEE (DIRECT)						TRIPHASEE (INVERSE)					
	Th ₁	Th ₂	Th' ₁	Th' ₂	Th ₁	Th ₂	Th ₃	Th' ₁	Th' ₂	Th' ₃	Th ₁	Th ₂	Th ₃	Th' ₁	Th' ₂	Th' ₃
TENSION V _{AK} AVANT AMORCAGE	v	-v	-v	v	u ₁₃	u ₂₁	u ₃₂	u ₃₁	u ₁₂	u ₂₃	u ₁₂	u ₂₃	u ₃₁	u ₂₁	u ₃₂	u ₁₃
TENSION COMPAREE U _C	u	-u	-u	u	-v ₂	-v ₃	-v ₁	v ₂	v ₃	v ₁	v ₃	v ₁	v ₂	-v ₃	-v ₁	-v ₂
REMARQUE	$v = \hat{V} \sin \theta$ $u = \hat{U} \sin \theta$				$v_1 = \hat{V} \sin \theta$ $v_2 = \hat{V} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$ $v_3 = \hat{V} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$						$v_1 = \hat{V} \sin \theta$ $v_2 = \hat{V} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$ $v_3 = \hat{V} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$					

TAB 2 : Tensions de synchronisme pour un déclencheur en Arc Cosinus.

II- DECLENCHEUR POUR HACHEUR

II-1- Déclencheur pour hacheur à transistor

Il faut réaliser un générateur de créneaux, le plus souvent de fréquence fixe, de rapport cyclique réglable par tension ; le plus simple consiste à comparer un signal $e(t)$ en forme de rampes (soit un triangle symétrique, soit une dent de scie) avec une tension continu U_c .



FigN°4.9 : Synoptique de la commande d'un hacheur à transistors.

L'intervalle de variation de U_C est maintenu par un circuit d'écrêtage à l'intervalle de variation de $e(t)$:

$$e_{min} < U_{Cmin} < U_{Cmax} < e_{max}$$

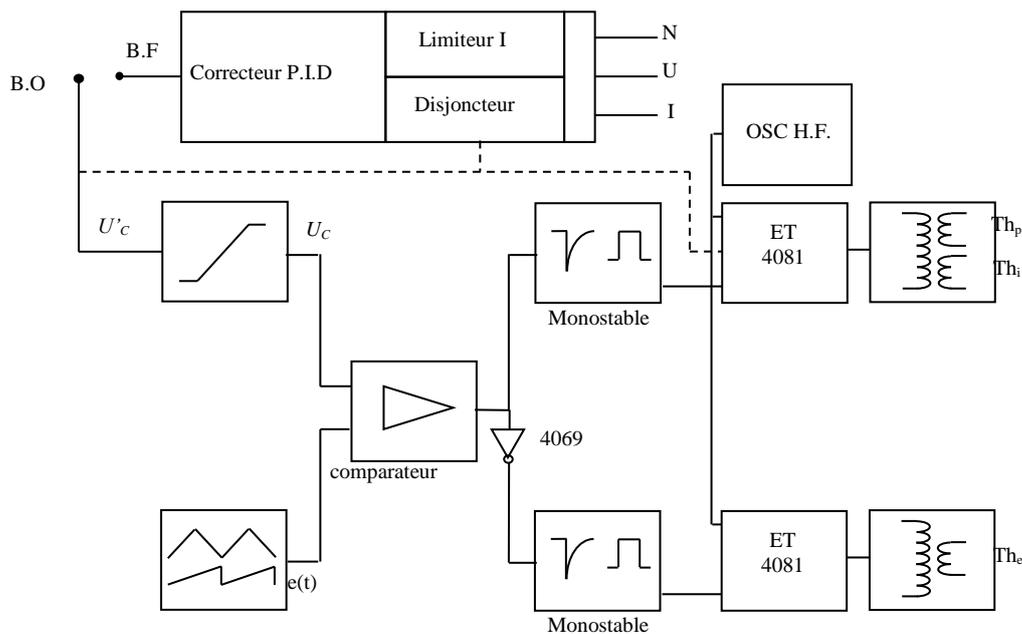
De sorte que le rapport cyclique présente deux butées :

$$\alpha_{min} = \frac{U_{Cmin} - e_{min}}{e_{max} - e_{min}} ; \alpha_{max} = \frac{U_{Cmax} - e_{min}}{e_{max} - e_{min}}$$

Le problème le plus délicat consiste en l'interfaçage de la sortie du comparateur avec le transistor de puissance à commander.

II-2-Déclencheur pour hacheur à thyristor

Il faut également réaliser un générateur de créneaux de rapport cyclique réglable à la sortie S d'un compteur. Le thyristor principal Th_p est amorcé par une impulsion, ou un train de durée calibrée, synchrone du front montant de $s(t)$; le blocage de Th_p coïncide avec l'amorçage du thyristor d'extinction Th_e par une autre impulsion synchrone du front descendant de $s(t)$. L'interfaçage comporte entre autres deux transformateurs d'impulsions.

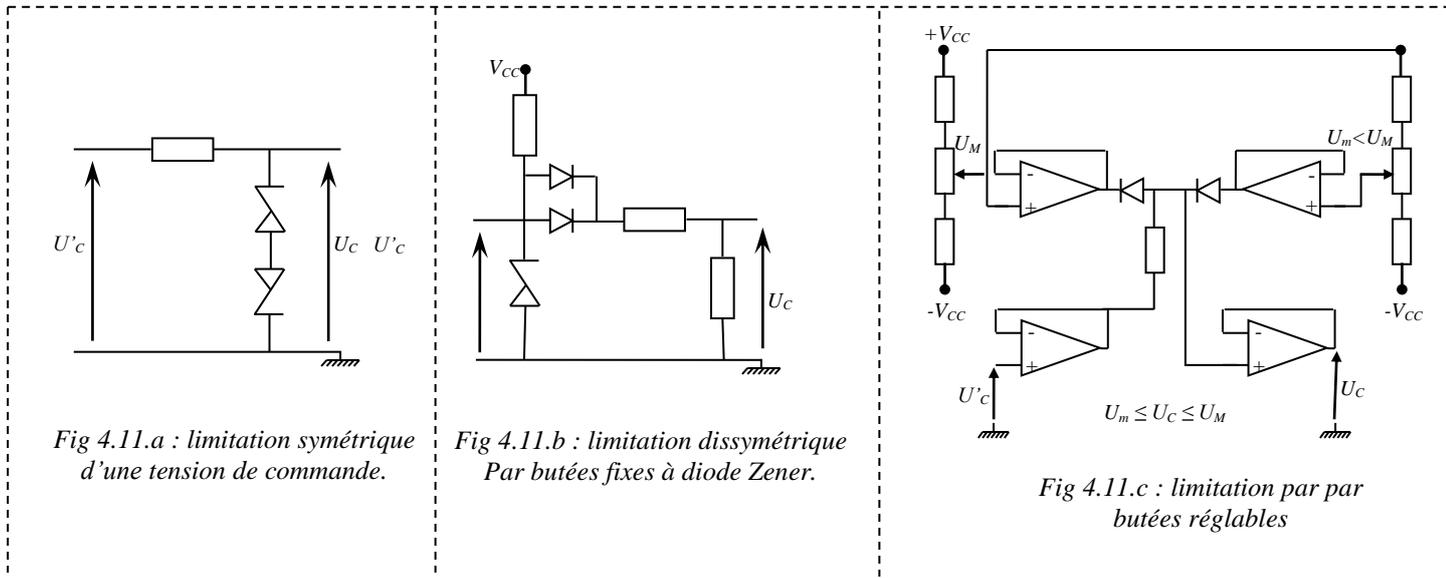


FigN°4.10 : Synoptique de la commande d'un hacheur à thyristors.

L'intérêt de tels déclencheurs appliqués à un hacheur série est la linéarisation de la fonction de transfert $\Delta U_0 = K\Delta U_C$ (Fig N°4.11) en supposant constant le niveau de tension d'entrée U_e du hacheur, et en négligeant l'erreur systématique sur le rapport cyclique ; dans les hacheurs à thyristors il ya un écart entre le rapport cyclique de la commande et celui de la tension aux bornes du récepteur.

Les fluctuations éventuelles de la tension U_C sont de très basse fréquence par rapport à la fréquence de hachage.

Les harmoniques de la tension hachée sont assimilables à une perturbation périodique, et leurs doivent être éliminés.



III- Commande M.L.I. pour un onduleur à transistor

L'intérêt de la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion réside dans le contenu harmonique du signal de commande qui se trouve également au niveau de la tension « ondulée » aux bornes du récepteur

- Un fondamental à la fréquence désirée des tensions alternatives de sortie ; son amplitude est éventuellement réglable par montage potentiométrique, ou par amplificateur à gain commandé par tension voir Fig N°4.12 :

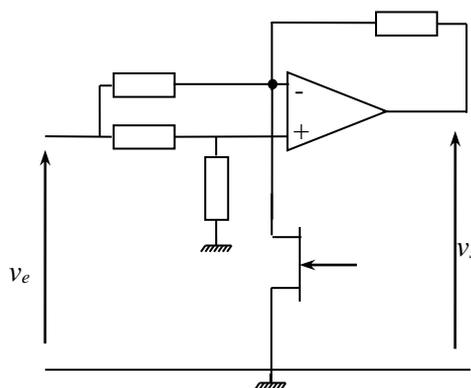
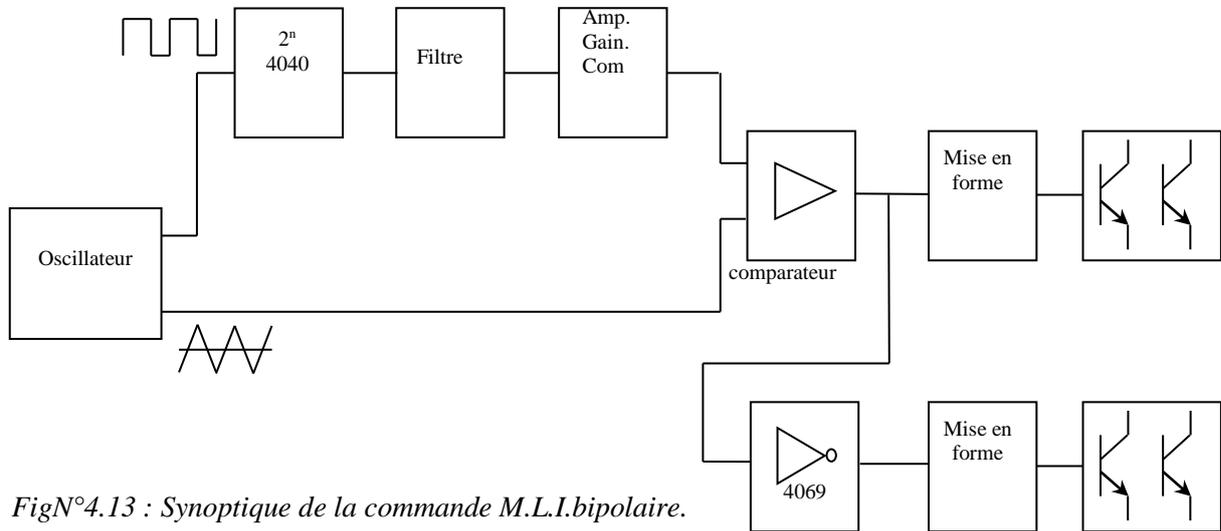


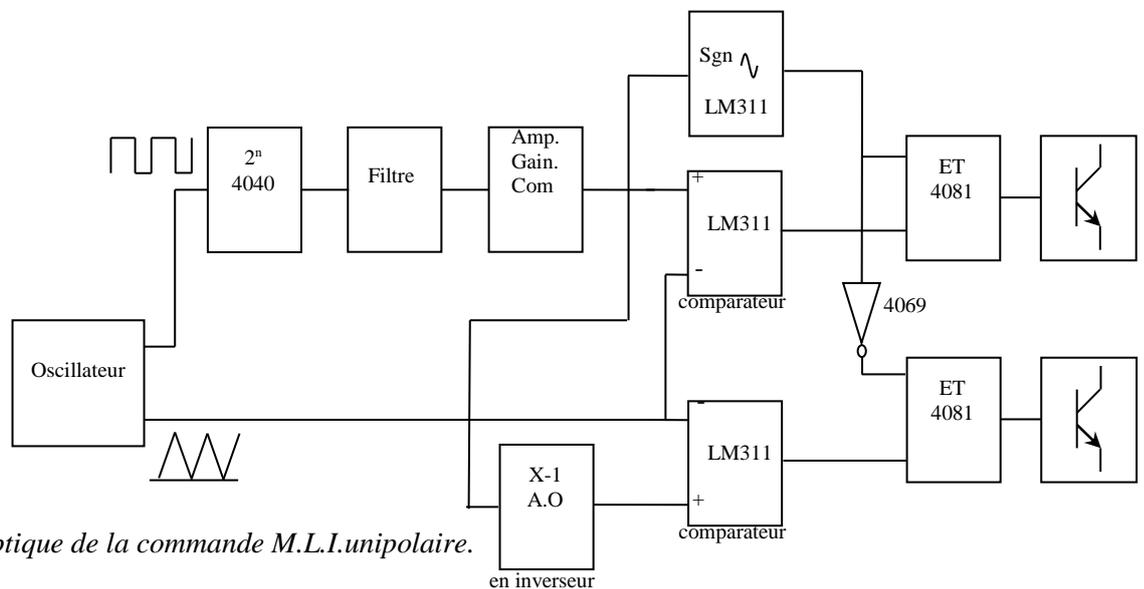
Fig N°4.12 : Amplificateur à gain commande par tension

- Des harmoniques de rang faible nuls ou négligeables, par exemple du rang 3 au rang 15,
- Des harmoniques de rang élevé présents, mais les composantes de courant dont ils sont responsables sont atténuées spontanément si le récepteur est inductif.

Une stratégie fréquemment employée consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence $2n.f$ avec un signal sinusoïdal de fréquence f ; aux instants d'égalité on obtient le basculement du comparateur, donc le changement d'état logique du signal de commande voir les figures N°4.13 et 4.14.



FigN°4.13 : Synoptique de la commande M.L.I.bipolaire.



FigN°4.14 : Synoptique de la commande M.L.I.unipolaire.

Comparons les commandes *M.L.I.* bipolaire et unipolaire : le synoptique le plus complexe se rapporte au cas unipolaire, mais à instants de découpage identiques les harmoniques sont en proportion relative moitié. Le générateur de signaux synchrones rectangulaires et triangulaires doit délivrer des signaux alternatifs pour la commande bipolaire ; par contre on peut employer des triangles positifs ou nuls dans le cas unipolaire d'où la diode (facultative) de l'oscillateur montré *fig N°4.15*. Le résidu harmonique est plus faible avec l'emploi de la diode.

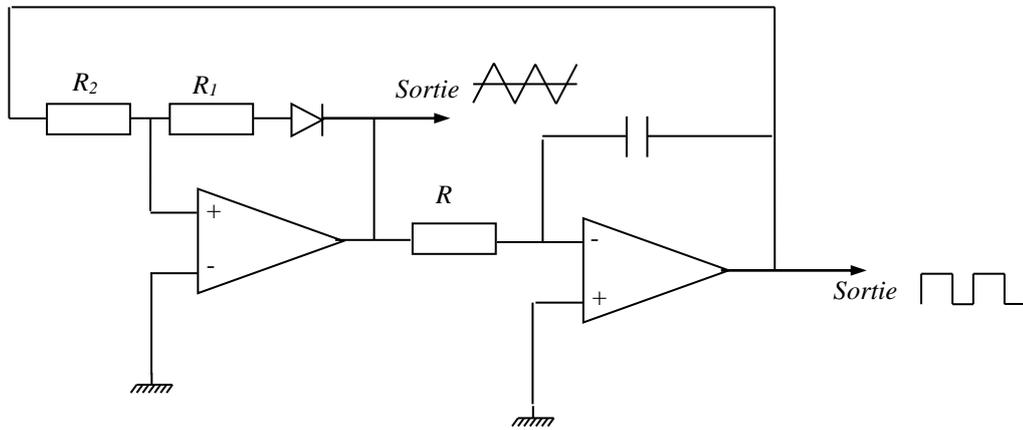


Fig 4.15 : Obtention d'un signal triangulaire positif ou nul.

Avec un onduleur triphasé, la commande bipolaire est la plus facilement réalisable ; la solution analogique demande des sinusoïdes de référence déphasées de 120° . Il existe des solutions numériques dans lesquelles on utilise une mémoire qui permet de gérer, en association avec une horloge et un compteur, les instants de commutation des interrupteurs électroniques.

Le composant *HEF 4752*, chez Motorola, est un circuit intégré spécifique adapté à la commande des onduleurs triphasés.

III-1- Présentation du circuit de mise en forme

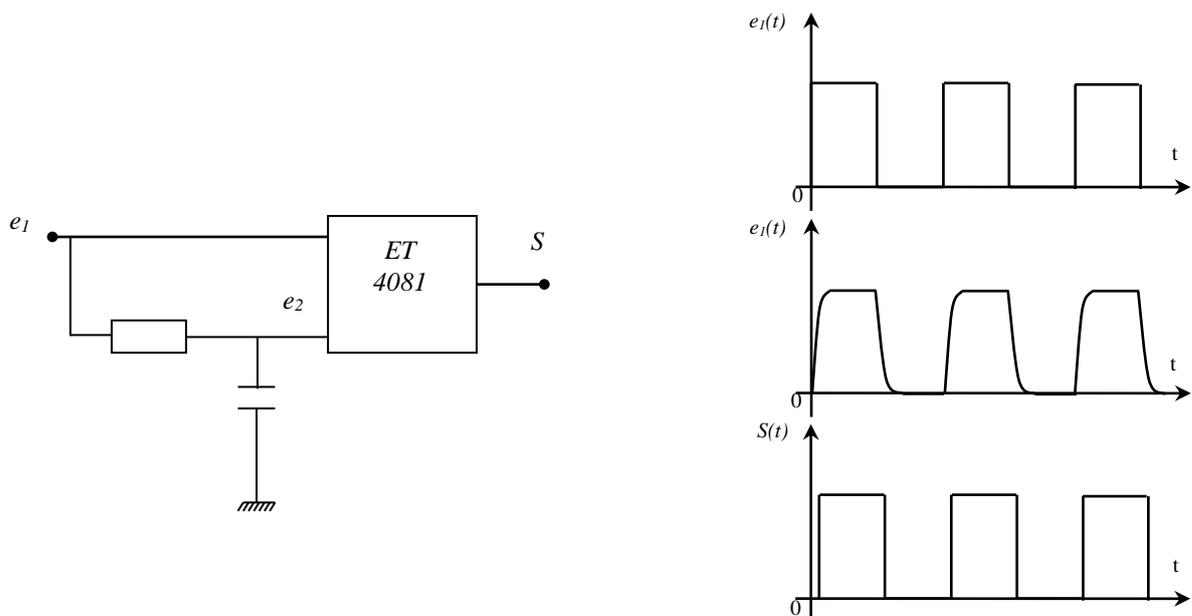


Fig 4.16 : Raccourcissement d'un signal carré pour obtenir un créneau avec $\alpha < 0,5$

III-2- Présentation et étude du filtre

Le courant est en pratique représenté par une tension obtenue à la sortie d'un capteur à effet Hall. On admet que ce capteur est parfait et que la forme d'onde V_I est rigoureusement la même que celle du courant à étudier. Ce courant est périodique, et son équation sous forme de série de Fourier s'écrit :

$$i(t) = I_0 + I_1\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k\sqrt{2} \cos(k\omega t - \varphi_k).$$

En électronique de puissance on s'intéresse le plus souvent à I_0 valeur moyenne et à I_1 valeur efficace du fondamental. On utilise un filtre passe-bas pour éliminer les autres termes de pulsation $2\omega, 3\omega, \dots$ plus élevée que ω à condition que la fréquence de coupure f_0 du filtre soit telle que :

$$\frac{\omega}{2\pi} = f < f_0 < 2f$$

Le filtrage n'est performant que si la pente de la fonction de transfert pour $f > f_0$ est très grande, ce qui implique l'utilisation d'un filtrage d'ordre élevé. D'autre part la fréquence f du courant $i(t)$ est souvent basse et dépend du convertisseur de puissance ; il faut pouvoir régler facilement la fréquence de coupure f_0 . Enfin, il est préférable que dans la bande passante $0 < f < f_0$ la fonction de transfert soit égale à 1 en module. C'est ce que réalise le filtre à capacité commutée MF4 (fig 4.17).

Sa fonction de transfert est du type Butterworth d'ordre 4 ; la pente de la bande atténuée vaut donc -80dB/décade. Comme les harmoniques de rang pair sont rares en électronique de puissance, ce sont les harmoniques de rang, 3, 5, 7... qui sont éliminés.

Le module de la fonction de transfert s'écrit : $|T| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_0})^8}}$

La fréquence de coupure f_0 est le 1/100 d'une fréquence d'horloge f_{clk} .

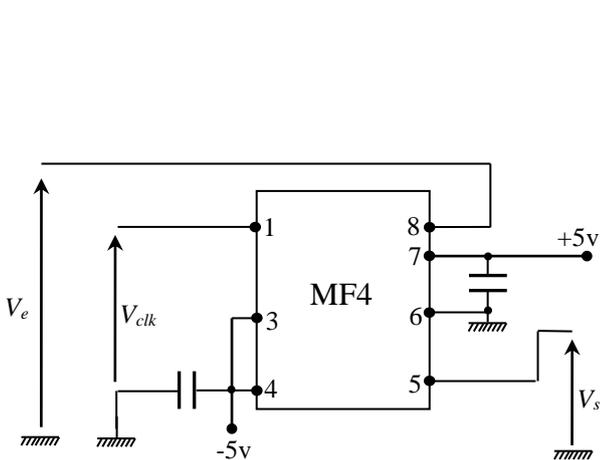
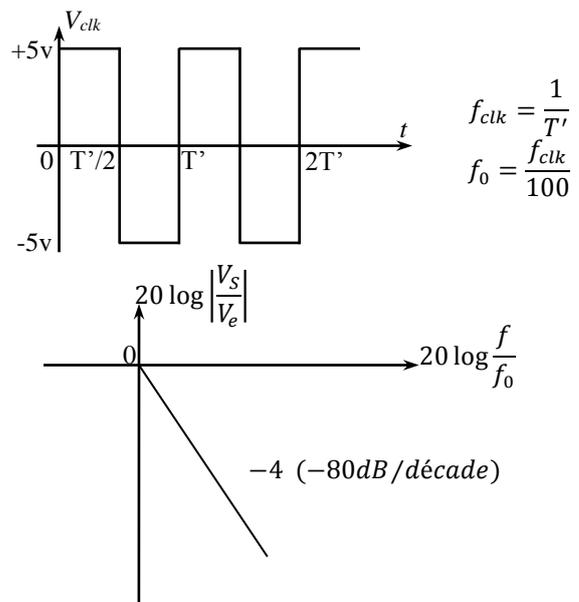


Fig N°4.17 : Filtre à capacités commutées



Ainsi la forme d'onde $V_e(t)$ représentée à la *figure N°4.18* donne en sortie du filtre la sinusoïde $V_s(t)$.
Le signal « quasi-carré » encore appelé « 1/3 – 2/3 » se rencontre :

- En redressement triphasé en pont ; c'est le courant dans les enroulements secondaires du transformateur d'entrée,
- Dans les onduleurs triphasés de tension, à commande simple.

Le filtre *MF4* peut aussi être utilisé pour obtenir la composante fondamentale d'une ondulation de tension, à la sortie d'un redresseur commandé par exemple. Il faut prendre soin de ne pas dépasser $5v$ pour la valeur absolue de sa tension d'entrée, puisqu'il est alimenté en $\pm 5v$. On obtiendra ainsi (la *figure N° 4.19.*) :

- La valeur moyenne $U_0 = f(\delta)$.
- L'amplitude de l'ondulation $U_1\sqrt{2} = f(\delta)$.

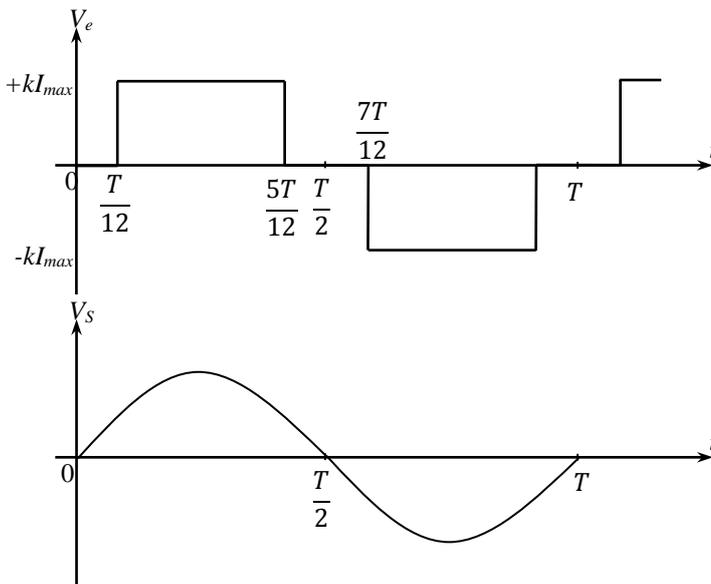


Fig N°4.18 : Forme d'onde 1/3-2/3 après

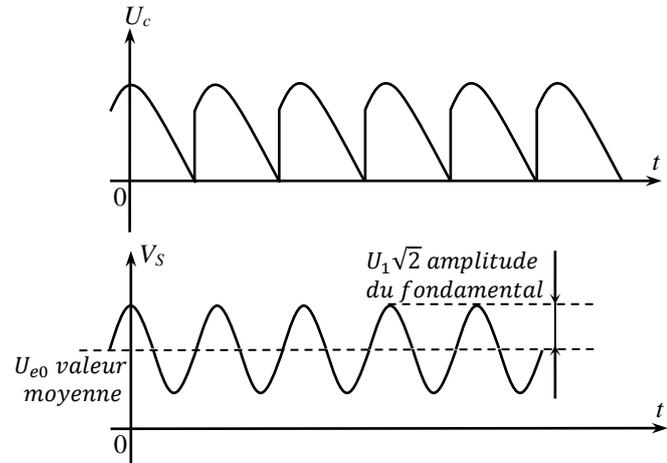


Fig N°4.19 : Forme d'onde en redressement commandé

BIBLIOGRAPHIE

- Gy.Chateiger, Michel Boès, Daniel Bouix, Jaque Vaillant (2006) : **Manuel de Génie Electrique.**(Dunod)

- Thierry. Gervais (2002) : **Electronique.** (Wibert)

- Claude Naudet, Michel Pinard (2000) : **Electronique de puissance Etudes expérimentales Essais de systèmes** (Dunod)

- Hubort Lumbroso (1995) : **Electronique.** (Dunod)

- Daniel Bouix (1993) : **Electronique linéaire.** (Dunod)

- Jaque Vaillant (1985) : **Electronique "Théorie applications laboratoire"**. (Dunod)

- H. Bühler (1979) : **Électronique de réglage et de commande, Traité d'électricité.** (Dunod)