

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
Université Ibn Khaldoun de Tiaret



Electronique Des Impulsions
Cours et Exercices Corrigée

Djillali NASRI

Année universitaire 2021/2022

Introduction

Ce support pédagogique intitulé « **Electronique des impulsions : cours et exercices corrigés** » est un recueil de cours et d'exercices du module électronique des impulsions destiné aux étudiants de la troisième année licence électronique ainsi que les étudiants de master 1 en automatique. Son contenu est conforme aux nouveaux programmes. Ce cours permet une formation de base basée sur une approche théorique et expérimentale des circuits impulsionnels.

Ce document permet aussi aux étudiants de se familiariser d'une part l'analyse des fonctionnements des circuits impulsionnels et leurs composants électroniques. Et d'autres parts permet aux étudiants de maîtriser les outils mathématiques et les astuces de calcul relatifs à ces circuits tel que les théorèmes généraux des circuits électriques (loi des mailles et nœuds, théorème de Millman, théorème de Thevenin et calcul opérationnel), à travers les exercices avec leurs solutions à la fin de chaque chapitre.

Sommaire

Chapitre 1 : Caractéristique d'une impulsion	Page
1.1 Définition	1
1.2 Caractéristique d'une impulsion	1
1.3 Caractéristique des signaux périodiques	3
Chapitre 2 : Circuit RC en commutation	
2.1 Introduction	6
2.2 Charge d'un condensateur	6
2.3 Décharge d'un condensateur	9
2.4 Montage Dérivateur	10
2.5 Régime permanent de la Charge et décharge d'un condensateur	12
Exercices corrigés	15
Chapitre 3 : Composants électroniques en commutation	28
3.1 Diodes	28
3.1.1 Définition et symbole	28
3.1.2 Caractéristiques de la diode	28
3.1.3 Modèle équivalent d'une diode	29
3.1.4 Diodes en commutation	31
3.2 Transistor bipolaire en commutation	32
3.2.1 Transistor bloqué	32
3.2.2 Transistor saturé	32
3.2.3 Caractéristiques d'un transistor bipolaire en commutation	34
3.2.4 Amélioration de la commutation	35
Exercices corrigés	37
Chapitre 4 : circuits de mise en forme	42
4.1. définition	42
4.2. L'écrêtage	42
4.2.1 Ecrêteurs à diodes	42
4.2.1.1 Ecrêteurs à diode en série	42
4.2.1.2 Ecrêteurs à diode en parallèle	45
4.2.2 Ecrêteurs à diode Zener	49
4.2.2.2 Montage avec une seule diode zener	50
4.2.2.3 Ecrêteur à Deux diodes Zener montée en têtes bèches	52
4.3 Détecteurs de crêtes	53
4.3 Comparateurs à base d'amplificateur opérationnel:	55
4.4.1 Comparateur à AOP à un sel seuil	55
4.4.1.1 Comparateur inverseur et non inverseur avec tension de référence.	57
4.4.1.2 Slew rate d'un AOP	58
4.4.1.3 Cas de comparateur (sortie à transistor à collecteur ouvert)	58
4.5. Trigger de Schmitt	60
4.5.1. Trigger de Schmitt à amplificateur opérationnel (inverseur)	60
4.5.2. Trigger de Schmitt à amplificateur opérationnel (non inverseur)	61
4.5.3. Trigger de schmitt à NE555	62
4.5.4. Trigger de Schmitt à portes logiques	64
Exercices corrigés	66
5. Circuits à deux états	80

Sommaire

5.2 Circuits bistables	80
5.2.1. Circuit bistable à transistors	80
5.2.2 Circuit bistable à AOP	82
5.3 Les multivibrateurs astables	83
5.3.1Circuits astables à transistors	83
5.3.2 Circuit Astable à AOP	85
5.4 Circuit monostable	88
2.4.1Circuit monostable à transistors	89
5.4.2 Circuit monostable à AOP	90
5.4.3 Monostable à circuits intégrés	93
Exercices corrigés	96
6 Générateurs de signaux	112
6.1 introduction	112
6.2 Générateurs de signaux en dents de scie	112
6.2.1 Principe d'un générateur en dents de scie	112
6.2.2 Générateurs de signaux en dents de scie à courant constant	113
6.2.2.3 Montage pratique à transistors	114
6.2.3 Générateur en dents de scie à AOP	115
6.3 Générateur d'un signal triangulaire	119
6.3.1 Schéma de principe à AOP	119
6.3.2 Amélioration du montage	120
6.4 Conversion triangle-sinus	122
6.5 Différents Montages à Circuits .Intégrés: générateurs de signaux	124
6.5.1 Astable à NE555	124
6.5.2 Astable à trigger de Schmitt intégré	126
6.5.4 ASTABLE à trigger 4093	128
Exercices corrigés	130
7. Convertisseur analogique numérique et convertisseur numérique analogique	143
7.1 Introduction	143
7.2 Convertisseur numérique-analogique (CNA)	143
7.2.2 Caractéristiques d'un CNA	144
7.2.3 Différents types de convertisseur CNA	146
7.2.3.1 CNA à résistances pondérées	146
7.2.3.2 CNA à réseau R/2R.	147
7.3 Convertisseur analogique numérique (CAN)	149
7.3.1 Définition	149
7.3.2 L'échantillonneur-bloqueur	150
7.3.3 Caractéristiques d'un CAN	151
7.3.4 Différentes types de convertisseur analogique-numérique	152
7.3.4.1 Convertisseur simple rampe	152
7.3.4.2 Convertisseur à double rampe	154
7.3.4.3 Convertisseur à approximations successives	156
7.3.4.4 Convertisseur du type flash	158
Exercices corrigés	160

Sommaire

1.1 Définition

Une impulsion est l'apparition brève de tension ou de courant, l'impulsion peut prendre différentes formes, rectangulaire, triangulaire et en dents de scie.

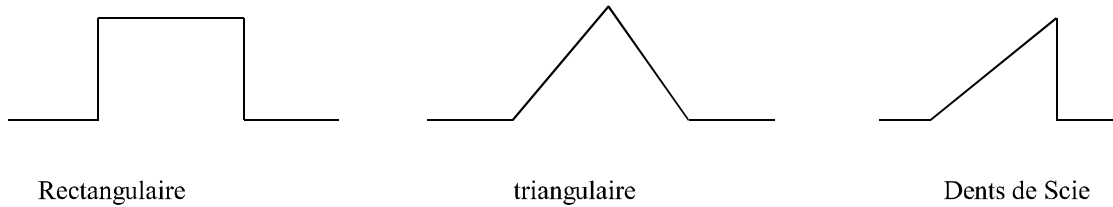


Figure 1.1 Différentes formes d'impulsions

1.2 Caractéristique d'une impulsion

Prenons le cas d'un train d'impulsions rectangulaires idéales, ou le passage d'un état haut à un état bas se fait de façon instantané.

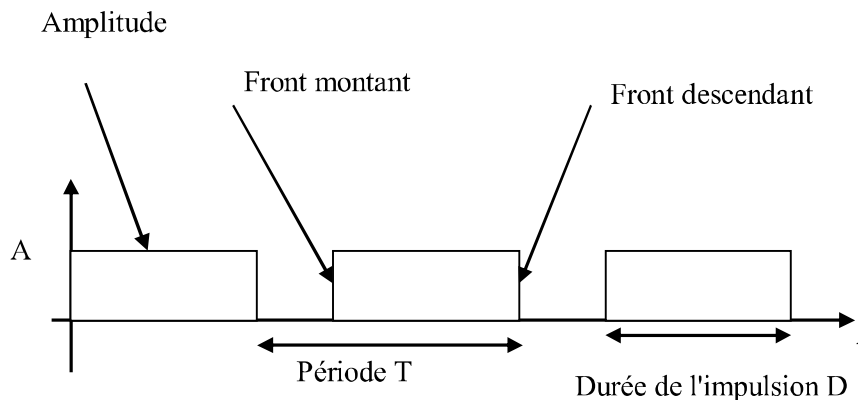


Fig 1. 2 Caractéristique d'une impulsion

Dans ce cas l'impulsion est caractérisée par :

- ✓ l'amplitude
- ✓ front montant qui caractérise le passage du niveau bas vers le niveau haut.
- ✓ front descendant qui caractérise le passage du niveau haut vers le niveau bas.
- ✓ durée de l'impulsion D pour laquelle l'impulsion est au niveau haut.
- ✓ la période T.
- ✓ Le rapport cyclique α qui est défini le comme étant le rapport de la durée d'impulsion sur la période T du signal.

$$\alpha = \frac{\text{Durée de l'impulsion}}{\text{la période}} = \frac{D}{T} \quad (1.1)$$

Dans le cas réel (pratique), les impulsions ne sont pas parfaitement rectangulaires, le passage d'un état haut à un état bas se fait progressivement, la figure 1.3 illustre bien l'allure de cette impulsion.

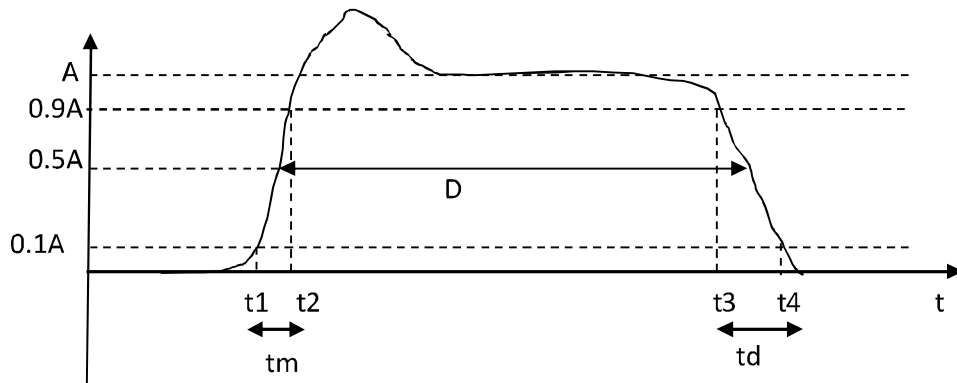


Fig 1.3 Caractéristique d'une impulsion réelle

Caractéristiques:

Temps de montée: t_m est l'intervalle de temps pour lequel l'impulsion passe de 10% à 90% de l'amplitude maximale permanente.

Temps de descente: t_d est l'intervalle de temps pour lequel l'impulsion passe de 90% à 10% de l'amplitude maximale permanente.

Durée de l'impulsion D : est l'intervalle de temps pour lequel l'impulsion dépasse 50% de son amplitude maximale permanente.

$$D = t_{50\%}(\text{front descendant}) - t_{50\%}(\text{front montant})$$

Exemple:

On considère l'impulsion suivante définie par $x(t) = 5 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$ avec $\tau = 1 \text{ ms}$

Tracer l'allure de $x(t)$, déterminer le temps de descente de cette impulsion.

Solution:

$A_{max} = 5$, d'autre part

L'allure du signal $x(t)$ est représentée sur la figure 1.4

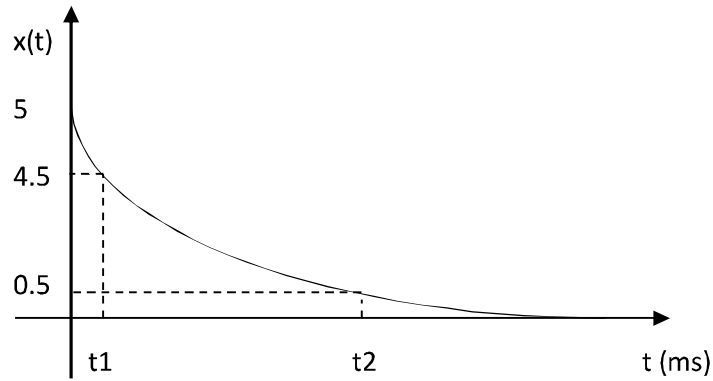


Fig 1.4 forme du signal $x(t)$

$$x(t_1) = 0.9 A_{max} \rightarrow A_{max} \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = 0.9 A_{max} \rightarrow -\frac{t_1}{\tau} = \ln(0.9) \rightarrow t_1 = 0.105\tau \quad (1.2)$$

$$x(t_2) = 0.1 A_{max} \rightarrow A_{max} \exp\left(-\frac{t_2}{\tau}\right) = 0.1 A_{max} \rightarrow -\frac{t_2}{\tau} = \ln(0.1) \rightarrow t_2 = 2.30\tau \quad (1.3)$$

Le temps de descente est

$$t_d = t_2 - t_1 = (2.30 - 0.1)\tau \rightarrow t_d = 2.2\tau = 2.2ms \quad (1.4)$$

1.3 Caractéristique des signaux périodiques

On considère le signal périodique suivant de la figure 1.5

Ce signal périodique peut être vu comme la superposition d'un signal permanent (continu) d'une certaine valeur et d'une composante (alternative) fluctuante de valeur non nulle. La figure représente cette superposition.

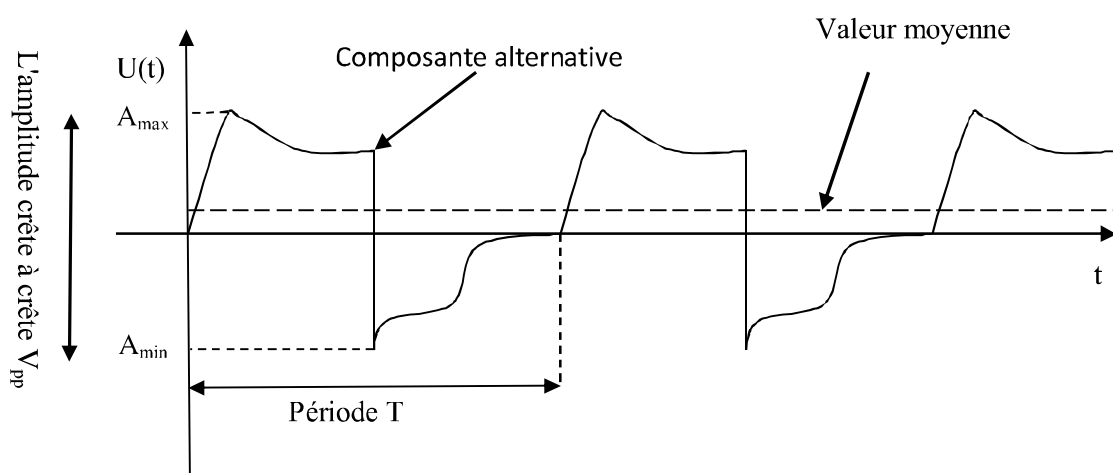


Figure 1.5 Exemple de forme d'un signal périodique


Tout signal évoluant dans le temps (signal « variable ») sera appelé signal composite ; il sera la somme algébrique d'une composante continue et d'une composante alternative.

$$U(t) = U_C + U_A(t)$$

$U(t)$ et $U_A(t)$ sont des tensions variables dans le temps

- ✓ U_C est une tension constante dans le temps, et peut être positive ou négative, elle est définie par $\langle U \rangle = U_C = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt$ (1.5)
- ✓ la tension alternative $U_A(t)$ est caractérisée par une valeur moyenne nulle $\langle U_A \rangle = 0$

Tout signal électrique périodique (tension ou courant) est défini par :

- ✓ sa forme d'onde
- ✓ son amplitude A_{max} (ou son amplitude crête à crête $V_{pp} = A_{max} - A_{min}$), elle peut être déterminée par oscilloscope ou table traçante.
- ✓ sa période tel que $U(t) = U(t + T)$, T est exprimée en Seconde (ou sa fréquence $f = \frac{1}{T}$ exprimée en Hertz (Hz)), la période est mesurée par oscilloscope, la fréquence est mesurée par un fréquencemètre.
- ✓ sa valeur moyenne (averagemean), la valeur moyenne est mesurée par un appareil magnétoélectrique dont le symbole est le suivant. 
- ✓ et éventuellement son rapport cyclique (dans le cas des signaux carrés et rectangulaires)
- ✓ la valeur efficace (Root Mean Square RMS): la valeur efficace d'un signal $U(t)$ est souvent notée U_{eff} , la valeur efficace d'un signal périodique de période T est donnée par:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U(t)^2 dt} \quad (1.6)$$

La valeur efficace est toujours positive, elle correspond à un niveau d'un signal continu qui produit la même dissipation par effet joule.

La valeur efficace est mesurée par un appareil ferromagnétique, magnétoélectrique à redresseur ou numérique en position RMS leurs symboles sont représentés sur la figure 1.6



Fig 1.6 (a) Symbole d'un appareil Ferromagnétique

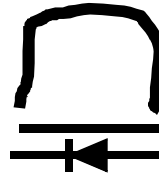


Fig 1.6 (b) Symbole d'un appareil magnétoélectrique à redresseur

Exemple

On considère le signal $x(t)$ périodique défini sur une période par

$$x(t) = \begin{cases} E & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{si } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (1.7)$$

Tracer l'allure du signal $x(t)$ et établir les expressions des valeurs moyenne et efficace de ce signal

Solution

L'allure du signal $x(t)$ est tracée sur la figure 1.7

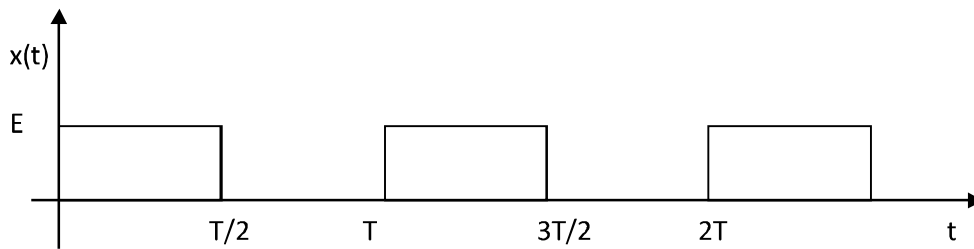


Fig 1.7 forme du signal périodique $x(t)$

Expression de la valeur moyenne

$$x_c = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T 0 \cdot dt \quad (1.8)$$

$$x_c = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E dt = \frac{1}{T} [E \cdot t]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{E \cdot T}{2} = \frac{E}{2} \quad (1.9)$$

Donc la valeur moyenne de ce signal est : $x_c = \frac{E}{2}$

Expression de la valeur efficace

$$x_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E^2 dt = \frac{1}{T} [E^2 \cdot t]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{E^2}{2} \quad (1.10)$$

Finalement, la valeur efficace est : $x_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}}$

2.1 Introduction

La charge et la charge d'un condensateur à travers une résistance R sont à la base d'un grand nombre de circuits tels que les générateurs de signaux carrés, rectangulaires, triangulaire et en dents de scie ainsi que les circuits temporisateurs.

2.2 Charge d'un condensateur

Considérons le circuit de principe de charge et décharge d'un condensateur présenté dans la figure 1.1, où k est un commutateur à deux positions « 1 » et « 2 »

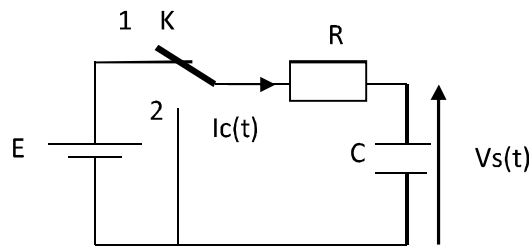


Fig 2.1 Circuit de charge et décharge d'un condensateur

a) charge d'un condensateur (K en position 1)

à $t=0$, C initialement chargé ($V_c(0)=v_0$), l'interrupteur k en position 1, C se charge à travers R

$$V_s(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \rightarrow C V_s(t) = \int i(t) dt \rightarrow i(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt} \quad (2.1)$$

De la loi de maille, on écrit

$$E = R i(t) + V_s(t) \quad (2.2)$$

En remplaçant (2.1) dans (2.2), on obtient

$$RC \frac{dV_s(t)}{dt} + V_s(t) = E \quad (2.3)$$

C'est une équation différentielle du premier ordre qui peut être résolue soit par calcul opérationnel (transformée de Laplace), soit analytiquement.

2.2.1 Résolution de l'équation différentielle par Calcul opérationnel

$$C \text{ initialement chargé } V_c(0) = V_0 \rightarrow V_s(0) = V_0 \quad (2.4)$$

La transformée de Laplace de l'équation (2.3) donne :

$$\frac{E}{p} = RC(pV_s(p) - V_0) + V_s(p) \quad (2.5)$$

Et par suite la tension de sortie s'écrit ;

$$V_s(p) = \frac{E}{p} \frac{1}{RCp+1} + \frac{RCV_0}{RCp+1} \quad (2.6)$$

Qui peut être écrite sous la forme suivante:

$$V_s(p) = \frac{E}{RC} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} \right] + \frac{V_0}{p+1/RC} \quad (2.7)$$

En utilisant la table des transformées inverse de Laplace, il vient:

$$L^{-1} \left\{ \frac{V_0}{p+1/RC} \right\} = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.8)$$

$$L^{-1} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} \right] = ?$$

En utilisant la méthode des résidus

$$\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p+1/RC} \quad (2.9)$$

Les coefficients que l'on veut déterminer, sont donnés par :

$$A = \frac{p}{p(p+1/RC)} \Big|_{p=0} = \frac{1}{(p+1/RC)} \Big|_{p=0} = RC \quad (2.10)$$

$$B = \frac{(p+1/RC)}{p(p+1/RC)} \Big|_{p=-1/RC} = \frac{1}{p} \Big|_{p=-1/RC} = -RC \quad (2.11)$$

$$\text{Et par suite } \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} = RC \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p+1/RC} \right] \quad (2.12)$$

$$\text{Donc } L^{-1} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} \right] = L^{-1} RC \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p+1/RC} \right] = RC \left[1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right] \quad (2.13)$$

Finalement

$$V_s(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) + V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.14)$$

$$V_s(t) = E - (E - V_0) e^{-\frac{t}{RC}}$$

De l'équation (1.2) l'expression du courant est donnée par la relation suivante

$$i(t) = \frac{E - V_s(t)}{R} \quad (2.15)$$

En remplaçant $V_s(t)$ par son expression on obtient:

$$i(t) = \frac{E - V_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.16)$$

Les courbes représentatives de $V_s(t)$ et $i(t)$ sont respectivement représentés sur la figure 2.2

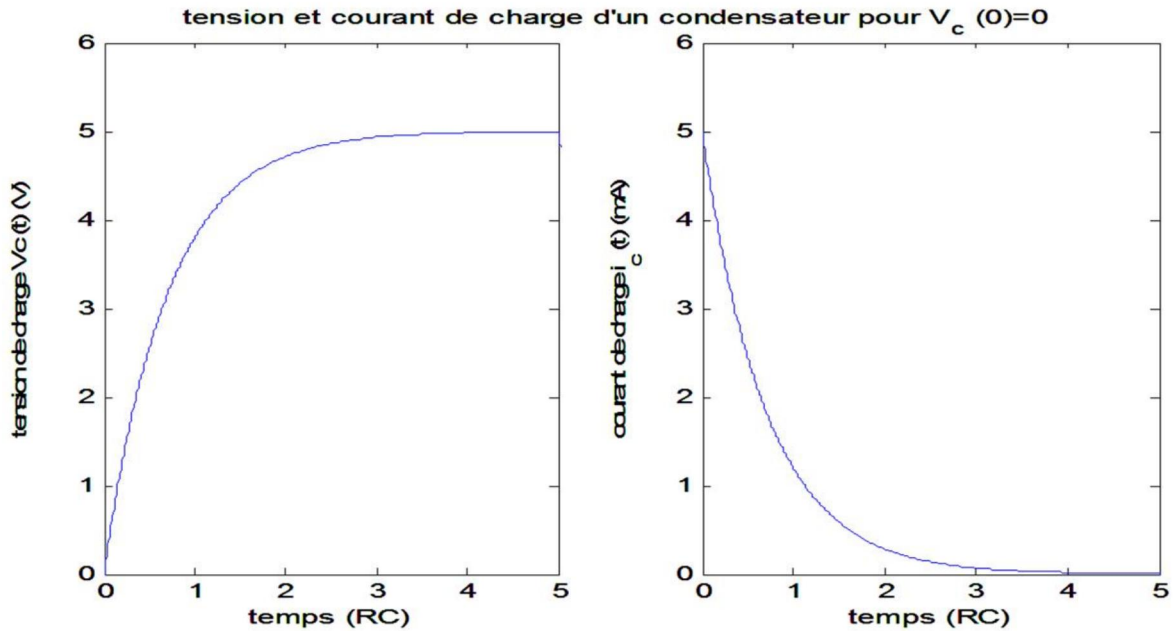


Fig 2.2 Allures de $V_s(t)$ et $i(t)$ pour $V_c(0) = 0$, cas de charge de C

Interprétations :

On définit $\tau = RC$ constante de temps exprimé en s.

- ✓ Un condensateur se charge pratiquement à la tension appliquée E pendant une durée de $5 RC = 5\tau$, lors que le condensateur se charge complètement.
- ✓ Après 5τ , son courant de charge est nul et par suite le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert lors qu'il est complètement chargé.
- ✓ D'autre part le condensateur se comporte comme un interrupteur fermé pour les variations brusques de tensions appliquées.

2.2.2 Résolution analytique de l'équation différentielle:

La solution de l'équation différentielle (1.3) est de la forme:

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B \tag{2.17}$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = V_0 \tag{2.18}$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(t) \rightarrow E$ (la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur E pour un temps suffisamment long)

$B = E \Rightarrow A = V_0 - E$ et par suite la tension $v_s(t)$ s'écrit :

$$V_s(t) = (V_0 - E) \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + E = E - (E - V_0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.19)$$

Qui est la même expression obtenue par le calcul opérationnel

2.3 Décharge d'un condensateur

Une fois le condensateur chargé, à $t=0$, l'interrupteur k en position 2

c initialement chargé $V_c(0) = V \rightarrow V_s(0) = V$

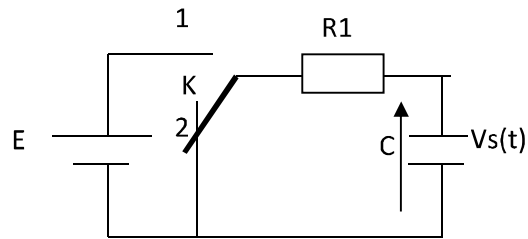


Fig 2.3 Circuit de décharge de C

$$C \frac{dV_s(t)}{dt} + V_s(t) = 0 \quad (2.20)$$

$$Ri(t) + V_s(t) = 0 \quad (2.21)$$

2.3.1 Résolution de l'équation différentielle par Calcul opérationnel

$$RC(pV_s(p) - V) + V_s(p) = 0$$

$$V_s(p) = \frac{RCV}{RCp + 1}$$

qui peut être écrite sous la forme : $V_s(p) = \frac{V}{p + 1/RC}$

En utilisant la table des transformées inverse de Laplace, on obtient:

$$V_s(t) = V e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.22)$$

$$i(t) = \frac{-V_s(t)}{R} = -\frac{V e^{-\frac{t}{RC}}}{R} \quad (2.23)$$

2.3.2 Solutions analytique:

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B \quad (2.24)$$

les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales

$$V_s(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = V \quad (2.25)$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(t) \rightarrow 0$ (le condensateur se décharge complètement)

$B = 0$ et par suite $A = V$ et par suite :

$$V_s(t) = V \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.26)$$

qui est la même expression obtenue par le calcul opérationnel

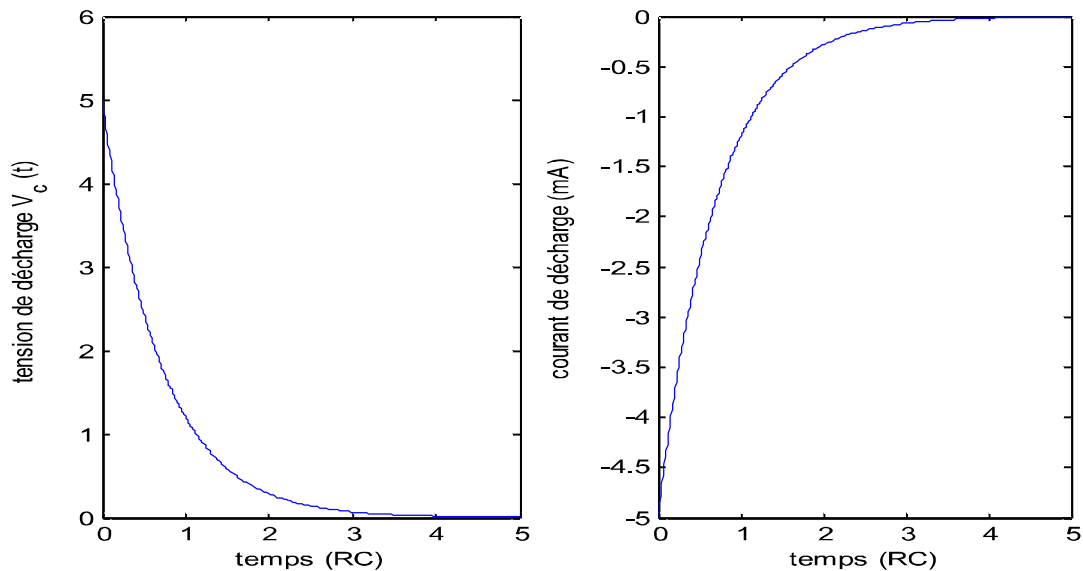


Fig 2.4 Cas de décharge de c, allures de $V_s(t)$ et $i(t)$ pour une $V_c(0) = 0$

Interprétation : un condensateur se décharge complètement pendant une durée de $5RC = 5\tau$

Le courant de charge est négatif (sens inverse du courant de charge) ceci est dû au fait que le condensateur durant sa décharge se comporte comme un générateur qui alimente la charge R.

2.4 Montage Dérivateur

On considère un circuit CR de la figure 2.5, attaqué par un signal carré

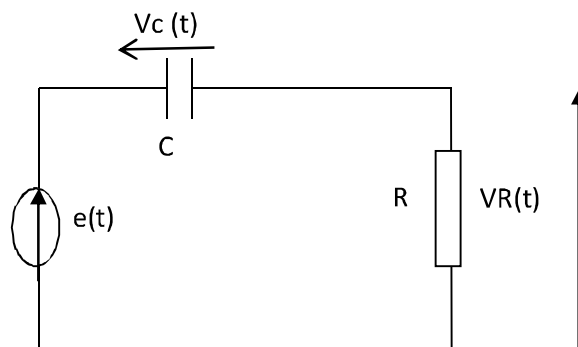


Fig 2.5 Montage dérivateur

$t \in [0, T/2[\Rightarrow e(t) = E \Rightarrow$ La capacité transmet le front puis se charge vers E avec la constante de temps RC.

$$V_C(t) = E \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2.27)$$

$$V_R(t) = e(t) - V_C(t) = E - E \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) = E e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.28)$$

$$V_R(t) = E e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.29)$$

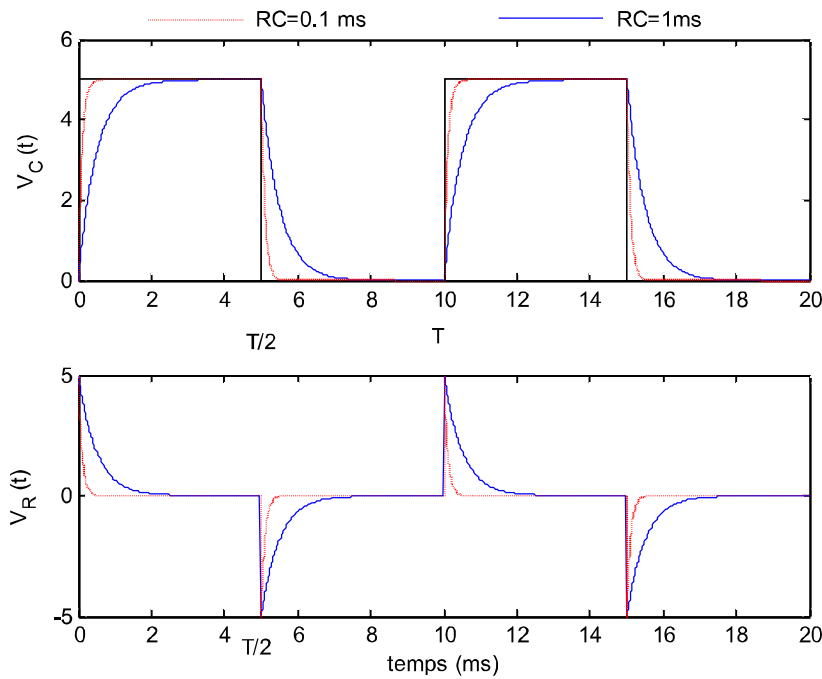


Figure 2.6 Allures de $V_C(t)$ et $V_R(t)$ pour un montage dérivateur

Supposant le condensateur atteint la tension E durant sa charge $\Rightarrow V_C(T/2) = E \cdot$

$$t \in [T/2, T[\Rightarrow e(t) = 0, \text{ alors } V_C(t) = E e^{-\frac{t-0.5T}{RC}} \text{ alors } V_R(t) = e(t) - V_C(t) = E e^{-\frac{t-0.5T}{RC}}$$

$$\Rightarrow V_R(t) = -V_C(t) = -E e^{-\frac{t-0.5T}{RC}}$$

Finalement :

$$V_R(t) = \begin{cases} E e^{-\frac{t}{RC}} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -E e^{-\frac{t-0.5T}{RC}} & \text{si } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.30)$$

Puis que $\frac{de(t)}{dt} = \delta(t) - \delta\left(\frac{T}{2}\right)$ sur l'intervalle $[0, T/2]$

De la figure 2.6 (courbe en rouge), On constate plus $RC \ll T \Rightarrow$ décroissance rapide de $V_R(t)$ et par suite

$$V_R(t) \rightarrow \frac{de(t)}{dt} \text{ et } V_C(t) \rightarrow e(t) \quad (2.31)$$

Donc le circuit CR est un circuit dérivateur à condition que $RC \ll T$

2.5 Régime permanent de la Charge et décharge d'un condensateur

Soit le montage de figure 2.7, la tension appliquée est tension rectangulaire variant entre E_1 et E_2 comme le montre la figure 2.8

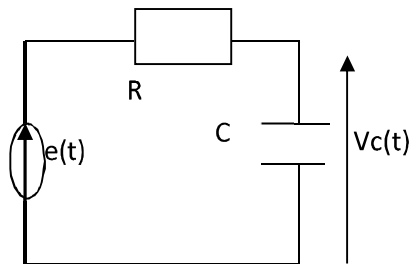


Fig 2.7

L'évolution de la tension de sortie $V_s(t)$ est présenté sur la figure 2.8 où on distingue deux régimes, un régime transitoire caractérisé par une croissance des niveaux de charge et de charge de C.

Un régime permanent caractérisé par la variation de $v_s(t)$ entre deux niveaux fixes V_a et V_b , donc le problème consiste à déterminer les expressions de V_a et V_b en fonction de R , C , E_1 et E_2 ? $\tau = RC$

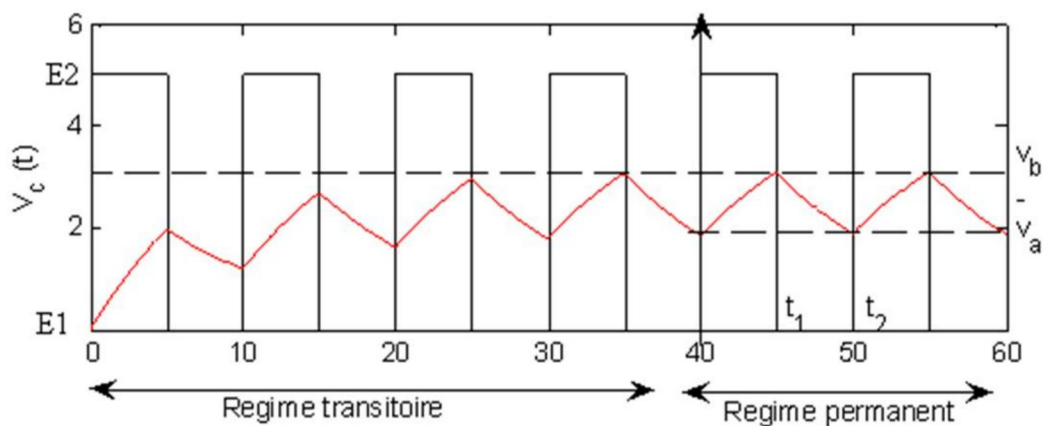


Fig 2.8 Allures de $V_e(t)$ et $V_c(t)$

Durant la charge $V_s(t)$ s'écrit :

$$V_c(t) = E_2 - (E_2 - V_a) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.32)$$

Durant la décharge $V_s(t)$ s'écrit :

$$V_d(t) = E_1 - (E_1 - V_b) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) \quad (2.33)$$

La continuité de $v_s(t)$ aux instants de commutation t_1 et t_2 donne le système suivant :

$$\begin{cases} V_c(t_1) = V_b = E_2 - (E_2 - V_a) \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \\ V_d(t_2) = V_a = E_1 - (E_1 - V_b) \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right) \end{cases} \quad (2.34)$$

En posant $\lambda_1 = \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right)$ et $\lambda_2 = \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right)$, on obtient un système de deux équations à deux inconnus V_a et V_b

$$\begin{cases} V_b - V_a \lambda_1 = E_2(1 - \lambda_1) \\ -V_b \lambda_2 + V_a = E_1(1 - \lambda_2) \end{cases} \quad (2.35)$$

La résolution de ce système donne

$$V_a = \frac{E_1(1-\lambda_2)+E_2(1-\lambda_1)\lambda_2}{1-\lambda_1\lambda_2} \quad (2.36)$$

$$V_b = \frac{E_2(1-\lambda_1)+E_1(1-\lambda_2)\lambda_1}{1-\lambda_1\lambda_2} \quad (2.37)$$

Interprétations des résultats

- ✓ Si t_1 est suffisamment grande ($t_1 > \tau$) $\rightarrow \lambda_1 = \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \rightarrow 0$ ainsi $\rightarrow V_b \rightarrow E_2$ et $V_a = E_1(1 - \lambda_2) + E_2\lambda_2$ Le condensateur a le temps nécessaire pour se charger jusqu'à sa valeur finale E_2
- ✓ Si t_2 est suffisamment grande $\lambda_2 = \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right) \rightarrow 0$ ainsi $\rightarrow V_a \rightarrow E_1$ et $V_b = E_1(1 - \lambda_2) + E_2\lambda_2$.Le condensateur a le temps nécessaire pour se décharger jusqu'à sa valeur finale E_1
- ✓ Si $E_1=0$ et t_1 et $t_2=2t_1 \rightarrow$ le signal d'entrée devient un signal carré, et $\lambda = \lambda_2 = \lambda_1$

dans ce cas v_a et v_b s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E_2\lambda}{1+\lambda} \\ V_b = \frac{E_2}{1+\lambda} \end{cases} \quad (2.38)$$

Cas particulier intégrateur

Si t_1 et t_2 sont très inférieurs à RC

$$\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \rightarrow 1 - \frac{t}{\tau} \text{ et } \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) \rightarrow 1 - \frac{t-t_1}{\tau} \quad (2.39)$$

Alors les tensions de charge et décharge s'écrivent :

$$\begin{cases} V_c(t) = E_2 - (E_2 - V_a) \cdot \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) \\ V_d(t) = E_1 - (E_1 - V_b) \left(1 - \frac{t-t_1}{\tau}\right) \end{cases} \quad (2.40)$$

Donc

$$V_s(t) = \begin{cases} (E_2 - V_a) \frac{t}{\tau} + V_a = a_1 t + b_1 \text{ avec } a_1 > 0 \\ (E_1 - V_b) \frac{t}{\tau} + V_b = a_2 (t - t_1) + b_2 \text{ avec } a_2 < 0 \end{cases} \quad (2.41)$$

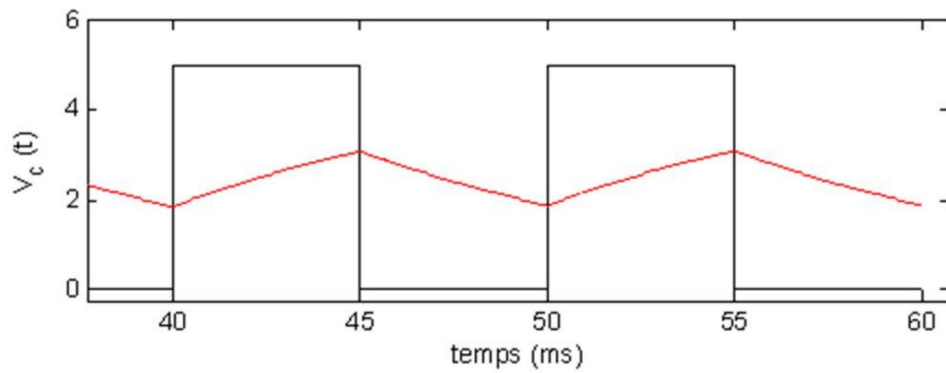


Fig 2.9 Allures de $V_e(t)$ et $V_c(t)$: cas de montage intégrateur

Donc on remarque que $v_s(t)$ qui est représentée sur la figure 2.9 en rouge, est proportionnel à l'intégral de la tension d'entrée $e(t)$.

Exercice N°1

Le circuit RC de la figure 1.1 ($R=1k\Omega$ et $c=1\mu F$) est soumis à une tension d'entrée constante $E=10V$, C étant initialement vide, déterminer l'expression de $V_c(t)$, ainsi que le temps de monté de $v_c(t)$

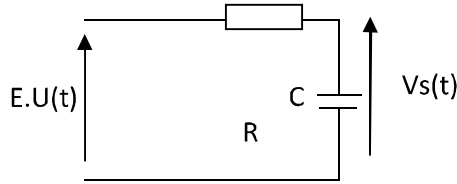


Fig.1.1

Solution

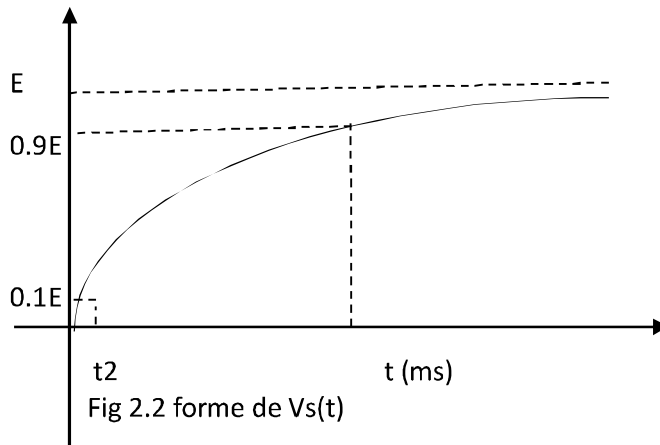
$$t > 0 \rightarrow V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = 0 \rightarrow A = -B$$

$$V_s(\infty) = E = A \rightarrow B = -E$$

$$\text{Il vient : } V_s(t) = E \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right)$$



Le temps de monté est le temps que met le signal pour passer de $0.1 E$ à $0.9 E$

$$x(t_1) = 0.1E \rightarrow E \left(1 - \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)\right) = 0.1E \rightarrow \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right) = 0.9 \rightarrow -\frac{t_1}{\tau} = \ln(0.9) \rightarrow t_1 = 0.10 \tau$$

$$x(t_2) = 0.9 E \rightarrow E \left(1 - \exp\left(-\frac{t_2}{RC}\right)\right) = 0.9E \rightarrow \exp\left(-\frac{t_2}{RC}\right) = 0.1 \rightarrow -\frac{t_2}{\tau} = \ln(0.1) \rightarrow t_2 = 2.30 \tau$$

$$\text{Le temps de montée est } t_m = t_2 - t_1 = (2.30 - 0.10)\tau \rightarrow t_d = 2.2\tau = 2.2ms$$

Exercice N°2 :

On considère les graphes de la figure 2.3 montrant l'évolution des tensions de charge et de décharge de circuits RC, déterminer les expressions de $V_{R1}(t)$ et $V_{c2}(t)$.

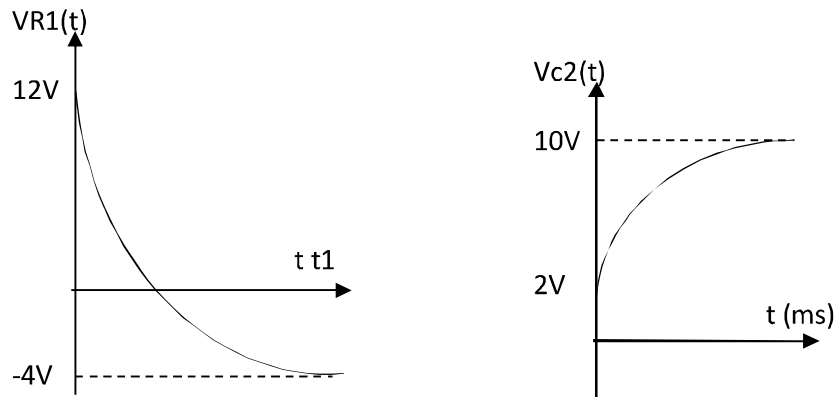


Fig 2.3 formes de signaux de charge et décharge de condensateurs

Solution

✓ $V_{R1}(t)$

$$V_{R1}(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_{R1}(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = 12 \rightarrow A = 12 - B$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = -4 = B$ et par suite $A = 12 - B = 12 - (-4) = 16$

$$\text{Donc } V_{R1}(t) = 16 \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) - 4$$

✓ $V_{c2}(t)$

$$V_{c1}(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_{c1}(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = 2 \rightarrow A = 2 - B$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = 10 = B$ et par suite $A = 2 - 10 = -8$

$$\text{Donc } V_{c1}(t) = -8 \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + 10$$

Exercice N°3 :

Un circuit RC est soumis à une tension d'entrée ayant la forme représentée sur la figure 1.

Tracer les chronogrammes des tensions aux bornes de C et R avec (la constante du temps $RC=1\text{ms}$).

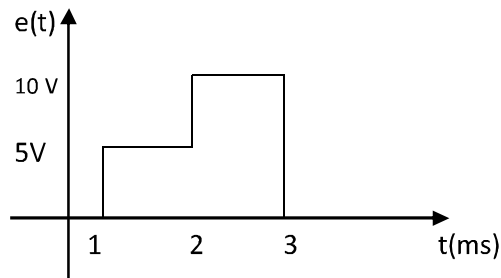


Fig 2.4 forme de tension d'entrée d'un circuit RC

Solution

$$0 < t < 1 \rightarrow e(t) = 0 \rightarrow V_s(t) = 0$$

$$1 < t < 2 \rightarrow$$

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-1}{RC}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(1) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = 0 \rightarrow A = -B$$

$$\text{Lors que } t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = E_1 = B \text{ et par suite } A = -E_1$$

$$\text{Donc } V_s(t) = E_1 \left(1 - \exp\left(-\frac{t-1}{RC}\right)\right)$$

$$\text{à } t=2 \rightarrow V_s(2) = E_1 \left(1 - \exp(-1)\right) = 3.16 \text{ V}$$

$2 < t < 3 \rightarrow V_s(2) = 3.16 \text{ V} = V_0$ est considérée comme charge initiale du condensateur

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-2}{RC}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(2) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = V_0 \rightarrow A = V_0 - B$$

$$\text{Lors que } t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = E_2 = B \text{ et par suite } A = V_0 - E_2$$

$$\text{Donc } V_s(t) = (V_0 - E_2) \cdot \exp\left(-\frac{t-2}{RC}\right) + E_2 = 10 - 6.83 \exp\left(-\frac{t-2}{RC}\right)$$

à $t=3 \rightarrow V_s(3) = 10 - 6.83 \exp(-1) = 7.48V$

$t > 3 \rightarrow V_s(3) = 7.48V = V_0$ est considérée comme charge initiale du condensateur

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-3}{RC}\right) + B$$

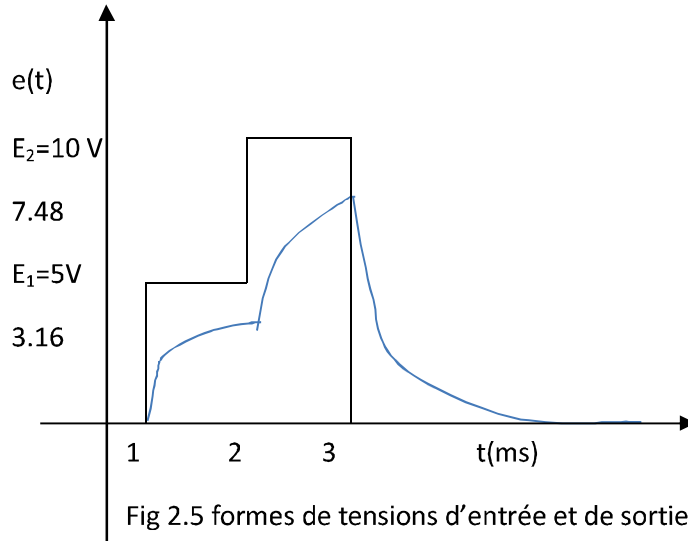


Fig 2.5 formes de tensions d'entrée et de sortie

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(3) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{RC}\right) + B = A + B = V_0 \rightarrow A = V_0 - B$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = 0 = B$ et par suite $A = V_0 = 7.48V$

$$V_s(t) = V_0 \cdot \exp\left(-\frac{t-3}{RC}\right) = 7.48 \exp\left(-\frac{t-3}{RC}\right)$$

Exercice N°4 :

Soit le circuit de la figure 2.6, le condensateur étant initialement déchargé, déterminer l'expression de la tension $V_s(t)$.

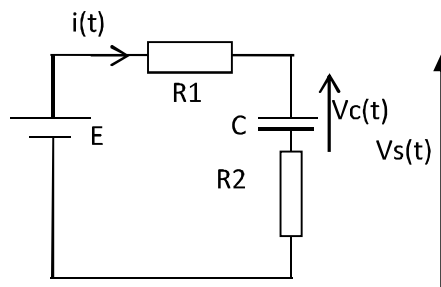


Figure2.6

Solution

$$V_s(t) = R_2 i(t) + V_c(t)$$

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \rightarrow C V_c(t) = \int i(t) dt \rightarrow i(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt}$$

$$E = R_1 i(t) + R_2 i(t) + V_c(t) \rightarrow E = (R_1 + R_2) C \frac{dV_c(t)}{dt} + V_c(t)$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} + \frac{V_c(t)}{(R_1 + R_2)C} = \frac{E}{(R_1 + R_2)C}$$

c'est une équation différentielle dont la solution est de la forme

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right) + B$$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_c(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{(R_1 + R_2)C}\right) + B = A + B = 0 \rightarrow A = -B$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = E_2 = B$ et par suite $A = -E_2$

Donc
$$V_c(t) = -E_2 \cdot \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right) + E_2 = E_2 \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right)\right)$$

$$V_s(t) = R_2 i(t) + V_c(t)$$

$$i(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt} = C \frac{dE_2 \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right)\right)}{dt} = \frac{E_2}{R_1 + R_2} \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right)$$

En remplaçant $i(t)$ et $V_c(t)$ par leurs expressions dans (), il vient

$$V_s(t) = R_2 \frac{E_2}{R_1 + R_2} \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right) + E_2 \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right)\right)$$

Finalement on obtient :

$$V_s(t) = \frac{(2R_2 + R_1)E_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \exp\left(-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}\right)$$

Exercice N°5 :

Soit le circuit de la figure 2.7, le condensateur étant initialement déchargé, déterminer l'expression de la tension $V_s(t)$.

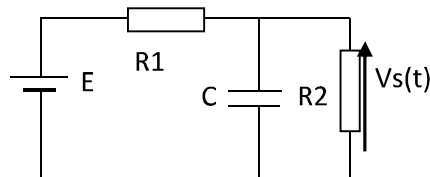


Fig 2.7

Solution

On considère que la charge est aux bornes de c2, En utilisant le théorème de Thevenin, on obtient le circuit équivalent de la figure 2.8

$$V_{th} = \frac{R_2}{R_2+R_2} E \text{ et } R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}$$

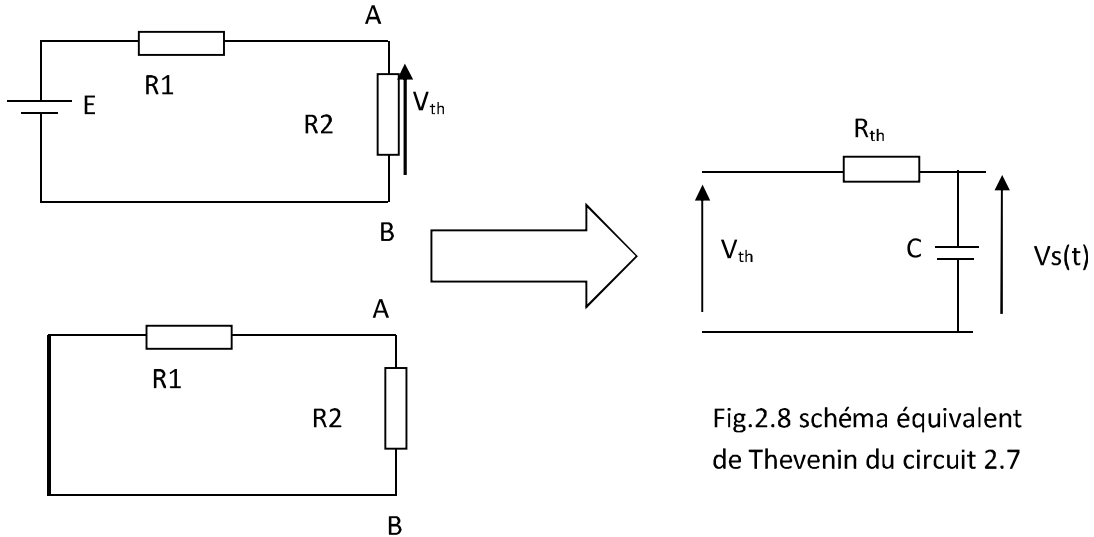


Fig.2.8 schéma équivalent de Thevenin du circuit 2.7

A partir du schéma de la figure 1, on a $V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{(R_{th})C}\right) + B$

Les paramètres A et B sont déterminés à partir des conditions initiales et finales.

$$V_s(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{(R_{th})C}\right) + B = A + B = 0 \rightarrow A = -B$$

Lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(\infty) = E_2 = B$ et par suite $A = -E_2$

$$\text{Donc } V_s(t) = -E_2 \cdot \exp\left(-\frac{t}{R_{th}C}\right) + E_2 = E_2 \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_{th}C}\right)\right)$$

Exercice N°6

Le circuit RC de la figure 2.9 est attaqué par un signal rampe $V_e(t) = \alpha t$, établir l'expression de la tension de sortie en fonction de α , R et C

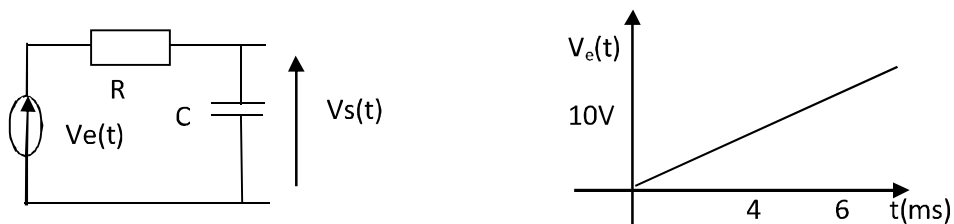


Fig 2.9 circuit RC avec la forme de la tension d'entrée

Solution

De 1 maille du circuit

$$V_e(t) = R i(t) + V_s(t)$$

$$i(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt}$$

En remplaçant (1.1) dans (1.2), on obtient

$$R C \frac{dV_s(t)}{dt} + V_s(t) = V_e(t)$$

En appliquant la transformée de Laplace, et sachant que $L\{V_e(t)\} = L\{\alpha t\} = \frac{\alpha}{p^2}$

Donc

$$V_e(P) = RCpV_s(p) + V_s(P) = (RCp + 1)V_s(P)$$

$$V_s(P) = \frac{\alpha}{P^2(RCp+1)} = \frac{\alpha}{\tau} \frac{1}{P^2\left(p+\frac{1}{\tau}\right)} \text{ avec } \tau = RC$$

En utilisant la méthode des résidus des transformées inverse de Laplace, on obtient:

On peut écrire la fonction F(p) sous la forme

$$V_s(P) = \frac{1}{(p)^2\left(p+\frac{1}{\tau}\right)} = \frac{k_1}{(p)^2} + \frac{k_2}{(p)} + \frac{k_3}{\left(p+\frac{1}{\tau}\right)}$$

$$k_1 = V_s(P) \cdot (p)^2 \Big|_{p=0} = \frac{1}{\left(p+\frac{1}{\tau}\right)} \Big|_{p=0} = \tau$$

$$k_2 = \frac{d}{dp} [V_s(P) \cdot (p)^2] \Big|_{p=0} = \frac{d}{dp} \left[\frac{1}{\left(p+\frac{1}{\tau}\right)} \right] \Big|_{p=0} = -\tau^2$$

$$k_3 = V_s(P) \cdot \left(p+\frac{1}{\tau}\right) \Big|_{p=-\frac{1}{\tau}} = \frac{1}{(p)^2} \Big|_{p=-\frac{1}{\tau}} = \tau^2$$

Donc il vient :

$$V_s(P) = \frac{\tau}{(p+2)^2} - \frac{\tau^2}{(p)} + \frac{\tau^2}{\left(p+\frac{1}{\tau}\right)}$$

Sachant que La transformée inverse de $V_s(P)$ est :

$$V_s(t) = \left(\tau t - \tau^2 + \tau^2 e^{-\frac{t}{\tau}} \right) u(t)$$

Donc finalement

$$V_s(t) = \frac{\alpha}{\tau} F(t) = \alpha t - \alpha \tau + \alpha \tau e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$V_s(t) = \alpha \tau \left(e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{t}{\tau} - 1 \right)$$

Exercice N°7 :

Soit le circuit de la figure 2.10, le condensateur étant initialement déchargé, déterminer l'expression de la tension $V_s(t)$ lors que $V_e(t)=a.t$ (signal triangulaire $a > 0$). $e(t) = at$

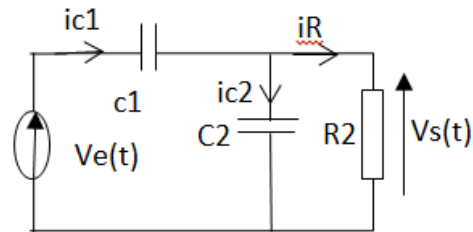


Fig 2.10

Solution

De la maille (1) :

$$e(t) = V_{c1}(t) + V_s(t) \rightarrow V_{c1}(t) = e(t) - V_s(t)$$

La loi des nœuds donne $i_{c1} = i_{c2} + i_R$

$$i_R = \frac{V_s(t)}{R}$$

$$i_{c2} = \frac{C_2 dV_s(t)}{dt}$$

$$i_{c1} = \frac{C_1 d(e(t) - V_s(t))}{dt}$$

En remplaçant les courants

$$\frac{C_1 d(e(t) - V_s(t))}{dt} - \frac{C_2 dV_s(t)}{dt} - \frac{V_s(t)}{R} = 0$$

En remplaçant $e(t)$ par son expression

$$-(C_1 + C_2) \frac{dV_s(t)}{dt} - \frac{V_s(t)}{R} = -C_1 a$$

Qui peut être écrite sous la forme suivante :

$$\frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{V_s(t)}{R(C_1 + C_2)} = \frac{aRC_1}{R(C_1 + C_2)}$$

Méthode 1 solution analytique directe

La solution de cette équation différentielle est de la forme :

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{R(C_1 + C_2)}\right) + B$$

En utilisant les conditions initiales et les conditions aux limites, il vient

$$\begin{cases} V_s(0) = A + B = 0 \rightarrow B = -A \\ V_s(\infty) = A = aRC_1 \end{cases}$$

et par suite

$$V_s(t) = aRC_1 \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R(C_1 + C_2)}\right)\right]$$

Méthode 2 : Méthode de Laplace

$$\frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{V_s(t)}{R(C_1 + C_2)} = \frac{aRC_1}{R(C_1 + C_2)}$$

$$\frac{aRC_1}{p} = (R(C_1 + C_2)p + 1)pV_s(p)$$

Et par suite la tension de sortie s'écrit ;

$$V_s(p) = \frac{aRC_1}{p} \frac{1}{R(C_1 + C_2)p + 1}$$

qui peut être écrite sous la forme suivante

$$V_s(p) = \frac{aRC_1}{R(C_1 + C_2)} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p + 1/(R(C_1 + C_2))} \right]$$

Si on pose $\alpha = \frac{1}{R(C_1 + C_2)}$ et en utilisant la table des transformées inverse de Laplace, on

obtient:

$$L^{-1} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p + \alpha} \right] = ?$$

en utilisant la méthode des résidus

$$\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p + \alpha} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p + \alpha}$$

$$A = \frac{p}{p(p + \alpha)} \Big|_{p=0} = \frac{1}{(p + \alpha)} \Big|_{p=0} = \frac{1}{\alpha}$$

$$B = \frac{(p + \alpha)}{p(p + \alpha)} \Big|_{p=-\alpha} = \frac{1}{p} \Big|_{p=-\alpha} = -\frac{1}{\alpha}$$

et par suite $\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+\alpha} = \frac{1}{\alpha} \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p+\alpha} \right]$

Donc $L^{-1} \left[\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p+1/RC} \right] = L^{-1} \frac{1}{\alpha} \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p+1/RC} \right] = \frac{1}{\alpha} \left[1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right]$

Finalement on trouve:

$$V_s(t) = aRC_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

qui est le même résultat que le calcul analytique développé précédemment dans la méthode 1

Exercice N°8 :

Soit le circuit de la figure 6 le condensateur étant initialement déchargé, la diode D étant idéale

Déterminer l'expression de la tension $v_s(t)$ ainsi que celle aux bornes de $R1$ $e(t)$ est un signal représenté sur la figure suivante. ($E=10V$, $R1=R2=1k\Omega$, $C=1\mu F$).

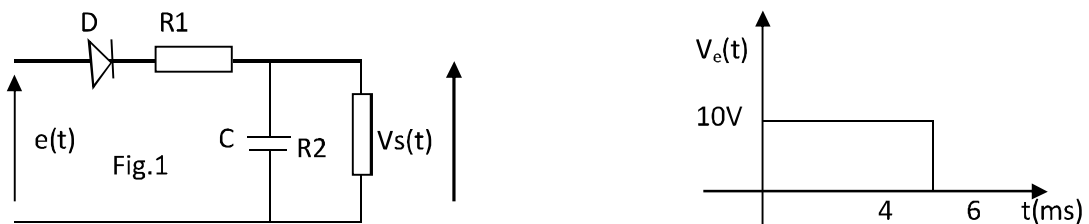


Fig 2.11 circuit avec son signal d'attaque

Solution

$0 < t < 5 \rightarrow e(t) > 0 \rightarrow D$ passante \rightarrow schéma équivalent (voir solution de l'exercice N°3) ce circuit est représenté sur la figure 2.12

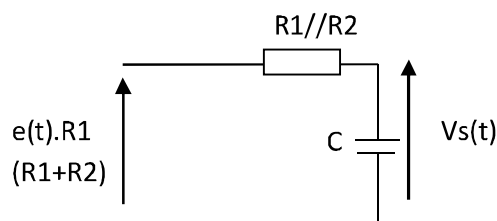


Fig 2.12

$$R_{eq} = R_1 // R_2 = 2.5K\Omega \text{ et } R_{eq}C = 2.5ms$$

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{R_{eq}C}\right) + B$$

$$V_s(0) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{R_{eq}C}\right) + B = A + B = 2 \text{ et Lors que } t \rightarrow \infty \Rightarrow V_s(t) = \frac{E R_1}{R_1 + R_2} = B = 5$$

$$A = 2 - B = 2 - \frac{E R_1}{R_1 + R_2} = -3$$

$$V_s(t) = -3 \cdot \exp\left(-\frac{t}{R_{eq}C}\right) + 5 \text{ et que } V_s(5) = -3 \cdot \exp\left(-\frac{5}{R_{eq}C}\right) + 5 = 4.59V$$

$t > 5 \rightarrow e(t)=0 \rightarrow D$ bloquée \rightarrow décharge du condensateur à travers R_2

$$V_s(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-5}{R_2C}\right) + B$$

$$V_s(t-5) = A \cdot \exp\left(-\frac{0}{R_2C}\right) + B = 4.59 \text{ et d'autre part } V_s(\infty) = B = 0$$

$$\text{Et par suite } V_s(t) = 4.59 \cdot \exp\left(-\frac{t-5}{R_2C}\right)$$

La constante de décharge est de $\tau_d=5ms$, le condensateur se décharge complètement pendant $5\tau_d$,

Les tensions d'entrée et de sorties sont représentées dans la figure 2.13

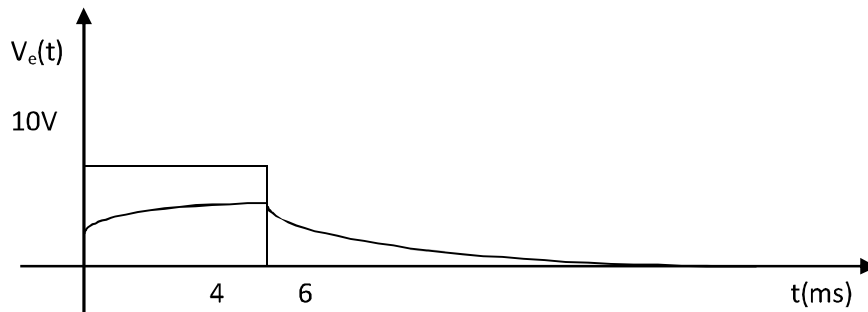


Fig 2.12 formes des tensions d'entrée et de sortie

Exercice N°9

On considère le circuit de la figure 1 où $e(t)$ est un signal carré (0, E) de période T, tracer l'allure de $V_R(t)$ pour $RC=T/2$, $RC \ll T$, que fait ce montage ? Justifier ce résultat théoriquement.

Solution

$t \in [0 , T/2] \Rightarrow e(t) = E \Rightarrow$ La capacité transmet le front puis se charge vers E avec la constante de temps RC.

$$V_c(t) = E \cdot \left(1 - e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}\right)$$

$$V_R(t) = e(t) - V_c(t) = E - E \cdot \left(1 - e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}\right) = E e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}$$

$$V_R(t) = E e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}$$

Supposant le condensateur atteint la tension E durant sa charge $\Rightarrow V_c(T/2) = E$.

$$t \in [T/2, T[\Rightarrow e(t) = 0, \text{ alors } V_c(t) = E e^{\left(-\frac{t-0.5T}{RC}\right)} \text{ alors } V_R(t) = e(t) - V_c(t) = -E e^{\left(-\frac{t-0.5T}{RC}\right)}$$

$$\Rightarrow V_R(t) = -V_c(t) = -E e^{\left(-\frac{t-0.5T}{RC}\right)}$$

Finalement :

$$V_R(t) = \begin{cases} E e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -E e^{\left(-\frac{t-0.5T}{RC}\right)} & \text{si } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}$$

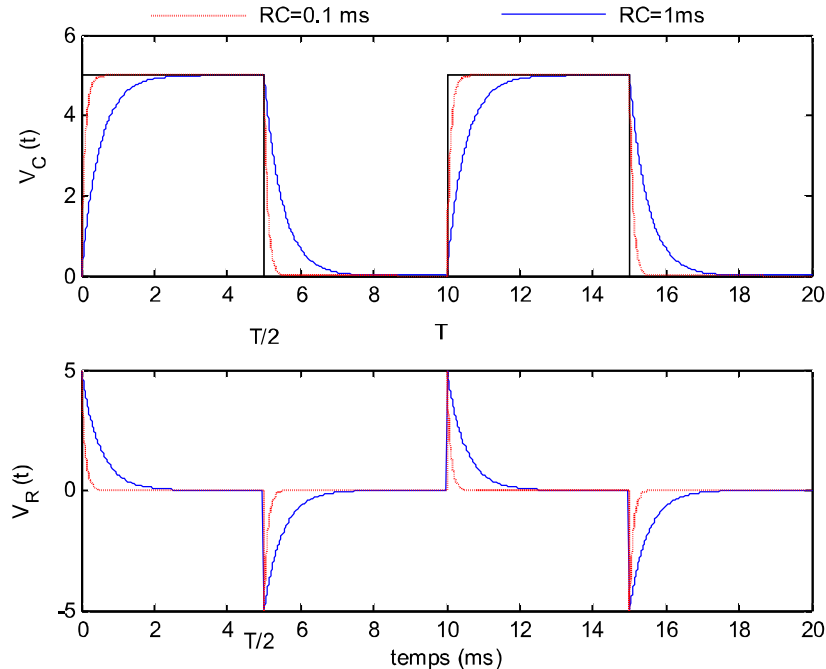


Fig 2.13 formes des tensions d'entrée et de sortie du circuit RC

Puis que $\frac{de(t)}{dt} = \delta(t) - \delta\left(\frac{T}{2}\right)$ sur l'intervalle $[0, T/2]$

De la figure 2.13 (courbe en rouge), On constate plus $RC \ll T \Rightarrow$ décroissance rapide de $V_R(t)$ et par suite

$$V_R(t) \rightarrow \frac{de(t)}{dt} \text{ et } V_C(t) \rightarrow e(t)$$

Donc le circuit CR est un circuit dérivateur à condition que $RC \ll T$.

Exercice N°10 (sans solution)

On considère le circuit de la figure 2.14, alimenté par la source de tension $V_e(t)$ qui est représentée sur la figure 6. On donne $R_2=500\Omega$, $R_1=R_3=1K\Omega$, et $C=1\mu F$,

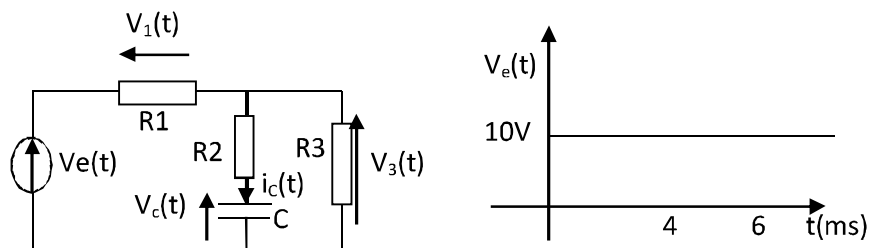


Fig 2.14 circuit et son signal d'attaque

- Déterminer le générateur de Thevenin (E_{th} , R_{th}) vu par la capacité C
- Déterminer l'expression de la tension $V_c(t)$ aux bornes de C et de son courant $i_c(t)$
- En déduire les expressions des autres tensions $V_3(t)$ et $V_1(t)$
- Tracer les courbes représentatives des différentes tensions.

3.1 Diodes

3.1.1 Définition et symbole

La diode est une jonction PN, considérée comme un dipôle à semi-conducteur, ses 2 bornes sont repérées anode « A » et cathode « K ». (Voir figure3.1)

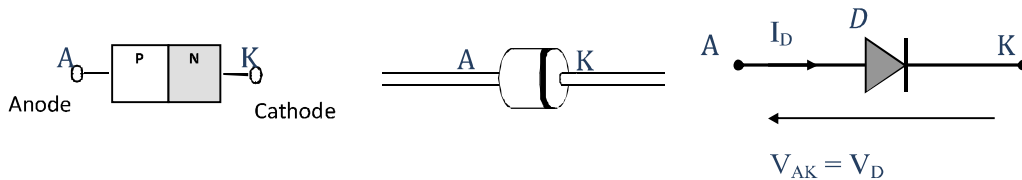


Fig 3.1 diode constitution et symbole

3.1.2 Caractéristiques de la diode

La caractéristique $i_d = f(v_d)$ d'une diode est donnée par la relation suivante :

$$i_d = i_s \left(e^{\frac{e v_d}{k T}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

Avec: $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J, K constante de Boltzman

$e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ coulomb, T temperature en Kelvin,

I_s courant de saturation en (A)

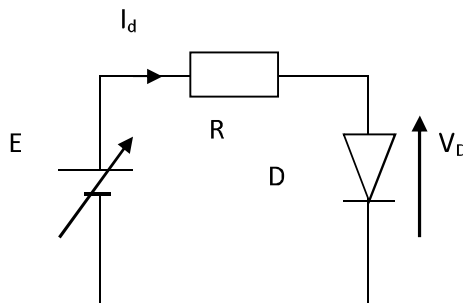


Fig 3.2 circuit de polarisation d'une diode en directe

Cette caractéristique peut être obtenue expérimentalement en utilisant le circuit de la figure 3.3 en cas de polarisation directe, pour la caractéristique inverse, on inverse les pôles du générateur E.

** la caractéristique directe, la diode commence à conduire lors que la tension est supérieure à la tension de seuil V_0 , et I_d augmente exponentiellement avec V_d .

** dans la caractéristique inverse, passage d'un très faible courant dit courant de saturation (10^{-7} A) qui peut être considéré comme courant nul.

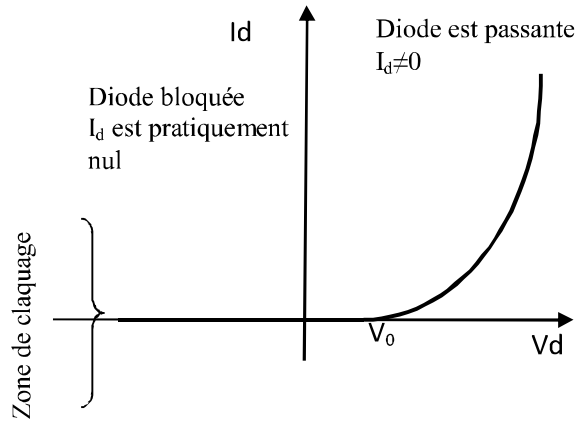


Fig 3.3 Caractéristique directe et inverse d'une diode

**la zone de claquage : dans ce cas où la tension inverse dépasse la tension limite donnée par le constructeur, apparait un phénomène de claquage par effet avalanche qui induit un courant très élevé qui détruit la diode (phénomène destructif non réversible).

3.1.3 Modèle équivalent d'une diode

Comme le montre la figure 3.4, Le point de fonctionnement est l'intersection de la caractéristique directe avec la droite de charge $i_D = \frac{E}{R+r_D} - \frac{V_D}{R+r_D}$ issue de la loi de maille du circuit de polarisation de la diode.

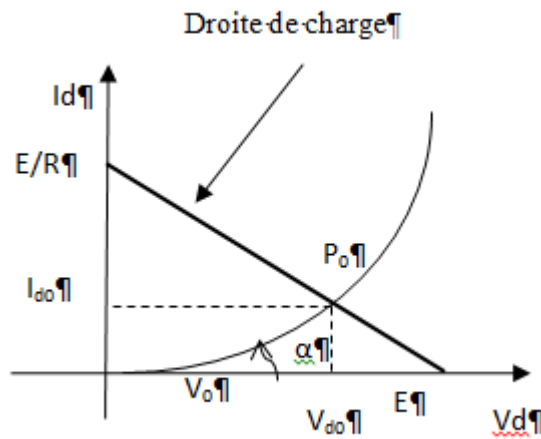


Fig 3.4 Caractéristique directe d'une diode avec droite de charge

On définit la résistance dynamique comme résistance variable qui dépend de la position du point de fonctionnement (intersection de la droite de charge avec la caractéristique directe de la diode.

$$r_D = \frac{\Delta V_D}{\Delta i_D} = \frac{1}{tg(\alpha)} \text{ avec } tg(\alpha) = \frac{\Delta i_D}{\Delta V_D} \tag{3.2}$$

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta V_D} = \frac{d(i_D)}{d(V_D)} = \frac{d\left[i_s \left(e^{\frac{eV_D}{kT}} - 1 \right)\right]}{d(V_D)} = \frac{e}{kT} i_s e^{\frac{eV_D}{kT}} = \frac{e}{kT} [i_D + i_s] \quad (3.3)$$

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta V_D} = \frac{e}{kT} [i_D] \quad (3.4)$$

avec $\frac{kT}{e} = 26mV$ pour $T = 25^{\circ}C$

$r_D = \frac{V_T}{i_D} = \frac{26mV}{i_D}$ es la résistance dynamique pour chaque valeur de i_D . En polarisation inverse à $i_D = -1\mu A$ et $V_D = -10V \Rightarrow r_D = \frac{V_D}{i_D} = \frac{10}{1.10^{-6}} = 10^5 \Omega$ (tres grande resistance $r_D \simeq \infty$),

En polarisation directe trois possibles approximations de la diode sont présentées dans la figure 3.5

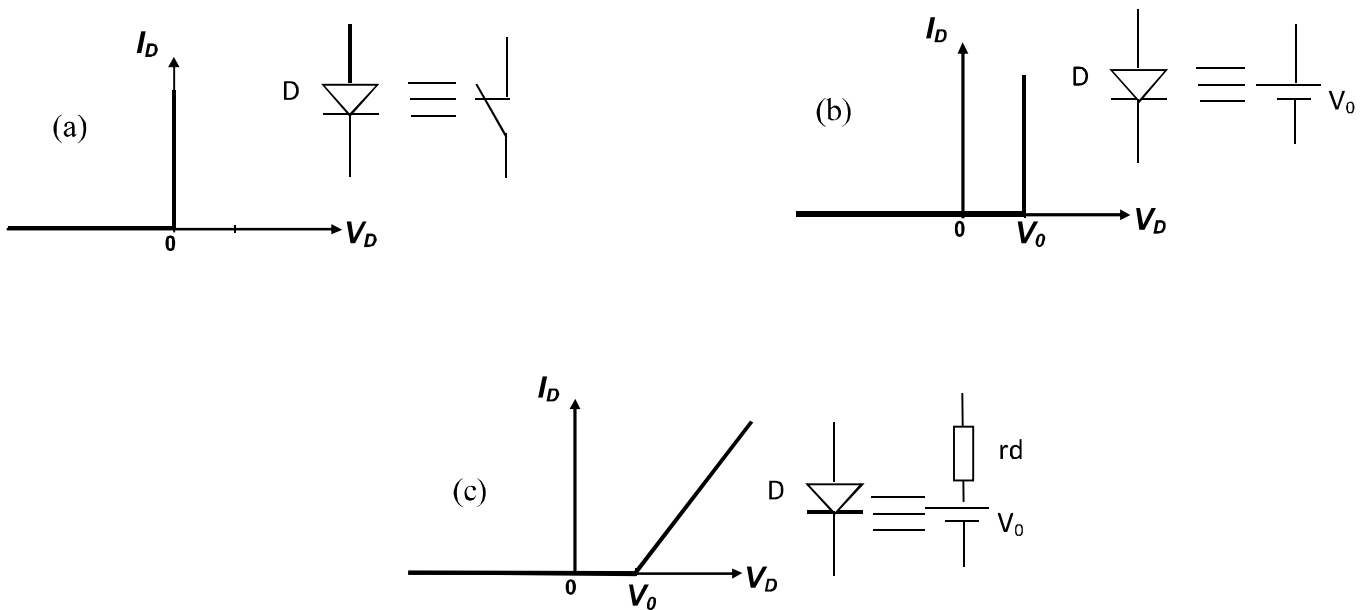


Fig 3.5 modelés électriques d'une diode

- (a) diode idéale $r_d=0$ et $V_0=0$
- (b) $r_d=0$ et $V_0 \neq 0$
- (c) $r_d \neq 0$ et $V_0 \neq 0$

Le choix de l'approximation dépend des valeurs des tensions présentes dans le circuit, ainsi que les courants circulants dans le circuit comparés aux courant et tension I_d et V_0 .

3.1.4 Diodes en commutation

Considérons une diode alimentée par un signal carré (-E, +E) fréquence f, pour des fréquences élevées, le courant diminue en amplitude suivi d'un déphasage avec la tension. Ce

phénomène, est dû à la présence d'une capacité dite capacité de diffusion en parallèle avec r_d , l'évolution du courant et la tension d'une diode lors du passage de l'état ON à l'état OFF est représentée sur la figure 3.6.

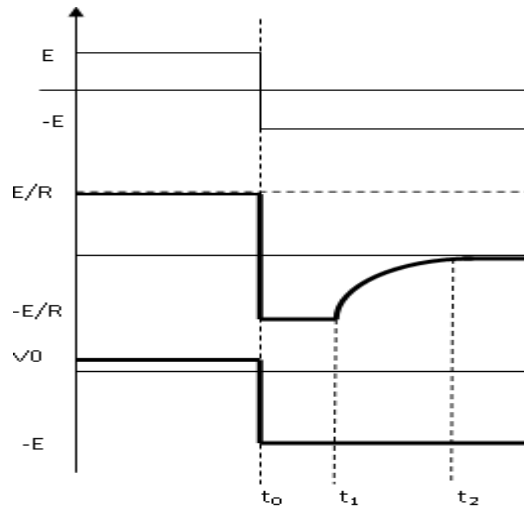


Fig 3.6 Evolution du courant et la tension d'une diode lors du passage de l'état ON à l'état OFF

Avant l'instant $t < t_0$, la diode est polarisée en direct, le courant $I_D = \frac{E}{R}$ est produit par des trous qui diffusent du côté P vers le côté N et des électrons qui diffusent du côté N vers le côté P. Il se produit un excès de porteurs minoritaires.

A $t=t_0$ $V_E(t)=-E$, les charges stockées devront diffuser dans le sens inverse un courant inverse de même intensité que I_D circule pendant un court instant, qui a pour effet d'extraire les charges stockées et demeure sensiblement constant jusqu'à t_1 puis décroît rapidement pour atteindre le courant de saturation I_s à l'instant t_2 et la diode devient bloquée et $V_d=-E$.

$t_s=t_1-t_0$ représente le temps de stockage

$t_{tr}=t_2-t_1$ est le temps de transition

$T_{off}=t_s+t_{tr}$ est le temps de recouvrement

Pour les diodes utilisées en commutation

$$10^{-9} \text{ s} < T_{off} < 10^{-6} \text{ s}$$

En pratique le temps de passage de la diode de l'état bloquée à l'état passant est très faible comparé à celui du passage de la diode de l'état passant à l'état bloqué. Et par suite la

fréquence limite d'utilisation d'une diode est $f > \frac{1}{T_{off}}$.

Le tableau ci-dessous regroupe les paramètres principaux de quelque diode à usage générales ainsi que celles utilisées en commutation.

10-71									
DIODES DE SIGNAL ET DE COMMUTATION									
Utilisation	Type	V_R (V)	I_F (mA)	I_{FRM} (mA)	t_{rr} (ns)	C_d (pF)	V_F à I_F (V)	I_F (mA)	I_{FSM} (A1μs)
Usage général	BA318	50	100	225	4	2	1,1	100	2
	BAX18	75	500	2 000	50	25	1,1	400	6
	1N914	75	75	225	4	4	1,0	10	0,5
	1N914A	75	75	225	4	4	1,0	20	0,5
	1N916	75	75	225	4	2	1,0	10	0,5
Avalanche	BAS11	300	350	2 000	1 000	10	1,1	300	4
Usage général et commutation rapide	BAW62	75	100	450	4	2	1	100	2
	1N4148	75	150	450	4	4	1	10	2
	1N4151	50	200	450	2	2	1	50	2
	1N4446	75	200	450	4	4	1	20	2
	1N4448	75	200	450	4	4	1	100	2
	1N4449	75	200	450	4	2	1	30	2

3.2 Transistor bipolaire en commutation

Dans un transistor utilisé comme commutateur, la section émetteur collecteur est utilisée comme contact et la section base émetteur représente le circuit de commande. Le transistor en conduction correspond au commutateur fermé, le transistor bloqué au commutateur ouvert.

On considère le montage de la figure 3.7 ainsi que la caractéristique de sortie du transistor.

$$\text{De la maille (I) } V_B = R_B I_B + V_{BE} \tag{3.5}$$

$$\text{de la maille (II) } V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \text{ et } I_C = \beta I_B \tag{3.6}$$

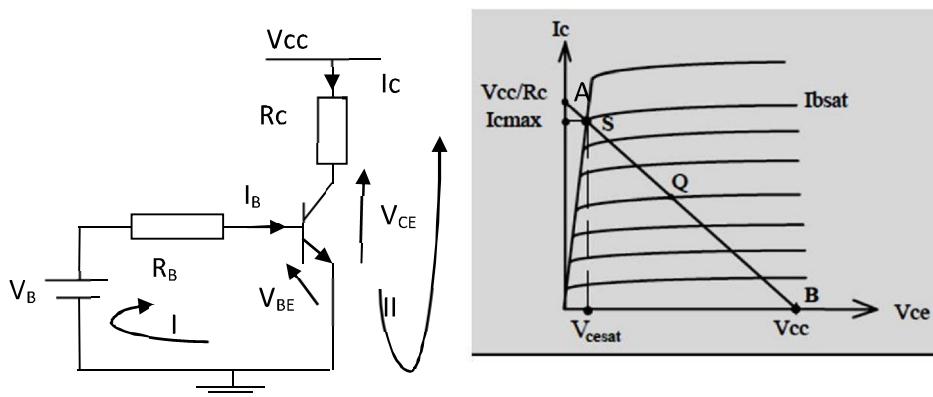


Fig 3.7 circuit de polarisation et caractéristique de sortie d'un transistor bipolaire

Le point de fonctionnement du transistor se déplace sur la droite de charge de B vers A ou de B vers A par le control du courant I_B comme le montre la figure 3.7 ou on distingue trois zones:

- ✓ aux alentours du point Q → le transistor fonctionne en régime d'amplification
- ✓ au point A → le transistor fonctionne en régime commutation (saturé)
- ✓ au point AB → le transistor fonctionne en régime commutation (bloqué)

3.2.1 Transistor bloqué

Transistor bloqué → le point de fonctionnement est situé au point B

$$(I_c = 0, V_{CE} = V_{CC}) \rightarrow I_B = 0 \rightarrow V_B \leq 0$$

$V_B \leq 0$ est la condition de blocage du transistor. Un transistor bloqué est équivalent à un interrupteur ouvert figure (3.8)

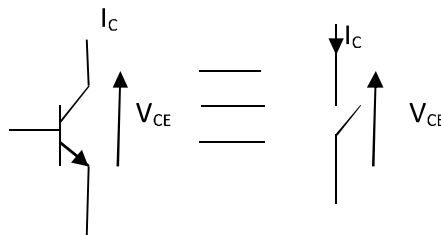


Fig 3.8 Schéma électrique équivalent d'un transistor bloqué

3.2.2 Transistor saturé

Si $I_B \nearrow \Rightarrow I_c \nearrow \Rightarrow R_c I_c \nearrow \Rightarrow V_{CE} \searrow$ jusqu' a $V_{CE} \rightarrow V_{CEsat} \Rightarrow I_c \rightarrow \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_c}$ alors le point de fonctionnement se déplace du point B au point S de coordonnées

$$\left(I_c = I_{csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_c}, V_{CE} = V_{CEsat} \right)$$

Le transistor T devient saturé : $I_B \nearrow \Rightarrow I_c = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_c} = \text{constante}$ et par suite $I_c \neq \beta I_B$

Pour un transistor réel $V_{CEsat} = 0.3V$ pour un transistor idéal la tension V_{CEsat} peut être négligée devant les autres tensions et par suite on considère que $V_{CEsat} = 0$, ainsi les

$$\text{coordonnées du point A } \left(I_{csat} = \frac{V_{CC}}{R_c}, V_{CE} = 0 \right)$$

Un transistor bloqué est équivalent à un interrupteur fermé (voir figure 3.9)

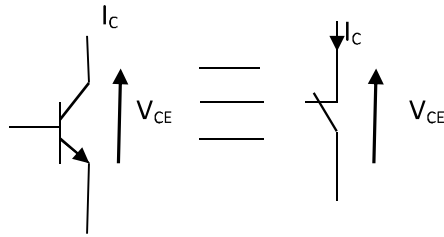


Fig 3.9 Schéma électrique équivalent d'un transistor bloqué

Condition de saturation:

La condition de saturation d'un transistor est que $I_B > I_{Bsat}$

$I_{Bsat} = \frac{I_{csat}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_c}$ et $I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B}$ la condition de saturation est :

$I_B > \eta I_{Bsat}$ avec η es un coefficient de saturation (η de 1.5 à 2)

$\frac{V_B - V_{BE}}{R_B} > \eta \frac{V_{CC}}{\beta R_c}$ est la condition de saturation du transistor T,

Si de plus on néglige V_{BE} , la condition de saturation s'écrit : $\frac{V_B}{R_B} > \eta \frac{V_{CC}}{\beta R_c}$

3.2.3 Caractéristiques d'un transistor bipolaire en commutation

Si dans le montage de polarisation précédent de la figure 3.7, la tension de commande V_B est

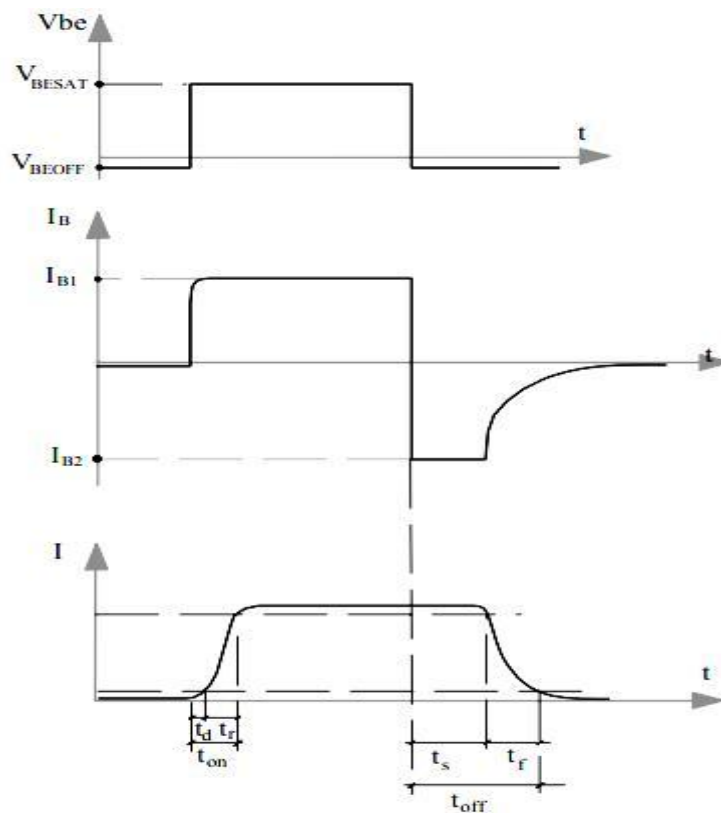


Fig 3.10 Evolution du courant et la tension d'un transistor lors du passage de l'état ON à l'état OFF

un signal carré (-E, E) de fréquence f les courants I_B et I_C et la tension V_{BE} sont représentés dans la figure 3.10, les différents temps caractéristiques de la commutation du transistor sont spécifiés dans ce qui suit :

temps de fermeture

t_d : temps de retard (delay time): temps de passage de 0 à 10% de I_{max} (temps faible)

t_r : temps de montée (rise time): temps de passage de 10 à 90% de I_{max} (temps faible)

t_{on} : temps de fermeture ou de conduction est $t_{on} = t_d + t_r$

temps d'ouverture

t_s : temps de stockage (storage)

t_f : temps de chute (fall)

t_{off} : temps de blocage

Quand le transistor est saturé, un grand nombre de porteurs de charge est accumulé dans la base du transistor d'une manière similaire à celle d'une jonction PN, Au moment le transistor devient bloqué ($V_{BE} \leq 0$), ces porteurs stockés revenir à leurs positions initiales donnant naissance à un courant I_B important dans le sens opposé pendant un temps important comparé à celui de la fermeture.

Remarque :

Les temps de commutation t_{on} et t_{off} augmentent avec le niveau de saturation η ainsi que la température T. et diminue avec la tension Vcc et le rapport $\frac{I_{BS}}{I_{BB}}$ avec I_{BS} courant de saturation et $I_{BB} < 0$ courant de blocage

3.2.4 Amélioration de la commutation

Le circuit doit être attaqué par une tension d'entrée e(t) (E,-E), E pour la fermeture et -E pour l'ouverture pour créer un courant d'évacuation de la base du transistor.

Lorsque la tension d'entrée e(t) (E,0), une autre alternative est utilisée, elle consiste à ajouter un condensateur C_B est dite capacité accélératrice qui a pour rôle de créer des courant de pointe positif et négatif afin d'accélérer le processus de commutations (blocage et saturation), ces phénomènes de commutation sont bien illustrés sur la figure 9.11

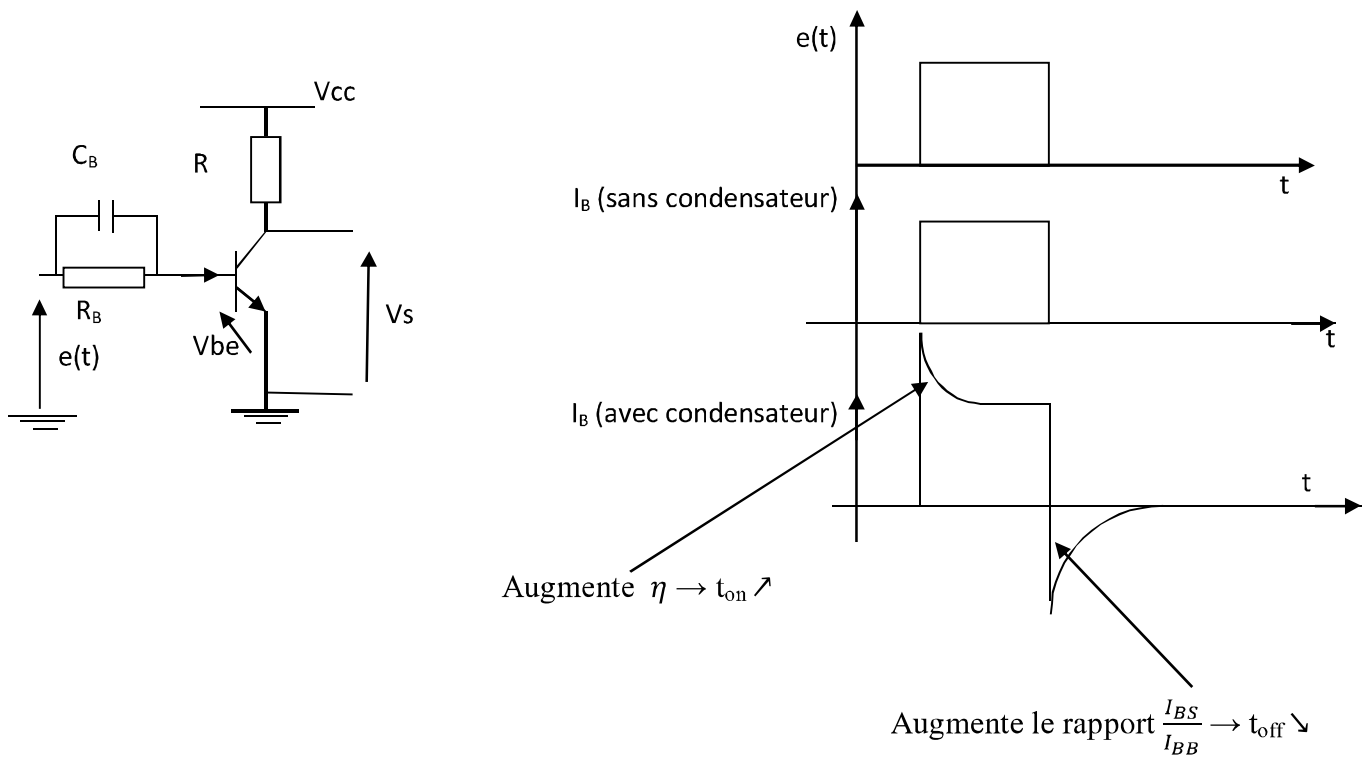


Fig 3.11 circuit de polarisation avec capacité accélératrice, courant i_b avec et sans capacité accélératrice

Exercice N°1

On considère le montage de la figure 3.1, la diode D est caractérisée par $V_0=0.7V$ et $r_d=0$, $E=10V$, $R_1=500\Omega$ et $R_2=500\Omega$

a) quelle est l'état de la diode, calculer le courant qui passe dans la diode

b) refaire la partie avec $R_1=1k$ et $R_2=40\Omega$

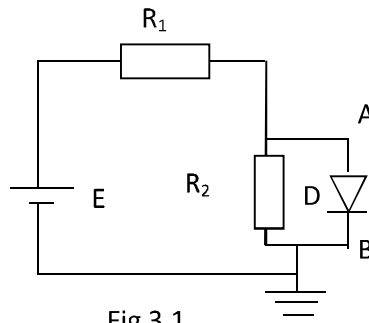


Fig 3.1

Solution

a) En utilisant le théorème de Thevenin le circuit de la figure 3.1 est équivalent au circuit de la figure 3.2

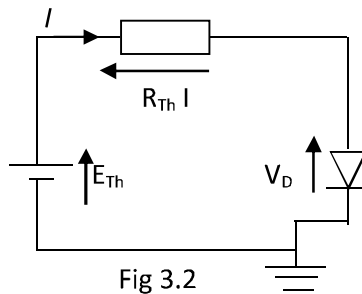


Fig 3.2

Avec $E_{TH} = \frac{R_2 E}{R_1 + R_2} = \frac{500 \times 10}{1000} = 5V$ et $R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{500 \cdot 500}{1000} = 250 \Omega$

de ce circuit $E_{TH} > 0.7V \rightarrow$ la diode est passante et par suite $I = \frac{E_{Th} - V_0}{R_{Th}} = \frac{5 - 0.7}{250} = 17.2mA$

b) $R_1=1k$ et $R_2=40\Omega$

$E_{TH} = \frac{R_2 E}{R_1 + R_2} = \frac{40 \times 10}{1040} = 0.4V$ et $R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{40 \cdot 1000}{1040} = 38.5 \Omega$

de ce circuit $E_{TH} < 0.7V \rightarrow$ la diode est bloquée et par suite le courant I est nul.

Exercice N°2

On considère le montage à diode de la figure 3.3, $V_{cc}=5V$, les tensions V_a et V_b peuvent prendre les valeurs 0V ou 5 V. les diodes sont idéales.

Déterminer la tension de sortie dans tous les cas possible de V_a et V_b , que fait ce montage ?

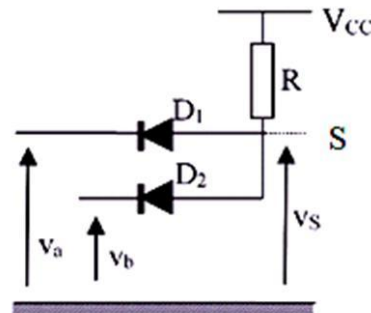


Fig 3.3

Solution

de la maille de sortie, On a $V_{cc} = Ri + V_s$

$V_a=0$ et $V_b=0 \rightarrow D1$ et $D2$ sont passantes \rightarrow cathodes des deux diodes sont reliées à la masse $\rightarrow S$ est relié à la masse $\rightarrow V_s=0V$

$\begin{cases} V_a = 5V \rightarrow D1 \text{ est bloquée} \\ V_b = 0V \rightarrow D2 \text{ est passante} \end{cases} \rightarrow S \text{ est relié à la masse} \rightarrow V_s=0V$

$\begin{cases} V_b = 5V \rightarrow D2 \text{ est bloquée} \\ V_a = 0V \rightarrow D1 \text{ est passante} \end{cases} \rightarrow S \text{ est relié à la masse} \rightarrow V_s=0V$

$\begin{cases} V_b = 5V \rightarrow D2 \text{ est bloquée} \\ V_a = 5V \rightarrow D1 \text{ est bloquée} \end{cases} \rightarrow i=0 \rightarrow V_s=V_{cc}=5V$

Lors que V_a et V_b sont simultanément égales à 5 V alors la tension de sortie $V_s=V_{cc}$ donc la fonction réalisée par ce montage est une porte logique "et" "AND"

le résultat peut être résumé dans la table de vérité suivante:

V_a	V_b	V_s
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

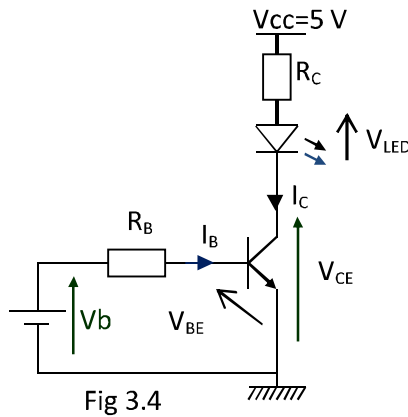
Exercice N°3

Le transistor dans le montage de la Figure 3.4, est caractérisé par $V_{CEsat}=0V$, $V_{BEsat}=0.7V$ et $\beta_{min}=70$, la LED présente une tension $V_F=1.8V$ lorsqu'elle émet de la lumière.

La tension de commande est une tension carrée (0 et 5V)

Sachant que le courant dans la LED est de 10mA lors que le transistor est saturé calculer R_C .

Déterminer la valeur de R_B qui permet de saturer de manière certaine le transistor (on prend le coefficient de saturation supérieur ou égale à 2).



Solution

De la maille de sortie, on a $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_{LED}$

Lors que le transistor est saturé ; $V_{CE} = V_{CEsat} = 0V$ et $I_{csat} = 10mA$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{LED}}{I_{csat}} = \frac{5 - 1.8}{10 \cdot 10^{-3}} = k20 \Omega$$

$R_B = ?$ pour avoir T saturé, la condition de saturation est $I_B = \eta I_{Bsat}$

$$I_{Bsat} = \frac{I_{csat}}{\beta_{min}} = \frac{10}{70} = 0.1428 mA$$

$$I_B = \eta I_{Bsat} = 2 \times 0.1428 = 0.2856 mA$$

De la maille d'entrée

$$V_b = R_B I_B + V_{BE} \rightarrow R_B = \frac{V_b - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - 0.7}{0.2856 \cdot 10^{-3}} = 15.05 k\Omega$$

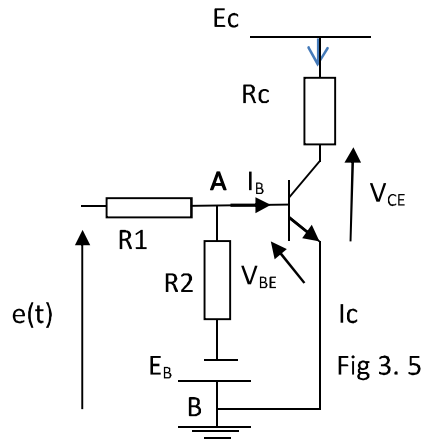
Donc $R_B = 15.05 k\Omega$

Exercice N°4

Soit le montage à transistor figure 3.5, le signal d'entrée est une impulsion rectangulaire de durée ΔT et d'amplitude E Déterminer les variations de I_B , I_C , V_{BE} , V_{CE} en fonction du temps

On donne $E = E_B = E_C = 10V$, $R_1 = 20K\Omega$, $R_2 = 100 K\Omega$, $R_C = 500\Omega$, $\beta_{min} = 50$

A l'état bloqué $V_{BE} = 0V$, $I_B = I_C = 0$ et à l'état saturé $V_{BEsat} = 0.7V$, $V_{CEsat} = 0.3V$



Solution

On considère le transistor comme charge et on applique le théorème de Thevenin entre les points A et B

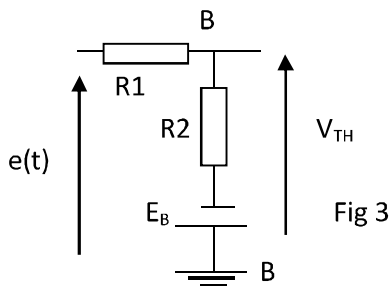


Schéma de calcul de E_{TH}

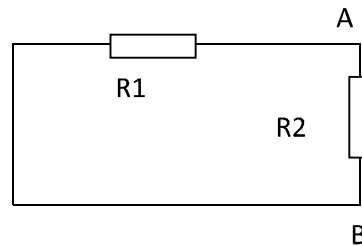


Schéma de calcul de R_{TH}

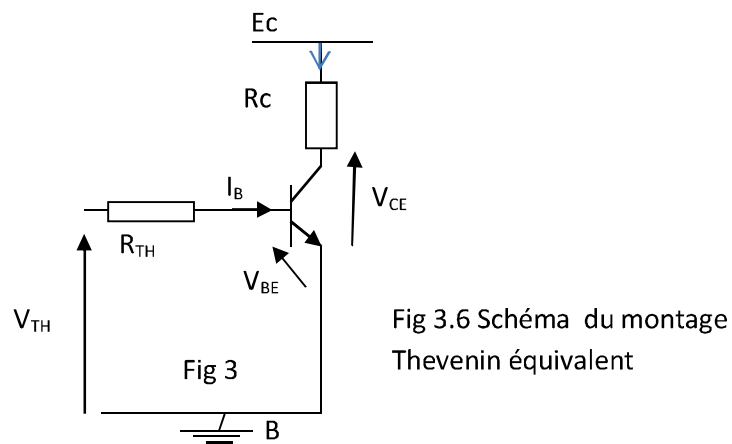


Fig 3.6 Schéma du montage Thevenin équivalent

Expression de V_{TH} et R_{TH}

$$V_{TH} = \frac{R_2 e(t) - R_1 E_B}{R_1 + R_2} \text{ et } R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{20 \cdot 100}{120} = 16.66 \text{ k}\Omega$$

Si $e(t)=0 \rightarrow V_{TH} = \frac{-R_1 E_B}{R_1 + R_2} = -\frac{20 \times 10}{120} = -1.6 \text{ V} \rightarrow T \text{ est bloqué} \rightarrow I_B = 0 \rightarrow I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = E_C$

Si $e(t)=10 \text{ V} \rightarrow V_{TH} = \frac{R_2 e(t) - R_1 E_B}{R_1 + R_2} = \frac{100 \times 10 - 10 \times 20}{120} = 6.66 \text{ V}$

$V_{TH} > 0 \rightarrow T \text{ est passant} \rightarrow I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} = \frac{6.66 - 0.7}{16.66 \text{ k}\Omega} = 0.35 \text{ mA}$

Calcul du courant I_C , de la maille de sortie $E_C = R_C I_C + V_{CEsat}$, il vient

$$I_C = \frac{E_C - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{10 - 0.3}{500} = 19.4 \text{ mA}$$

Remarque importante: puis que le transistor est saturé le courant I_C ne peut être calculé par la formule

$I_C = \beta_{min} I_B = 50 \times 0.35 = 17.5 \text{ mA}$ (cette valeur est fausse).

4.1 Définition

Les circuits de mise en forme d'un signal sont des circuits dont le rôle est d'adapter un signal en forme ou allure avec le circuit électronique qu'il va attaquer. Parmi les circuits de mise en forme, on citera les écrêteurs, les comparateurs et les trigger de Schmitt.

4.2. L'écrêtage :

Les circuits **écrêteurs** (appelés aussi **Limiteurs**) ont pour but de modifier la forme d'un signal alternatif en supprimant une partie ou la totalité positive ou négative de ce dernier. Ils permettent par exemple d'obtenir une tension carrée à partir d'une onde sinusoïdale. Il existe une grande variété de circuit écrêteurs à diodes et diodes Zener, dans ce qui suit, nous allons étudier les circuits les plus utilisés.

4.2.1. Ecrêteurs à diodes :

Les écrêteurs utilisant des diodes peuvent être classés en trois catégories selon la partie positive, négative ou les deux parties positive et négative supprimées du signal, donc on parle respectivement d' écrêteurs négatifs, d' écrêteurs positifs ou d' écrêteurs mixtes.

Une autre classification basée sur la position de la diode dans le circuit, donc on parle:

d'ecreteurs série ou parallèle. Dans ce qui suit nous allons adopter la deuxième classification.

4.2.1.1 Ecrêteurs à diode en série:

Dans ce type de circuit la diode est placée entre la source de tension d'entrée et charge, l'exemple du circuit de la figure 4.1 illustre bien ce concept.

La diode est considérée telle que ($V_0 \neq 0$ et $r_d = 0$)

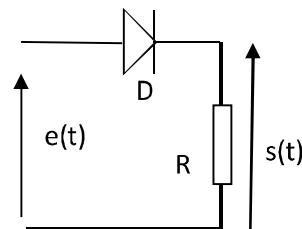


figure 4.1 circuit écrêteur à diode en série

$$t_1 \leq t \leq t_2 \rightarrow e(t) \geq V_0 \rightarrow D \text{ est pasante} \rightarrow s(t) = e(t) - V_0 \quad (4.1)$$

$$t \notin [t_1, t_2] \rightarrow e(t) < V_0 \rightarrow D \text{ est bloquée} \rightarrow (i = 0) \rightarrow s(t) = Ri = 0 \quad (4.2)$$

Les tensions d'entrée et de sortie sont représentées dans la figure 4.2, où on constate que l'alternance négative est complètement supprimée, ce circuit est appelé aussi redresseur mono-alternance ou écrêteur négatif

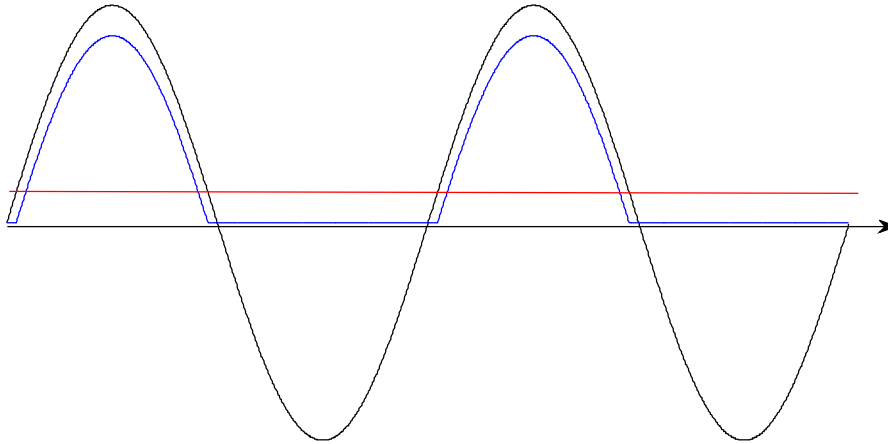


fig 4.2 tension d'entrée et de sortie d'un circuit écrêteur à diode en série

La caractéristique de transfert S en fonction de E est tracée sur la figure 4.3. Cette caractéristique de transfert permet de tracer la tension de sortie du circuit pour n'importe quelle forme tension de sortie.

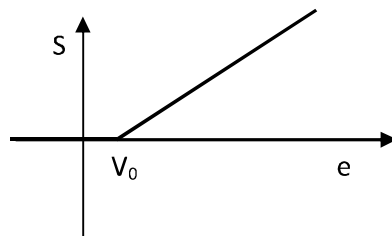


Fig 4.3 Caractéristiques de transfert du circuit

Remarque : d'après le circuit de la figure 4.1, on constate que si la tension d'entrée est supérieure à V_0 la diode est passante, ce qui n'est pas évident dans des circuits complexes, donc dans ce qui suit on procède à une méthode dite « méthode de limite de conduction » qui permet d'établir la condition de conduction de la diode à partir des équations de maille et de nœud du circuit.

Exemple 1: Ecreteur à diode polarisée en série

Étant donné le circuit de la figure 4.4, $e(t)$ est un signal sinusoïdal $e(t) = V_m \sin(\omega t)$, établir l'expression de la tension de sortie $S(t)$.

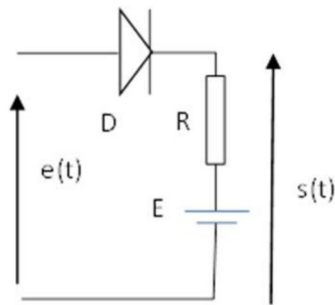


Fig 4.4 écrêteur à diode série polarisée

$$\text{De la maille (i) : } Ve(t) = E + V_d + Ri \quad (4.3)$$

A la limite de conduction

$$i=0 \rightarrow Ve(t) = E + V_d \rightarrow V_d = Ve(t) - E \quad (4.4)$$

$$\text{La diode D est passante si } V_d \geq V_0 \rightarrow Ve(t) + E \geq V_0 \rightarrow Ve(t) > E + V_0 \quad (4.5)$$

Du montage de la figure 4.5, La tension de sortie est

$$Vs(t) = Ve(t) - V_0 \quad (4.6)$$

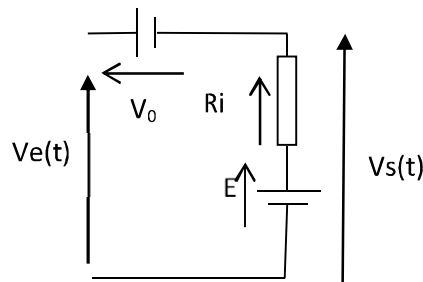


Fig 4.5 Schémas équivalent lors que la diode est passante

La diode D est bloquée (interrupteur ouvert voir figure 4.6)

$$\text{si } V_d < V_0 \rightarrow Ve(t) < E + V_0 \quad (4.7)$$

$$i=0 \rightarrow Ri=0 \rightarrow Vs(t) = E \quad (4.8)$$

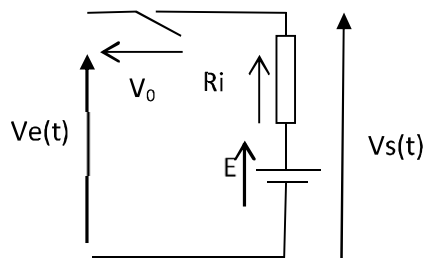


Fig 4.6 Schémas équivalent lors que la diode est bloquée

les tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.7, ce circuit laisse passer uniquement les crêtes de le tension d'entrée supérieure à $E + V_0$

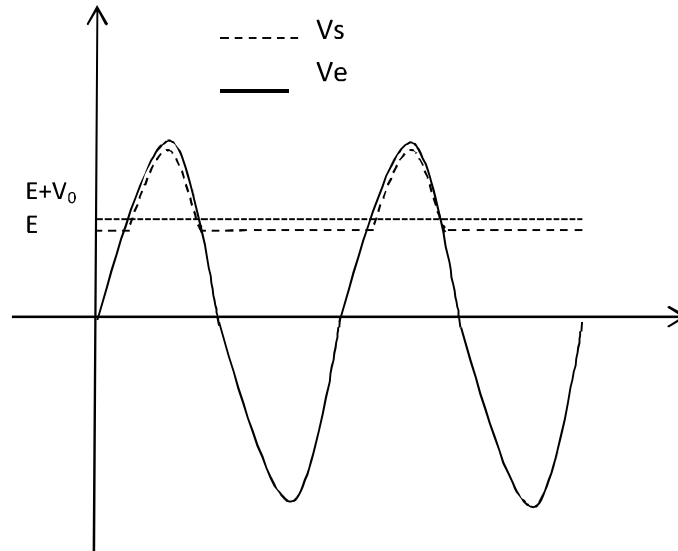


fig 4.7 tension d'entrée et de sortie d'un circuit écrêteur à diode série

4.2.1.2 Ecrêteurs à diode en parallèle:

Dans ce type de circuit la diode est placée en sortie avec la charge

Exemple2: Ecrêteurs à diode polarisée en parallèle

On considère le circuit de la figure 4.8 avec $e(t)$ est un signal sinusoïdal, établir l'expression de la tension de sortie $V_s(t)$, avec $e(t) = V_m \sin(\omega t)$

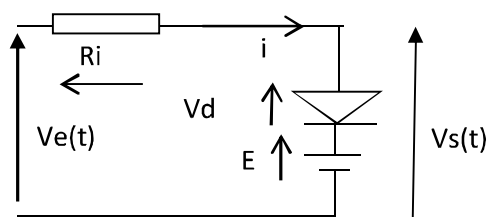


Fig 4.8

La diode D est caractérisée par $V_0 = 0.7V$ et $r_d = 0$.

De la maille (I) du circuit de la figure ci-dessus

$$V_e(t) = E + V_d + Ri = 0 \rightarrow V_d = V_e(t) - E - Ri \quad (4.9)$$

A la limite de conduction on a : $i = 0$

$$V_d = V_e(t) - E \tag{4.10}$$

La diode D est passante si $V_d \geq V_0 \rightarrow V_e(t) - E \geq V_0 \rightarrow V_e(t) \geq E + V_0$ (4.11)

En remplaçant la diode par son schéma équivalent on obtient le circuit de la figure 4.9

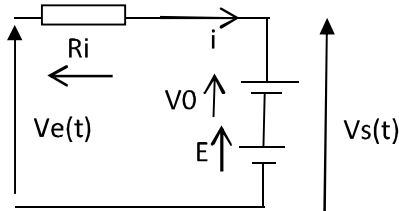


Fig 4.9

$$V_s(t) = E + V_0 \text{ pour } t_1 \leq t \leq t_2$$

La diode D est bloquée (interrupteur ouvert) si $V_d < V_0 \rightarrow V_e(t) - E < V_0 \rightarrow$

$$V_e(t) < E + V_0 \tag{4.12}$$

En remplaçant la diode par son schéma équivalent on obtient le circuit de la figure 4.10

$$i = 0, V_s(t) = V_e(t) - R_i = V_e(t) \text{ pour } t \notin [t_1, t_2]$$

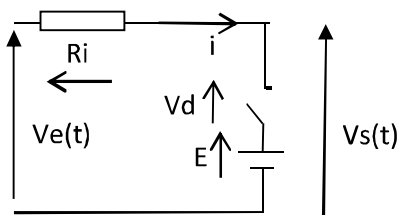


Figure 4.10

Les allures des tensions d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.11 et la fonction de transfert $V_s=f(V_e)$ est représentée sur la figure 4.12

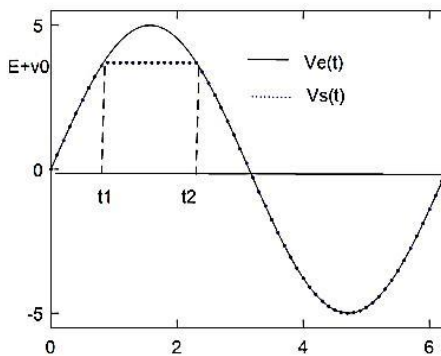


fig 4.11 tension d'entrée et de sortie

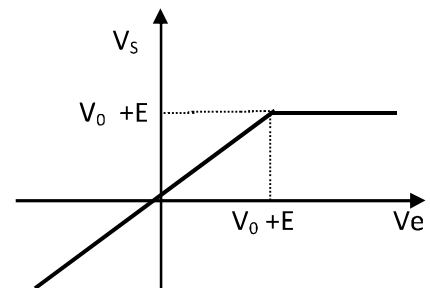


fig 4.12 caractéristique de transfert

En résumé :

$$t_1 \leq t \leq t_2 \rightarrow e(t) \geq E + V_0 \rightarrow D \text{ est passante} \rightarrow s(t) = E + V_0 \quad (4.13)$$

$$t \notin [t_1, t_2] \rightarrow e(t) < E + V_0 \rightarrow D \text{ est bloquée}$$

$$\rightarrow (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e(t) \quad (4.14)$$

Ce montage permet d'écarter seulement une partie de l'alternance positive.

Exemple 3: Ecrêteurs à deux diodes

Soit le montage de la figure 4.13 $e(t)$ est un signal sinusoïdal tel que $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ avec $E_m > E$

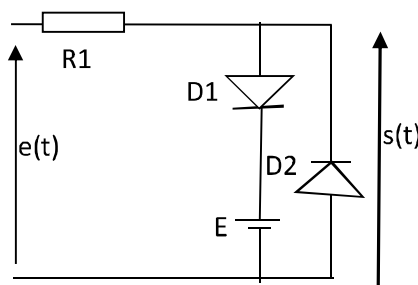


Fig4.13

v

En utilisant les résultats des deux exemples précédent et sans passer par la méthode de limite de conduction, on aboutit à :

$$\text{Si } e(t) > 0 \Rightarrow \begin{cases} \text{D2 est bloquée} \\ \text{si } e(t) > V_0 + E \Rightarrow \text{D1 est passante} \Rightarrow \text{Fig 4.13 a} \Rightarrow S(t) = V_0 + E \\ \text{si } e(t) < V_0 + E \Rightarrow \text{D1 est bloquée} \Rightarrow \text{Fig 4.13 b} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases} \quad (4.14)$$

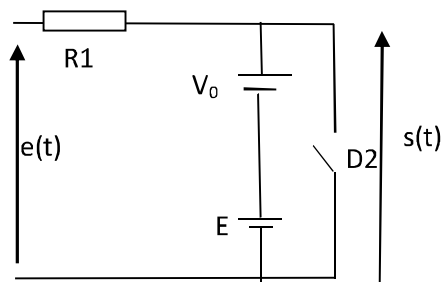


Fig4.13 a

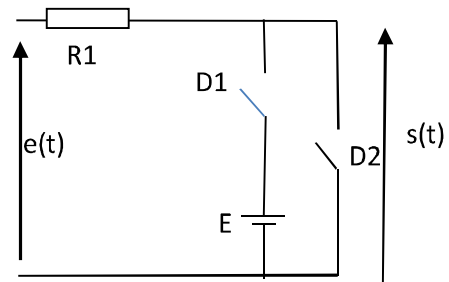


Fig4.13 b

v

$$\text{Si } e(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \text{D1 est bloquée} \\ \text{si } e(t) < -V_0 \Rightarrow \text{D2 est passante} \Rightarrow S(t) = -V_0 \\ \text{si } e(t) > -V_0 \Rightarrow \text{D2 est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

Les tensions d'entrée et de sorties ainsi que la caractéristique de transfert sont respectivement tracées sur la figure 4.14 et figure 4.15

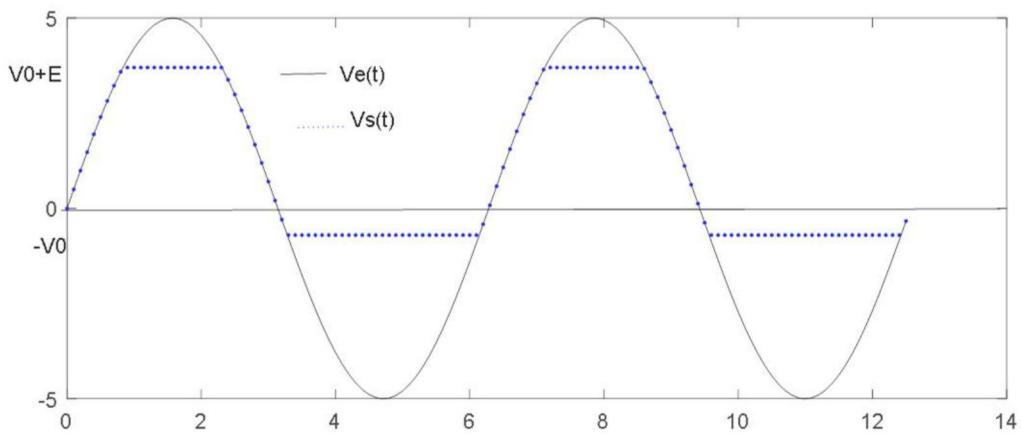


fig 4.14 tension d'entrée et de sortie

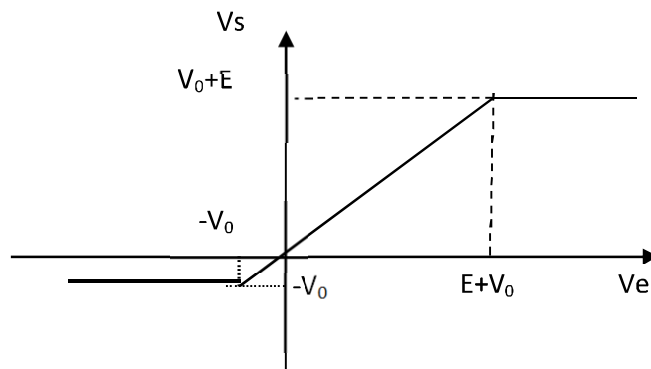


fig 4.15 Caractéristique de transfert

Exemple N° 4 :Ecrêteurs à deux diode polarisée en parallèle

On considère le montage de la figure 4.16

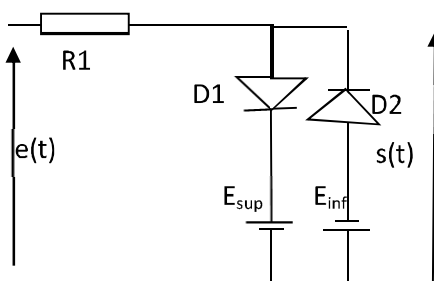


Fig 4.16

$$\text{Si } e(t) > 0 \Rightarrow \begin{cases} \text{D2 est bloquée} \\ \text{si } t \in [t_1 \ t_2] \Rightarrow e(t) > V_0 + V_{sup} \Rightarrow \text{D1 est passante} \Rightarrow S(t) = V_0 + V_{sup} \\ \text{si } e(t) < V_0 + V_{sup} \Rightarrow \text{D1 est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases}$$

$$\text{Si } e(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \text{D1 est bloquée} \\ \text{si } t \in [t_3 \ t_4] e(t) < -(V_0 + V_{\text{sup}}) \Rightarrow \text{D2 est passante} \Rightarrow S(t) = -(V_0 + V_{\text{sup}}) \\ \text{si } e(t) > -(V_0 + V_{\text{sup}}) \Rightarrow \text{D2 est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases}$$

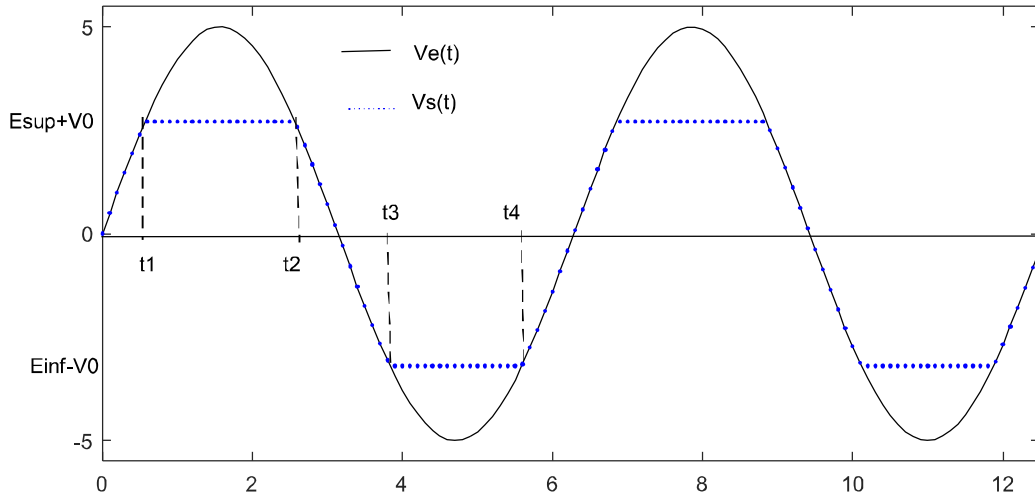


fig 4.17 tension d'entrée et de sortie d'un ecreteur parallèle à deux diodes

Ce circuit permet d'éliminer les crêtes positives et négatives du signal sinusoïdal, sa caractéristique de transfert est tracée sur la figure 4.18

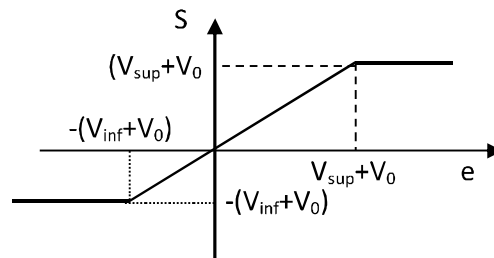


fig 4.18 caractéristique de transfert d'un circuit ecreteur à deux diodes

4.2.2 Ecrêteurs à diode Zener

4.2.2.1 Caractéristique et schéma équivalent d'une diode Zener

La caractéristique $I_z = f(V_{Dz})$ de la diode zener, avec les schémas équivalents relatifs à chaque zone est représentée sur la figure 4.19

En polarisation directe la diode zener est équivalente à une diode normale.

En polarisation en inverse, on distingue deux cas :

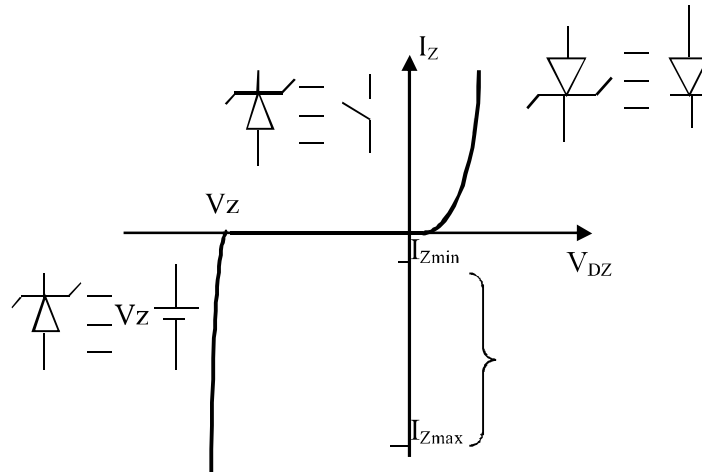


fig 4.19 caractéristique d'une diode Zener

$V < V_z \rightarrow$ diode Zener est bloquée $i_z = 0$, la diode zener est équivalente à un interrupteur ouvert.

$V > V_z \rightarrow$ diode passante $i_z \neq 0$ diode zener est équivalente à une source de tension V_z exploitée dans la stabilisation de tension.

la diode zener est caractérisée par sa tension zener sa puissance maximale $P_z = V_z I_{zmax}$, dans la pratique la zone de stabilisation est telle que $I_{zmin} \leq I_z \leq I_{zmax}$ avec $I_{zmin} = \frac{I_{zmax}}{10}$.

4.2.2.2 Montage écreteur avec une seule diode zener

On considère le montage écreteur à une seule diode Zenze de la figure 4.21,

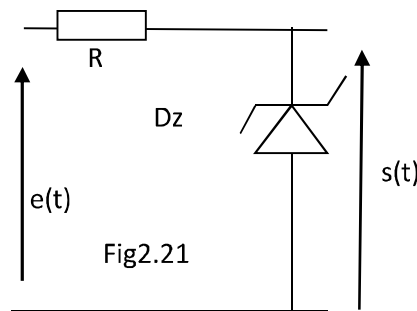


fig 4.21 circuit écreteur à diode Zener

$e(t) \geq 0 \Rightarrow Dz$ est polarisée en inverse

$$\Rightarrow \begin{cases} e(t) \geq V_z \rightarrow Dz \text{ est pasante} \rightarrow s(t) = V_z \\ e(t) < V_z \rightarrow Dz \text{ est bloquée} (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e(t) \end{cases} \quad (4.17)$$

$e(t) \leq 0 \Rightarrow Dz$ est polarisée en directe

$$\Rightarrow \begin{cases} e(t) \geq -0.7V \rightarrow Dz \text{ est pasante} \rightarrow s(t) = -V_0 \\ e(t) < -0.7V \rightarrow Dz \text{ est bloquée} (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e(t) \end{cases} \quad (4.18)$$

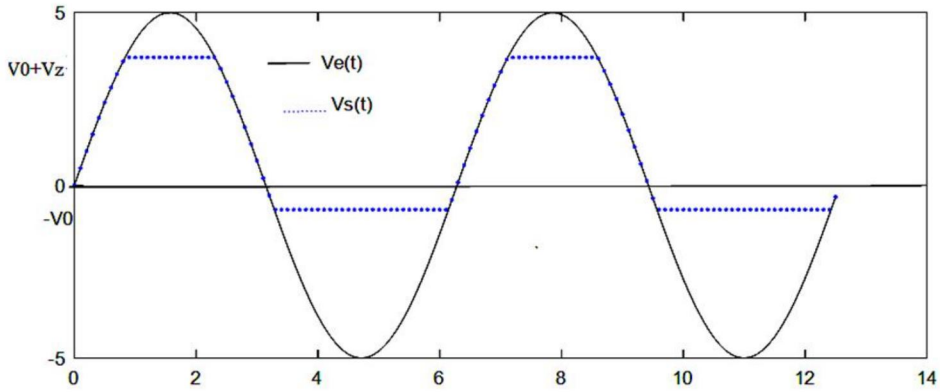


fig 4.22 tension d'entrée et de sortie d'un écrêteur à diode Zener

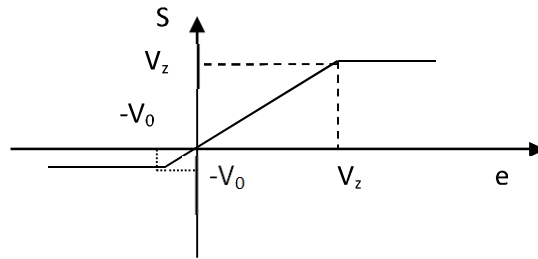


figure 4.23 caractéristique de transfert d'un circuit écrêteur à diode Zener

Les tensions d'entrée et de sortie ainsi que la caractéristique de transfert est représentées dans les figure 4.22 et figure 4.23 respectivement.

Remarque importante :

Il est nettement visible que la caractéristique de transfert de l'écrêteur à diode Zener est la même que celle de l'ecreteur de l'exemple 3, ce qui nous permet de conclure que leurs circuit sont équivalents et par suite, on peut déduire le schéma électrique équivalent d'une diode Zener (en remplaçant E par Vz), ce schéma est bien illustré sur la figure 4.20 (E est équivalent à Vz)

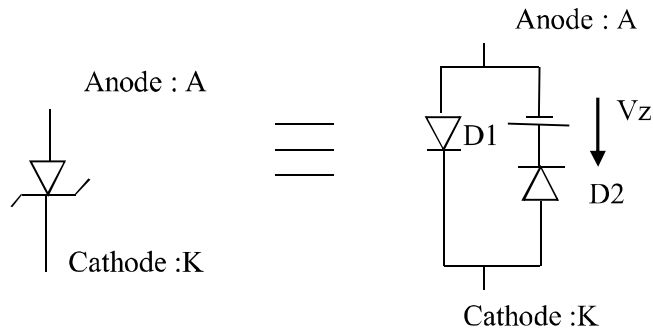


fig 4.20 circuit équivalent d'une diode Zener

4.2.2.3 Ecrêteur à Deux diodes Zener montée en têtes bèches

On considère le montage de la figure 4.24 , qui est ecreteur à deux diodes Zener montées en têtes bèches.

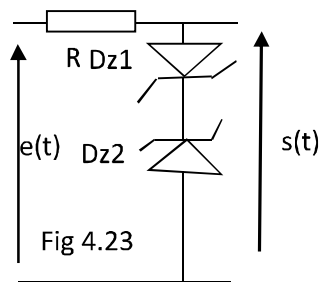


fig 4.24 circuit ecreteur à deux diode Zener avec son schéma équivalent

Durant l'alternance positive

$$\left\{ \begin{array}{l} e(t) \geq 0 \rightarrow \text{Dz1 est polarisée en directe} \quad (4.19) \\ \text{Dz2 polarisée en inverse} \rightarrow \begin{cases} e(t) \geq (Vz2 + v0) \rightarrow \text{Dz2 est pasante} \rightarrow s(t) = Vz \\ e(t) < (Vz2 + V0) \rightarrow \text{Dz2 est bloquée} (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e(t) \end{cases} \end{array} \right.$$

Durant l'alternance négative

$$\left\{ \begin{array}{l} e(t) \leq 0 \rightarrow \text{Dz2 est polarisée en directe} \quad (4.20) \\ \text{Dz1 est polarisée en inverse} \rightarrow \begin{cases} e(t) \geq -(Vz1 + v0) \rightarrow \text{Dz2 est pasante} \rightarrow s(t) = Vz \\ e(t) < -(Vz1 + V0) \rightarrow \text{Dz2 est bloquée} (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e(t) \end{cases} \end{array} \right.$$

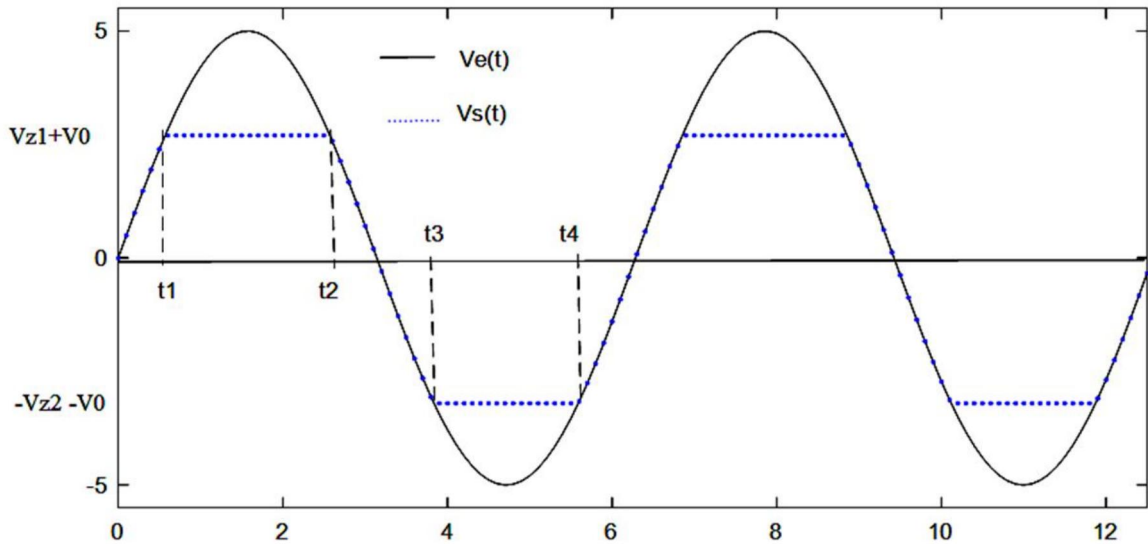


fig4.25 tension d'entrée et de sortie d'un ecreteur à deux diode Zenzer

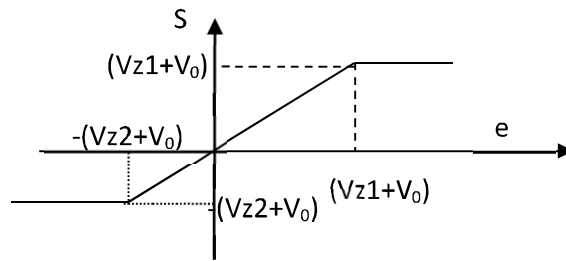


fig 4.26 caractéristique de transfert d'un circuit écrêteur à deux diodes Zener

Les tensions tension d'entrée et de sortie La caractéristique de transfert est représentée respectivement dans les figures 4.25 et 4.26, et qui est un écrêteur négatif et positif (mixte)

Remarque : les circuits écrêteurs ou limiteurs sont utilisés dans la protection de certains circuits qui travaillent avec des amplitudes bien déterminées de signaux.

4.3 Détecteurs de crêtes

Le circuit détecteur de crête de la figure 4.7 fournit à sa sortie un signal constant de valeur égale à la valeur crête ou maximale du signal d'entrée (voir figure 4.28).

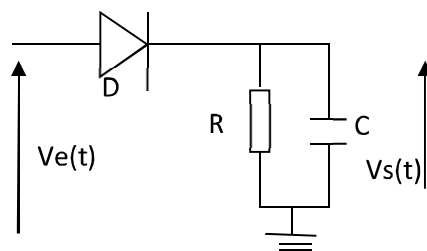


fig 4.27 Circuit détecteur de crête

$0 < t < T/2 \rightarrow D$ conduit $\rightarrow C$ se charge jusqu' à $V_{e_{max}}$.

$T/2 < t < T \rightarrow D$ est bloquée $\rightarrow C$ se décharge lentement avec une constante de temps RC jusqu' à $V_{e_{max}} - \Delta V$, la constante de temps RC doit être choisi tel que $RC \ll T$ et par suite $\Delta V \rightarrow 0$ et $V_s(t) \rightarrow V_{e_{max}}$

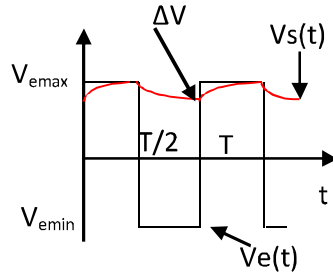


fig 4.28 tensions d'entrée et de sortie d'un Circuit détecteur de crête

Cas particulier : Si le signal d'entrée est un signal sinusoïdal, pour $RC \ll T$, on parle de lissage ou de filtrage de la tension de sortie.

Cas particulier : Si le signal d'entrée est un signal modulé en amplitude, pour $RC \ll T$, Ce circuit permet de détecter le signal enveloppe qui est le signal message et on parle de circuit démodulateur d'amplitude. La tension d'entrée et de sortie sont visualisée sur la figure 4.29

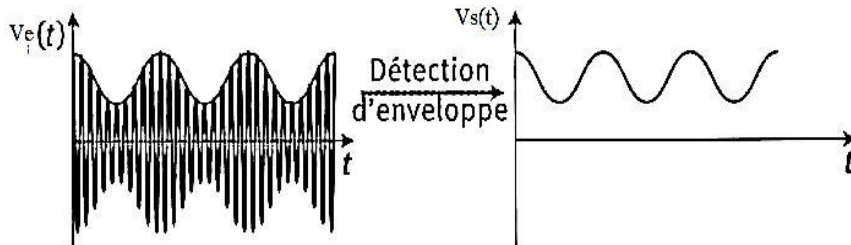


fig 4.29 signal AM avant et après circuit détecteur d'enveloppe

Les circuits précédents ne peuvent détecter les signaux de faible amplitude à cause de la tension de seuil V_0 (0.3V à 0.4 V pour Ge et 0.6V à 0.7V pour le Si). Pour réduire le seuil de conduction de la diode on fait appel à un montage à diode et amplificateur opérationnel (voir figure 4.30) qui a pris le label de circuit à super-diodes.

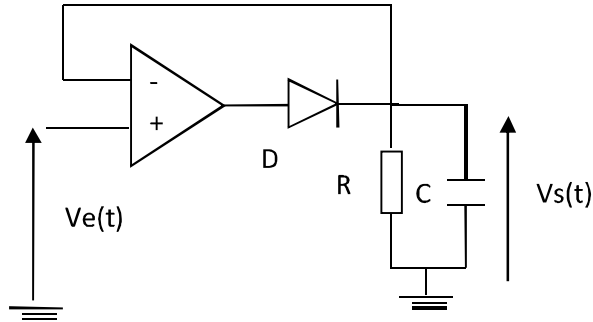


fig4.30 Circuit détecteur de crête avec super diode

Dans ce montage, la tension de seuil de conduction de la super-diode est pratiquement nulle, ce qui permet de manipuler des signaux de très faibles amplitudes.

4.4 Comparateurs à base d'amplificateur opérationnel:

4.4.1 Comparateur à AOP à un sel seuil

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel dont les schémas équivalents idéal et réel sont représentés dans la figure 4.31 et qui a les caractéristiques suivantes :

- Son gain en boucle ouverte A_{vo} est très élevé, au moins 10^5 et couramment 10^6 .
- L'impédance d'entrée sur chacune de ces entrées est très élevée. Le plus souvent on la considère comme infinie, ce qui implique que les courants d'entrées sont nuls.
- L'impédance de sortie est quasiment nulle.

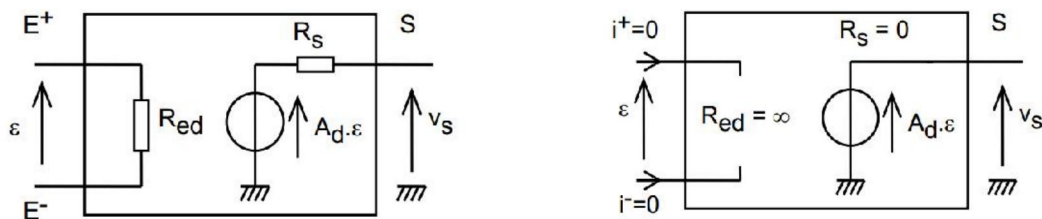


fig 4.31 schémas équivalents d'un AOP idéal et réel

Lors que l'AOP est monté en montage comparateur (la sortie n'est pas reliée à l'entrée) comme le montre la figure 4.32 , il fonctionne en régime non-linéaire, la tension de sortie ne pourra prendre que deux valeurs : V_{+sat} et V_{-sat} qui sont les tensions de saturation positive et négative de l'amplificateur., et la tension différentielle d'entrée v_d ne peut plus être considérée comme nulle. En revanche les courants d'entrée le seront.

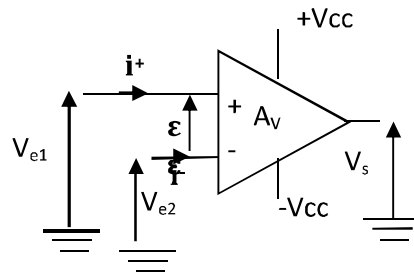


Fig 4.32 schéma d'un AOP monté en comparateur

$$V_s = A_{v0}(V_{e1} - V_{e2}) = A_v \varepsilon \quad (4.21)$$

Si on considère que $V_{cc}=12V$, $\varepsilon_{max} = \frac{V_{cc}}{A_{v0}}$

$-\varepsilon_{max} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{max}$ On a un régime d'amplification (zone linéaire)

Pour $\varepsilon > \varepsilon_{max}$ ou $\varepsilon < -\varepsilon_{max}$ (zone de saturation ou $V_s = \mp V_{cc}$)

$$V_s = A_{v0}(V_{e1} - V_{e2}) = A_{v0}(\varepsilon) = V_{cc} \text{ si } \varepsilon > \varepsilon_{max} \quad (4.22)$$

$$V_s = A_{v0}(V_{e1} - V_{e2}) = A_{v0}(\varepsilon) = -V_{cc} \text{ si } \varepsilon < -\varepsilon_{max} \quad (4.23)$$

La caractéristique réelle entrée sortie du comparateur est représentée sur la figure 4.32

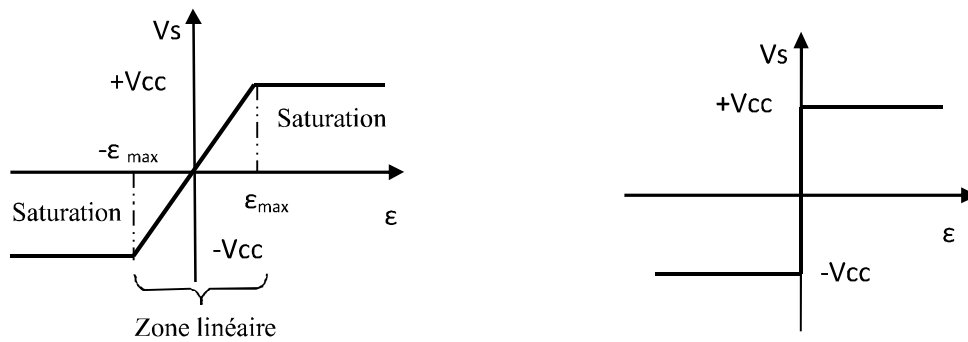


Fig 4.32 Fonctions de transfert idéale et réelle d'un comparateur à AOP

Cas idéal

Dans le cas idéal $A_{v0} \rightarrow \infty$ et par suite $\varepsilon_{max} \rightarrow 0$, ce qui se traduit par la disparition de la zone linéaire. et par suite on a :

$$V_s = A_{v0}(V_{e1} - V_{e2}) = V_{cc} \text{ si } V_{e1} > V_{e2} \text{ ou } \varepsilon > 0 \quad (4.24)$$

$$V_s = A_{v0}(V_{e1} - V_{e2}) = -V_{cc} \text{ si } V_{e1} < V_{e2} \text{ ou } \varepsilon < 0 \quad (4.25)$$

La caractéristique du comparateur à AOP idéal est représentée sur la figure 4.32

4.4.1.1 Comparateur inverseur et non inverseur avec tension de référence.

Prenons le cas du montage comparateur précédent, si l'une des entrées est relié à un potentiel fixe (tension de référence V_{ref}) et on applique à l'autre entrée un signal analogique variant autour de cette tension de référence. Alors la sortie du comparateur serait un signal à deux états ($+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$). On distingue deux types de comparateurs, comparateur inverseur et comparateurs non inverseur, leurs schémas électronique, signaux d'entrées et de sorties, ainsi que leurs caractéristiques de transfert sont représentés sur la figure 4.33

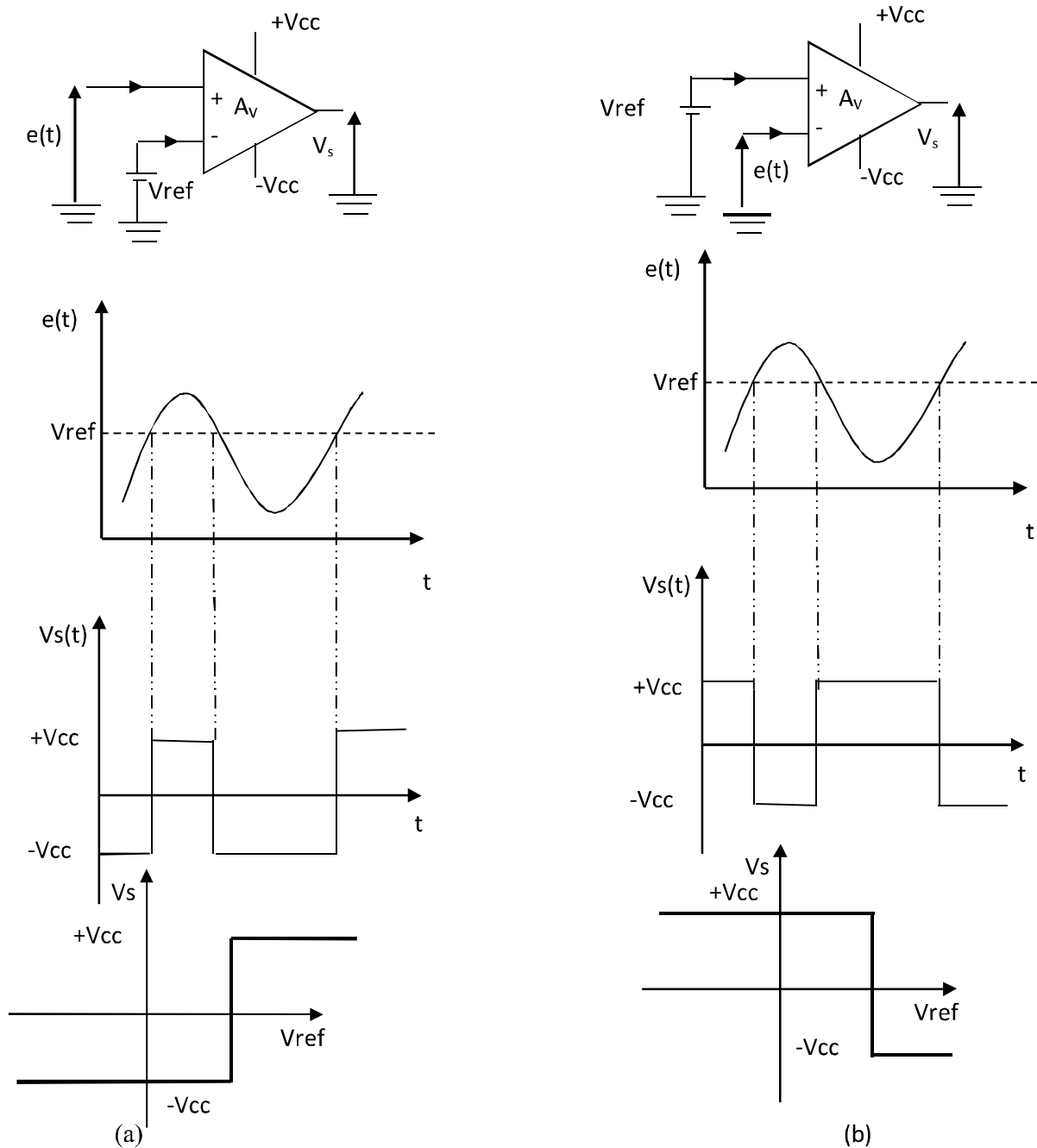


Fig 4.33 Caractéristiques d'un comparateur non inverseur (a), et inverseur (b)

4.4.1.2 Slew rate d'un AOP :

Le slew rate: est un paramètre fondamental dans le choix de l'amplificateur opérationnel en régime non linéaire, c'est un paramètre qui exprime la vitesse de croissance de tension de sortie pour un amplificateur opérationnel.

Si l'on applique à l'entrée d'un AOP un échelon de tension, la tension de sortie diffère de la tension d'entrée par son temps de montée, elles sont représentées sur la figure 4.34. La pente du signal de sortie $\frac{dV_s}{dt}$ s'appelle le "Slew Rate" (SR) de l'AOP

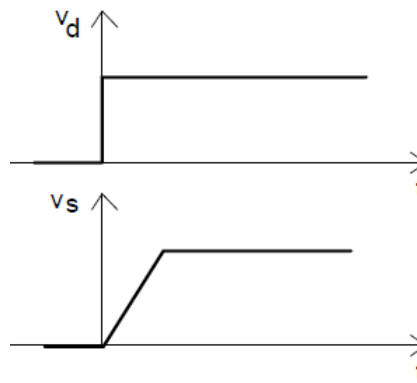


fig 4.34 Réponse d'un AOP à un signal échelon

Si le signal de sortie est sinusoïdal $V_s = V_{\max} \sin(\omega t)$ alors $S_r = \frac{dV_s}{dt} = \omega V_{\max} \cos(\omega t)$ donc S_r est maximal si $S_r = \omega V_{\max} = 2\pi f V_{\text{sat}}$

Donc la fréquence limite de fonctionnement pour un amplificateur opérationnel est $f = \frac{S_r}{2\pi V_{\text{sat}}}$

Pour les signaux de faible fréquences, le choix de l'amplificateur opérationnel ne se pose pas (n'importe quel AOP peut être utilisé). Cependant Le problème se pose pour les cas de signaux des fréquences élevées.

Par exemple :

TL071 : SR = 13 V/ μ s

μ A741 : SR = 0,5 V/ μ s

Les amplificateurs opérationnels caractérisés par un important SR sont préconisés dans le domaine de commutation.

4.4.1.3 Cas de comparateur (sortie à transistor à collecteur ouvert)

Il s'agit d'un amplificateur opérationnel dont l'étage de sortie est constitué d'un transistor bipolaire dont seule la base est reliée aux étages amont. Dans ce cas la charge est alimentée via ce transistor par des sources de tension V_H et V_L appliquées au bornes émetteur et

collecteur, ces alimentations sont différentes de celles de l'alimentation de l'AOP (voir figure 4.35).

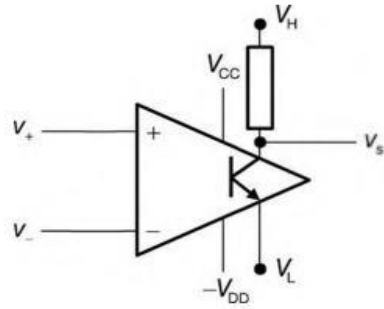


figure 4.35 Schéma et brochage d'un AOP à collecteur ouvert

Ainsi, tensions V_H et V_L qui constituera les deux niveaux de sortie possibles (figure 4.35).Le circuit fonctionne alors de la manière suivante :

- si $v_+ > v_-$, le transistor est bloqué est on a : $v_s = V_H$.
- si $v_+ < v_-$, le transistor est saturé est on a : $v_s = V_L$.

Les amplificateurs opérationnels LM311, LM399, LM339 et NE529 font parties des amplificateurs opérationnels à collecteur ouvert, deux types de montages comparateurs à base du LM311 sont représentés sur la figure 4.436 et 4.37 respectivement. (7 –collecteur et 1-émetteur du transistor de sortie).

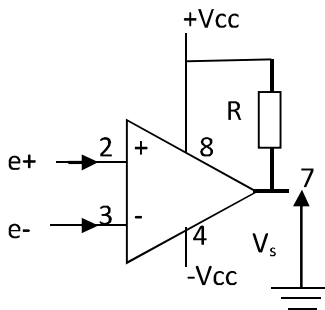


Figure 4.36 (a)

Pour ce montage la tension de sortie du comparateur est

$$V_s = A_{v0}(e^+ - e^-) = \begin{cases} V_{cc} & \text{si } e^+ > e^- \\ -V_{cc} & \text{si } e^+ < e^- \end{cases}$$

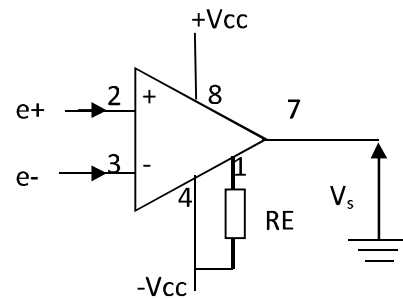


Figure 4.37 (b)

Pour ce montage la tension de sortie du comparateur est

$$V_s = A_{v0}(e^+ - e^-) = \begin{cases} V_{cc} & \text{si } e^+ < e^- \\ -V_{cc} & \text{si } e^+ > e^- \end{cases}$$

Remarque : Pour les mêmes signaux e^+ et e^- appliquées pour les deux montages, les tensions de sortie des deux montages sont complémentaires (l'un est l'inverse de l'autre).

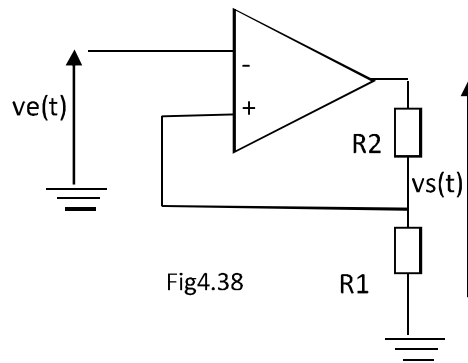
Remarque : Ces comparateurs ne peuvent pas être utilisés pour réaliser des montages amplificateurs linéaires. La résistance doit être choisit de façon à ce que le transistor soit saturé.

4.5 Trigger de Schmitt

Le trigger de Schmitt est un comparateur à hystérésis, qui permet un basculement de la sortie du comparateur pour deux niveaux différents en fonction du sens de la tension d'entrée V_e . Ces montages sont utilisés comme circuit de mise en forme, de détection de niveau et permettent aussi la création d'un retard. On distingue deux types de trigger de Schmitt inverseur et non inverseur.

4.5.1. Trigger de Schmitt à amplificateur opérationnel (inverseur)

Le trigger de Schmitt fait appel à une boucle de réaction sur l'entrée non-inverseuse, il fonctionne donc en mode saturé, la tension de sortie V_s ne peut qu'être égale à $+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$.



Supposons qu'à $t=0$ $v_s = +v_{cc}$

$$V_H = V_{cc} \cdot \frac{R1}{(R1+R2)} \text{ c'est le seuil de basculement haut} \quad (4.26)$$

$V_e \nearrow$ jusqu' au V_H alors on a un basculement à la sortie et $v_s = -v_{cc}$ alors

$$V_B = -V_{cc} \cdot \frac{R1}{(R1+R2)} \text{ qui est le seuil de basculement bas} \quad (4.27)$$

$V_e \nearrow$ jusqu' à un maximum puis $V_e \searrow$ jusqu' au V_B alors on a un basculement à la sortie et $v_s = -v_{cc}$ et ainsi de suite.

Donc ce montage dispose de deux seuils de basculement, d'où le label de comparateur à deux seuils.

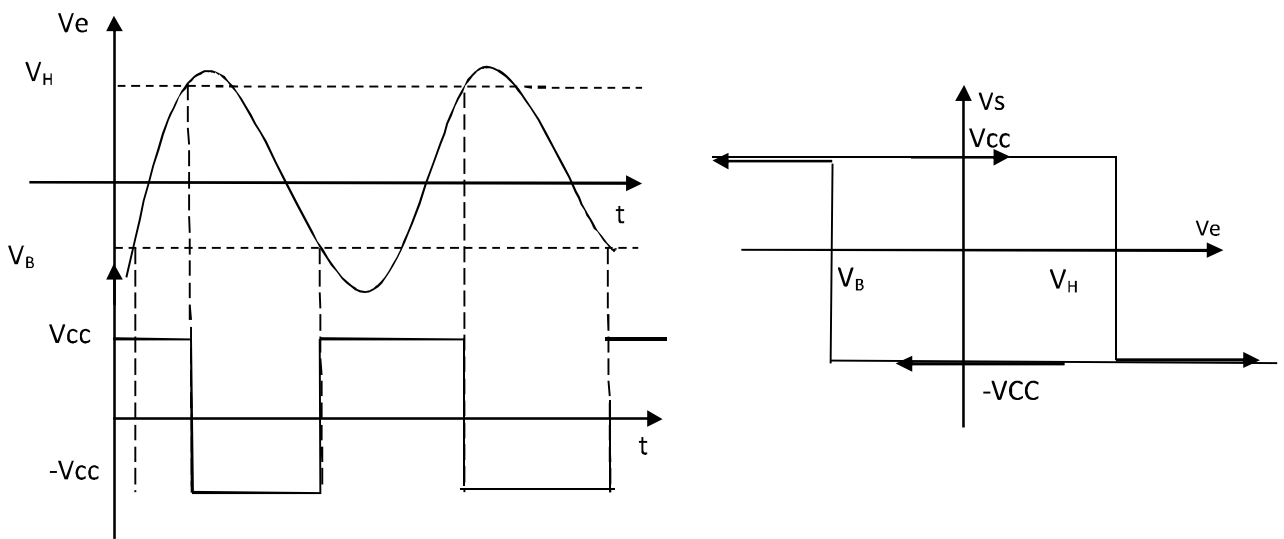


figure 4.39 tensions d'entrée et de sortie d'un trigger inverseur et fonction de transfert

Les tensions d'entrée, de sortie sont représentées sur la figure, où on remarque que pour un maximum de la tension d'entrée, la tension de sortie présente un minimum, par suite l'appellation Trigger inverseur. D'autre part, la caractéristique de transfert fait apparaître un phénomène d'hystérésis (retard, décalage) d'où une seconde appellation de ce montage: comparateur à hystérésis.

4.5.2. Trigger de Schmitt à amplificateur opérationnel (non inverseur)

en appliquant le théorème de Milmann

$$V^+ = V^- = \frac{R_1 V_{cc} + R_2 V_e(t)}{(R_1 + R_2)} \tag{4.28}$$

$$\text{Puis que } V^- = 0 \Rightarrow \frac{R_1 V_s + R_2 V_e(t)}{(R_1 + R_2)} = 0 \Rightarrow V_e = -\frac{R_1 V_s}{R_2} \tag{4.29}$$

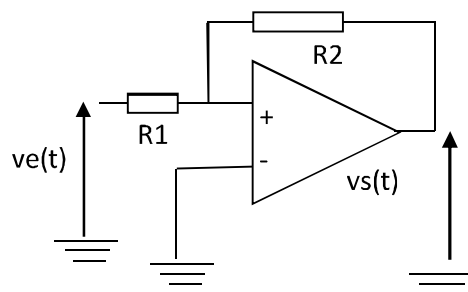


Fig 4.40

La tension de sortie Vs ne peut qu'être égale qu'à +Vcc ou -Vcc car (montage non linéaire) et par suite suivant le signe de Vs deux tensions de basculement peuvent être définies une

positive V_H qui fait passer la tension de sortie de $-V_{CC}$ à $+V_{CC}$, l'autre négative V_B faisant passer la tension de sortie de $+V_{CC}$ à $-V_{CC}$

Avec $V_H = \frac{R_1 V_{CC}}{R_2}$ et $V_B = -\frac{R_1 V_{CC}}{R_2}$

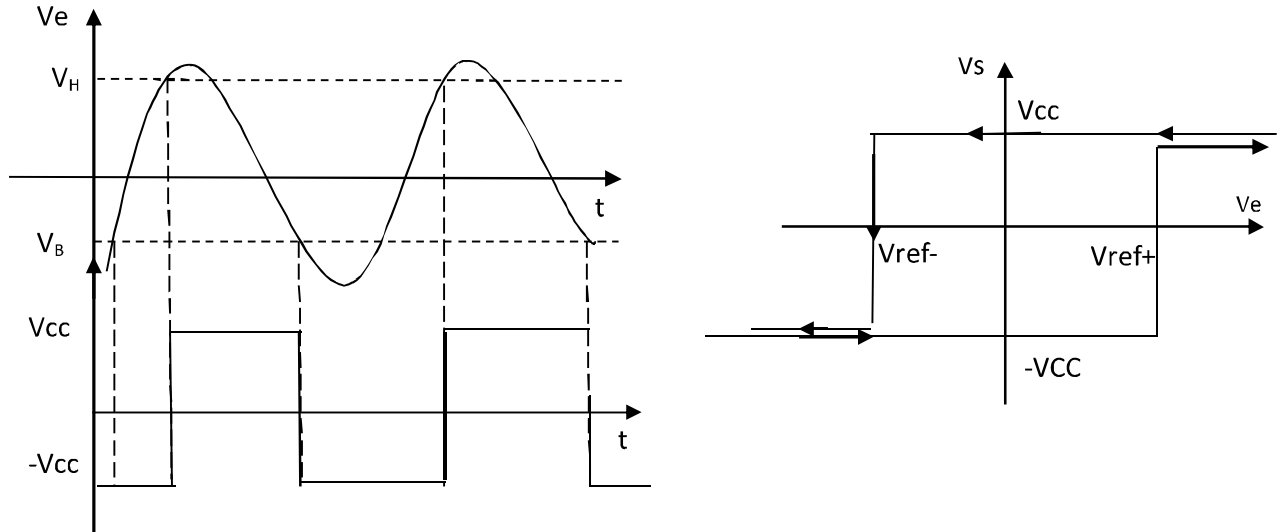


figure 4.41 tensions d'entrée et de sortie d'un trigger non inverseur et fonction de transfert

Remarque : Les deux montages précédents présentent des courbes d’hystérésis symétriques ($V_B = -V_H$) Pour ajuster (translater ou déplacer) les niveaux de basculement haut et bas V_B et V_H , on ajoute une source de tension ou on ajoute un réseau de diodes et de résistances (voir exercices).

4.5.3. Trigger de schmitt à NE555

La NE555 est un circuit de 8 broches, sa tension d'alimentation varie entre 4V et 16V. Il est donc compatible avec les TTL et les CMOS. Il peut fournir un courant allant jusqu'à 200mA son schéma équivalent interne est représenté sur la figure 4.42

La tension de seuil du comparateur A1 $V_{ref1} = \frac{2V_{CC}}{3}$

La tension de seuil du comparateur A2 $V_{ref2} = \frac{V_{CC}}{3}$

Le montage trigger de Schmitt à base du circuit NE555 est un trigger inverseur. Il est schématisé sur la figure 4.43

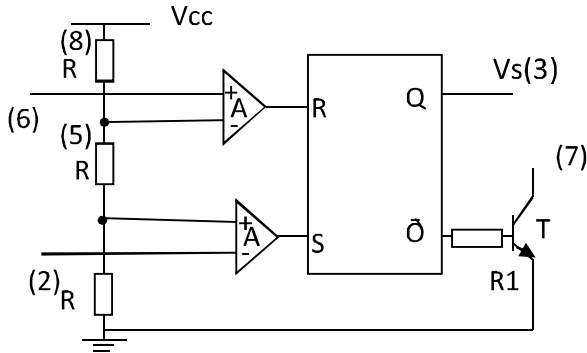


Figure 4.42 Schéma interne du circuit NE 555

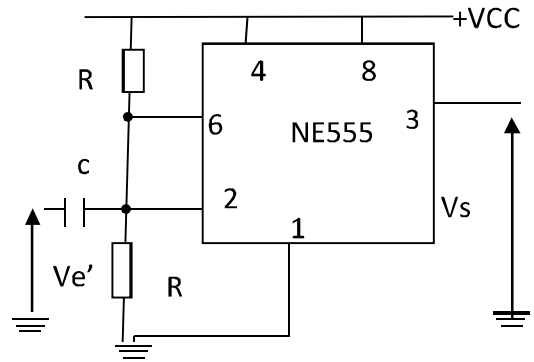


Figure 4.43 Montage d'un Trigger de Schmitt à base du circuit NE 555

4.5.3.1 Principe de fonctionnement

Le montage d'un trigger de schmitt à base de circuit NE555 est représenté sur la figure 4.43 est attaqué par un signal sinusoïdal.

Le condensateur C, est un condensateur de liaison, le réseau de résistance R permet d'ajouter un signal continu $v_{cc}/2$ au signal sinusoïdal $ve'(t)$ donc $v_e = ve'(t) + \frac{v_{cc}}{2} > 0$

$$v_e \nearrow \text{ et } v_e \leq \frac{v_{cc}}{3} \rightarrow S = 1 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } \bar{Q} = 0 \text{ et } v_s = 1$$

(T bloqué)

$$v_e \nearrow \text{ et } v_e \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_e < \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } v_s = 1$$

$$v_e \nearrow \text{ et } v_e \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_e \geq \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 1 \rightarrow Q = 0 \text{ et } v_s = 0$$

($\bar{Q} = 1$ T saturé)

$$v_e \searrow \text{ et } v_e \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_e < \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 0 \text{ et } v_s = 0$$

$$v_e \searrow \text{ et } v_e < \frac{v_{cc}}{3} \rightarrow S = 1 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 0 \text{ et } v_s = 1$$

et ainsi de suite.

Les signaux d'entrée, de sortie ainsi que la caractéristique de transfert sont représentés sur les respectivement sur les figures 4.44 et 4.45 et qui présente les caractéristiques d'un trigger de Schmitt inverseur

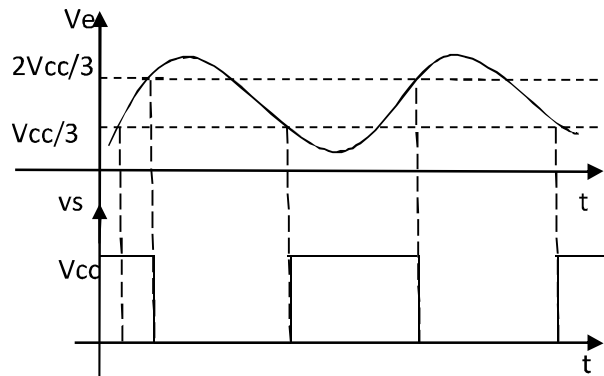


Figure 4.44 Signaux d'entrée et de sortie d'un Trigger de Schmitt à base du circuit NE 555

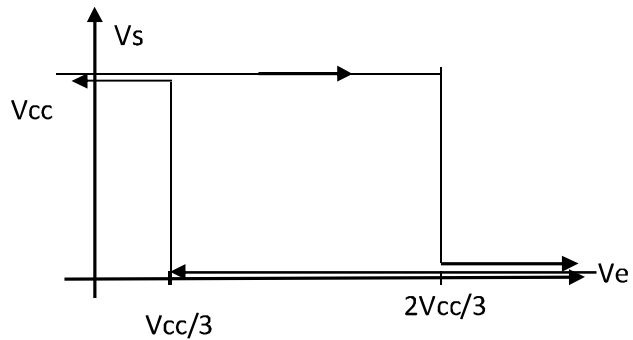


Figure 4.45 Caractéristique de transfert du Trigger de Schmitt à base du NE555

4.5.4. Trigger de Schmitt à portes logiques

Les entrées de nombreux circuits logiques comportent un trigger pour effectuer la mise en forme des signaux qui leur sont appliqués.

Exemple : Trigger de Schmitt à base de circuit intégré 74HC14 qui dispose de 6 (trigger de schmitt inverseurs) est caractérisé par $V_B = 0.9 \text{ V}$ et $V_H = 1.7 \text{ V}$

Symbole :



L'entrée du circuit trigger 7414 est un signal triangulaire unipolaire, sa tension de sortie est visualisée sur la figure 4.46

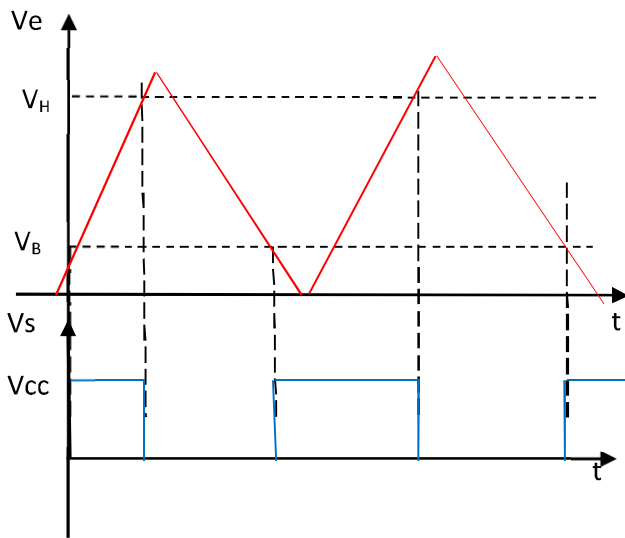


Figure 4.46 tensions d'entrée et de sortie transfert du trigger de Schmitt à base du 7414

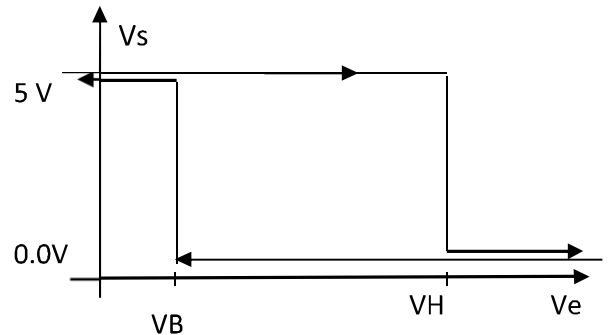


Figure 4.47 Caractéristique de transfert du trigger de Schmitt à base du 7414

Tant que la tension d'entrée n'a pas atteint le premier seuil de basculement V_B , La tension de sortie reste au niveau haut.

Lorsque la sortie a changé d'état, la tension d'entrée doit monter jusqu'au deuxième seuil V_H pour provoquer un basculement de la sortie ; sa caractéristique de transfert est visualisée sur la figure 4.47

Remarque : Lors que le signal d'entrée est un signal alternatif, il faut ajouter un signal continu (offset) via un pont diviseur et un condensateur de liaison.

Dans la technologie CMOS, les niveaux de basculement haut et bas, dépendent de la tension d'alimentation du circuit intégré, le tableau suivant regroupe ces niveaux en fonction de la tension d'alimentation pour les deux Trigger 4093 et 40106

Caractéristique de l'hystérésis		4093			40106		
	V_{DD}	5 V	10 V	15 V	5 V	10 V	15 V
	V_{IH} (V)	2,9	5,2	7,3	3,2	5,8	8,3
	V_{IL} (V)	2,2	4,2	6	2,2	4,5	6,5

L'exemple suivant illustre bien la différence entre un comparateur à un seul seuil (non inverseur) et comparateur à deux seuils (trigger de Schmitt inverseur)

E_{ref} est le niveau de basculement du comparateur à simple seuil.

V_B et V_H sont les 2 niveaux de basculement bas et haut du comparateur à deux seuils respectivement.

L'allure de la tension est représentée en trait plein en noir, les réponses des deux comparateurs sont représentées en rouge.

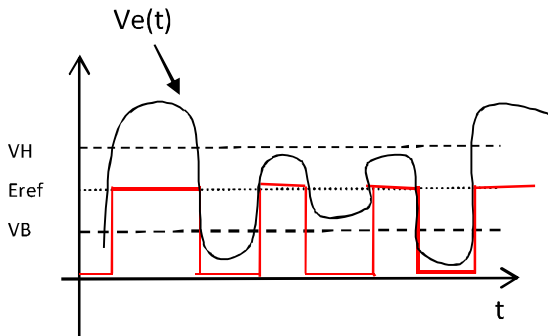


Figure 4.48 Réponse du comparateur à simple seuil

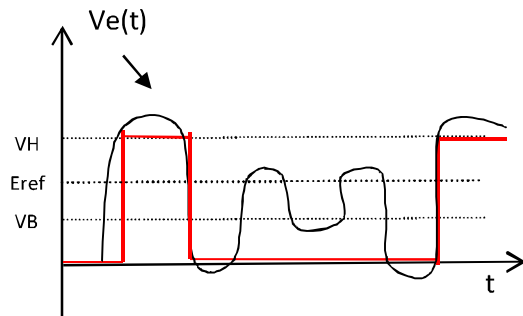


Figure 4.49 Réponse du comparateur double seuil non inverseur

Remarque : l'amplitude du signal de sortie en rouge (niveau bas 0V et le niveau haut = V_{cc})

Exercice N°1

Dans le circuits de la figures 1 les diodes sont supposées tels que $V_0=0.7$ et $r_d=0$, $V_e(t)$ est un signal sinusoïdal $V_e(t) = 10 \sin(\omega t)$, $R_1=R_2 = 1k\Omega$, tracer l'allure de la tension de sortie $V_s(t)$, ainsi que celle de fonction de transfert de ce montage

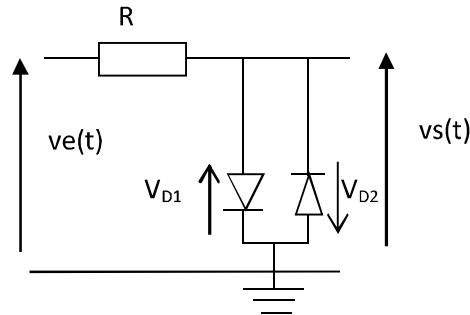


Fig 4.1

Solution

a) Si $e(t) > 0 \Rightarrow D2$ est bloquée, voir fig 1, à la limite de conduction $i=0 \rightarrow$ de la maille $V_{D1} = V_e(t)$,

$D1$ conduit si $V_{D1} > V_0 \rightarrow V_e(t) > V_0 \rightarrow$ de la maille du circuit de la figure 4.2,

$$V_s(t) = V_0$$

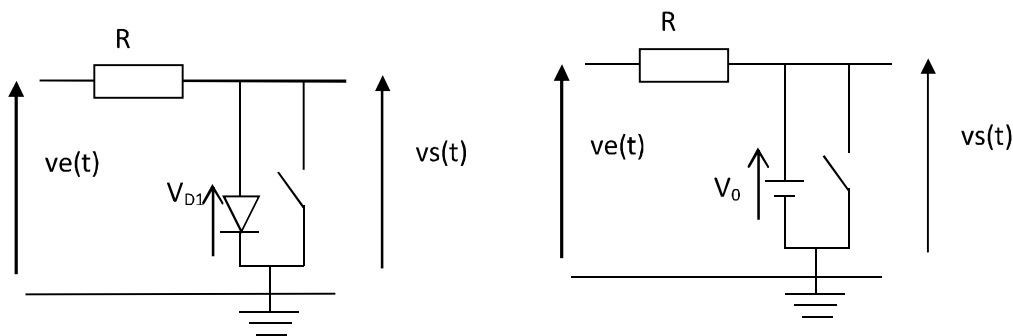


Fig 4.2 schéma équivalent pour $D1$ passante et $D2$ bloquée

$D1$ est bloquée si $V_{D1} < V_0 \rightarrow V_e(t) < V_0$, les deux diodes sont bloquées \rightarrow

$$V_s(t) = V_e(t) - Ri = V_e(t) \text{ car } i=0.$$

b) Si $e(t) < 0 \Rightarrow D1$ est bloquée, voir fig 3 à la limite de conduction $i=0 \rightarrow V_{D2} = -V_e(t)$,

$D2$ conduit si $V_{D2} > V_0 \rightarrow -V_e(t) > V_0 \rightarrow V_e(t) < -V_0 \rightarrow V_s(t) = -V_0$ (figure 4)

D2 conduit si $V_{D2} < V_0 \rightarrow -Ve(t) < V_0 \rightarrow Ve(t) > -V_0 \rightarrow$ les deux diodes sont bloquées
 $Vs(t) = Ve(t) - Ri = Ve(t)$ car $i=0$.

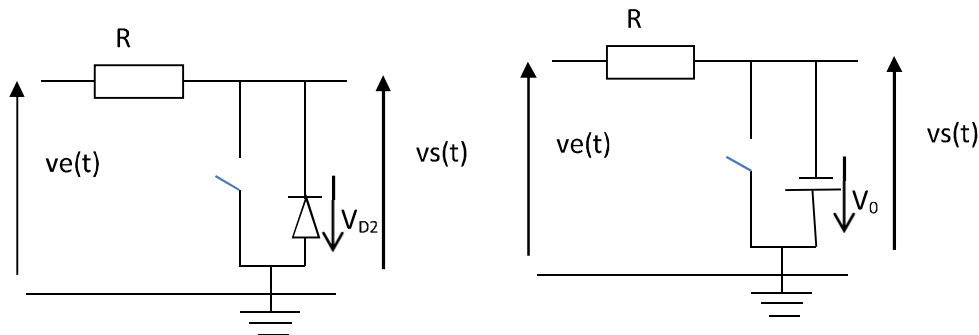


Fig 4.3 schéma équivalent pour D2 passante et D1 bloquée

La fonction de transfert du montage est représentée sur la figure 4.44

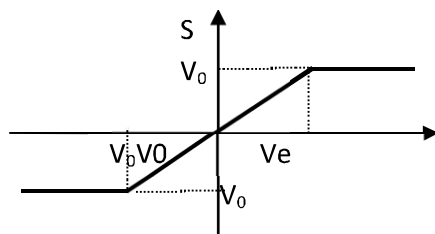


Fig 4.4 caractéristique de transfert

Exercice N°2

On considère le circuit de la figure 4.5, $R1=R2=R=1K\Omega$, $Vd=0.7V$, $e(t)$ est signal triangulaire symétrique d'amplitude crête à crête de 20V, établir l'expression de $s(t)$ et tracer $e(t)$ et $s(t)$.

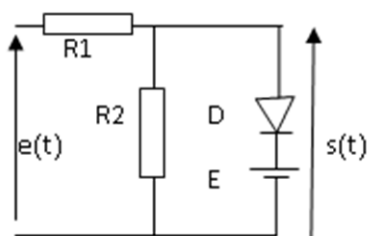


Fig 4.5

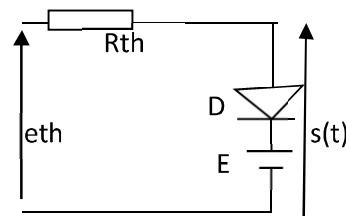


Fig 4.6

Solution

Si on applique le théorème de Thevenin, on obtient le circuit équivalent de la figure 4.6

Avec $e_{th} = \frac{R_2}{R_1+R_2}e(t) = 0.5e(t)$ et $R_{th} = \frac{R_2R_1}{R_1+R_2} = 0.5R$

$t_1 \leq t \leq t_2 \rightarrow e_{th}(t) \geq E + V_0 \rightarrow e(t) \geq \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}(E + V_0) \Rightarrow D \text{ est pasante} \rightarrow s(t) = E + V_0$

$t \notin [t_1, t_2] \rightarrow e_{th}(t) < E + V_0 \Rightarrow e(t) < \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}(E + V_0) \rightarrow D \text{ est bloquée}$

$\rightarrow (i = 0) \rightarrow s(t) = e(t) - Ri = e_{th}(t)$

Les tensions d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.7

Si on pose $\alpha = \frac{(R_1+R_2)}{R_2}$

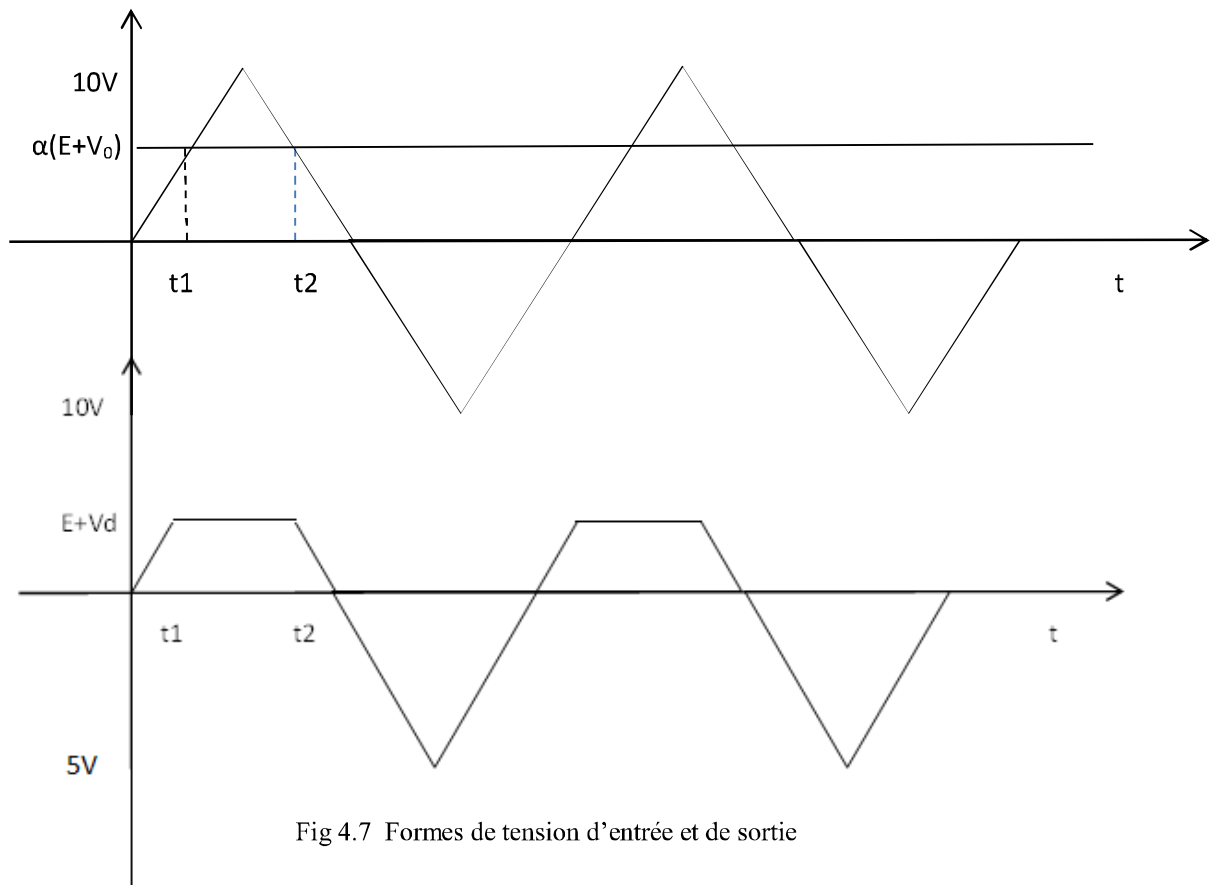


Fig 4.7 Formes de tension d'entrée et de sortie

Exercice N°3 :

dans le circuit de la figure 4.9, $e(t)$ un signal triangulaire symétrique d'amplitude 15V, $R_1=R_2= 2k\Omega$, $V_z=4V$, $E=2V$, Etablir l'expression de la tension de sortie (les diodes sont supposées parfaites en polarisation directe : $V_d=0$, $r_d=0$).

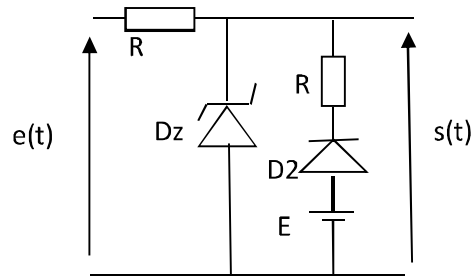


Fig 4.9

Solution

a) $Si e(t) \leq 0 \rightarrow Dz$ est polarisée en directe, elle est passante
 $\begin{cases} Si e(t) \leq E \rightarrow D2$ est passante car elle est polarisée en directe
 $Si e(t) > E \rightarrow D2$ est bloquée car elle est polarisée en inverse $\rightarrow s(t) = 0$

b) $Si e(t) \geq 0 \rightarrow Dz$ est polarisée en inverse $\rightarrow \begin{cases} Si e(t) \leq 4 \rightarrow Dz$ est bloquée
 $Si e(t) > 4 \rightarrow Dz$ est passante

$Si e(t) \geq 0 \rightarrow \begin{cases} Si e(t) \leq 2 \rightarrow D2$ est passante, elle est polarisée en directe
 $Si e(t) > 2 \rightarrow D2$ est bloquée, elle est polarisée en inverse

Et par suite, on distingue les trois cas suivant:

✓ $0 \leq e(t) \leq 2 \rightarrow \begin{cases} D2$ est passante
 Dz est bloquée \rightarrow

$s(t) = E + Ri_2$ Avec $i_2 = \frac{e(t)-E}{2R}$ et par suite $s(t) = E + R \frac{e(t)-E}{2R} = 0.5(e(t) + E)$.

✓ $2 \leq e(t) \leq 4 \rightarrow \begin{cases} D2$ est bloquée
 Dz est bloquée $\rightarrow s(t) = e(t)$

✓ $e(t) \geq 4 \rightarrow \begin{cases} D2$ est bloquée
 Dz est passante $\rightarrow s(t) = V_z = 4V$

Exercice N°4

On considère le circuit de la figure 4.10, $e(t) = 5 \sin(\omega t)$ et $E=2V$, et $R=500\Omega$. La diode D est caractérisée par $V_0 = 0.7V$ et $r_d=0$. Déterminer l'expression de la tension, tracer sa courbe représentative.

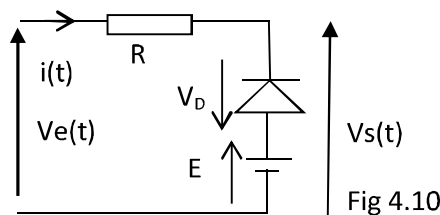


Fig 4.10

Solution

Déterminer l'expression de la tension de sortie et tracer sa courbe

De la maille (I) $V_e(t) = E - V_d - Ri$

A la limite de conduction on a $i=0 \rightarrow V_d = -V_e(t) + E$

La diode D est passante si $V_d \geq V_0 \rightarrow -V_e(t) + E \geq V_0 \rightarrow V_e(t) \geq E - V_0$

$V_s(t) = E - V_0$ et $i = \frac{V_e(t) - E + V_d}{R}$

La diode D est bloquée si $V_d < V_0 \rightarrow V_e(t) < E - V_0$

$\rightarrow i = 0, V_s(t) = V_e(t) - Ri = V_e(t)$

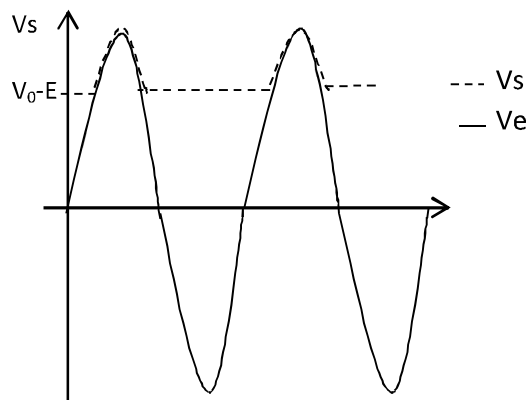


Fig 4.11 Formes de tension d'entrée et de sortie

Les Formes de tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.11

Exercice N°5

Dans le montage de figure 4.12, les diodes sont supposées parfaites, $V_e(t)$ est un signal sinusoïdal d'amplitude 20V crête à crête, tracer l'allure de la tension de sortie $V_s(t)$ ainsi que la caractéristique de transfert de ce montage, $E=5V, R= 1\text{ k}\Omega$

Déterminer l'expression du courant qui circule dans D1 et tracer son graphe

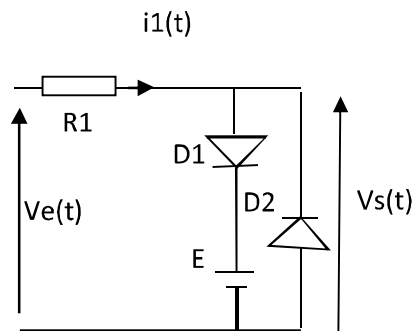


Fig 4.12

Solution

Expression de la tension $V_s(t)$

$$S_{ie}(t) > 0 \Rightarrow \begin{cases} D2 \text{ est bloquée} \\ sie(t) > V_0 + E \Rightarrow D1 \text{ est passante} \Rightarrow S(t) = V_0 + E \\ sie(t) < V_0 + E \Rightarrow D1 \text{ est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases}$$

$$S_{ie}(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} D1 \text{ est bloquée} \\ sie(t) > -V_0 \Rightarrow D2 \text{ est passante} \Rightarrow S(t) = -V_0 \\ sie(t) < -V_0 \Rightarrow D2 \text{ est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \end{cases}$$

Expression du courant $i_1(t)$

On sait que $i_1(t) = i_{d1}(t) + i_{d2}(t)$

$$S_{ie}(t) > 0 \Rightarrow \begin{cases} D2 \text{ est bloquée} \Rightarrow i_{d2}(t) = 0 \\ sie(t) > V_0 + E \Rightarrow D1 \text{ est passante} \Rightarrow S(t) = V_0 + E \Rightarrow i_{d1}(t) = \frac{e(t) - (V_0 + E)}{R1} \\ sie(t) < V_0 + E \Rightarrow D1 \text{ est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \Rightarrow i_{d1}(t) = 0 \end{cases}$$

$$S_{ie}(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} D1 \text{ est bloquée} \Rightarrow i_{d1}(t) = 0 \\ sie(t) > -V_0 \Rightarrow D2 \text{ est passante} \Rightarrow S(t) = -V_0 \Rightarrow i_{d2}(t) = \frac{e(t) - (-V_0)}{R1} \\ sie(t) < -V_0 \Rightarrow D2 \text{ est bloquée} \Rightarrow S(t) = e(t) \Rightarrow i_{d2}(t) = 0 \end{cases}$$

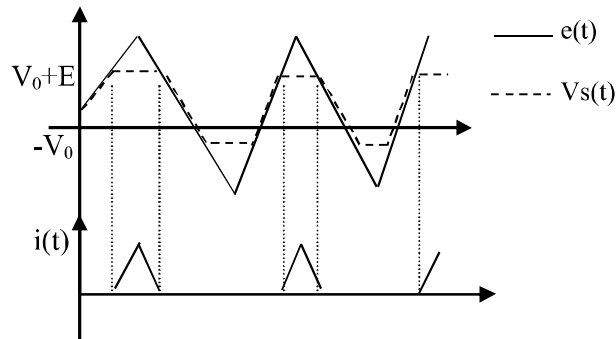
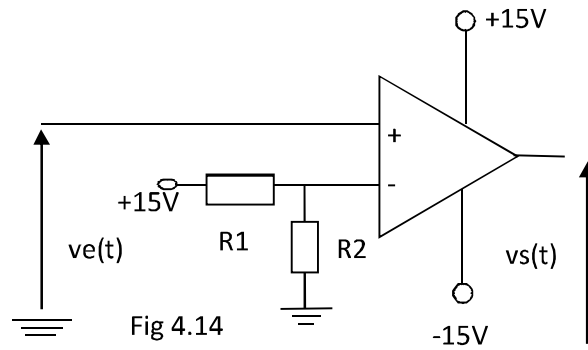


Fig 4.13 Formes de tension d'entrée et de sortie

Les Formes de tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.13

Exercice N°6

L'AOP de la figure ci-dessous est parfait, tracer le signal de sortie, calculer le rapport cyclique de ce signal (la période de la tension d'entrée est 20ms et $V_p=10V$) $R1=200k\Omega$ et $R2=100k\Omega$



Solution

Ce montage est un comparateur simple

$$V_s(t) = \begin{cases} V_{cc} & \text{si } V^+ > V^- \Rightarrow \text{si } Ve(t) > V_{Ref} \\ 0 & \text{si } V^+ < V^- \Rightarrow \text{si } Ve(t) < V_{Ref} \end{cases}$$

$$V_{Ref} = V^- \cdot \frac{R1}{(R1 + R2)} 15 = \frac{100}{300} 15 = 5V$$

Les tensions d'entrée et de sorties sont tracées sur la figure

Le rapport cyclique est $r = \frac{t_2 - t_1}{T}$

Puisque on a un signal sinusoïdal à l'entréer $= \frac{\theta_2 - \theta_1}{2\pi}$

$$V_p \sin(\theta) = V_{ref} \Rightarrow \sin(\theta) = \frac{V_{ref}}{V_p} = \frac{5}{10} = 0.5 \rightarrow \theta_1 = \frac{\pi}{6} \text{ et } \theta_2 = \pi - \frac{\pi}{6} = \frac{5\pi}{6}$$

$$\text{Finalement le rapport cyclique } r \text{ est ; } r = \frac{\theta_2 - \theta_1}{2\pi} = \frac{\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6}}{2\pi} = \frac{4\pi}{6} \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{3} = 0.33$$

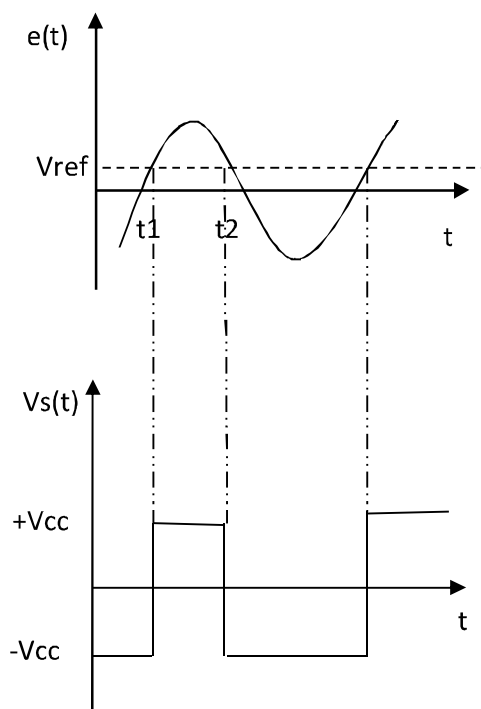


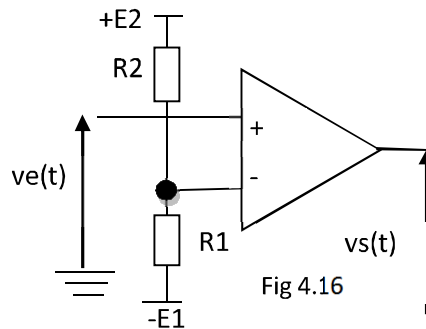
Fig 4.15 Formes de tension d'entrée et de sortie

Les Formes de tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.15, la tension de sortie est un signal rectangulaire.

Exercice N°7

l'AOP de la figure 4.16 est parfait polarisé entre $\pm 12V$; $v_e(t)$ est un signal triangulaire symétrique de 12 V crête à crête, déterminer l'expression de la tension V^- en fonction de E_1 et E_2 R_1 et R_2 , ainsi que celle de $v_s(t)$.

Si $E_1=E_2=E=10V$, R_1 et R_2 sont les parties d'un potentiomètre de $10K\Omega$ et si $R_1=\alpha R$, quelle est la valeur de α pour que $V^-=3V$, tracer dans ce cas $v_s(t)$. Quel est le rôle de ce montage



Solution

Ce montage est un comparateur à un seul seuil, la tension de sortie est donnée par

$$V_s(t) = \begin{cases} V_{cc} & \text{si } V_e(t) > V^- \\ 0 & \text{si } V_e(t) < V^- \end{cases}$$

Donc $V^- = ?$

$$V^- = \frac{E_2 \alpha R - (1 - \alpha) R E_1}{R}$$

$$V^- = \frac{E_2 \alpha R - (1 - \alpha) R E_1}{R} = \alpha E_2 + \alpha E_1 - E_1 = (2\alpha - 1)E$$

Donc $V^- = (2\alpha - 1)E$

pour que $V^- = 3V$, $\alpha = ?$

$$(2\alpha - 1)E = 3 \Rightarrow (2\alpha - 1) = \frac{3}{E} + 1 \Rightarrow \alpha = \frac{3 + E}{2E} = \frac{3 + 10}{10 + 10} = 0.65$$

Finalement $\alpha = 0.65$

Si $\alpha \nearrow \Rightarrow$ rapport cyclique \searrow

Si $\alpha \searrow \Rightarrow$ rapport cyclique \nearrow

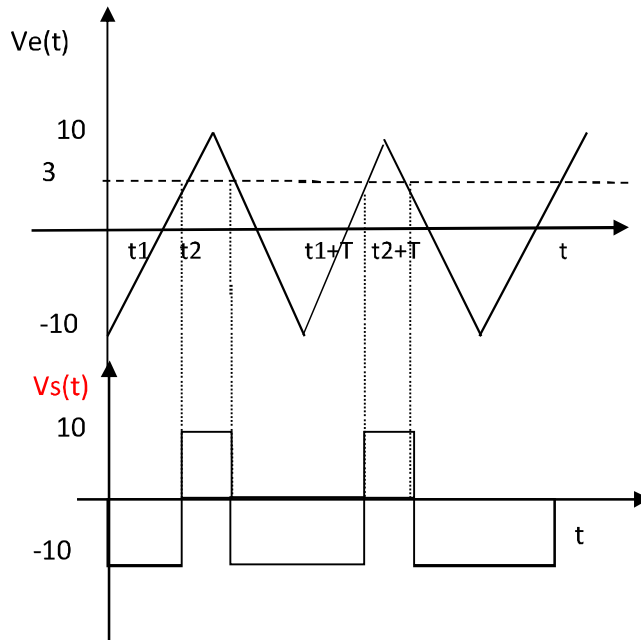


Fig 4.17 Formes de tension d'entrée et de sortie

Les Formes de tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.17, la tension de sortie est un signal rectangulaire dont la largeur d'impulsion est modulée par α et par conséquent, ce montage permet de générer un signal MLI (modulation de largeur d'impulsion) ou PWM en anglais (Pulse width Modulation).

Exercice N°8

On considère le montage de la figure 4.18, $v_e(t)$ est un signal sinusoïdal d'amplitude 10V et de période T , sachant que $R_1=33k\Omega$, et $R_2=4.7k\Omega$, donner l'allure du signal de sortie, que fait ce montage $E_1=E_2=10V$

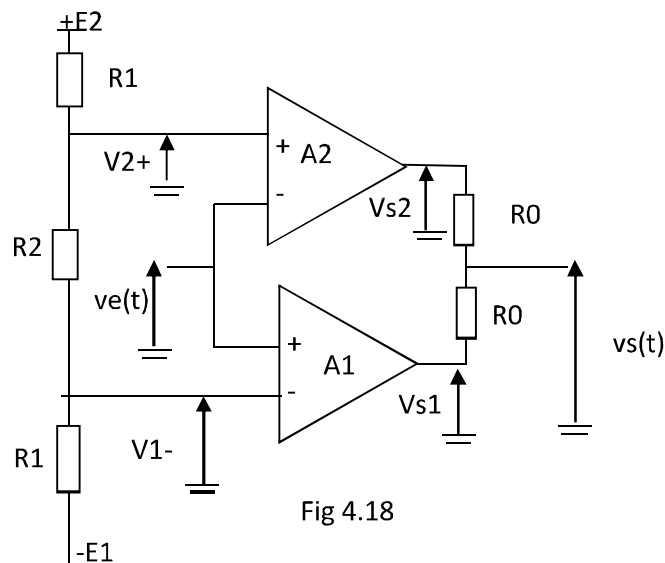


Fig 4.18

Solution

La tension de sortie du montage

$$V_s = 10V \Rightarrow \frac{R_0 V_{s1} + R_0 V_{s2}}{(R_0 + R_0)} = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2}$$

pour AOP (A2) : théorème de Millmann

$$V^+ = \frac{(R_1 + R_2)E_2 - R_1 E_1}{(2R_1 + R_2)}$$

$$V^+ = \frac{(33 + 4.7)E_2 - 33E_1}{(66 + 4.7)} = \frac{4.7 * 10}{(70.6)} = 0.6V$$

$$V^+ = 0.6V$$

pour AOP (A1) : théorème de Millmann

$$V^- = \frac{R_1 E_2 - (R_1 + R_2)E_1}{(2R_1 + R_2)}$$

$$V^- = \frac{33E_1 - (33 + 4.7)E_2}{(66 + 4.7)} = -\frac{4.7 * 10}{(70.6)} = -0.6V$$

$$V^- = -0.6V$$

Comparaison

$$\text{Si } V_e < -0.6 \Rightarrow V_{s1} = -V_{cc} \text{ et } V_{s2} = +V_{cc} \Rightarrow V_s = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2} = 0$$

$$\text{Si } -0.6 < V_e < +0.6 \Rightarrow V_{s1} = +V_{cc} \text{ et } V_{s2} = +V_{cc} \Rightarrow V_s = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2} = V_{cc}$$

$$\text{Si } V_e > +0.6 \Rightarrow V_{s1} = +V_{cc} \text{ et } V_{s2} = -V_{cc} \Rightarrow V_s = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2} = 0$$

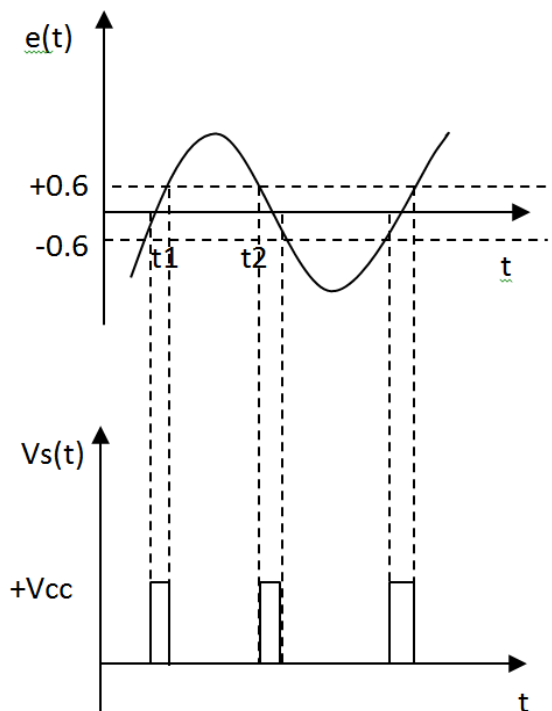


Fig 4.19 Formes de tension d'entrée et de sortie

Les Formes de tension d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 4.19, la tension de sortie est une impulsion qui apparue à chaque passe de $V_e(t)$ par zéro, ce montage est dit montage détecteur de passage par zéro et peut être utilisé comme circuit de synchronisation dans la commande des montages gradateurs à triac par exemple.

Exercice N°9 :

Pour le montage trigger de Schmitt inverseur figure 4.20 Calculer le rapport R_2/R_1 sachant que l'on veut des seuils de basculement de $\pm 5V$ et que $V_{cc}=\pm 15V$, calculer les résistances R_1 et R_2 pour avoir un courant de sortie de $1mA$.

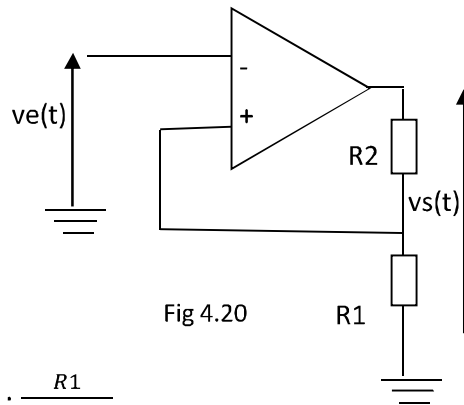


Fig 4.20

Solution

$$\text{si } v_s = +V_{cc} \text{ alors } V_H = V_{cc} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

$$v_s = -V_{cc} \text{ alors } V_B = -V_{cc} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_H = V_{cc} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = 5V \Rightarrow \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = \frac{V_H}{V_{cc}} \Rightarrow \frac{V_{cc}}{V_H} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{cc}}{V_H} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{cc}}{V_H} - 1 = \frac{15}{5} - 1 = 2$$

Donc $\frac{R_2}{R_1} = 2$

$R_2 = ?$ et $R_1 = ?$ pour $i_s = 1mA$

On a $v_s = (R_1 + R_2)i_s$ et puis que $R_2 = 2R_1$ alors

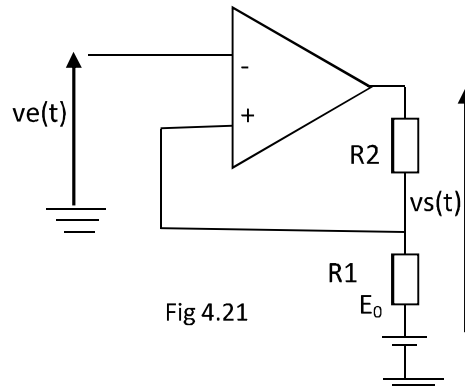
$$v_s = (R_1 + 2R_1)i_s = 3R_1i_s \Rightarrow R_1 = \frac{V_{cc}}{3i_s} = \frac{15}{3mA} = 5k\Omega$$

$$R_2 = 2R_1 \Rightarrow R_2 = 10k\Omega$$

Donc $R_1 = 5k\Omega$ et $R_2 = 10k\Omega$

Exercice N°10

Considérons le montage de la figure 4.21 où E_0 est reliée à R_1 à la place la masse. Exprimer les seuils de basculement haut et bas en fonction des éléments du montage, on veut un seuil de basculement bas de 0V et un seuil de basculement haut de 10V, calculer le rapport des résistances et E_0 .



Solution

Le seuil de basculement haut

$$\text{si } v_s = +v_{cc} \text{ alors } V_H = \frac{R_1 V_{cc} + R_2 E_0}{(R_1 + R_2)}$$

le seuil de basculement bas

$$\text{si } v_s = -v_{cc} \text{ alors } V_B = \frac{-R_1 V_{cc} + R_2 E_0}{(R_1 + R_2)}$$

$$\text{On a } V_B = 0 \Rightarrow R_2 E_0 = R_1 V_{cc}$$

$$\text{Donc } E_0 = \frac{R_1 V_{cc}}{R_2}$$

$$\text{On a } V_H = 10V \Rightarrow \frac{R_1 V_{cc} + R_2 E_0}{(R_1 + R_2)} = V_H \text{ et } E_0 = \frac{R_1 V_{cc}}{R_2}$$

$$\Rightarrow V_H = \frac{R_1 V_{cc} + R_2 \frac{R_1 V_{cc}}{R_2}}{(R_1 + R_2)} = \frac{2R_1 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$$

$$\Rightarrow V_H = \frac{2R_1 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} \Rightarrow \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = \frac{V_H}{2V_{cc}}$$

$$\Rightarrow \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} = \frac{2V_{cc}}{V_H} \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{2V_{cc}}{V_H}$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{2V_{cc}}{V_H} - 1 = 3 - 1 = 2$$

Finalement le rapport des résistances est $\frac{R_2}{R_1} = 2$

$$E_0 = \frac{R_1 V_{CC}}{R_2} = \frac{V_{CC}}{2} = 7.5V$$

Exercice N°11

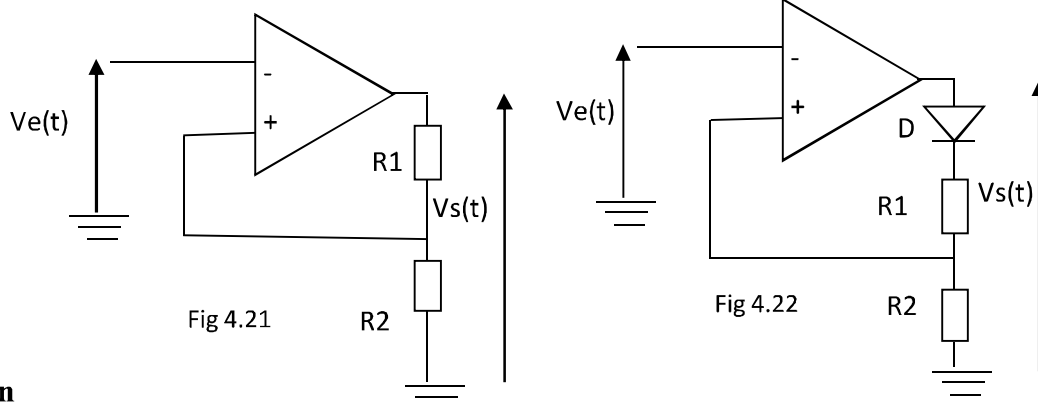
On considère le circuit de la figure 4.21 $V_{CC}=\pm 12V$, donner les expressions des deux niveaux de basculement haut et bas V_H et V_B

Sachant que la différence entre les deux niveaux de basculement haut et bas est 6V

- Calculer le rapport des résistances R_2 et R_1 , sachant que $R_2=10k\Omega$,
- calculer la résistance R_1
- calculer les tensions de seuils de basculement haut et bas
- Le signal $V_e(t)$ est un signal sinusoïdal avec $V_e(t) = 10V_p \sin(\theta)$. Tracer l'allure de la tension de sortie $V_s(t)$.

Au circuit précédent, on ajoute une diode idéale (figure4.22), on garde les mêmes valeurs de R_1 et R_2

- Pour ce nouveau circuit, refaire les parties (c) et (d). quel est le rôle de la diode?



Solution

$$V_{CC}=\pm 12V \text{ et } V_H - V_B = V = 6V$$

$$v_{iS} = +v_{CC} \text{ alors } V_H = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)}$$

$$v_{iS} = -v_{CC} \text{ alors } V_B = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)}$$

$$V_H - V_B = V \Rightarrow \frac{2R_2 V_{CC}}{(R_1 + R_2)} = V \Rightarrow \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{V}{2V_{CC}} \Rightarrow \frac{2V_{CC}}{V} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$\Rightarrow 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{2V_{CC}}{V} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{2V_{CC}}{V} - 1 = \frac{24}{6} - 1 = 3$$

Si $R_2=10k\Omega \rightarrow R_1=30k\Omega$

Calcul de V_H et V_B

$$V_H = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = 12 \cdot \frac{10}{40} = 3V \text{ et } V_B = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = -12 \cdot \frac{10}{40} = -3V$$

L'allure de la tension de sortie est visualisée sur la figure 2.23

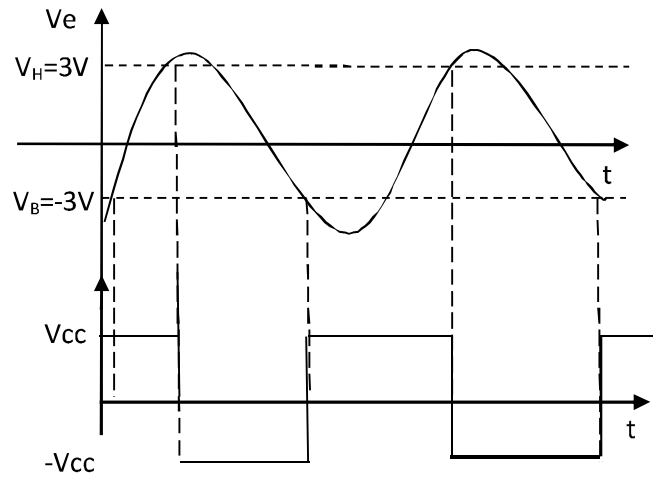


Fig 4.23 Formes de tension d'entrée et de sortie

Le montage avec diode :

si $V_s = +v_{cc}$ alors D es passante $V_H = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = 3V$

si $V_s = -v_{cc}$ Alors D es bloquée $V_B = V^+ = R_2 i = 0$ car $i = 0$

la diode permet d'obtenir des niveaux de basculement non symétrique, autrement dit décaler ou translater le niveau de basculement bas de -3V à 0V.

5. Circuits à deux états

5.1 Introduction

Les circuits à deux états sont des circuits dont le fonctionnement évolue:

- Entre deux états stables → circuits bistables
- Entre deux états instables → circuit astable
- Entre un état stable et un état instable → circuit monostable

Il est à noter que ces circuits sont la base de l'électronique numérique

5.2 Circuits bistables

Ce type de multivibrateur est assimilable à une bascule (RS), il existe une variété de circuits à base de transistors bipolaire, MOSFET et AOP.

5.2.1. Circuit bistable à transistors

le circuit bistable à transistors est schématisé dans la figure 5.1

Fonctionnement : Au début, et en absence d'une impulsion de déclenchement, l'un des transistors est bloqué tandis que l'autre est saturé. L'état initial des deux transistors est aléatoire, Supposons que T_1 est bloqué et T_2 est saturé, ce circuit demeure dans cet état stable jusqu'à ce qu'un signal de commande (entrée) soit appliqué.

$$V_{CE1} = V_{CC}, V_{CE2} = V_{CEsat} = 0.3V \rightarrow 0V \text{ et } V_{BE1} \leq 0; \text{ et } V_{BE2} = V_{BEsat} = 0.7V$$

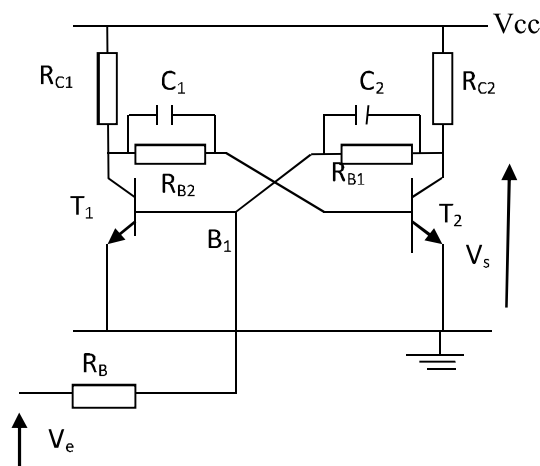


Fig 5.1 Circuit bistable à transistors

A l'instant t_1 on applique la première impulsion positive, le transistor T_1 se sature ($V_{CE1} \rightarrow 0$), ce qui met le collecteur de T_1 à la masse et entraîne le blocage de T_2 la tension V_s passe de $0V$ à V_{CC} ce qui maintient la saturation T_1 à travers R_{B1} , donc (nouveau état stable T_1 saturé et T_2

bloqué). Après la disparition de l'impulsion à l'instant t_2 , la saturation de T_1 est maintenue à travers RC_2 et RB_1 . La tension V_S est sensiblement égale à V_{CC} . A l'instant $t=t_3$ on applique une impulsion négative à la base de T_1 . Le transistor T_1 se bloque, son blocage entraîne la saturation de T_2 . Après la disparition de l'impulsion, la saturation de T_2 est maintenue travers RC_1 et RB_2 . La sortie $V_S=0$ (les condensateurs C_1 et C_2 sont des condensateurs d'accélération de la commutation des transistors voir chapitre II).

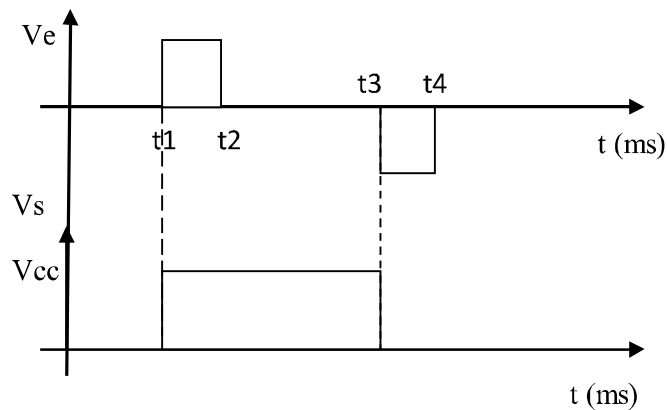


Fig 5.2 allures de tensions de commande et de sortie d'un circuit bistable à transistors

Pour un bon fonctionnement de ce montage, il faut s'assurer que les deux transistors fonctionnent en régime de commutation.

$$I_B > I_{Bsat} = \frac{I_{csat}}{\beta_{min}} \quad (5.1)$$

Supposons que T_1 est bloqué et T_2 est saturé donc

$$I_{C2sat} = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{R_{C2}} \quad (5.2)$$

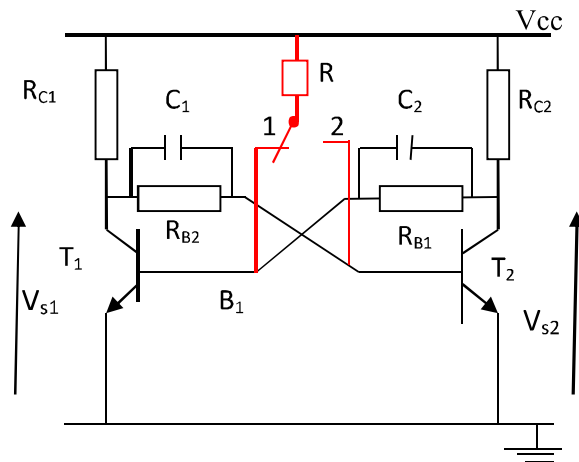


Fig 5.3 Circuit bistable à transistors avec technique de commande manuelle

$$I_{B2sat} = \frac{V_{cc} - V_{BEsat}}{R_{C1} + R_{B2}} \quad (5.3)$$

La condition de saturation de T_2 est $\frac{V_{cc} - V_{BEsat}}{R_{C1} + R_{B2}} > \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{R_{C2} \beta_{min}}$ (5.4)

Il existe plusieurs circuits de commande ou d'amorçage du circuit bistable à transistors, parmi lesquels on présente le circuit de la figure 5.3

Dans ce circuit, le passage d'un état stable à l'autre état stable se fait manuellement grâce à un commutateur à deux positions (1) et (2). Ce circuit est similaire à une bascule RS (mémoire).

5.2.2 Circuit bistable à AOP

Le circuit bistable à AOP de la figure 5.4 n'est autre qu'un circuit trigger de schmitt à AOP et qui représenté sur la figure 5.4

L'état initiale à $t=0$, $V_s = V_{cc}$ et $V^+ = \frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2}$

, à $t = t_1 \rightarrow V_e > V^+ = \frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2} \rightarrow V_s = -V_{cc}$ et $V^+ = -\frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2}$ (5.5)

, à $t = t_2 \rightarrow V_e > V^+ = -\frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2} \rightarrow V_s = V_{cc}$ et $V^+ = \frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2}$ (5.6)

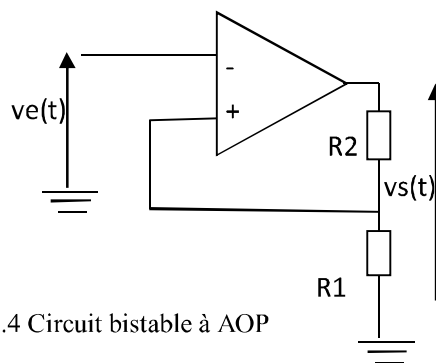


Fig 5.4 Circuit bistable à AOP

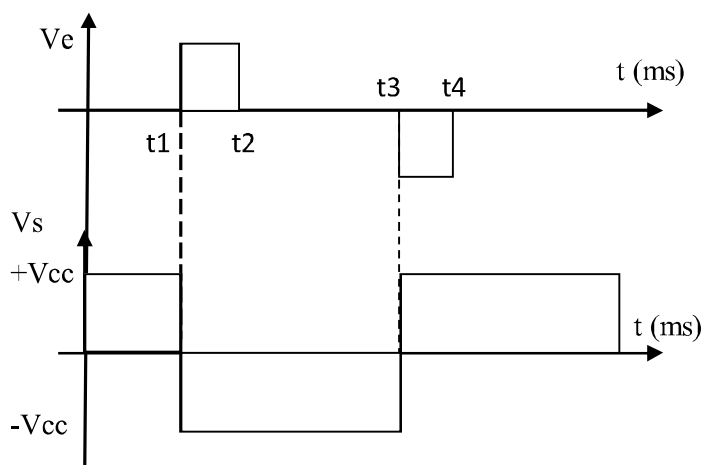


Fig 5.5 allures de tensions de commande et de sortie d'un circuit bistable à AOP

Dans la pratique, pour le circuit de déclenchement on utilise le circuit RC différentiateur attaqué par un signal rectangulaire $V(t)$. Le circuit bistable est similaire à une bascule RS (mémoire).

5.3 Les multivibrateurs astables

Un astable ou horloge est un dispositif qui change d'état spontanément sans qu'il soit nécessaire de lui appliquer une impulsion de commande. Il délivre à sa sortie un signal rectangulaire ou carré caractérisé par sa période T et son rapport cyclique $\alpha = \frac{T_1}{T}$, où T_1 est la durée du niveau haut du signal de sortie. Plusieurs types de circuits sont disponibles dans la littérature.

5.3.1 Circuits astables à transistors

le schéma de la figure 5.6 représente le circuit de base d'un astable à transistors bipolaires

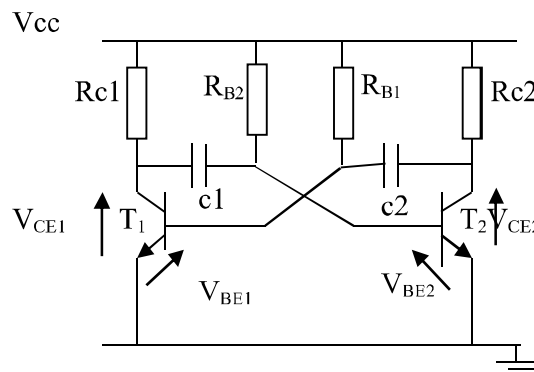


Fig 5.6 Circuit astable à transistors

5.3.1.1 Principe de fonctionnement

Dans ce montage si l'un des transistors est bloqué, alors l'autre transistor est saturé. Prenons le cas initial tel que T_1 saturé, T_2 bloqué. Après, on suppose que la base de T_2 devient légèrement positive : T_2 se sature et son potentiel V_{CE2} passe brutalement de V_{CC} à V_{CEsat} , cette variation négative brusque est transmise à la base du transistor T_1 par le condensateur $C_2 \rightarrow V_{BE1}$ passe de V_{BEsat} à $-(V_{CC} - V_{CEsat}) \rightarrow T_1$ se bloque. (Premier État instable T_1 bloqué et T_2 saturé)

C_2 se charge a travers R_{B1} , V_{BE1} augmente exponentiellement avec la constante de temps $R_{B1}C_2$, au moment ou elle atteint $0.7V$, T_1 se sature , et son potentiel V_{CE1} passe brutalement de V_{CC} à V_{CEsat} ,cette variation négative brusque est transmise par le condensateur C_1 à la base du transistor $T_2 \rightarrow V_{BE2}$ passe de V_{BEsat} à $-(V_{CC} - V_{CEsat}) \rightarrow T_2$ se bloque. (deuxième État instable T_2 bloqué et T_1 saturé)

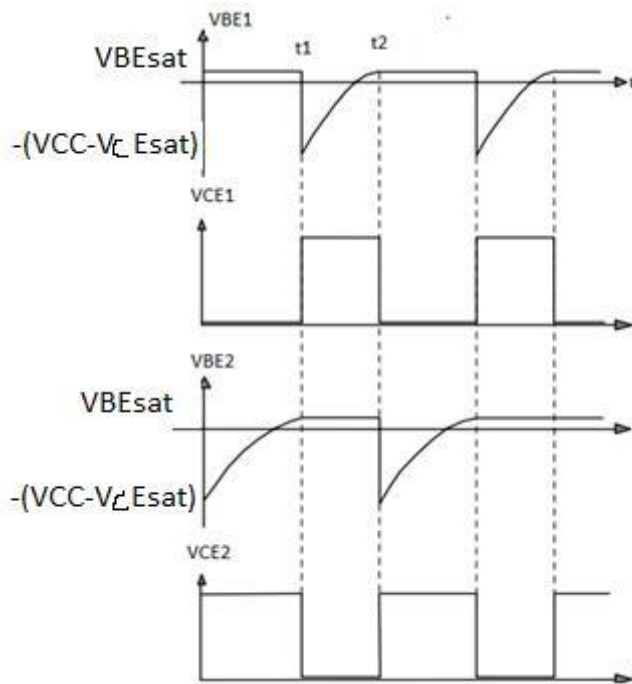


Fig 5.7 allures des différentes tensions de sortie d'un circuit astable à transistors

C_1 se charge a travers R_{B2} , V_{BE2} augmente exponentiellement avec la constante de temps $R_{B1}C_2$, au moment ou elle atteint $0.7V$, T_2 se sature , et son potentiel V_{CE2} passe brutalement de V_{CC} à V_{CEsat} , cette variation négative brusque est transmise à la base du transistor $T_1 \rightarrow V_{BE1}$ passe de V_{BEsat} à $-(V_{CC} - V_{CEsat}) \rightarrow T_1$ se bloque. Et le cycle recommence.

Le système oscille en permanence entre ces deux états instables. Et comme l'indique la figure en face, Le multivibrateur astable est un oscillateur, il délivre deux signaux carres (rectangulaire) en opposition de phase sur les collecteurs des deux transistors.

5.3.1.2 Expression analytique de la période

Nous avons vu que C_1 se charge en exponentielle et que le potentiel V_{BE1} croit en exponentiel. et par suite:

$$V_{BE1}(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \quad (5.7)$$

Où $\tau = R_{B2}C_1$

$$V_{BE1}(0) = -(V_{cc} - V_{cesat}) = A + B \quad (5.8)$$

$$V_{BE1}(\infty) = V_{cc} = A \text{ et par suite } = -2V_{cc} + V_{cesat} ,$$

$$\Rightarrow V_{BE1}(t) = V_{cc} + (-2V_{cc} + V_{cesat} \cdot) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (5.9)$$

$$\text{D'autre } V_{BE1}(t_1) = V_{cc} + (-2V_{cc} + V_{cesat} \cdot) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = V_{BEsat} \quad (5.10)$$

$$\Rightarrow t_1 = T_1 = -R_{B2}C_1 \ln\left(\frac{V_{BEsat}-V_{cc}}{-2V_{cc}+V_{cesat}}\right) = R_{B2}C_1 \ln\left(\frac{V_{cc}-V_{BEsat}}{2V_{cc}-V_{cesat}}\right) \quad (5.11)$$

il en est de même pour V_{BE2}

$$V_{BE2}(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) + BC_2 \text{ et } \tau = R_{B1}C \quad (5.12)$$

$$\Rightarrow t_2 - t_1 = T_2 = R_{B1}C_2 \ln\left(\frac{V_{cc}-V_{BEsat}}{2V_{cc}-V_{cesat}}\right) \quad (5.12)$$

La période est donnée par la relation suivante:

$$T = T_1 + T_2 = (R_{B1}C_2 + R_{B2}C_1) \ln\left(\frac{V_{cc}-V_{BEsat}}{2V_{cc}-V_{cesat}}\right) \quad (5.13)$$

$$\text{Si } V_{cesat} = V_{Besat} \rightarrow 0 \Rightarrow T = T_1 + T_2 = (R_{B1}C_2 + R_{B2}C_1) \ln(2) \quad (5.14)$$

Cas particulier :

$R_{B2} = R_{B1} = R$ et $C_1 = C_2 = C$, et par suite $T_1 = T_2$, ainsi la relation s'écrit:

$$T = 2(RC)\ln(2)$$

Et par suite, on obtient à la sortie du montage un signal carré périodique.

5.3.2 Circuit Astable à AOP :

Le circuit de la figure 5.8 est un monostable à AOP, dans ce cas L'AOP est considéré comme idéal.

Si $V^+ > V^-$, on a : $V_S = + V_{cc} \Rightarrow V^+ = \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_H$ où V_H est le seuil de basculement haut du trigger. Le condensateur C qui est initialement déchargé, se charge à travers R. $V_c(t)$ croît jusqu'à la valeur $V_H \Rightarrow$ la sortie bascule à $-V_{cc}$, alors $V_S = - V_{cc} \Rightarrow V^+ = -\frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_B$ où

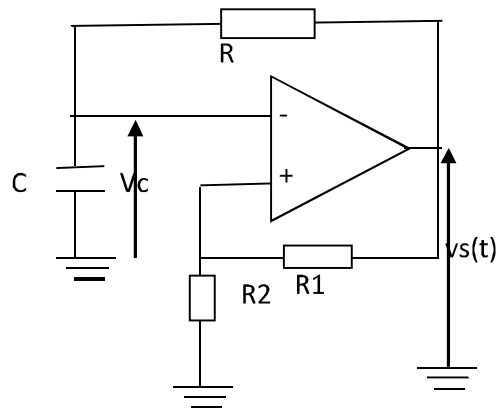


Figure 5.8 Circuit astable à AOP

V_B est le seuil de basculement bas du trigger. Le condensateur se décharge à travers R_3 . V_C décroît jusqu'à ce qu'il devienne inférieur à V_B et la sortie bascule de nouveau à $+V_{CC}$. Le système oscille indéfiniment entre ces deux états (astable) avec une période fonction des valeurs des éléments du circuit.

5.3.21 Expression de la période T

Expression de T_1

On prend comme origine $t=0$, et $0 < t < t_1$ donc $V_S = -V_{CC}$ et $V_C(0) = V_B$,

$$V^+ = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = V_B \quad (5.13)$$

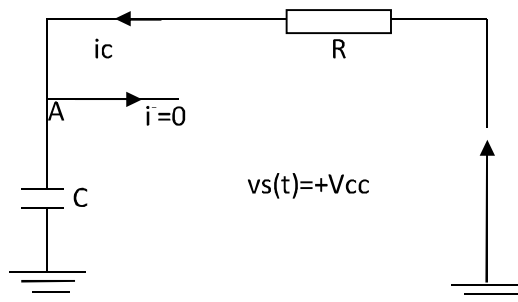


Fig 5.10

C va se charger par $+V_{CC}$ à travers R (voir figure 5.10), La solution générale de cette équation est:

$$V_A(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = R_3 C \quad (5.15)$$

$$V_C(0) = V_B = A + B \Rightarrow A + B = V_B$$

$$t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ se charge jusqu'à } \rightarrow +V_{CC} \Rightarrow B = V_{CC} \text{ et } A = V_B - V_{CC}$$

$$\Rightarrow V_C(t) = (V_B - V_{CC}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + V_{CC} \quad (5.16)$$

at = 0 : $V_c(0) = V_B \Rightarrow V_c$ Croit jusqu'à $t = t_1$ pour atteindre la valeur V_H

$$V_c(t_1) = V_H \Rightarrow V_c(t_1) = (V_B - V_{CC}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) + V_{CC} = V_H \quad (5.17)$$

$$\Rightarrow \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = \frac{V_H - V_{CC}}{V_B - V_{CC}} \Rightarrow \frac{t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_B - V_{CC}}{V_H - V_{CC}}\right) \quad (5.18)$$

$$\Rightarrow t_1 = \tau \cdot \ln\left(\frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + 1}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}}\right) = \tau \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (5.19)$$

L'expression de t_1 est donc : $t_1 = R_3 C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = T_1 \quad (5.20)$

Expression de T2 : $t_2 < t < t_2$

$V_S = + V_{CC}$ et $V^+ = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_H$ Donc C va se charger négativement par $-V_{CC}$ à travers R

(voir figure 5.11). La solution générale de cette équation est:

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC \quad (5.21)$$

à $t = t_1 \rightarrow V_c(t_1) = A + B = V_H$

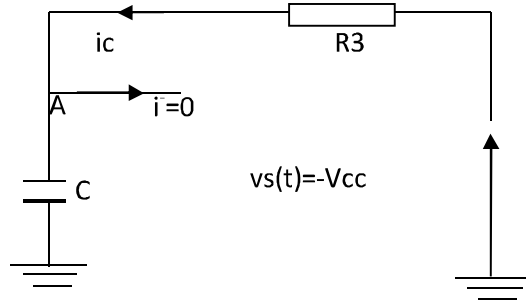


Fig 5.11

Et lors que $t \rightarrow \infty \Rightarrow C$ se charge jusqu'a $\rightarrow -V_{CC} \Rightarrow B = -V_{CC} \Rightarrow A = V_H + V_{CC}$

$$\Rightarrow V_c(t) = [V_H + V_{CC}] \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) - V_{CC} \quad (5.22)$$

à $t = t_1 : V_c(t_1) = V_B ; V_c$ décroît jusqu'à $t = t_2$ pour atteindre la valeur V_B

$$\text{à } t = t_2 \Rightarrow V_c(t_2) = [V_H + V_{CC}] \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right) - V_{CC} = V_B \quad (5.23)$$

$$\Rightarrow \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right) = \frac{V_B + V_{CC}}{V_H + V_{CC}} \Rightarrow \frac{t_2-t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_H + V_{CC}}{V_B + V_{CC}}\right) \quad (5.24)$$

$$\Rightarrow t_2 - t_1 = \tau \cdot \ln\left(\frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + 1}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}}\right) = \tau \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (5.25)$$

L'expression de T2 est donc est : $T_2 = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (5.26)$

$$\text{Et par suite la période est égale : } T = T_2 + T_1 = 2RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (5.27)$$

Dans ce cas on a $T_1=T_2 \Rightarrow (V_S(t))$ est 'un signal carré) rapport cyclique $\alpha = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2}$.

***le cas d'un générateur d'un signal rectangulaire peut être obtenu par le circuit suivant :**

Si $V_S(t) = V_{CC} \Rightarrow D2$ passante et $D1$ bloquée $\Rightarrow c$ se charge à travers R_3 donc

$$T_1 = R_3 C \cdot \ln\left(1 + 2R_2/R_1\right) \quad (5.28)$$

Si $V_S(t) = -V_{CC} \Rightarrow D1$ passante et $D2$ bloquée $\Rightarrow c$ se charge à travers R_4 donc

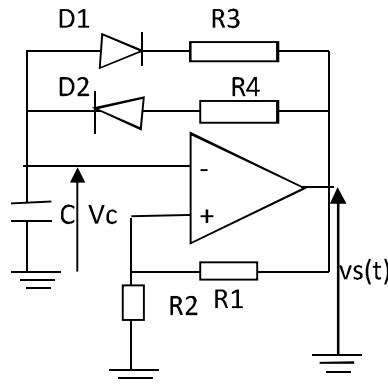


Fig 5.12 Montage astable à AOP avec rapport cyclique différent de 0.5

$$T_2 = R_4 C \cdot \ln\left(1 + 2R_2/R_1\right) \quad (5.29)$$

$$T = T_2 + T_1 = (R_3 + R_4)C \cdot \ln\left(1 + 2R_2/R_1\right) \quad (5.30)$$

Si $R_3 \neq R_4 \Rightarrow T_2 \neq T_1$ et par suite un signal rectangulaire à la sortie rapport cyclique

$$\alpha = \frac{T_1}{T} = \frac{R_3}{(R_3+R_4)}. \quad (5.31)$$

5.4 Circuit monostable

C'est un circuit ou montage qui possède 2 états (un état stable et un état instable), celui-ci étant à l'état stable, une impulsion de commande ou de déclenchement le fait passer à l'état instable et retourne spontanément à l'état initial stable après une durée ΔT . La durée ΔT de cet état instable dépend d'un réseau RC du montage. Le monostable réalise une fonction de temporisation utilisée chaque fois que l'on souhaite déclencher un dispositif avec retardement. la temporisation peut aller de quelques micros secondes à quelques heures. Le déclenchement du monostable se fait par front montant ou descendant d'une impulsion.

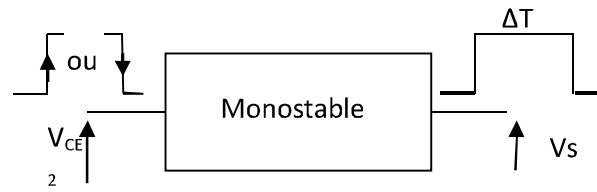


Fig 5.13 schéma de principe d'un montage monostable

2.4.1 Circuit monostable à transistors

le montage de la figure 1.14 représente une variété de montage monostable à transistors

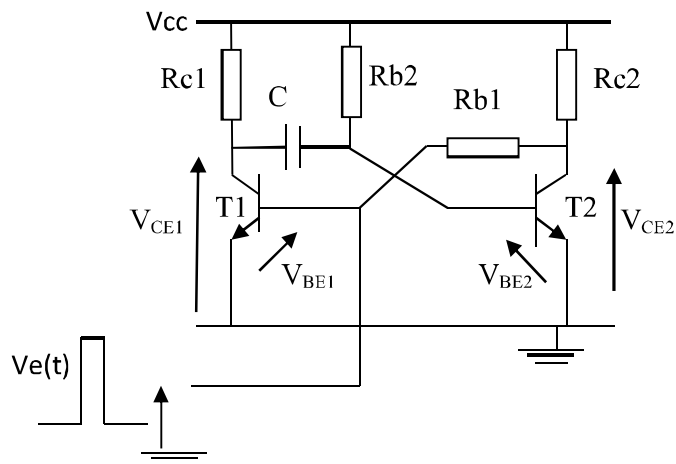


Fig 5.14 Circuit monostable à transistors

5.4.1.1 Fonctionnement:

En absence d'impulsion de déclenchement l'état stable est caractérisé par, T1 est bloqué et T2 est saturé, la saturation de T2 entraîne le blocage de T1 car le collecteur du deuxième transistor est mise à la masse.

$$V_{BE2} = V_{BEsat} = 0.6V \text{ et } V_{CE1} = V_{CC} \text{ et } V_{CE2} = V_{CEsat}$$

Le condensateur C se charge rapidement à travers Rc1 à une valeur $V_C = V_{CC} - V_{BEsat}$. La saturation de T2 est maintenue à travers la résistance RB2.

La présence d'une impulsion $V_e(t)$ à la base de T1 → le transistor T1 se sature et la saturation de T1 → bloque T2, (état instable). La saturation de T1 → V_{CE1} passe de V_{CC} à V_{CEsat} → $\Delta V_{CE1} = -(V_{CC} - V_{CEsat})$ qui sera transmise à la base de T2 à travers le condensateur C.

Le condensateur C va se charger à travers Rb2 → Lorsque V_{BE2} atteint 0,7V, le transistor T2 devient de nouveau passant → blocage de T2 (car $V_{CE2} = V_{CEsat}$) → blocage de T1) → retour à l'état stable initial.

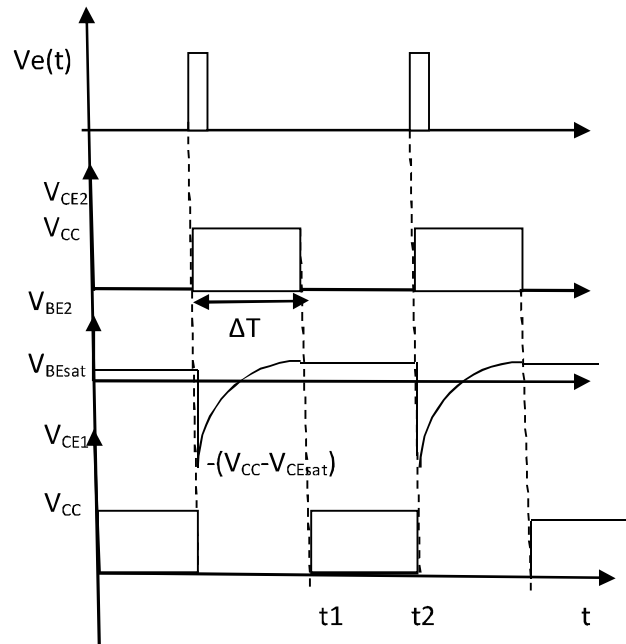


Fig 5.15 allures de tensions de commande et de sortie d'un circuit monostable à transistors

5.4.1.2 Expression de la durée de l'état instable:

$$V_{BE2}(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = R_{B2}C \quad (5.32)$$

$$V_{BE1}(0) = -(V_{cc} - V_{cesat}) = A + B \text{ et } V_{BE1}(\infty) = V_{cc} = A$$

et par suite $B = -2V_{cc} + V_{cesat}$,

$$\Rightarrow, V_{BE1}(t) = V_{cc} + (-2V_{cc} + V_{cesat}) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) \quad (5.33)$$

$$\text{D'autre part : } V_{BE1}(t_2) = V_{cc} + (-2V_{cc} + V_{cesat}) \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau}\right) = V_{BEsat} \quad (5.34)$$

$$\Rightarrow t_2 - t_1 = \Delta T = -R_{B2}C \ln\left(\frac{V_{BEsat}-V_{cc}}{-2V_{cc}+V_{cesat}}\right) = R_{B2}C \ln\left(\frac{2V_{cc}+V_{cesat}}{V_{cc}-V_{BEsat}}\right) \quad (5.35)$$

Dans le cas où $V_{cesat} \rightarrow 0$ et $V_{Besat} \rightarrow 0$

La durée de l'état instable ΔT est donnée par la relation suivante

$$\Delta T = (RC)\ln(2) \quad (5.36)$$

5.4.2 Circuit monostable à AOP

il existe plusieurs variétés de circuits monostable à base d'amplificateurs opérationnels, dans ce qui suit nous étudions l'un des plus simple de ces circuits (astable à AOP modifié).

le circuit de commande est un circuit dérivateur formé de (C_0 , R_0 et D_0) permet de generer une suite d'impulsion negative si $v_e(t)$ est un signal carré. La valeur de R_0 doit etre choisi tres superieure à R_2 .(lors que D est passante, $(R_0//R_2)=R_2$).

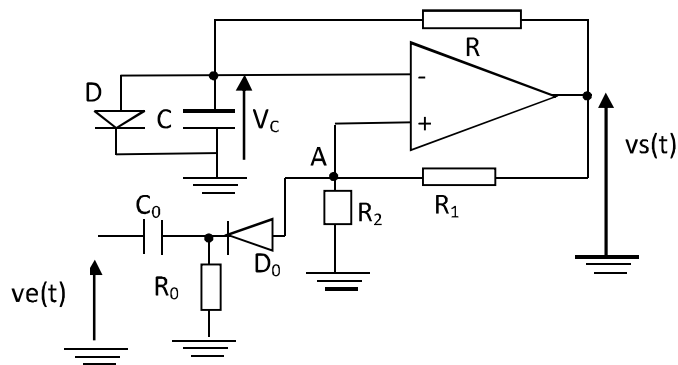


Fig 5.16 circuit monostable à AOP

l'état stable :en absence d'impulsion d'entrée ($V_e(t) = 0$)

Ce circuit demeure dan un état stable $V_s(t) = +V_{CC}$ donc D est passante et $V^- = V_0$ et d'autre part $V^+ = V_H = \frac{+V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement haut

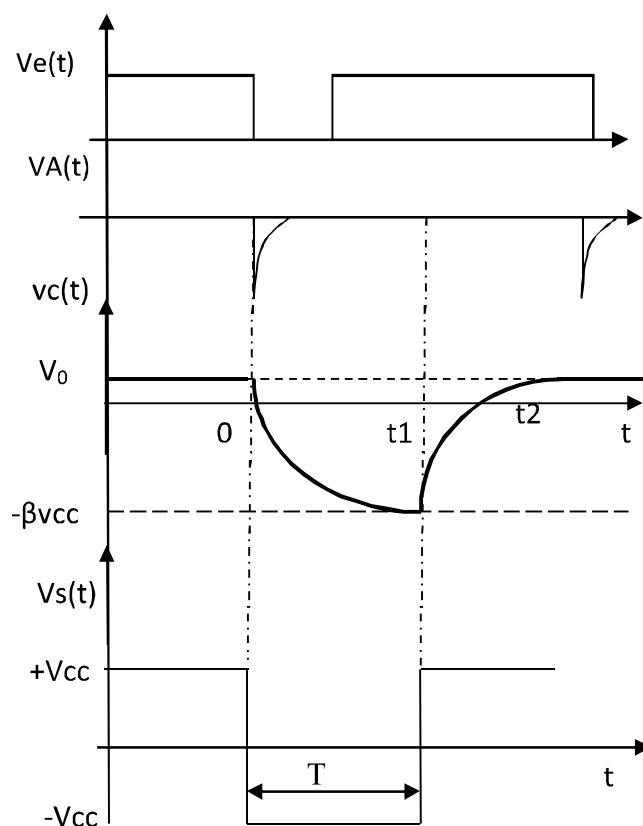


Fig 5.17 allures de tensions de commande et de sortie d'un circuit monostable à AOP

S'il y'a presence d'impulsion négative au point A de telle façon que ($V^+ < V^-$) basculement de la sortie et $V_s(t) = -V_{CC}$ et par suite C va se charger par la tension $= -V_{CC}$ à travers R jusqu'à la tension $V^+ = V_B = \frac{-V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement bas, Si $V_c(t) > V_B \rightarrow$ basculement $\rightarrow V_s(t) = +V_{CC} \rightarrow$ D passante et charge de C jusqu'à $+V_0$ (c'est le retour à l'état stable).

5.4.2.1 Expression de la durée de l'état instable

$$V_C(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC \quad (5.37)$$

$$V_C(0) = V_0 = A + B \text{ et } t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ tend à se charger jusqu'à } -V_{CC}$$

$$B = -V_{CC} \text{ et } A = V_0 + V_{CC}.$$

$$\Rightarrow V_C(t) = (V_0 + V_{CC}) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) - V_{CC} \quad (5.38)$$

C va se charger jusqu' au seuil de basculement bas à l'instant t_1

$$V_C(t_1) = (V_0 + V_{CC}) \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) - V_{CC} = \frac{-V_{CC}R_2}{R_1+R_2} = -\beta V_{CC} \quad (5.39)$$

$$\Rightarrow t_1 = -\tau \ln\left(\frac{(1-\beta)V_{CC}}{V_0+V_{CC}}\right) = \tau \ln\left(\frac{V_0+V_{CC}}{(1-\beta)V_{CC}}\right) \quad (5.40)$$

Dans le cas où on néglige V_0 devant V_{CC} donc t_1 'écrit

$$t_1 = T = RC \ln\left(\frac{1}{(1-\beta)}\right) = RC \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (5.41)$$

T est la durée de l'état instable de la sortie.

Une fois $V_C(t)$ atteint $\frac{-V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement bas, la tension de passe à V_{CC} $V_s(t) = +V_{CC}$ et c se charge jusqu'à V_0 et cela à $t=t_2$ et par suite D devient passante et par suite $V^- = V_0$ et $V^+ = \frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$

$V^+ > V^-$ $V_s(t) = +V_{CC}$ donc le monostable revient à son état intiable stable et demeure dans cet état jusqu' presence de nouvel signal d'attaque $v_e(t)$.

Remarques importantes : il est claire que pour avoir un bon fonctionnement il faut que la deuxieme impulsion doit etre appliqueé apres le temps t_2 , qui est le temps de recouvrement. Ce montage peut etre amelioré pour diminuer le temps t_2

Conclusion: ce circuit est un monostable non redeclenchable.

5.4.3 Monostable à circuits intégrés

il existe une variante de circuits monostables à base de circuits intégrés, parmi lesquels nous étudions les circuits SN47121 et 74123 en technologie TTL: ces circuits intégrés remplissant la fonction monostable ont été conçus pour générer des impulsions de durées allant de l'ordre de quelques nanosecondes jusqu'au secondes.

5.4.3.1 Monostable redeclenchable 74123

le 74123 contient deux monostables comme le montre la figure ci-dessous, le tableau ci-dessus résume bien le fonctionnement (H : niveau haut 5v), (L : niveau bas 0v), les flèches pour désigner les front montant et descendant des impulsions de commande. le symbole, le brochage et la table de vérité de ce circuit sont illustrés dans le tableau suivant:

SYMBOLE 74123	BROCHAGE	TABLE DE VÉRITÉ																																							
		<table border="1"> <thead> <tr> <th rowspan="2">Clear</th> <th colspan="2">Entrées</th> <th colspan="2">Sorties</th> </tr> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Q</th> <th>\bar{Q}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>L</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>H</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>H</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>H</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>L</td> <td>H</td> </tr> <tr> <td>H</td> <td>L</td> <td>*</td> <td>Π</td> <td>$\bar{\Pi}$</td> </tr> <tr> <td>H</td> <td>\downarrow</td> <td>H</td> <td>Π</td> <td>$\bar{\Pi}$</td> </tr> <tr> <td>\uparrow</td> <td>L</td> <td>H</td> <td>Π</td> <td>$\bar{\Pi}$</td> </tr> </tbody> </table>	Clear	Entrées		Sorties		A	B	Q	\bar{Q}	L	X	X	L	H	X	H	X	L	H	X	X	L	L	H	H	L	*	Π	$\bar{\Pi}$	H	\downarrow	H	Π	$\bar{\Pi}$	\uparrow	L	H	Π	$\bar{\Pi}$
Clear	Entrées			Sorties																																					
	A	B	Q	\bar{Q}																																					
L	X	X	L	H																																					
X	H	X	L	H																																					
X	X	L	L	H																																					
H	L	*	Π	$\bar{\Pi}$																																					
H	\downarrow	H	Π	$\bar{\Pi}$																																					
\uparrow	L	H	Π	$\bar{\Pi}$																																					

La durée de l'état instable est donnée par la relation suivante : $\Delta T = 0.3R_{ex}C_{ex}$

5.4.3.2 Monostable non redeclenchable SN47121

Ce circuit intégré contient un sel monostable, du tableau de fonctionnement ci-dessous, Si les entrées A1 et A2 sont à la masse, un front montant appliqué à B permet de générer une impulsion à la sortie de durée T. Si l'entrée B est connectée à +Vcc , le déclenchement peut se faire par un front descendant sur A1 et ou A2;

La durée de l'état instable est

$$\Delta T = 0.69R_{ex}C_{ex} \tag{5.42}$$

46 31

74121

SYMBOLE	BROCHAGE	TABLE DE VÉRITÉ																																																																	
	<p> SN 54121 (J, W) SN 74121 (J, N) SN 54L121 (J, T) SN 74L121 (J, N) ■ 121 ... $R_{int} = 2 \text{ k}\Omega$ nom ■ L121 ... $R_{int} = 4 \text{ k}\Omega$ nom </p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="3">Entrées</th> <th colspan="2">Sorties</th> <th rowspan="2">L : état bas H : état haut ↑ : front montant ↓ : front descendant Π : impulsion positive Λ : impulsion négative</th> </tr> <tr> <th>A1</th> <th>A2</th> <th>B</th> <th>Q</th> <th>Q̄</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>L</td> <td>X</td> <td>H</td> <td>L</td> <td>H</td> <td></td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>L</td> <td>H</td> <td>L</td> <td>H</td> <td></td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>L</td> <td>H</td> <td></td> </tr> <tr> <td>H</td> <td>H</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>H</td> <td></td> </tr> <tr> <td>H</td> <td>L</td> <td>H</td> <td>Π</td> <td>Λ</td> <td></td> </tr> <tr> <td>↓</td> <td>H</td> <td>H</td> <td>Π</td> <td>Λ</td> <td></td> </tr> <tr> <td>↓</td> <td>↓</td> <td>H</td> <td>Π</td> <td>Λ</td> <td></td> </tr> <tr> <td>L</td> <td>X</td> <td>?</td> <td>Π</td> <td>Λ</td> <td></td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>L</td> <td>?</td> <td>Π</td> <td>Λ</td> <td></td> </tr> </tbody> </table> <p> $0 < R_{ext} < 40 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ pF} < C_{ext} < 1 \text{ mF}$ </p>	Entrées			Sorties		L : état bas H : état haut ↑ : front montant ↓ : front descendant Π : impulsion positive Λ : impulsion négative	A1	A2	B	Q	Q̄	L	X	H	L	H		X	L	H	L	H		X	X	L	L	H		H	H	X	L	H		H	L	H	Π	Λ		↓	H	H	Π	Λ		↓	↓	H	Π	Λ		L	X	?	Π	Λ		X	L	?	Π	Λ	
Entrées			Sorties		L : état bas H : état haut ↑ : front montant ↓ : front descendant Π : impulsion positive Λ : impulsion négative																																																														
A1	A2	B	Q	Q̄																																																															
L	X	H	L	H																																																															
X	L	H	L	H																																																															
X	X	L	L	H																																																															
H	H	X	L	H																																																															
H	L	H	Π	Λ																																																															
↓	H	H	Π	Λ																																																															
↓	↓	H	Π	Λ																																																															
L	X	?	Π	Λ																																																															
X	L	?	Π	Λ																																																															

5.4.3.2.1 Configurations possibles du SN47121 :

ce circuit dispose d'une résistance interne R_{int} qui peut être utilisée ou non utilisée avec un circuit externe R_{ext} et C_{ext} pour fixer la durée de l'état instable. Le choix de ces résistances est recommandé par le constructeur.

$1400 \Omega < R_{ext} < 40 \text{ k}\Omega$ et $c < 1000 \mu\text{F}$ et par suite un temps max de 28s. L'impulsion la plus courte est de 30ns (broche 9 reliée à V_{cc}). Les configurations possibles sont clairement mentionnées dans le tableau suivant:

Monostable à 121, 35 ns typique	Monostable à 40 ns à 28 s	Monostable sans utilisation de R_{int}
<p> $T : \text{durée de l'impulsion calibrée.}$ $T = R_{int} C_{ext} \text{ Ln}(2)$ </p>	<p> $T = (R_{ext} + R_{int}) C_{ext} \text{ Ln}(2)$ </p>	<p> $T = R_{ext} C_{ext} \text{ Ln}(2)$ </p>

5.4.3.3 Monostable MC14528:

Parmi les circuits monostables dans la technologie CMOS, nous citons 74C221, 4098B, MC14528 (pour les utiliser correctement consulter le Datasheet du constructeur).

SYMBOLE 4528, 4538	BROCHAGE	TABLE DE VÉRITÉ																				
		<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="3">Entrées</th> <th colspan="2">Sorties</th> </tr> <tr> <th>\bar{A}</th> <th>B</th> <th>Clear</th> <th>Q</th> <th>\bar{Q}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>H</td> <td>L</td> <td>H</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>L</td> <td>L</td> <td>H</td> </tr> </tbody> </table>	Entrées			Sorties		\bar{A}	B	Clear	Q	\bar{Q}	H	L	H			X	X	L	L	H
		Entrées			Sorties																	
		\bar{A}	B	Clear	Q	\bar{Q}																
		H	L	H																		
X	X	L	L	H																		
<table border="1"> <tr> <td colspan="3">Durée de l'impulsion</td> <td colspan="2">4538</td> </tr> <tr> <td colspan="3">$T = K R_{ext} C_{ext}$</td> <td colspan="2">$K = 1$</td> </tr> </table>	Durée de l'impulsion			4538		$T = K R_{ext} C_{ext}$			$K = 1$													
Durée de l'impulsion			4538																			
$T = K R_{ext} C_{ext}$			$K = 1$																			
4528	<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="3">V_{DD}</th> </tr> <tr> <th>5V</th> <th>10V</th> <th>15V</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>K</td> <td>0,42</td> <td>0,32</td> <td>0,3</td> </tr> </tbody> </table>				V_{DD}			5V	10V	15V	K	0,42	0,32	0,3								
V_{DD}																						
5V	10V	15V																				
K	0,42	0,32	0,3																			

Remarque: il est très important à noter que dans ce type de circuit, la durée de l'état instable T dépend de la tension d'alimentation du circuit 5v, 10V ou 15V

Question : que peut-on dire du circuit monostable à transistors (redéclenchable ou non redéclenchable) ?

5.4.4 Différences entre monostable redéclenchable et non redéclenchable

-pour le monostable non redéclenchable la deuxième impulsion de commande n'est prise en considération que si la durée de l'état stable est pas coulée, on désigne cette sortie par (sortie V_{snr})

- pour le monostable redéclenchable la deuxième impulsion de commande est prise en considération même avant que la durée de l'état stable soit passée. On désigne sa sortie par (sortie V_{sr})

Les chronogrammes des tensions de sortie pour les deux types de monostable pour une même commande sont représentés sur la figure ci-dessous.

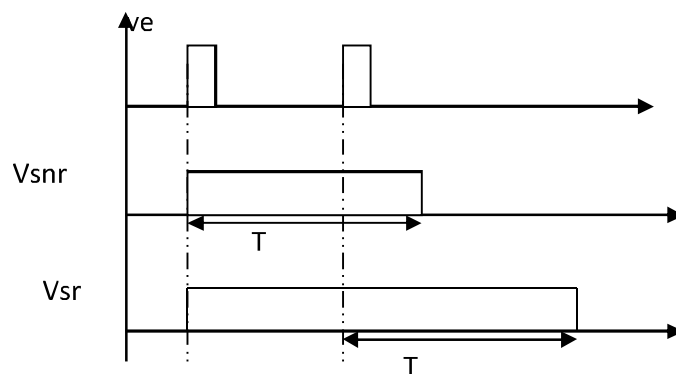


Fig 5.18 Signaux d'entrée et de sortie d'un monostable redéclenchable et non redéclenchable

Exercice N°1

On considère le montage de la figure 5.1 qui est circuit bistable à AOP, attaqué par un signal $V_e(t)$ carré périodique de période T , le circuit CR est un dérivateur parfait l'allure de la tension $V_R(t)$

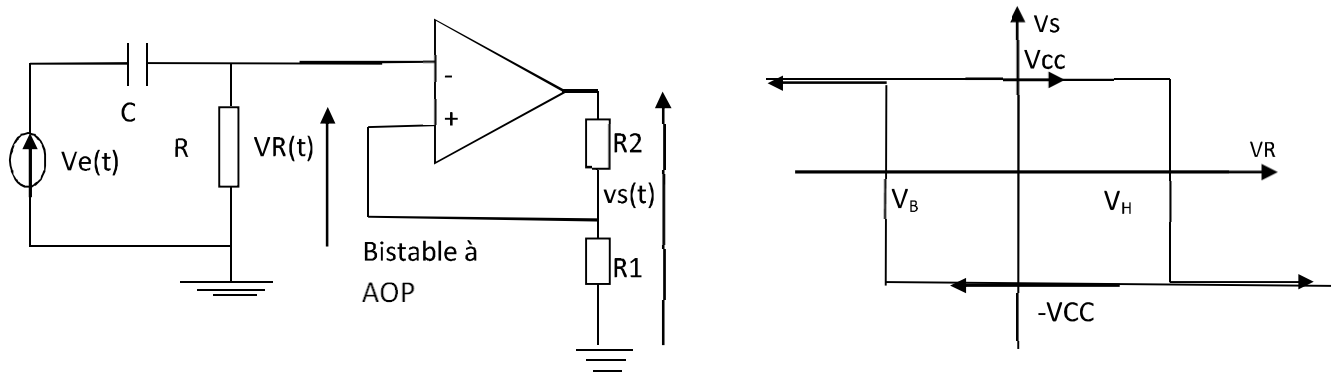


Figure 5.1 circuit bistable à AOP avec caractéristique de transfert

La fonction de transfert du circuit Trigger de schmitt est représentée dans la figure 5.1, à quelle condition doit satisfaire l'amplitude de $V_e(t)$, quelle est la relation qui lie RC à T pour obtenir un bon dérivateur ?

Tracer les chronogrammes des tensions $V_e(t)$, $V_R(t)$ et $V_s(t)$.

Solution

Pour que le circuit trigger de Schmitt fonctionne il faut que l'amplitude de $V_R(t)$ doit être supérieure aux deux seuils de basculement V_B et V_H

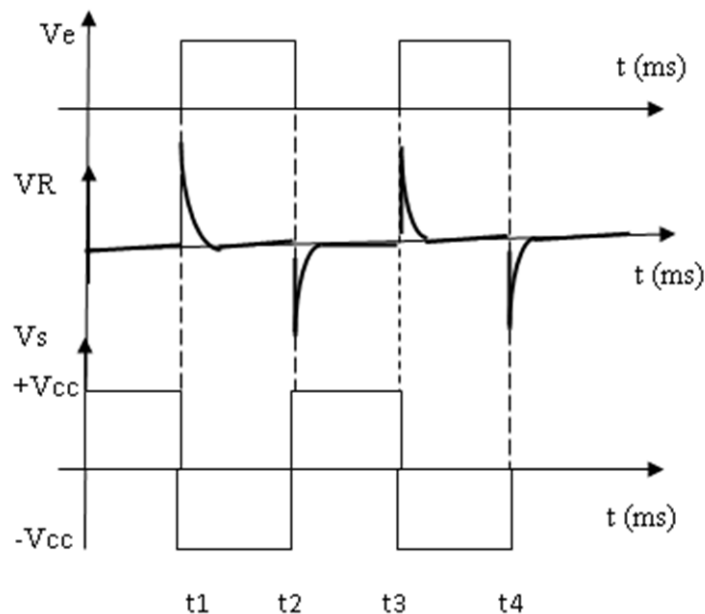


Figure 5.2 formes de tensions d'entrée et de sortie

Pour un bon intégrateur $RC \lll T$ les chronogrammes des différentes tensions d'entrée et de sortie sont visualisées sur la figure 5.2

A $t=0$ $v_s = +V_{cc}$

A $t=t_1$ si $V_r > V_H \rightarrow$ basculement et $V_S = -V_{cc}$

A $t=t_2$ si $V_r > V_B \rightarrow$ basculement et $V_S = +V_{cc}$

Exercice N°2:

On considère le montage Figure 5.3, $V_{CC} = E = 12V$ et $R_{C1} = R_{C2} = 2.2k\Omega$, $R_{B1} = R_{B2} = 15k\Omega$, $R = 100k\Omega$, pour un transistor saturé $V_{CEsat} = 0.2V$, $V_{BEsat} = 0.7V$, $\beta_{min} = 50$

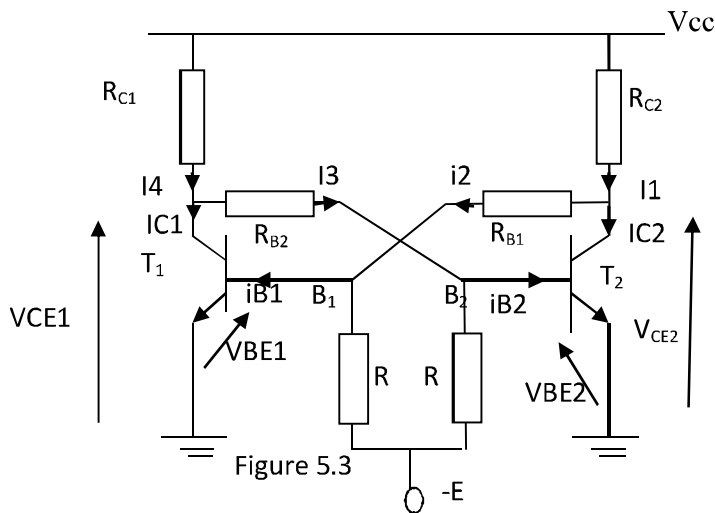
Si T1 est bloqué et T2 est saturé, déterminer la valeur de V_{B1}

Déterminer la valeur de I_{C2} et I_{B2}

Déterminer la valeur de V_{C1} , cette tension est-elle influencée par

Les paramètres réels du transistor V_{CEsat} , V_{CBsat}

Proposer un montage d'enclenchement de ce circuit avec explication



Solution

T1 est bloqué et T2 est saturé $\rightarrow V_{CE2} = V_{CEsat} = 0.2V$, $V_{B1} = ?$

$$V_{B1} = \frac{V_{CE2}R - ER_{B1}}{R + R_{B1}} = \frac{0.2 * 100 - 12 * 15}{115} = -2.95V$$

Déterminer I_{C2} et I_{B2}

$$I_{C2} = I_1 - I_2$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{R_{C2}} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_{C2}} = \frac{12 - 0.2}{2.2k} = 5.36mA$$

$$I_2 = \frac{V_{CE2} - (-E)}{R + R_{B1}} \text{ car } i_{B1} = 0 \text{ et T1 est bloqué, donc } I_2 = \frac{0.2 + 12}{115} = 0.104mA$$

Finalement

$$I_{C2} = I_1 - I_2 = 5.36 - 0.104 = 5.25mA$$

Déterminer la valeur de V_{C1} ? ($i_4 = i_3$) car T1 est bloqué

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_{c1}I_4$$

$$I_4 = \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R_{C1} + R_{B2}} \text{ avec } V_{BE2} = V_{BEsat} \text{ car T2 est saturé}$$

$$I_4 = \frac{12 - 0.7}{(2.2 + 15)10^3} = 0.65mA$$

Donc

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_{c1}I_4 = 12 - 2.2 * 0.65 = 10.57V$$

Nous avons vu que dans le montage traditionnel du transistor bipolaire en commutation que lors que le transistor est bloqué $V_{CE} = V_{CC}$

Dans notre cas $V_{CE1} = 10.57V$ peu différent de V_{CC} . et que l'on considère dans ce cas $V_{CE1} = V_{CC}$

Exercice N°3:

On considère le montage de la figure 5.4, où E est une tension de polarisation des base de même signe que V_{CC} et que $V_{CEsat} = 0$ et $V_{BEsat} = 0$

Déterminer l'expression de la période T en fonction des éléments du montage (R_c , R_B , C_1 , C_2 , E, et V_{CC}). que fait ce montage ?

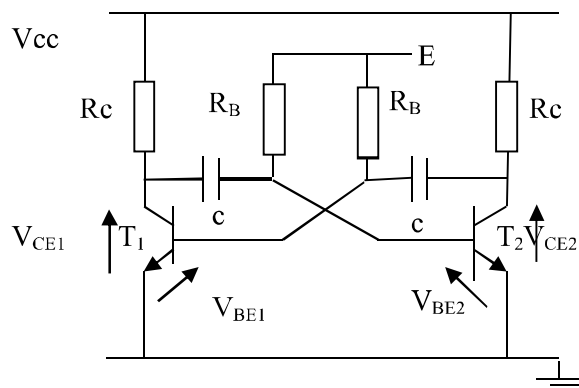


Figure 5.4

On donne $RC=1.2k$, $V_{cc}=12V$, $B=100$ et $0.2 \leq \frac{E}{V_{cc}} \leq 1$

pour que le transistor soit saturé il faut que $I_B = 1.5 I_{Bsat}$

déterminer la valeur de la résistance R_B

Solution

À $t=0$, On suppose que T_1 est saturé et que T_2 est bloqué, la capacité C étant chargée à V_{CC} impose donc à la base de T_2 un potentiel $-V_{CC}$

La tension à la base de T_2 en fonction du temps s'écrit

$$V_B(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC$$

à $t=0 \rightarrow V_B(t) = A + B = -V_{CC}$

$V_B(\infty) = B = E \rightarrow A = -V_{CC} - B = -(V_{CC} + E)$

et par suite

$$V_B(t) = E - (V_{CC} + E) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

don le transistor T_2 devient passant à $t = t_1$ tel que $V_B(t_1) = 0$

$$\rightarrow E - (V_{CC} + E) \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \rightarrow \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = \frac{E}{V_{CC} + E} \rightarrow t_1 = \tau \ln\left(\frac{E + V_{CC}}{E}\right) = \tau \ln\left(1 + \frac{V_{CC}}{E}\right)$$

puis que c'est un montage symétrique alors $T = 2\tau \ln\left(1 + \frac{V_{CC}}{E}\right)$

On constate que ce montage la période T varie en fonction de $E \rightarrow$ on parle d'oscillateur commandé par tension, cas particulier lors que $E = V_{CC} \rightarrow T = 2\tau \ln(2)$ qui n'est autre que la formule de la période d'un astable à transistors.

$R_B=?$

$$I_{csat} = \frac{V_{cc}}{R_c} = \frac{12}{1200} = 10mA$$

d'autre part $I_{Bsat} = \frac{I_{csat}}{\beta} \rightarrow I_B = \frac{1.5 \cdot 10^{-2}}{100} = 150\mu A$

donc $R_B = \frac{E}{I_B} = \frac{0.2 V_{CC}}{I_B} = 16k$ il faut prendre la valeur minimale de R_B

Exercice N°4:

On considère le montage Figure 5.5, $R1=1K\Omega$, $R2=2K\Omega$; $C=1\mu F$ et $R=10K\Omega$, qui est constitué d'un circuit RC et un circuit à base AOP "quadrillé en tiret" a) quel est la fonction de ce circuit?

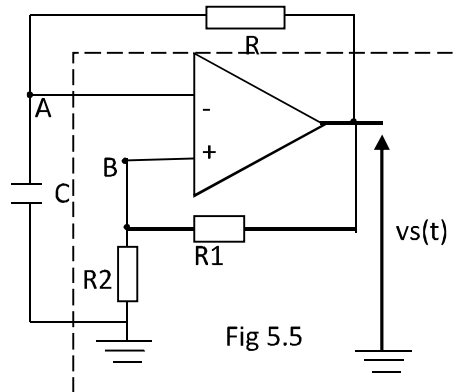
b) déterminer ses potentiels caractéristiques (point B)

c) on suppose qu'initialement $V_S = +V_{CC}$ et $V_C(0) = -\frac{R_2 V_{CC}}{(R_1+R_2)}$, expliquer l'évolution de $V_C(t)$

et $v_S(t)$, que fait ce circuit ?

d) déterminer l'expression de la période du signal de sortie $V_S(t)$

d) déterminer le rapport cyclique du signal $V_S(t)$



Solution

a) le circuit "quadrillé en tiret" est un circuit astable à AOP caractérisé par le potentiel au

point B $V^+ = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)}$

si la sortie $V_S(t) = +V_{CC} \rightarrow V^+ = V_H = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)}$ seuil de basculement haut

si la sortie $V_S(t) = -V_{CC} \rightarrow V^+ = V_B = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)}$ seuil de basculement bas

c) C va se charger à travers R jus qu' V_H , \rightarrow basculement $V_S = -V_{CC} \rightarrow V_B = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} \rightarrow$

décharge de c à travers R jus qu'à $V_B \rightarrow$ basculement $V_S = +V_{CC}$ et ainsi de suite \rightarrow la sortie $V_S(t)$ est un signal carré périodique, les évolutions de $V_C(t)$ et $V_S(t)$ sont tracés sur la figure

5.6

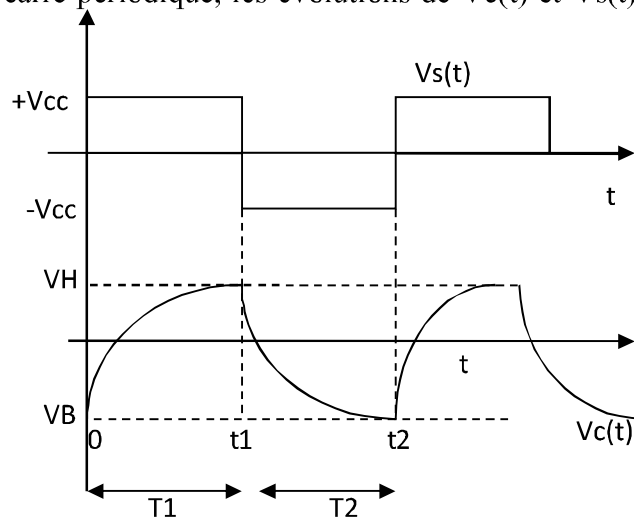


Figure 5.6 différentes tension de sorties du montage

Expression de la période :

Expression de T1

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC$$

$$V_c(0) = V_B = -V_{cc} \cdot \frac{R1}{(R1 + R2)} = A + B$$

$t \rightarrow \infty \implies C$ se charge jusqu'a $\rightarrow V_{cc}$ donc $B = V_{cc}$ et $A = V_B - V_{cc}$ et par suite

$$V_c(t) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + V_{cc}$$

d'autre part $V_c(t_1) = V_H$

$$V_c(t_1) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) + V_{cc} = V_H$$

$$(V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = V_H - V_{cc}$$

$$-\frac{t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_H - V_{cc}}{V_B - V_{cc}}\right) \rightarrow t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) \rightarrow t_1 = \tau \cdot \ln\left(\frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} + 1}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}}\right) = \tau \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

Finalement $T_1 = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$

$$V_d(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = R_3 C, \text{ d'autre part } V_c(t_1) = V_H = -V_{cc} \cdot \frac{R1}{(R1+R2)} = A + B$$

$t \rightarrow \infty \implies C$ se charge jusqu'a $\rightarrow -V_{cc}$ donc $B = -V_{cc}$ et $A = V_H + V_{cc}$ et par suite

$$V_c(t) = (V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) - V_{cc}$$

d'autre part $V_c(t_2) = V_B$

$$V_c(t_2) = (V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\tau}\right) - V_{cc} = V_B$$

$$(V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\tau}\right) = V_B + V_{cc}$$

$$-\frac{t_2 - t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_B + V_{cc}}{V_H + V_{cc}}\right) \rightarrow t_2 - t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_H + V_{cc}}{V_B + V_{cc}}\right) \rightarrow t_2 - t_1$$

$$\Rightarrow t_2 - t_1 = \tau \cdot \ln\left(\frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} + 1}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}}\right) = \tau \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

Finalement $T_2 = t_2 - t_1 = \tau \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

Finalement $T = T_2 + T_1 = 2RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

Le rapport cyclique de $v_s(t)$ est $r = \frac{T_1}{T_2} = \frac{1}{2} \rightarrow v_s(t)$ est un signal carré

Exercice N°5

le montage de l'exercice précédent (N°4) est modifié comme le montre la figure 5.7, initialement $V_S = +V_{cc}$ et $V_c(0) = -\frac{R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$ a) décrire le fonctionnement de ce montage

b) déterminer le rapport cyclique du signal $V_s(t)$, que fait ce montage?

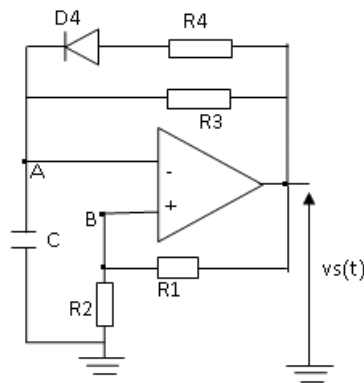


Figure 5.7

initialement $V_S = +V_{cc}$ et $V_c(0) = -\frac{R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$, $V_H = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_H$

\rightarrow D4 passante \rightarrow C va se charger à travers $(R_4 // R_3 = R_0)$ jusqu'à V_H , \rightarrow basculement

$V_S = -V_{cc} \rightarrow V_B = -V_{cc} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_B \rightarrow$ D4 est bloquée \rightarrow décharge de C

A travers R3 jus qu'à $V_B \rightarrow$ basculement $V_S = +V_{cc}$ et ainsi de suite

en utilisant les résultats de l'exercice N°4, il vient:

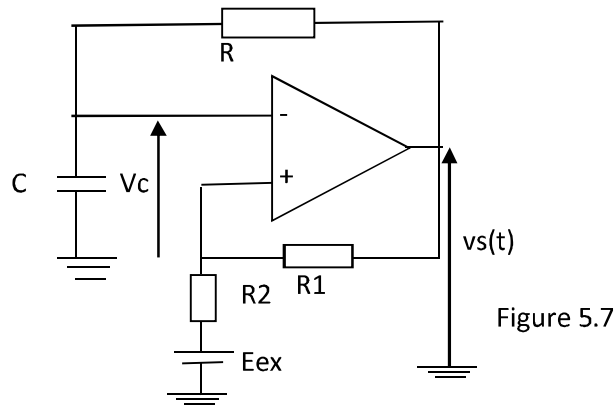
$T_1 = R_0 C \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$ et $T_2 = t_2 - t_1 = R_3 C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

et $T = T_2 + T_1 = (R_3 + R_0) C \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

Finalement le nouveau rapport cyclique de $v_s(t)$ est $r = \frac{T_1}{T_2} = \frac{R_0}{R_3 + R_0} \rightarrow$ le signal $V_s(t)$ est un signal rectangulaire.

Exercice N°6:

On considère le montage astable à AOP de la figure 5.7 où Eex est une source de tension positive



Déterminer l'expression de la période du signal Vs(t), analyser l'influence de Eex sur la période et conclure.

Solution

ce montage est un circuit astable similaire à celui de l'exercice N°4 (même principe de fonctionnement), la seule différence c'est les potentiel de basculement qui changent.

En utilisant le théorème de Millman, le potentiel au point B $V^+ = \frac{R1E_{ex}+R2V_{cc}}{(R1+R2)}$

si la sortie $V_s(t) = +V_{cc} \rightarrow V^+ = V_H = \frac{R1E_{ex}+R2V_{cc}}{(R1+R2)}$ seuil de basculement haut

si la sortie $V_s(t) = -V_{cc} \rightarrow V^+ = V_B = \frac{R1E_{ex}-R2V_{cc}}{(R1+R2)}$ seuil de basculement bas

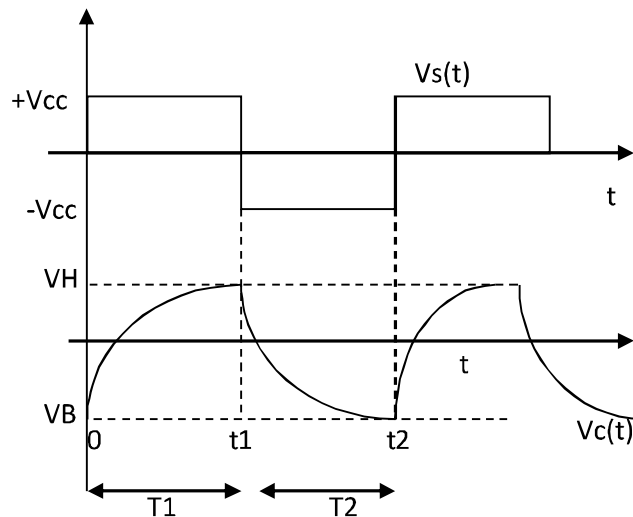


Figure 5.8 différentes tension de sorties du montage

c) C va se charger à travers R jus qu'V_H, → basculement V_S=-V_{CC}→V_B = $\frac{R_1 E_{ex} - R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$ →
 décharge de c à travers R jus qu'a V_B → basculement V_S=+V_{CC} → V_B = $\frac{R_1 E_{ex} + R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$ et ainsi
 de suite → la sortie V_s(t) est un signal carré périodique

Expression de la période :

Expression de T₁

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC$$

$$V_c(0) = V_B = \frac{R_1 E_{ex} - R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} = A + B$$

t → ∞ ⇒ C se charge jusqu'a → V_{CC} donc B = V_{CC} et A = V_B - V_{CC} et par suite

$$V_c(t) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + V_{cc}$$

d'autre part V_c(t₁) = V_H

$$V_c(t_1) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) + V_{cc} = V_H$$

$$(V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = V_H - V_{cc}$$

$$-\frac{t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_H - V_{cc}}{V_B - V_{cc}}\right) \rightarrow t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) \rightarrow$$

en remplaçant V_B et V_H par leurs expressions il vient:

$$V_B - V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} - R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} - V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} - (R_1 + 2R_2)V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_H - V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} + R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} - V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} - R_1 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$$

$$\text{et par suite } t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) = \tau \ln\left(\frac{R_1 E_{ex} - (R_1 + 2R_2)V_{cc}}{R_1 E_{ex} - R_1 V_{cc}}\right) = \tau \ln\left(1 - \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 E_{ex} - R_1 V_{cc}}\right)$$

$$\text{Finalement } T_1 = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 (V_{cc} - E_{ex})}\right)$$

$$V_d(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC, \text{ d'autre part } V_c(t_1) = V_H = A + B$$

t → ∞ ⇒ C se charge jusqu'a → -V_{CC} donc B = -V_{CC} et A = V_H + V_{CC} et par suite

$$V_c(t) = (V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) - V_{cc}$$

d'autre part $V_c(t_2) = V_B$

$$V_c(t_2) = (V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\tau}\right) - V_{cc} = V_B$$

$$(V_H + V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\tau}\right) = V_B + V_{cc}$$

$$-\frac{t_2 - t_1}{\tau} = \ln\left(\frac{V_B + V_{cc}}{V_H + V_{cc}}\right) \rightarrow t_2 - t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_H + V_{cc}}{V_B + V_{cc}}\right) \rightarrow$$

en remplaçant VB et VH par leurs expressions il vient:

$$V_B + V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} - R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} + V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} + R_1 V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_H + V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} + R_2 V_{cc}}{(R_1 + R_2)} + V_{cc} = \frac{R_1 E_{ex} + (R_1 + 2R_2)V_{cc}}{(R_1 + R_2)}$$

$$t_2 - t_1 = \tau \ln\left(\frac{R_1 E_{ex} + (R_1 + 2R_2)V_{cc}}{R_1 E_{ex} + R_1 V_{cc}}\right) = \tau \ln\left(1 + \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 (E_{ex} + V_{cc})}\right)$$

$$\text{Finalement } T_2 = t_2 - t_1 = \tau \ln\left(1 + \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 (E_{ex} + V_{cc})}\right)$$

on peut conclure que $T_2 \neq T_1 \rightarrow$ un signal rectangulaire

$$\text{Finalement } T = T_2 + T_1 = RC \cdot \ln\left[\left(1 + \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 (E_{ex} + V_{cc})}\right) \left(1 + \frac{2R_2 V_{cc}}{R_1 (V_{cc} - E_{ex})}\right)\right]$$

La période du signal dépend de la tension externe $E_{ex} \rightarrow$ c'est un circuit astable commande par tension.

- ✓ si $E_{ex}=0$, on retrouve le résultat d'un simple astable $T = T_2 + T_1 = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$
- ✓ si $E_{ex}=V_{cc}$, on retrouve le résultat d'un simple astable $T_1 \rightarrow \infty$ et par suite $T \rightarrow \infty$

Exercice N°6:

On considère le montage Fig5.9, (C_0, R_0, D_0 constitue le circuit d'enclenchement) $v_e(t)$ est une série d'impulsion rectangulaire, donner l'état de repos du montage (état stable), en présence d'impulsion négative sur A, donner l'évolution des tensions $V_c(t), V_a(t)$ et $V_s(t)$.

Établir l'expression la durée de l'état instable, tracer les allures des courbes $V_{R2}(t), v_c(t)$ et $V_s(t)$.

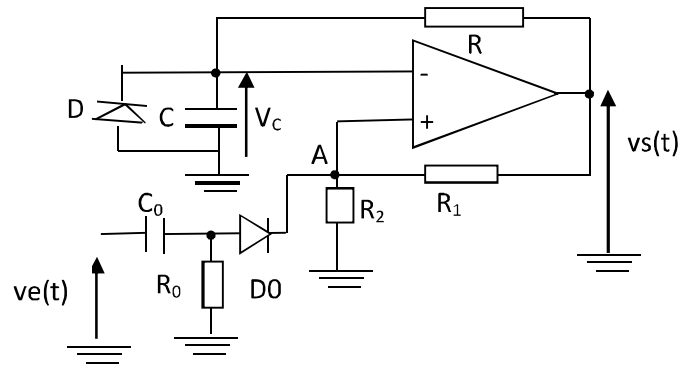


Fig 5.9

l'état stable : en absence d'impulsion d'entrée ($V_e(t) = 0$)

Ce circuit demeure dans un état stable $V_s(t) = -V_{CC}$ donc D est passante et $V^- = -V_0$ et d'autre part $V^+ = V_B = -\frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement bas.

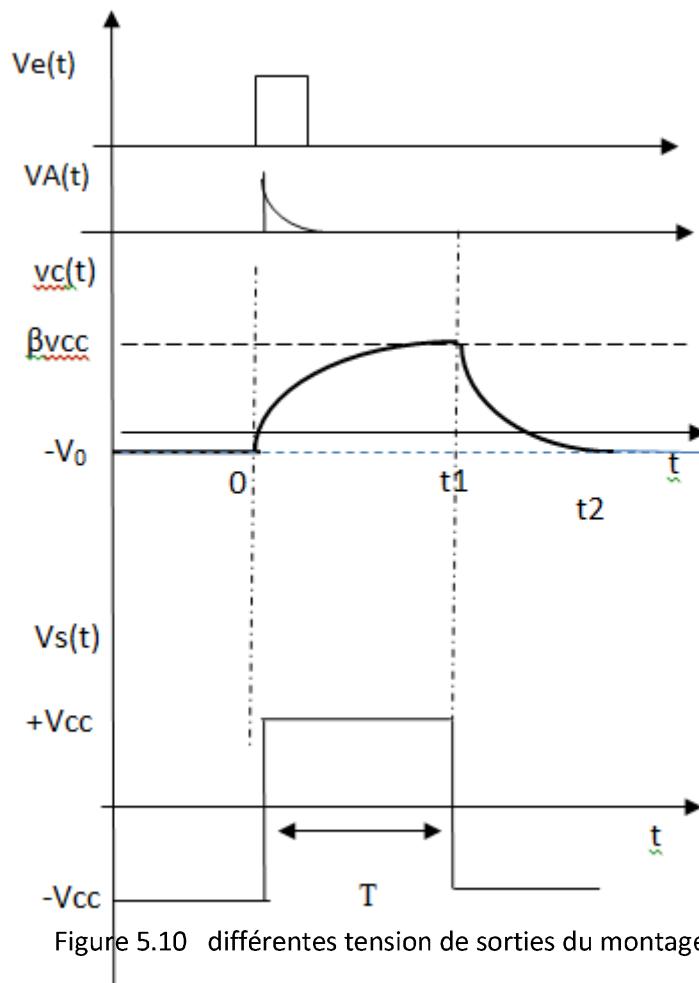


Figure 5.10 différentes tension de sorties du montage

S'il y'a presence d'impulsion positive au point A de telle façon que ($V^+ > V^-$) basculement de la sortie et $V_s(t) = +V_{CC}$ et par suite C va se charger par la tension $= V_{CC}$ à travers R jusqu'à la tension $V^+ = V_H = \frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement haut. Si $V_c(t) > V_H \rightarrow$ basculement $\rightarrow V_s(t) = -V_{CC} \rightarrow$ D passante et dcharge de C jusqu'à $-V_0$ (c'est le retour à l'état stable

Expression de la durée de l'état instable

$$V_C(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC$$

$$V_C(0) = -V_0 = A + B \text{ et } t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ tend à se charger jusqu'à } +V_{CC}$$

$$B = V_{CC} \text{ et } A = -(V_0 + V_{CC}).$$

$$V_C(t) = -(V_0 + V_{CC}) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + V_{CC}$$

C va se charger jusqu' au seuil de basculement bas à l'instant t_1

$$V_C(t_1) = -(V_0 + V_{CC}) \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) + V_{CC} = \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} = \beta V_{CC}$$

$$t_1 = -\tau \ln\left(\frac{(1 - \beta)V_{CC}}{V_0 + V_{CC}}\right) = \tau \ln\left(\frac{V_0 + V_{CC}}{(1 - \beta)V_{CC}}\right)$$

Dans le cas où on neglige V_0 devant V_{CC} donc t_1 'écrit

$$t_1 = T = RC \ln\left(\frac{1}{1-\beta}\right) = RC \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{ est la durée de l'état instable de la sortie.}$$

Une fois $V_C(t)$ atteint $\frac{+V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$ seuil de basculement haut, la tension $V_s(t) = -V_{CC}$ et c se decharge jusqu'à $-V_0$ et cela à $t=t_2$ et par suite D evient passante et par suite $V^- = -V_0$ et

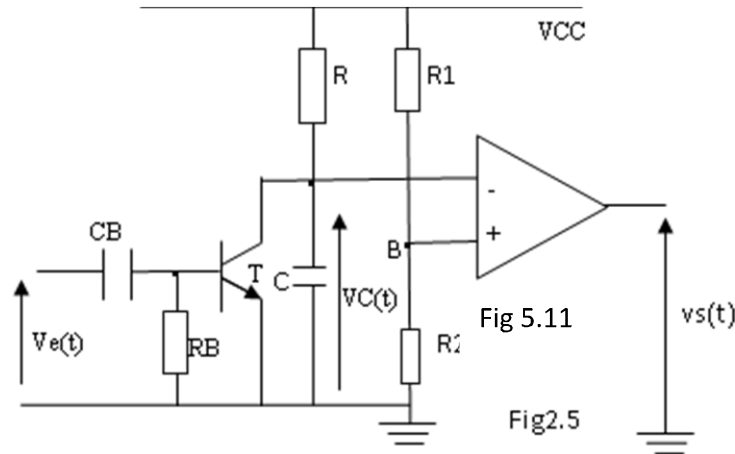
$$V^+ = -\frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2}$$

$V^+ < V^-$ $V_s(t) = -V_{CC}$ donc le monostable revient à son état intiable stable et demeure dans cet état jusqu' 'presence de nouvel signal d'attaque $v_e(t)$ comme le montre les signaux de la figure 5.10.

Exercice N°7 :

le montage de la figure 5.11 est un circuit monostable avec $C_B=33\text{nF}$, $R=1\text{k}\Omega$ $R_3=R_4=33\text{k}\Omega$, $R=10\text{k}\Omega$, $C=47\text{nF}$ $v_e(t)$ est un signal carré, le circuit $C_B R_B$ est un circuit dérivateur parfait. Quel est le rôle de l'AOP dans ce montage, Pour $v_e(t)=0$; donner la tension de sortie V_s

A $t=0$ une impulsion positive est appliquée à la base de T quelle est la tension de $V_c(t)$ Après la disparition de l'impulsion donner l'expression de $V_c(t)$ et de $V_s(t)$, donner l'expression de la durée instable.



le rôle de l'AOP est un comparateur à tension de référence fixe

$$V^+ = V_B = \frac{V_{cc}R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_S(t) = \begin{cases} +V_{cc} & \text{si } V^+ > V^- \Rightarrow \text{si } V_B > V_C(t) \\ -V_{cc} & \text{si } V^+ < V^- \Rightarrow \text{si } V_B < V_C(t) \end{cases}$$

si $V_e(t)=0 \rightarrow T$ es bloqué $\rightarrow V_c(t)=V_{cc} \rightarrow$

$V_c(t) > V_B \rightarrow V_c(t) = -V_{cc}$

C'est l'état stable $V_c(t) = -V_{cc}$

A $t=0$ une impulsion positive est appliquée à la base de T $\rightarrow T$ est saturé $\rightarrow V_c(t)=0$ (décharge rapide du condensateur) $\rightarrow (V_s(t)=+V_{cc})$

Après disparition de l'impulsion le transistor es bloqué $\rightarrow C$ se charge à travers R jusqu' à V_B
 $\rightarrow (V_c(t) > V_B) \rightarrow$ basculement $\rightarrow (V_s(t)=-V_{cc})$ retour à l'état stable.

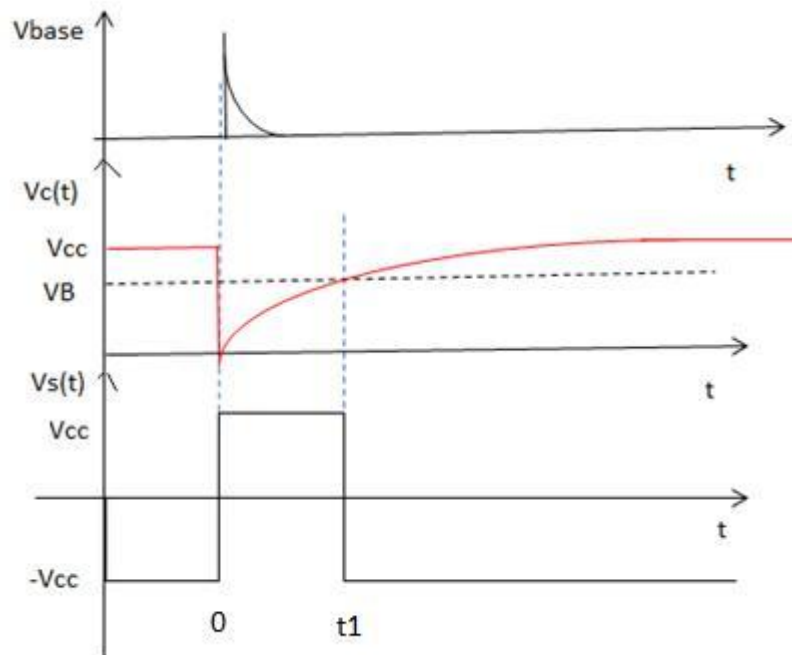


Figure 5.12 différentes tension de sorties du montage

Expression de la durée de l'état instable

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B \text{ avec } \tau = RC$$

$$V_c(0) = 0 = A + B \Rightarrow A = -B$$

$$t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ se charge jusqu'a } \rightarrow +V_{cc} \Rightarrow B = V_{cc} \text{ et } A = -V_{cc}$$

$$V_c(t) = V_{cc} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right)$$

$$V_c(t_1) = V_{cc} \left(1 - \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right)\right) = V_B \rightarrow \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) = \frac{V_{cc} - V_B}{V_{cc}} \rightarrow t_1 = \tau \ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_B}\right)$$

En remplaçant VB par son expression on obtient :

$$t_1 = \tau \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{ qui est la durée de l'état instable.}$$

Exercice N°8:

Rex=4kΩ, et Cex=1uF. En utilisant le circuit intégré monostable 74121, qui est attaqué par la tension ve(t)

a) On veut faire le déclenchement par front montant, faire le câblage du 74121, calculer la durée de l'état instable, donner le chronogramme de la tension de sortie Q

b) Refaire la partie (a) pour un déclenchement par front descendant

c) Refaire les parties (a) et (b) pour le circuit monostable 74123 avec $R_{ex}=0.22k\Omega$, et $C_{ex}=1\mu F$

Refaire les parties a et b pour un monostable 74123

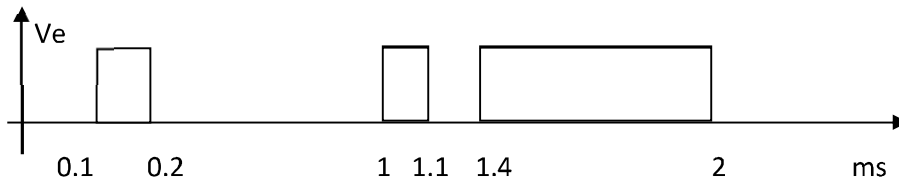


Figure 5.13 signal d'attaque du circuit monostable

Solution

(Pour le câblage voir cours)

Pour le monostable à circuit intégré 74121(monostable non redeclenchable) de durée instable $\Delta T = 0.69R_{ex}C_{ex}$

$$\text{Donc } \Delta T = 0.69 * 4 * 10^{-3} = 2.76ms$$

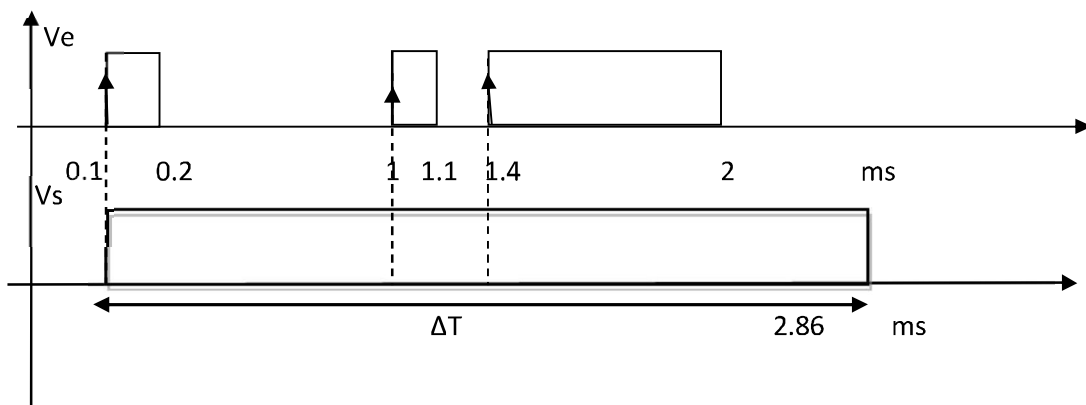


Figure 5.14 formes de tensions d'entrée et de sortie d'un monostable 74121

Le premier front montant nous donne une impulsion de durée 2.76 ms donc commence de 0.1 ms jusqu'à 2.86 ms (le deuxième et troisième front montant n'ont aucun effet ne sont pas pris en considération).

Pour le monostable à circuit intégré 74123(monostable redeclenchable) de durée instable $\Delta T = 0.3R_{ex}C_{ex}$

$$\text{Donc } \Delta T = 0.3 * 4 * 10^{-3} = 1.2\text{ms}$$

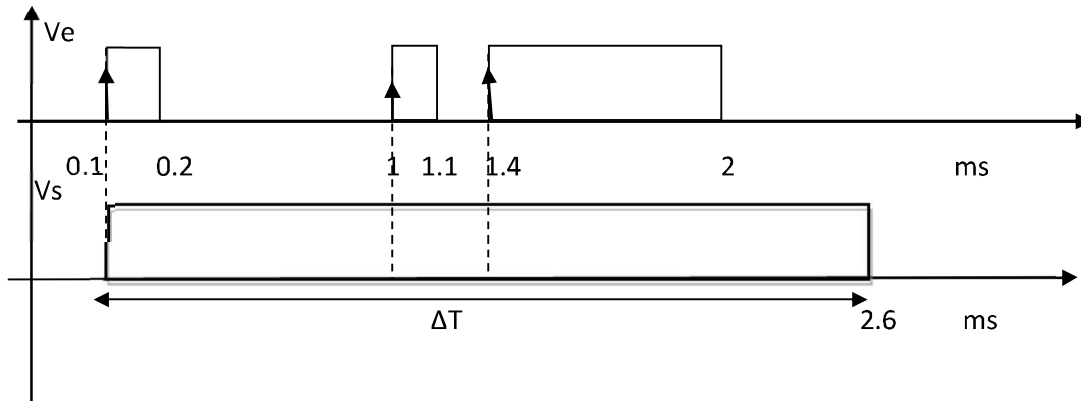


Figure 5.14 formes de tensions d'entrée et de sortie d'un monostable 74123

Le premier front montant nous donne une impulsion de durée 1.2ms, l'application du deuxième front montant durant l'état instable nous donne une deuxième durée, l'application du troisième front montant durant l'état instable nous donne une troisième durée donc commence de 1.4 ms jusqu'à $(1.4 + \Delta T = 2.6 \text{ ms})$ (le deuxième et troisième front montant appliqués pendant les états instables sont pris en considération).

6.1 introduction

Un générateur de fonctions produit simultanément un signal en dents de scie, un signal triangulaire et un signal sinusoïdal. La génération d'un signal en dents de scie repose sur la charge à courant constant d'un condensateur puis sa décharge rapide. La génération d'un signal triangulaire est à base de charge et décharge à courant constant d'un condensateur. Cependant un signal sinusoïdal peut être obtenu par la mise en forme d'un signal triangulaire.

6.2 Générateurs de signaux en dents de scie :

Il existe une variété importante de circuit qui génère des signaux en dents de scie, nous abordons les plus simples.

6.2.1 Principe d'un générateur en dents de scie:

On considère le montage générateur de dent de scie à transistor, le transistor fonctionne en commutation et par suite son schéma équivalent est représenté sur la figure 6.1

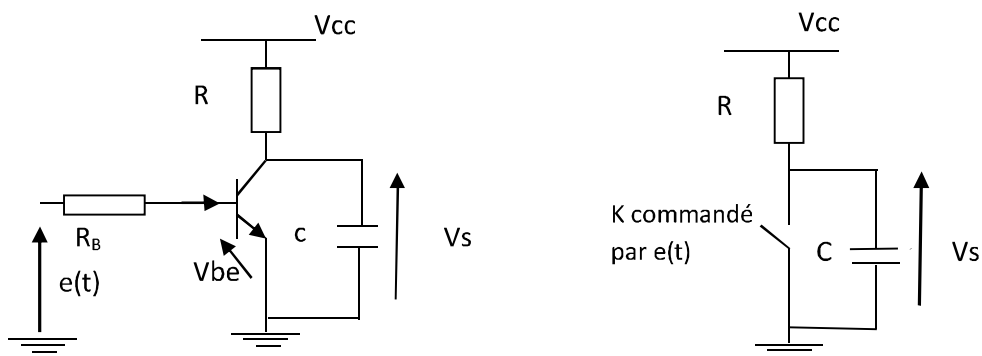


fig 6.1 montage de base d'un générateur en dents de scie avec son schéma équivalent

la figure 6.2 représente les allures de tensions de commande et de sortie du montage, $e(t)$ est signal rectangulaire de période T et de rapport cyclique très faible (courbe en trait discontinu).

Si $e(t)=0 \Rightarrow$ le transistor est bloqué $\Rightarrow k$ est ouvert \Rightarrow le condensateur se charge à travers R , suivant une allure exponentielle $V_s(t) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$ (courbe en trait plein).

Si $e(t)=5V \Rightarrow$ le transistor est saturé $\Rightarrow k$ est fermé \Rightarrow le condensateur se décharge rapidement (court-circuit).

Si la durée de blocage de T est inférieure à $RC \Rightarrow (RC \gg T)$

$\rightarrow e^{-\frac{t}{RC}} \rightarrow 1 - \frac{t}{RC}$ et par suite $V_s(t) = \frac{E}{RC}t$ qui est un signal rampe (linéaire) (courbe en pointillées de la figure 6.2).

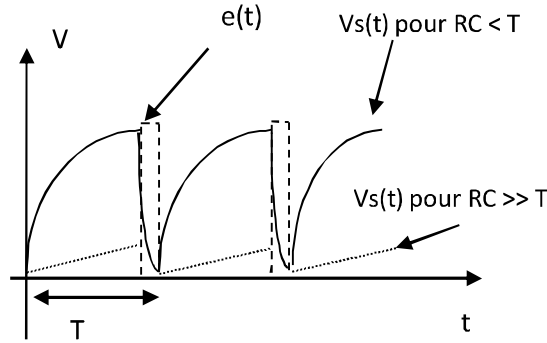


Fig 6.2 allures de tensions de commande et de sortie du montage

Ainsi pour $(RC \gg T)$ $V_s(t)$ varie linéairement (donc un signal en dents de scie), cependant le niveau atteint de ce signal reste extrêmement faible, et par suite ce montage n'a aucune utilité pratique. Donc on procède généralement à une opération d'amplification (amplificateur à AOP non inverseur par exemple).

6.2.2 Générateurs de signaux en dents de scie à courant constant

6.2.2.1 Générateur de courant constant

Il existe une variété de montage de générateurs à courant constant

Le montage de la figure 6.2 est parmi les plus simples

$I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$ Puis que V_Z et V_{EB} et R_E sont constants dans ce montage

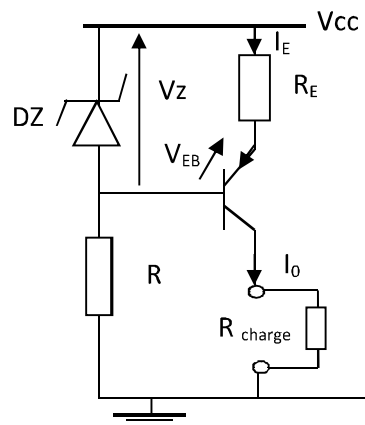


Fig 6.3 Générateur de courant constant

Donc I_E est constant, du fait que $I_0 \approx I_E$ donc la résistance R_{charge} est alimentée par un courant constant, donc ce montage est bien un générateur de courant constant.

6.2.2.2 Circuit de principe du générateur d'un signal en dents de scie à courant constant

Dans le montage de la Fig 6.3 On ouvre l'interrupteur k pendant T, C se charge par le courant constant I_0 , donnant naissance à un signal

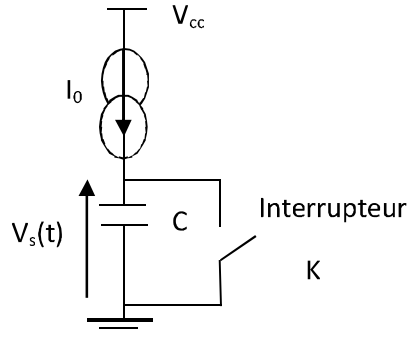


Fig 6.4 Schéma de principe d'un générateur d'un signal en dents de scie

$$\text{qui évolue linéairement en fonction du temps } V_s(t) = \frac{1}{C} \int I_0 dt = \frac{I_0 t}{C}, \quad (6.1)$$

des que $V_s(t)$ atteint un niveau d'amplitude adéquat, on ferme l'interrupteur pendant un temps très bref ΔT pour permettre une décharge rapide du condensateur, et on répète ces deux opérations périodiquement (charge et décharge)

6.2.2.3 Montage pratique à transistors

Le montage de la figure 6.4 représente le schéma d'un générateur d'un signal en dents de scie

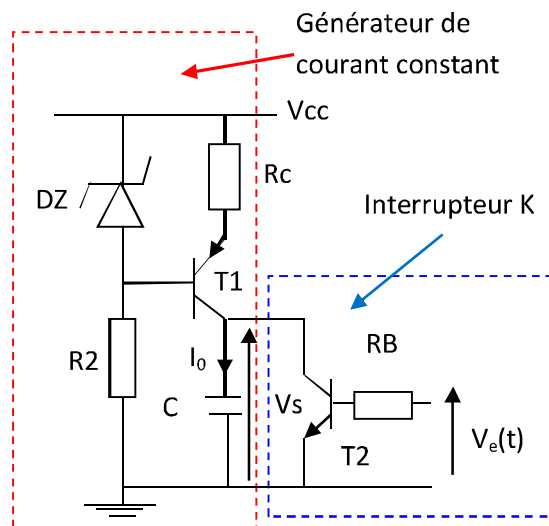


Fig 6.5 Montage pratique d'un générateur d'un signal en dents de scie

$$V_e(t)=0 \rightarrow T_2 \text{ est bloqué} \rightarrow C \text{ se charge par } I_0 \rightarrow V_s(t) = \frac{1}{C} \int I_0 dt = \frac{I_0 t}{C}, \quad (6.2)$$

$V_e(t)=E \rightarrow T_2$ est saturé $\rightarrow C$ se décharge rapidement $\rightarrow V_s(t) = 0$ et ainsi de suite
 L'amplitude maximale de $V_s(t)$ est $V_{CC} - R_C I_0$ (le cas limite est $V_{CE} = 0$)

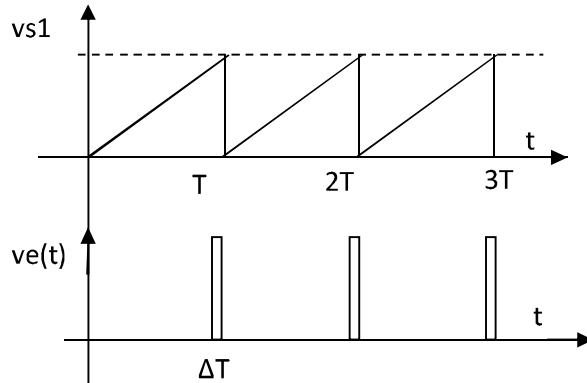


figure 6.6 allures de tensions de commande et de sortie du montage générateur de dents de scie à courant constant

Les allures des tensions de commande et de sortie sont visualisées sur la figure 6.6 ou la tension de sortie présente une forme idéale de forme en dents de scie.

6.2.3 Générateur en dents de scie à AOP

Généralement le montage générateurs en dents de scie à base d'AOP font parties des montages à courant constant, dans ce qui suit nous allons présenter le principe de ce montage

6.2.3.1 principes du montage à intégrateur de Miller

le montage de principe du montage générateurs en dents de scie à base d'AOP est représenté sur la figure 6.7

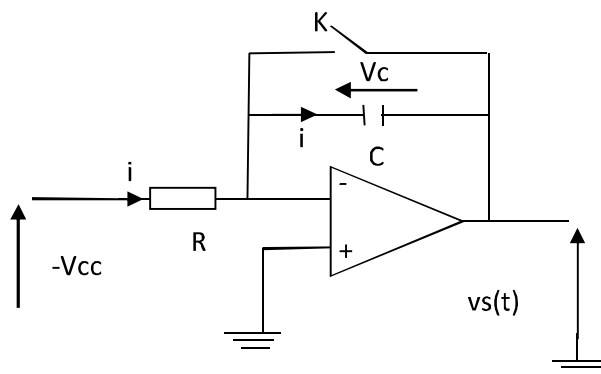


Fig 6.7 principe du montage intégrateur de Miller

lorsque l'interrupteur k est ouvert C se charge linéairement par un courant constant $I = \frac{-V_{cc}}{R}$ et par suite $V_c(t) = -\frac{I}{c}t$ et comme $V_s(t) = -V_c(t)$, donc la tension de sortie est donnée par

$$V_s(t) = \frac{I}{c}t \quad (6.3)$$

la décharge de c se fait instantanément par la fermeture de l'interrupteur k

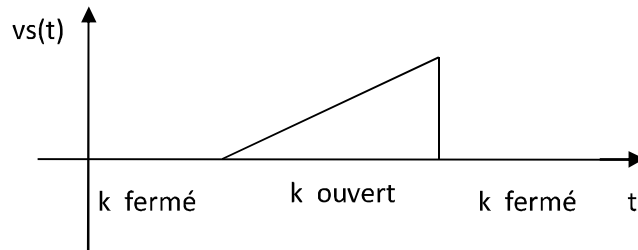


Fig 6.8 allures de tension de sortie du montage Miller

Le chronogramme de la tension de sortie en fonction des états (fermé ouvert ferme) de l'interrupteur k est représenté sur la figure 6.8

6.2.3.2 Montages pratiques de générateurs en dents de scie à base d'intégrateur de Miller

Dans ce qui suit nous allons étudier deux montages pratiques à base d'intégrateurs de Miller qui permettent la génération de signaux en dents de scie

Montage 1 :

Le montage de la figure 6.9 représente une variété de générateur de dents de scie auto oscillant sans commande externe, le condensateur se charge avec un courant constant $I=E/R$, (sa tension croit linéairement) (on parle d'intégrateur de Miller) donc la tension $V_{s2}(t) = -vc(t)$, la tension du comparateur $V_{ref} = \frac{V_{cc}R_3}{R_3+R_2}$, tant que la tension $V_{s1}(t)$ est inférieure à V_{ref} , la tension du comparateur $V_{s2}(t)$ est nulle et par suite T est bloqué. Dès que $V_{s1}(t)$ atteint V_{ref} , la sortie $V_{s2}(t)$ est à V_{cc} le transistor est passant (saturé) et C se décharge rapidement $V_{s1}(t)$ s'annule et $V_{s2}(t) = 0$. Le transistor devient bloqué et le condensateur C se charge de nouveau et ainsi de suite. (R et RB et V_{cc} doivent vérifier la condition de saturation de T).

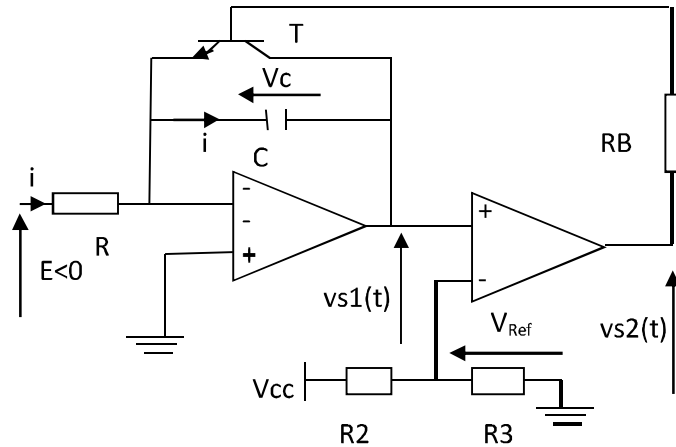


Fig 6.9 générateur de dents de scie auto oscillant à base d'AOP

Expression de la période du signal: le condensateur se charge par un courant constant $i = \frac{E}{R}$ et par suite le signal $V_c(t)$ a pour expression

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{-E}{RC} t \quad (6.4)$$

$$V_{s1}(t) = -V_c(t) = \frac{E}{RC} t, \quad (6.5)$$

De la figure 6.10, on a : $V_{s1}(T) = \frac{E}{RC} T = V_{ref}$ et par suite la période T du signal est :

$$T = \frac{V_{ref} R C}{E} \quad (6.6)$$

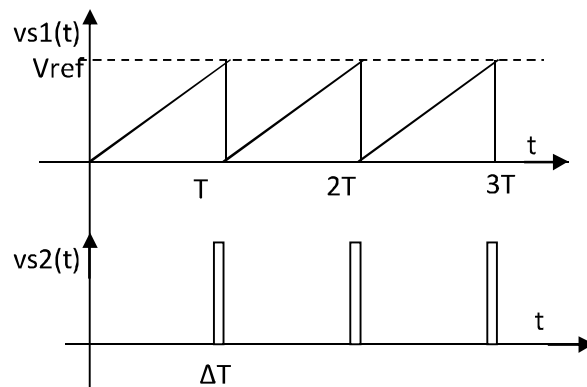


Fig 6.10 Formes des tensions de sorties du montage à AOP

Donc la période de signal dépend de V_{ref} , R , C et E (V_{ref} dépend de $R1$, $R2$, et V_{cc}).

Montage 2 :

Dans le montage de la figure 6.11, on peut imposer la période du signal en dent de scie par un signal de commande externe qui a la forme de $vs2(t)$ de la figure 6.10 du circuit de la figure 6.9 et qui commande la décharge rapide du condensateur C .

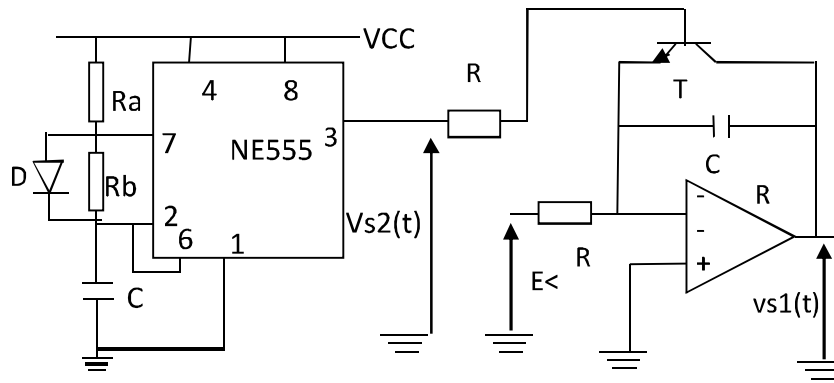


Fig 6.11 Montage générateur de dents de scie à base d'AOP avec commande externe

Le signal rectangulaire issu du montage NE555 est tels que $\Delta T = 0.05T = 0.69. R_a C$ et

$$T = 0.69. (R_a + R_b)C. \quad (6.7)$$

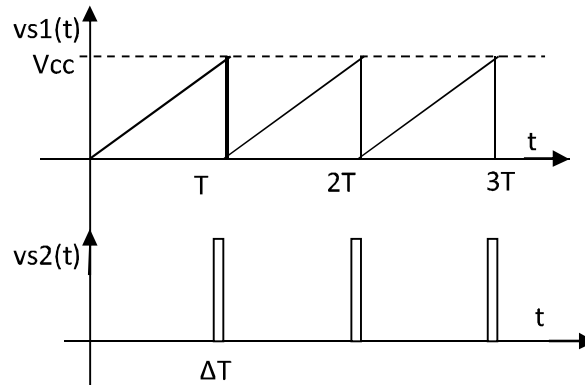


Fig 6.12 Formes des tensions de sorties du montage générateur de dents de scie à AOP avec commande externe

Parmi les conditions nécessaires et suffisantes pour que ce montage fonctionne correctement est que:

** l'amplitude du signal en dents de scie $vs1(t)$ ne peut dépasser V_{cc} , ainsi on obtient $\frac{V_{cc}}{RC} (T - \Delta T) \leq V_{cc}$ et par suite $(T - \Delta T) \leq RC \Rightarrow T \leq RC$ car $\Delta T \ll T$.

** le transistor T fonctionne en régime de commutation de telle sorte qu'en régime de saturation une décharge rapide du condensateur est réalisée. $R_B < \beta_{min} R$.

6.3 Générateur d'un signal triangulaire

6.3.1 Schéma de principe à AOP

Considérons le montage intégrateur de Miller de la figure 6.13, avec $e(t)$ un signal carré symétrique de tension crête à crête $2E$ (de $-E$ à E) figure 6.14

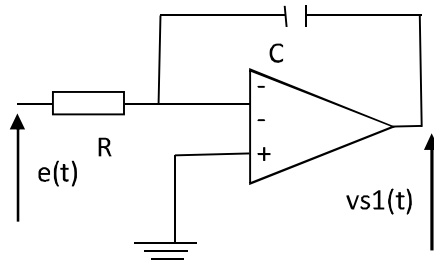


Fig 6.13 schéma de principe de Montage générateur d'un signal triangulaire à base d'AOP

$$0 < t < T/2 \text{ Donc } i = \frac{e(t)}{R} = \frac{E}{R} \quad (6.8)$$

le condensateur va se charger avec un courant constant,

$$V_c(t) = \frac{E}{RC}t + V_c(0) \quad (6.9)$$

$$\text{et par suite } V_{s1}(t) = -V_c(t) = -\frac{E}{RC}t + k_1 \quad (6.10)$$

le signal de sortie $V_{s1}(t)$ décroît linéairement

$$T/2 < t < T \Rightarrow V_{s1}(t) = \frac{E}{RC}t + k_2 \quad (6.11)$$

le signal de sortie $V_{s1}(t)$ croît linéairement

Le signal ainsi obtenu est un signal triangulaire (voir figure 6.14). Cependant la symétrie du signal triangulaire dépend de la symétrie du signal carré d'entrée et aussi de l'offset de l'amplificateur opérationnel.

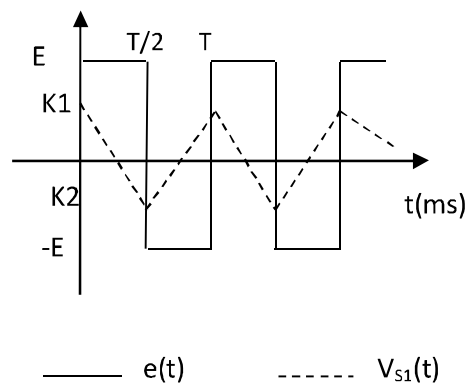


fig6.14 allures de tension d'entrée et de sortie

La fréquence du signal triangulaire est la même que celle du signal carré d'entrée (signal de commande). Les constantes k_1 et k_2 peuvent être déterminées facilement par les éléments du montage R , C , E et f

6.3.2 Amélioration du montage:

On se propose d'étudier le montage de la figure 6.15 à base d' AOP qui consiste à générer simultanément un signal carré et un signal triangulaire sans commande externe (auto-oscillant) . il est constitué d'un montage integrateur avec un comparateur à deux seuils(trigger de Schmitt).

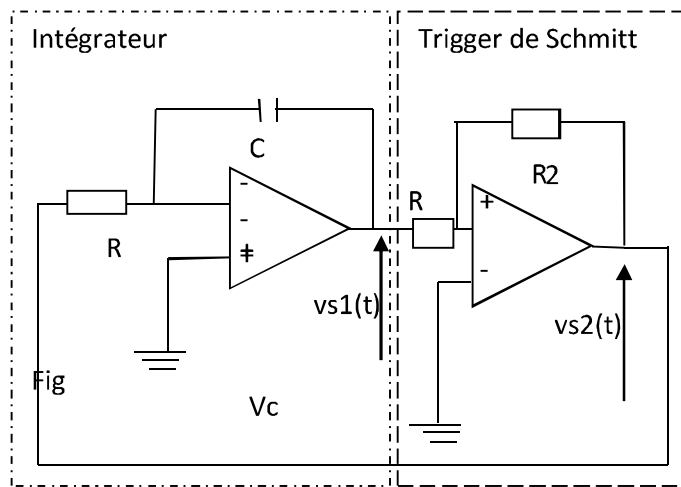


Fig 6.15 Montage générateur d'un signal triangulaire à base d' AOP

le trigger de Schmitt est un circuit nonlinéaire, la sortie $vs_2(t)$ qui ne peut prendre que V_{cc} ou $-V_{cc}$

$$\text{la tension } V^+ = \frac{R_1 V_{s2}(t) + R_2 V_{s1}(t)}{R_1 + R_2} \quad (6.12)$$

à $t=0$, supposons que $vs_2(t) = +V_{cc}$

et puis qu'on a un montage integrateur inverseur, et par suite

$vs_1(t)$ décroît linéairement jusqu'à ce que $V^+ = 0$

$$V_{s1}(t_1) = S_{1\min} = -\frac{R_1}{R_2} V_{cc} \quad (6.13)$$

et par suite basculement de la sortie $vs_2(t)$

$$vs_2(t) = -V_{cc} \quad (6.14)$$

$s_2(t) = -V_{cc} \rightarrow vs_1(t)$ croît linéairement jusqu'à ce que $V^+ = 0 \rightarrow$

$$V_{s1}(t_2) = S_{1\max} = \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \quad (6.15)$$

et par suite basculement de $vs_2(t) = V_{cc}$ et ainsi de suite.

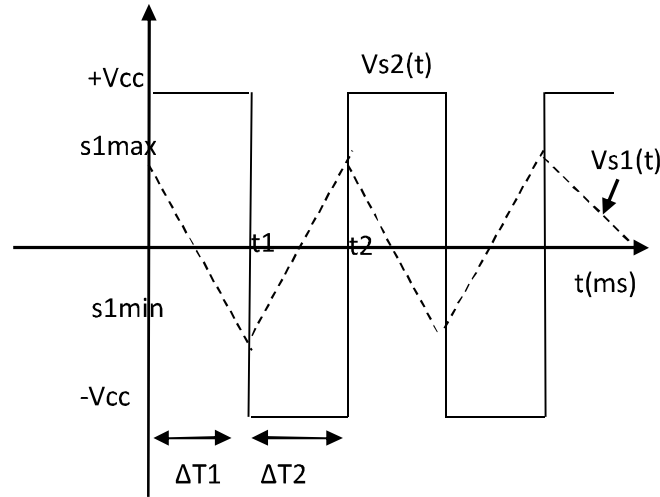


Fig 6.16 Formes des tensions de sorties du montage générateur de signaux triangulaire et carré à base d'AOP

6.3.2.1 Expression analytique de la période

l'expression du signal $v_{s1}(t)$ est donnée par la relation suivante

$$v_{s1}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cc}}{RC}t + S_{1max} & \text{si } V_{s2}(t) = +V_{cc} (0 \leq t \leq t_1) \\ +\frac{V_{cc}}{RC}(t - t_1) + S_{1min} & \text{si } V_{s2}(t) = -V_{cc} (t_1 \leq t \leq t_2) \end{cases} \quad (6.16)$$

$$V_{s1}(t_1) = S_{1min} \rightarrow -\frac{V_{cc}}{RC}t_1 + S_{1max} = S_{1min} \rightarrow t_1 = \frac{RC}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min}) \quad (6.17)$$

$$V_{s1}(t_2) = S_{1max} \rightarrow \frac{V_{cc}}{RC}(t_2 - t_1) + S_{1min} = S_{1max} \rightarrow (t_2 - t_1) = \frac{RC}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min}) \quad (6.18)$$

D'autre part : $\Delta T_1 = t_1$ et $\Delta T_2 = t_2 - t_1$

$$T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{2RC}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min}) = \frac{2RC}{V_{cc}} \left(2 \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \right) \quad (6.19)$$

$$T = \frac{2RC}{V_{cc}} \left(2 \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \right) = \frac{4RC R_1}{R_2} \quad (6.20)$$

et finalement la période est donnée par:

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2} \quad (6.21)$$

Ce circuit genere simultanément des signaux carré et triangulaire. l'amplitude du signal triangulaire est fixée par le rapport des résistances R_1/R_2

la fréquence des deux signaux est fixée par R_1, R_2, R et C du fait que

$$f = \frac{4RCR_2}{R_1} \quad (6.22)$$

Remarque:

Ce montage peut être modifié en ajoutant des diodes et résistances pour modifier les temps de charge et de décharge pour obtenir des signaux asymétriques à la sortie du montage (signal rectangulaire, et dents de scie) ou encore des signaux triangulaires unipolaires (voir exercices corrigés).

6.4 Conversion triangle-sinus

Le convertisseur à diodes est un montage qui transforme un signal triangulaire en un signal quasi-sinusoïdal, il existe une large variété de circuits convertisseur à diodes, dans ce chapitre nous abordons l'un des plus simple de son aspect théorique et réalisation pratique. ce circuit est représenté sur la figure 6.17

Le réseau de diodes associé à des ponts diviseurs de tension écrête ce signal pour produire le signal de sortie V_s . Il est nécessaire de faire suivre le montage par un montage suiveur à AOP pour ne pas dégrader le signal obtenu par l'alimentation du circuit de charge.

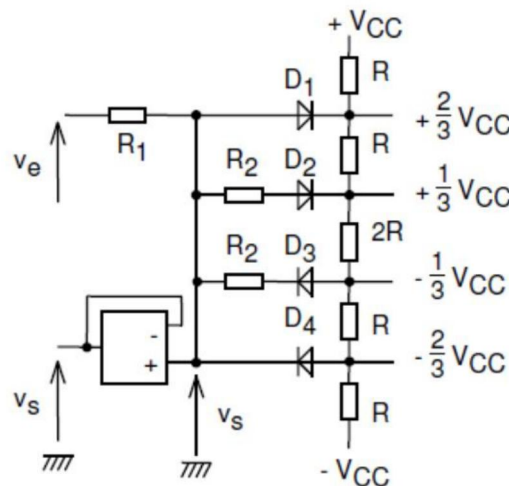


Fig 6.17 Montage convertisseur triangle sinus

Le pont diviseur est formé de résistance de faibles valeurs devant R_1 et R_2 . Pour se fixer les idées prenons les valeurs suivantes:

$R = 47 \Omega$, $R = 50 \Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$.

En absence de tension d'entrée, en utilisant le théorème de Millman , les niveaux des potentiels du pont sont mentionnés sur la figure 6.17

Pour $V_e > \frac{+2V_{cc}}{3}$, la diode D_1 conduit et force la tension v_s à $\frac{+2V_{cc}}{3}$

$$V_s = \frac{+2V_{cc}}{3} \quad (6.22)$$

Pour $\frac{+V_{cc}}{3} < V_e < \frac{+2V_{cc}}{3}$, la diode D1 est bloquée et D2 conduit

En utilisant le théorème de Millman

$$V_s = \frac{V_{cc}}{3} \frac{R_1}{R_2+R_1} + \frac{V_e R_2}{R_2+R_1} \quad (6.22)$$

et par suite

$$V_s = \frac{V_{cc}}{3} \frac{R_1+R_2-R_2}{R_2+R_1} + \frac{V_e R_2}{R_2+R_1} \quad (6.23)$$

La tension de sortie peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_s = \frac{V_{cc}}{3} + \frac{R_2}{R_2+R_1} \left(V_e - \frac{V_{cc}}{3} \right) \quad (6.24)$$

Pour $+\frac{V_{cc}}{3} > v_e > -\frac{V_{cc}}{3}$, toutes les diodes sont bloquées et $v_s = v_e$ (de $t = 0$ à $t = T/12$).

En suivant une étude similaire à celle de $V_e > 0$, par suite les diodes D3 et D4 permettent de « conformer » l'alternance négative du signal d'entrée. Les tensions d'entrée V_e et V_s sont représentées sur la figure 6.18,

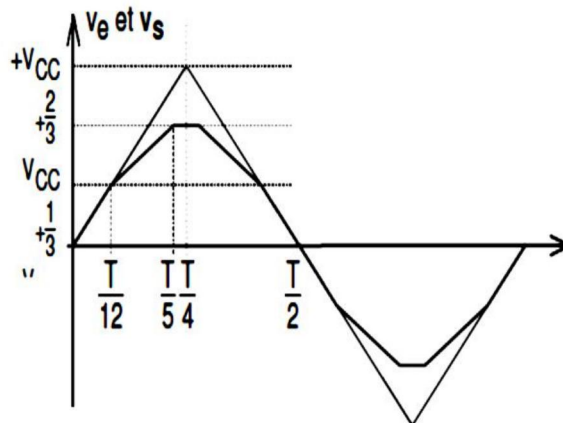


Fig 6.18 Formes des tensions d'entrée et de sorties du montage convertisseur triangle-sinus

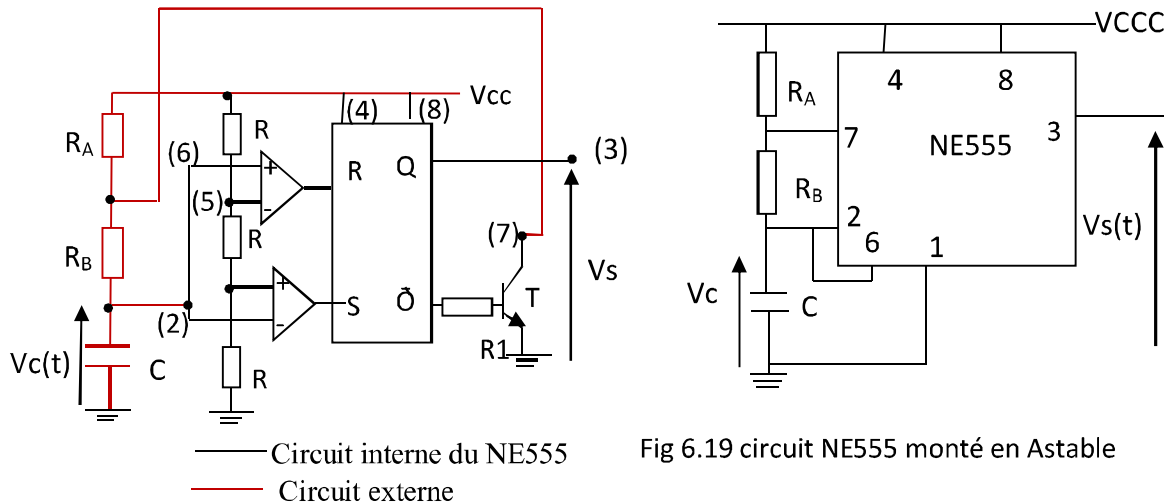
le choix des valeurs des résistances R_1 et R_2 se fait par un calcul rigoureux. (pente $\frac{R_2}{R_2+R_1}$ même que celle d'une sinusoïde dans l'intervalle $[\frac{T}{12}, \frac{T}{5}]$).

Remarque : En augmentant le nombre de diodes et les tensions de références la tension de sortie s'approche de plus en plus d'un signal sinusoïdal.

6.5 Différents Montages à Circuits Intégrés: générateurs de signaux

6.5.1 Astable à NE555

Le circuit sur la figure 6.19 représente le schéma interne du NE555 ainsi que le circuit externe (V_{cc} , R_A et R_B) pour concevoir un astable à base de circuit NE555. Le circuit NE555 est monté en trigger de schmitt, les deux seuils de basculement sont $V_B = \frac{v_{cc}}{3}$ et $V_H = \frac{2v_{cc}}{3}$



6.5.1.1 Principe de fonctionnement:

Le condensateur étant initialement vide

$$v_c = 0 \Rightarrow v_c \leq \frac{v_{cc}}{3} \Rightarrow S = 1 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } V_S = 1 \Rightarrow \bar{Q} = 0 \quad (6.25)$$

$\Rightarrow T$ est bloqué $\Rightarrow C$ se charge à travers $(R_A + R_B)$ donc $v_c \nearrow$

$$v_c \nearrow \text{ et } v_c \leq \frac{v_{cc}}{3} \Rightarrow S = 1 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } V_S = 1 \quad (6.26)$$

$$v_c \nearrow \text{ et } v_c \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_c < \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } v_s = 1 \quad (6.27)$$

$$v_c \nearrow \text{ et } v_c \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_c \geq \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 1 \rightarrow Q = 0 \text{ et } v_s = 0 \quad (6.28)$$

$\bar{Q} = 1$ le transistor est saturé C se décharge à travers R_B donc $v_c \searrow$

$$v_c \searrow \text{ et } v_c \geq \frac{v_{cc}}{3} \text{ et } v_c < \frac{2v_{cc}}{3} \rightarrow S = 0 \text{ et } R = 0 \rightarrow Q = 0 \text{ et } v_s = 0 \quad (6.29)$$

$$v_c \searrow \text{ et } v_c < \frac{v_{cc}}{3} \rightarrow R = 1 \text{ et } S = 0 \rightarrow Q = 1 \text{ et } v_s = 1 \quad (6.30)$$

et le transistor T est bloqué et C se charge de nouveau à travers $(R_A + R_B)$ et donc $v_c \nearrow$ et ainsi de suite.

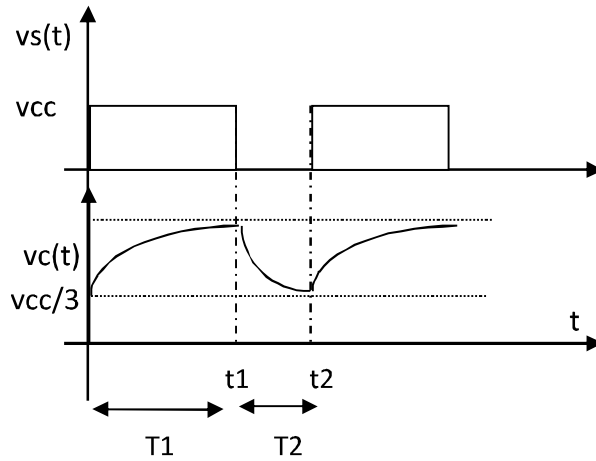


Fig 6.20 Formes des tensions de sortie du montage astable à NE555

6.5.1.2 Circuit de charge (expression de T1)

C va se charger à travers $(R_A + R_B)$ et

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + B \text{ avec } \tau_c = (R_A + R_B)C \quad (6.31)$$

$V_c(0) = \frac{V_{cc}}{3} = A + B$, $t \rightarrow \infty \Rightarrow C$ se charge jusqu'à V_{cc} et par suite

$$B = V_{cc} \text{ et } A = -\frac{2V_{cc}}{3} \quad (6.32)$$

$$V_c(t) = -\frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + V_{cc} \quad (6.33)$$

$$\text{Sachant que } V_c(t_1) = \frac{2V_{cc}}{3} \Rightarrow -\frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) + V_{cc} = \frac{2V_{cc}}{3} \quad (6.34)$$

$$\Rightarrow -\frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) = -\frac{V_{cc}}{3} \Rightarrow -\frac{t_1}{\tau_c} = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \quad (6.35)$$

D'où

$$t_1 = T_1 = \tau_c \ln(2) = (R_A + R_B)C \ln(2) \quad (6.36)$$

6.5.1.3 Circuit de décharge (expression de T2):

c se décharge à travers R_B et par suite

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_B}\right) + B \text{ avec } \tau_c = R_B C \quad (6.37)$$

$$V_c(t_1) = A + B = 2 \frac{V_{cc}}{3} \quad (6.38)$$

$$\text{et } t \rightarrow \infty V_c(t) = B = 0 \Rightarrow V_c(t) = \frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{R_B C}\right) \quad (6.39)$$

$$\text{et sachant que } V_c(t_2) = \frac{V_{cc}}{3} \Rightarrow \frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{R_B C}\right) = \frac{V_{cc}}{3} \quad (6.40)$$

$$T_2 = t_2 - t_1 = R_b C \ln(2) \quad (6.41)$$

$$\text{La période est } T = T_2 + T_1 = (R_A + 2R_B) C \ln(2) \quad (6.42)$$

Donc à la sortie on obtient un signal rectangulaire.

6.5.1.4 générateur de signaux carré (temps de charge = temps de décharge):

le circuit de la figure 6.19 permet la génération de signaux carrés en ajoutant une diode D

La diode D permet de charger le condensateur C à travers R_A et de le décharger à travers R_B (si $R_A = R_B = R$), donc $T_1 = T_2$)

$$T_1 = R_A C \ln(2) \text{ et } T_2 = R_B C \ln(2) \quad (6.43)$$

$$T = T_2 + T_1 = (R_A + R_B) C \ln(2) = 2RC \ln(2) \quad (6.44)$$

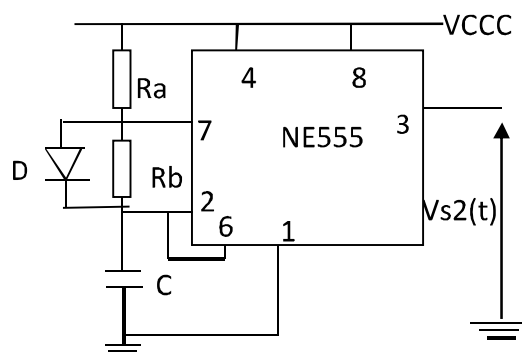


Fig 6.21 circuit NE555 monté en Astable pour génération de signaux carrés

et par suite, à la sortie, on obtient un signal carré à la sortie (borne 3) aussi un signal triangulaire sur la broche (2) avec un offset de $\frac{V_{cc}}{3}$.

6.5.2 Astable à trigger de Schmitt intégré

Le trigger de Schmitt est caractérisé par les tensions de basculement haut et bas suivants :

$$V_H = 2.75V \text{ et } V_B = 1.67V$$

Les niveaux des tensions de sortie haut et bas sont respectivement 0V et 5V

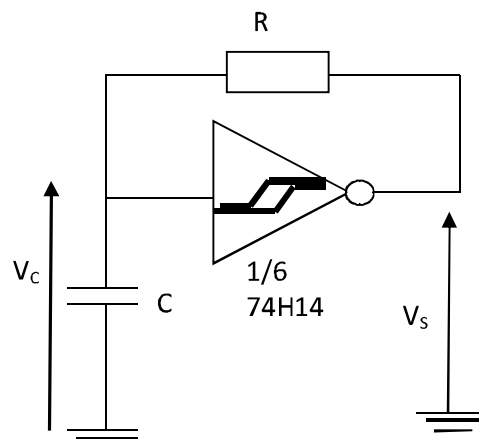


Fig 6.22 circuit Astable à base de trigger de schmitt inverseur

6.5.2.1 Principe de fonctionnement

$V_s=5V$ et C es initialement dechargé ; C se charge à travers R, lors que la tension V_c atteint V_H , alors on a basculement de la sortie, $V_s=0$, donc C va se decharger à travers R . Lorsque la tension V_c atteint V_B . alors on a basculement de la sortie, $V_s=0$, et C se charge de nouveau à travers R et ainsi de suite. L'évolution de $V_s(t)$ et $V_c(t)$ sont représentés dans la figure

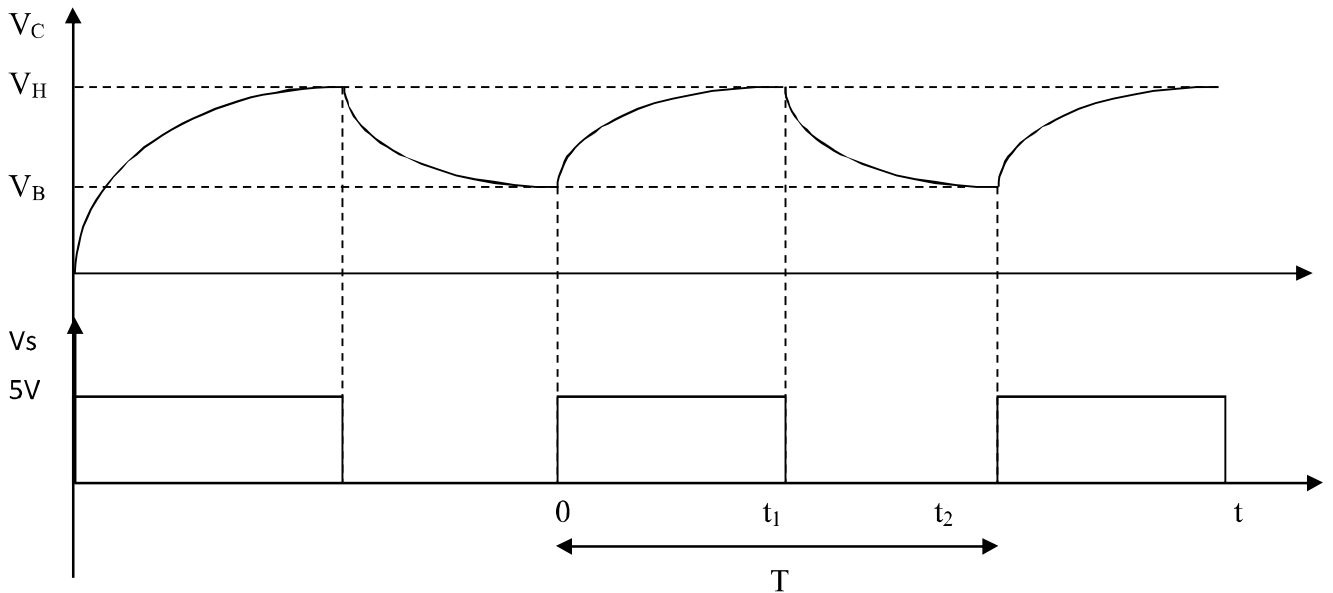


Fig 6.23 Formes des tensions de sorties du montage astable à trigger de schmitt intégré

6.5.2.2 Expression de la période T :

Circuit de décharge (expression de t1):

C va se charger à travers R et

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + B \text{ avec } \tau_c = RC \quad (6.45)$$

$$V_c(0) = V_B = A + B, \quad t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ se charge jusqu'à } V_{cc} \text{ et par suite } B = V_{cc}$$

$$\text{Donc } A = V_B - B \rightarrow A = V_B - V_{cc} \quad (6.46)$$

$$V_c(t) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + V_{cc} \quad (6.47)$$

$$\text{Sachant que } V_c(t_1) = V_H \rightarrow (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) + V_{cc} = V_H \quad (6.48)$$

$$\exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) = \frac{V_H - V_{cc}}{V_B - V_{cc}} \quad (6.49)$$

$$t_1 = \tau_c \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) \quad (6.50)$$

Circuit de décharge (expression de t2):

c se décharge à travers R et par suite

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_c}\right) + B \text{ avec } \tau_d = \tau_c = RC \tag{6.50}$$

$$V_c(t_1) = A + B = V_H$$

$$t \rightarrow \infty \Rightarrow V_c(t) = B = 0 \Rightarrow V_c(t) = V_H \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_c}\right) \tag{6.51}$$

et sachant que $V_c(t_2) = V_H \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau_c}\right) = V_B$

$$\exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau_c}\right) = \frac{V_B}{V_H} \tag{6.52}$$

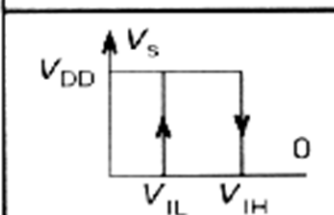
$$t_2 - t_1 = \tau_c \ln\left(\frac{V_H}{V_B}\right)$$

La période T est

$$T = \tau_c \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) + \tau_c \ln\left(\frac{V_H}{V_B}\right) \tag{6.53}$$

6.5.4 ASTABLE à trigger 4093

En technologie CMOS les tensions de seuils de basculement V_B et V_H dépendent de la tension d'alimentation du circuit, le tableau suivant montre la dépendance V_B et V_H sur la tension d'alimentation.

Caractéristique de l'hystérésis		4093			40106		
	V_{DD}	5 V	10 V	15 V	5 V	10 V	15 V
	V_{IH} (V)	2,9	5,2	7,3	3,2	5,8	8,3
	V_{IL} (V)	2,2	4,2	6	2,2	4,5	6,5

le circuit astable à base du circuit trigger de schmitt 4093 est donné sur la figure 6.24. Pour obtenir un fonctionnement en astable de la NAND TRIGGER il faut que $E = V_{DD}$ les expressions de t1 et t2 sont déterminées d'une manière similaire à celle du circuit précédent à base du circuit 7414.

La période T est donnée par la relation suivante

$$T = \tau_c \ln\left(\frac{V_B - V_{DD}}{V_H - V_{DD}}\right) + \tau_c \ln\left(\frac{V_H}{V_B}\right) \tag{6.54}$$

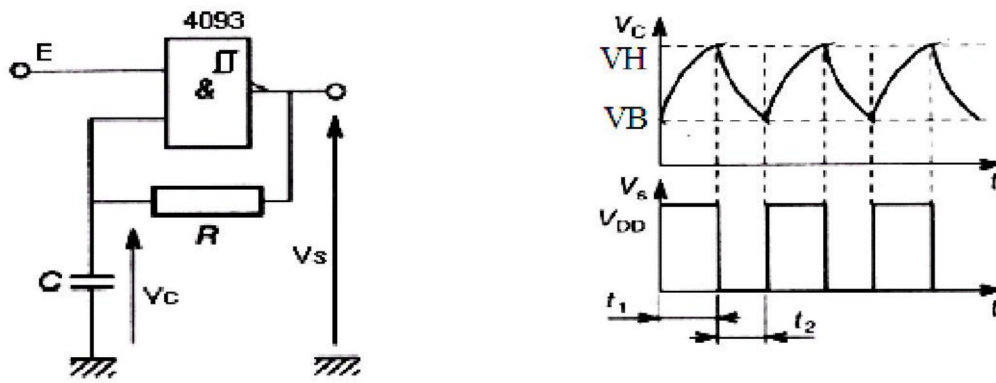
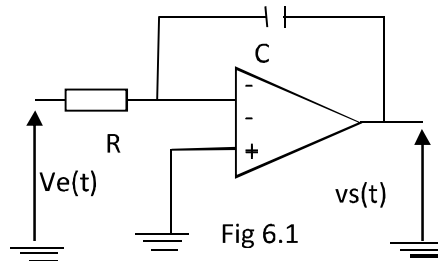


Fig 6.24 Montage astable à trigger 4093 ainsi que les formes des tensions de sorties

Exercice N°1:

On considère le montage de la Figure 6.1, $e(t)$ est signal carré de fréquence 1kHz et d'amplitude 10V crête à crête, calculer les éléments R et C de façon à obtenir un signal triangulaire symétrique d'amplitude 10V crête à crête.



Solution

$E=10V ; f=1KHz$

$0 < t < T/2$ Donc $i = \frac{e(t)}{R} = \frac{E}{R}$ le condensateur va se charger avec un courant constant,

$V_c(t) = \frac{1}{c} \int i dt = \frac{E}{RC} t$ $V_s(t) = \frac{E}{RC} t + k_1$ et par suite $V_s(t) = -V_c(t) = -\frac{E}{RC} t + k_1$ le signal de

sortie $V_{s1}(t)$ décroît linéairement

à $t=0 \rightarrow V_s(t) = E \rightarrow k_1 = E$

Sachant que $V_s(T/2) = -E \rightarrow -\frac{E}{RC} \frac{T}{2} + E = -E \rightarrow \frac{T}{RC} = 4 \rightarrow RC = \frac{1}{4f}$

$$RC = \frac{1}{4f} = 0.25 \cdot 10^{-3}$$

Si $R=1k\Omega \rightarrow C = 0.25 \cdot 10^{-6} F \rightarrow C = 0.25\mu F$

$T/2 < t < T$ Donc $i = \frac{e(t)}{R} = -\frac{E}{R}$ le condensateur va se charger avec un courant constant,

$V_c(t) = \frac{1}{c} \int i dt = -\frac{E}{RC} (t - \frac{T}{2})$ $V_s(t) = -\frac{E}{RC} (t - \frac{T}{2}) + k_2$ et par suite $V_s(t) = -V_c(t) =$

$+\frac{E}{RC} (t - \frac{T}{2}) - k_2$ le signal de sortie $V_s(t)$ croît linéairement

à $t=\frac{T}{2} \rightarrow V_s(t) = E \rightarrow k_2 = -E$ et par suite $V_s(t) = +\frac{E}{RC} (t - \frac{T}{2}) - E$

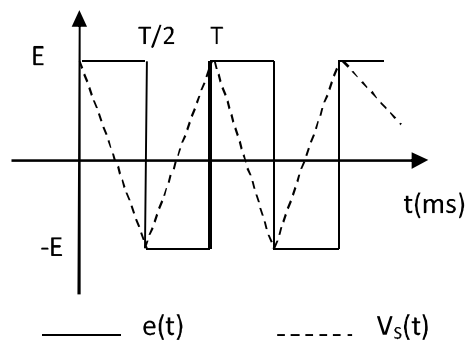


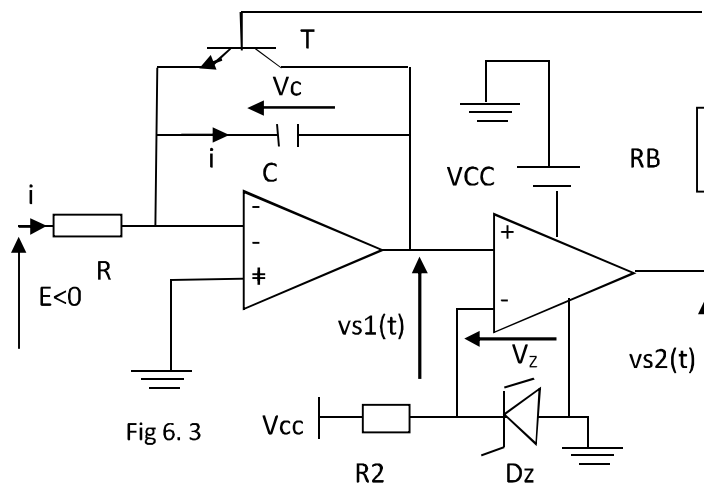
Figure 6.2 formes de tensions d'entrée et de sortie

R et C peuvent être aussi calculés par le fait que $V_s(T) = + \frac{E}{RC} \left(t - \frac{T}{2} \right) - E = E$

Exercice N°2:

on considère le montage Figure 6.3, $R=10K\Omega$, $R_2=1K\Omega$; $C=1\mu F$, $V_Z=5.1V$, $V_{CC}=12V$, $E=10V$

- a) le transistor T dans ce montage fonctionne en régime de commutation, à $t=0$, le condensateur étant initialement déchargé, déterminer $V_{s1}(0)$, $V_{s2}(t)$, l'état du transistor T.
- b) Pour $t>0$, Etablir l'expression de la tension $V_c(t)$, en déduire l'expression de $V_{s1}(t)$, donner l'allure de $v_{s2}(t)$, donner l'expression de la période du signal $V_{s1}(t)$ en fonction de E, R, C et V_Z , que fait ce montage?



Solution

Le premier AOP est un intégrateur \rightarrow A $t=0$, C est déchargé $\rightarrow V_{sc}(0) = 0 \rightarrow V_{s1}(0) = 0$

Le deuxième AOP est un comparateur avec $V_{sref} = V_Z = V^-$ et $V_{s1}(0) = V^+ \rightarrow V_{s2}(0) = 0$ car $V^+ < V^- \rightarrow T$ est bloqué.

Donc le condensateur se charge avec un courant constant $I=E/R$, (sa tension croit linéairement) $\rightarrow V_c(t) = \frac{1}{c} \int i dt = \frac{-E}{RC} t$

donc la tension $V_{s2}(t) = -v_c(t)$, $\rightarrow V_{s2}(t) = \frac{E}{RC} t$

Tant que $V_{s2}(t) < V_Z \rightarrow V_{s2}(t) = 0$ et T est bloqué.

Si $V_{s2}(t) \geq V_Z \rightarrow V_{s2}(t) = +V_{CC} \rightarrow T$ est saturé \rightarrow décharge rapide de C (pendant une durée très brève ΔT) $\rightarrow V_{s1}(t) = 0 \rightarrow T$ se bloque et processus se répète.

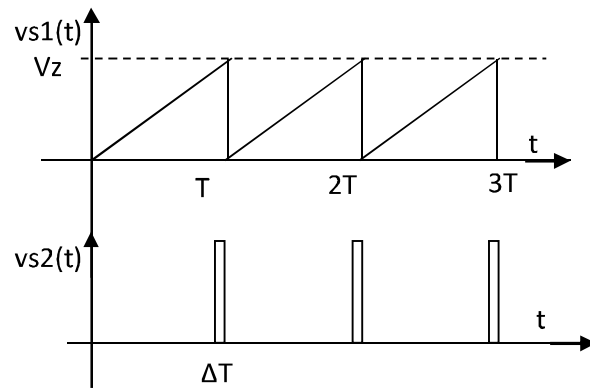


Figure 6.4 formes de tensions d'entrée et de sortie

Expression de la période du signal: $V_{s1}(T) = \frac{E}{RC}T = V_Z$, de la figure on a $V_{s1}(T) = \frac{E}{RC}T = V_{ref}$ et par suite $T = \frac{V_Z RC}{E}$ (T est la période du signal car $\Delta T \ll T$).

Donc la période de signal dépend de V_Z , R , C et E .

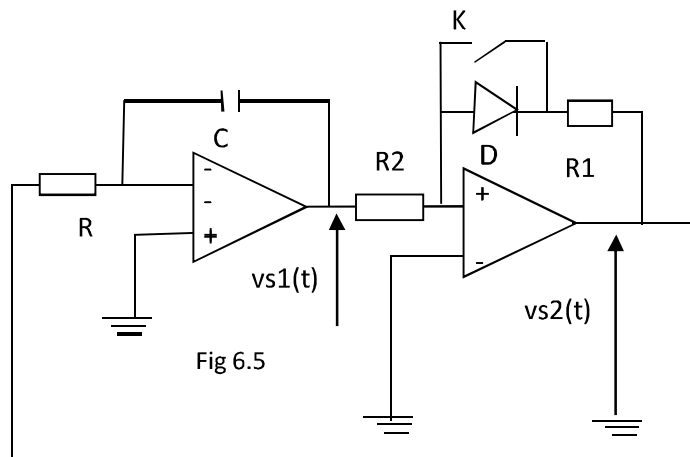
Le signal de sortie est visualisé sur la figure 6.4 et qui la forme d'un signal en dents de scie.

Exercice N°3:

On considère le montage Figure 6.5, $R_1=7K\Omega$, $R_2=10K\Omega$; $C=1\mu F$, $R=10 K\Omega$, le 2^{ème} AOP fonctionne en régime non-linéaire, k est un interrupteur.

a) On suppose que k est fermé (la diode D est court-circuitée), supposons qu'à $t=0$, $vs_2(t)=+V_{cc}$, tracer les allures de $V_{s1}(t)$, et $V_{s2}(t)$, établir l'expression de la période de $V_{s2}(t)$,

b) Refaire la partie (a) dans le cas où l'interrupteur k est ouvert (la diode n'est pas court-circuitée) . Déduire le rôle de la diode.



a) k est fermé :a diode est court-circuitée

le premier AOP est un trigger de Schmitt, est un circuit nonlineaire, la sortie $vs_2(t)$ qui ne peut prendre que V_{cc} ou $-V_{cc}$

la tension $V^+ = \frac{R_1 V_{s_2}(t) + R_2 V_{s_1}(t)}{R_1 + R_2}$

à $t=0$, supposons que $vs_2(t)=+V_{cc}$

et puis qu'on a un montage integrateur inverseur (deuxieme AOP), et par suite

$vs_1(t)$ décroît lineairement jusqu'a ce que $V^+ = 0$

$V_{s_1}(t_1) = S_{1min} = -\frac{R_1}{R_2} V_{cc}$ et par suite basculement de

$vs_2(t) = -V_{cc}$

$vs_2(t)=-V_{cc} \rightarrow vs_1(t)$ croit lineairement jusqu'a ce que $V^+ = 0 \rightarrow V_{s_1}(t_2) = S_{1max} = \frac{R_1}{R_2} V_{cc}$

et par suite basculement de $vs_2(t)=V_{cc}$ et ainsi de suite.

Expression analytique de la période

l'expression du signal $vs_1(t)$ est donnée par la relation suivante

$$:V_{s_1}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cc}}{RC}t + S_{1max} & \text{si } V_{s_2}(t) = +V_{cc} (0 \leq t \leq t_1) \\ +\frac{V_{cc}}{RC}(t - t_1) + S_{1min} & \text{si } V_{s_2}(t) = -V_{cc} (t_1 \leq t \leq t_2) \end{cases}$$

$V_{s_1}(t_1) = S_{1min} \rightarrow -\frac{V_{cc}}{RC}t_1 + S_{1max} = S_{1min} \rightarrow t_1 = \frac{RC}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min})$

$V_{s_1}(t_2) = S_{1max} \rightarrow \frac{V_{cc}}{RC}(t - t_1) + S_{1min} = S_{1max} \rightarrow (t_2 - t_1) = \frac{RC}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min})$

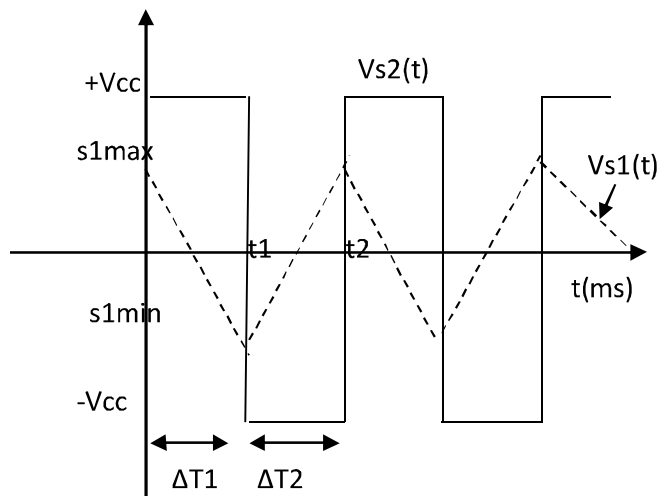


Figure 6.6 formes de tensions d'entrée et de sortie

D'autre part : $\Delta T_1 = t_1$ et $\Delta T_2 = t_2 - t_1$

$$T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{RC}{V_{cc}} (S_{1max} - S_{1min}) = \frac{2RC}{V_{cc}} \left(2 \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \right)$$

$$T = \frac{2RC}{V_{cc}} \left(2 \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \right) = \frac{4RC}{V_{cc}} \left(\frac{R_1}{R_2} V_{cc} \right) = \frac{4RC R_1}{R_2}$$

et finalement la période est donnée par: $T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$ et qui la période des signaux rectangulaire et triangulaire, leurs formes sont visualisées sur la figure 6.6

a) k est ouvert: la diode n'est court-circuitée

C'est la même méthode que la partie (a), dans ce cas l'expressions de $S_{1min} = 0$ qui change

le premier AOP est un trigger de Schmitt, la tension $V^+ = \frac{R_1 V_{s2}(t) + R_2 V_{s1}(t)}{R_1 + R_2}$

si $V_{s2}(t) = +V_{cc} \rightarrow$ la diode est bloquée \rightarrow la tension de basculement bas

$$V_B = S_{1min} = 0$$

si $V_{s2}(t) = -V_{cc} \rightarrow$ la diode est passante \rightarrow la tension de basculement haut

$$V_H = S_{1max} = V_{cc} \frac{R_1}{R_2}$$

D'après la partie (a)

$T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{RC}{V_{cc}} (S_{1max} - S_{1min})$, en remplaçant S_{1max} et S_{2max} par leurs expressions

on obtient $T = 2RC \frac{R_1}{R_2}$

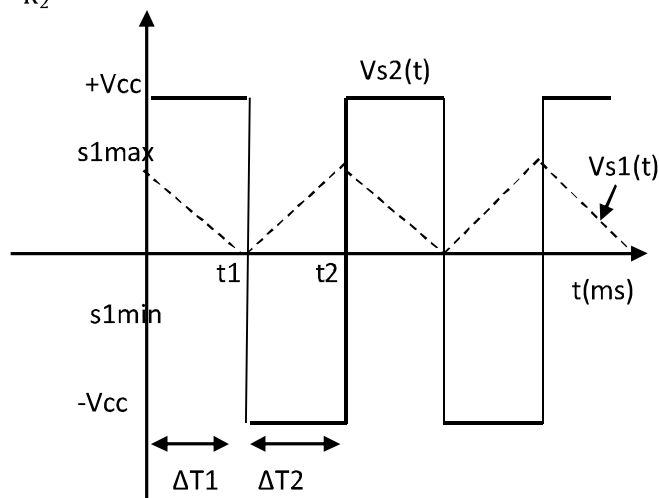


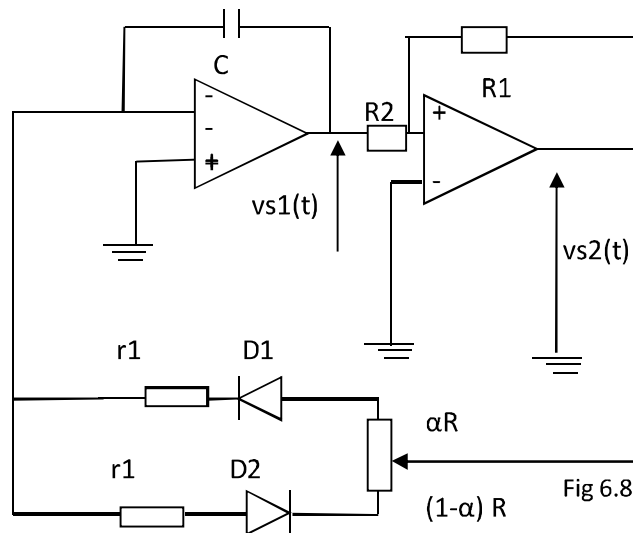
Figure 6.7 formes de tensions d'entrée et de sortie

La diode permet l'obtention d'un signal triangulaire unipolaire et aussi un signal rectangulaire, leurs formes sont tracées sur la figure 6.7.

Exercice N°4

dans le montage de la figure 6.8, à $t=0$ C est vide, la sortie du comparateur est à V_{cc} , donner les expressions de $v_{s2}(0)$, $v_{s1}(0)$, $v_{+2}(0)$,

- a) établir l'expression de la période du signal $V_{s1}(t)$ en fonction de $(\alpha, R, r_1, R_2, R_1, C)$
- b) quel est le rôle du potentiomètre?



Par analogie à l'exercice N°3 partie (a)

si $V_{s2}(t) = +V_{cc} \rightarrow D1$ est passante et $D2$ est bloquée $\rightarrow R_{equ1} = \alpha R + r_1$

si $V_{s2}(t) = -V_{cc} \rightarrow D2$ est passante et $D1$ est bloquée $\rightarrow R_{equ2} = (1 - \alpha)R + r_1$

Expression analytique de la période

l'expression du signal $v_{s1}(t)$ est donnée par la relation suivante

$$:V_{s1}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cc}}{R_{equ1}C}t + S_{1max} & \text{si } V_{s2}(t) = +V_{cc} (0 \leq t \leq t_1) \\ +\frac{V_{cc}}{R_{equ2}C}(t - t_1) + S_{1min} & \text{si } V_{s2}(t) = -V_{cc} (t_1 \leq t \leq t_2) \end{cases}$$

$$V_{s1}(t_1) = S_{1min} \rightarrow -\frac{V_{cc}}{R_{equ1}C}t_1 + S_{1max} = S_{1min} \rightarrow t_1 = \frac{R_{equ1}C}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min})$$

$$V_{s1}(t_2) = S_{1max} \rightarrow \frac{V_{cc}}{R_{equ2}C}(t - t_1) + S_{1min} = S_{1max} \rightarrow (t_2 - t_1) = \frac{R_{equ2}C}{V_{cc}}(S_{1max} - S_{1min})$$

D'autre part : $\Delta T_1 = t_1$ et $\Delta T_2 = t_2 - t_1$

$$T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{(R_{equ1} + R_{equ2})C}{V_{cc}} (S_{1max} - S_{1min}) = \frac{(R_{equ1} + R_{equ2})C}{V_{cc}} \left(2 \frac{R_1}{R_2} V_{cc}\right)$$

En remplaçant R_{equ1} et R_{equ2} par leurs expression on obtient

$$T = \frac{2(2r_1 + R)C R_1}{R_2}$$

et finalement la période est donnée par: $T = \frac{2(2r_1+R)C R_1}{R_2}$

le rôle du potentiomètre est d'obtenir un signal triangulaire non symétrique ($\Delta T_1 \neq \Delta T_2$) comme le montre la figure 6.9

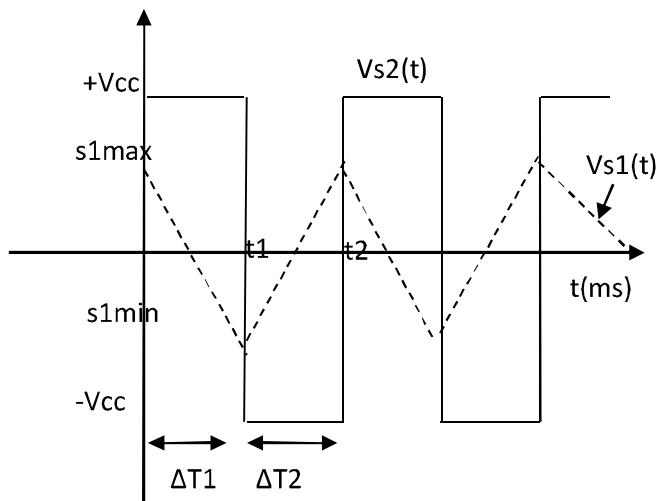


Figure 6.9 formes de tensions d'entrée et de sortie

Exercice N°5

Le circuit de la figure 6.10 est un générateur d'un signal en dents de scie, attaqué par un signal de commande $v_e(t)$ dont l'allure est représentée sur la figure 11, Dz est une diode Zener de tension $V_z=5.1V$, $R=510 \Omega$, $\beta=100$, la période $T = 1ms$, la tension V_{BE} de T1 es négligeable, on considère que $\Delta T \ll T$, $V_{CC}=10V$;

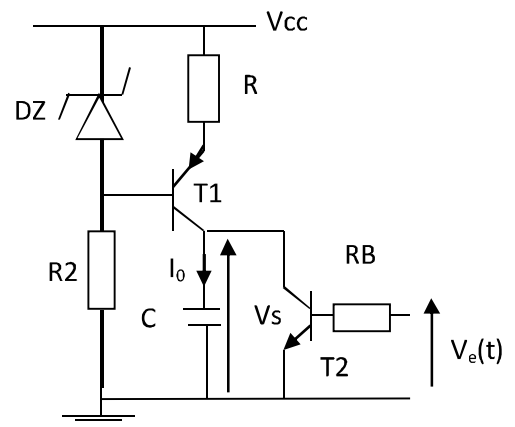
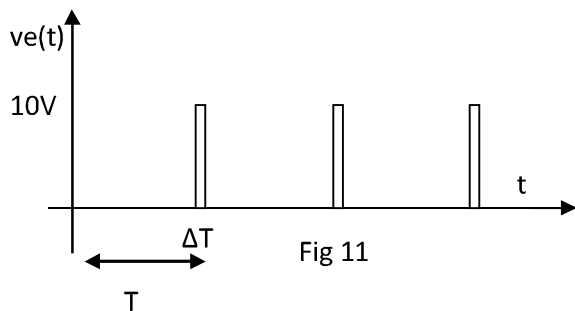


Fig 6.10

- a) donner l'expression du courant I_0 . b) pour $V_e(t) = 0$, donner l'expression de $V_s(t)$
 c) pour $V_e(t) = 10V$, on considère que le transistor T2 est saturé, donner l'expression de $V_s(t)$,
 d) tracer l'allure de $V_s(t)$ pour $c = 1\mu F$. e) tracer l'allure de $V_s(t)$ pour $c = 3\mu F$
 f) de (e) et (d) déduire la condition nécessaire pour obtenir un signal en dents de scie, sans déformations (justifier votre réponse).
 g) établir cette condition sous forme de relation mathématique liant (V_{cc} , R_c , I_0 , C et T).

Correction

Puis que $V_{BE} = 0 \rightarrow R I_E = V_Z \rightarrow I_E = \frac{V_Z}{R}$ puis que R et V_Z sont constantes $\rightarrow I_E$ est constant et $I_E \approx I_0$ (I_B négligeable devant I_C) \rightarrow générateur de courant constant.

$V_{CC} = R I_0 + V_{CE1} = V_Z + V_{CE1}$ donc $V_{CE1} = V_{SS} - V_Z$ qui est la tension maximale de sortie

AN : $I_0 = \frac{V_Z}{R} = \frac{5.1}{510} = 10mA$

A $t = 0 \rightarrow V_e(t) = 0, \rightarrow V_s(t) = 0 \rightarrow t > 0 \rightarrow C$ se charge par un courant constant $I_0 \rightarrow V_s(t) = \frac{1}{c} \int I_0 dt = \frac{I_0}{c} t$

Pour $V_e(t) = 10V \rightarrow T2$ est saturé $\rightarrow V_{CE2} = 0 \rightarrow C$ se décharge rapidement $V_s(T) = 0$

Pour $R = 510 \Omega$ et $C = 1\mu F$

$V_s(t) = \frac{I_0}{C} t$

$V_s(T) = V_{smax} = \frac{I_0}{C} T = \frac{10 * 10^{-3} * 1 * 10^{-3}}{1 * 10^{-3}} = 10V$

La tension de sortie ne pourra jamais dépasser la tension ($V_{cc} - V_z$) au-delà de cette tension le transistor devient saturé

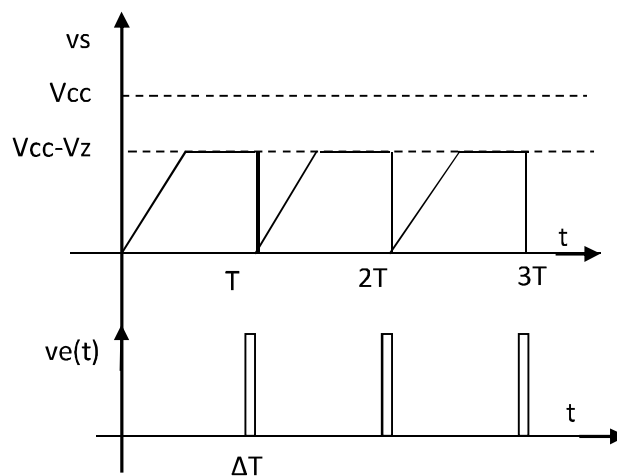


Figure 6.11 formes de tensions d'entrée et de sortie

Donc le signal de sortie est déformé, pour éviter la déformation $\rightarrow V_{smax} \leq (V_{cc} - V_z)$

Pour $c=3\mu F$

$$V_s(t) = \frac{I_0}{C} t \text{ et par suite } V_s(T) = V_{smax} = \frac{I_0}{C} T = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}} = 3.33V$$

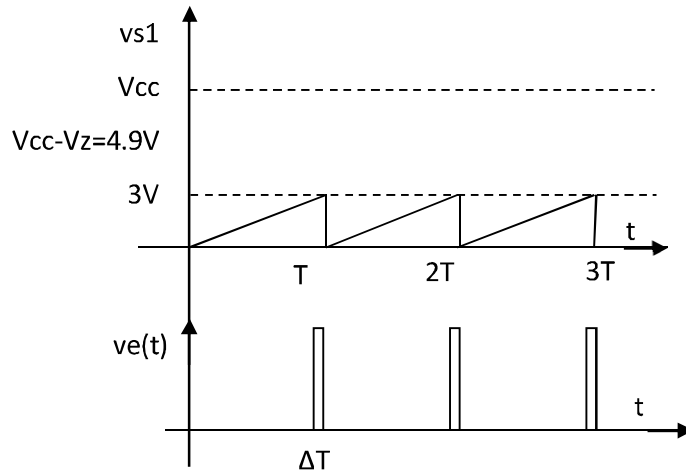


Figure 6.12 formes de tensions d'entrée et de sortie

Donc le signal de sortie n'est déformé, pour qu'il n'est déformation $\rightarrow V_{smax} \leq (V_{cc} - V_z)$

La relation mathématique ; $V_{smax} \leq (V_{cc} - V_z) \rightarrow \frac{I_0}{C} T \leq (V_{cc} - V_z)$

En remplaçant I_0 par son expression $\rightarrow \frac{V_z}{RC} T \leq (V_{cc} - V_z)$

Remarque : quel est le comportement de ce circuit si on impose un courant I_E tel que $R \cdot I_E$ est supérieure à V_{cc} ? (cas pratique)

Exercice N° 6

On considère le montage de la figure 6.14, les 'allures des tensions(t) et $V_s(t)$ sont représentées sur la figure 15,

Pour $0 < t < t_1$ établir l'expression analytique de $V_c(t)$, C se charge à travers (R_A) via V_{CC}

Pour $t_1 < t < t_2$ Etablir l'expression analytique de $V_c(t)$, C se décharge à travers R_B .

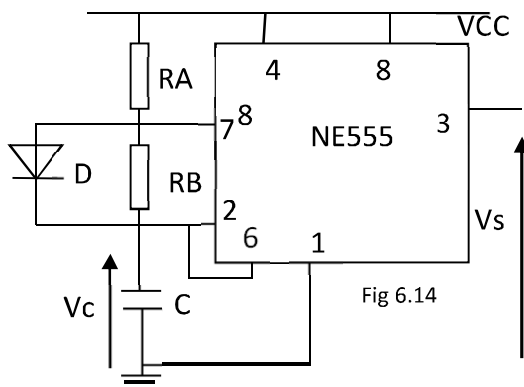


Fig 6.14

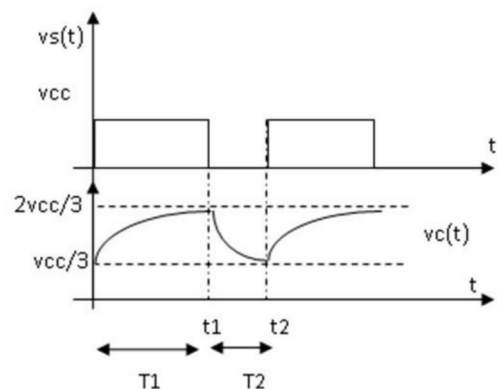


Figure 6.15 formes de tensions de sorties du montage Astable à NE555

Donner l'expression T1 et T2 ainsi que la période T de vs(t).

Modifier ce montage pour obtenir un signal carré de fréquence fixe et de rapport cyclique variable de 0.1 à 0.9 avec le calcul des éléments, donner un exemple d'application de ce montage

Solution

Expression de t1 : C va se charger à travers (Ra) donc $\tau = R_A C$

D passante, $V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + B$

$V_c(0) = \frac{V_{cc}}{3} = A + B$, $t \rightarrow \infty \implies C$ se charge jusqu'à V_{cc} et par suite

$B = V_{cc}$ et $A = -\frac{2V_{cc}}{3}$ et par suite $V_c(t) = -\frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + V_{cc}$

Sachant que $V_c(t_1) = \frac{2V_{cc}}{3} \rightarrow -\frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) + V_{cc} = \frac{2V_{cc}}{3}$

D'où $t_1 = T_1 = R_A C \ln(2)$

Circuit de décharge (expression de t2): D bloquée, c se décharge à travers R_B

$V_c(t) = \frac{2V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{CR_b}\right)$ et sachant que $V_c(t_2) = \frac{V_{cc}}{3} \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{CR_b}\right) = \frac{V_{cc}}{3}$ donc $T_2 = t_2 - t_1 = R_b C \ln(2)$

La période est $T = T_2 + T_1 = (R_A + R_B) C \ln(2)$

On se propose le montage de la figure 6.16 pour régler le rapport cyclique

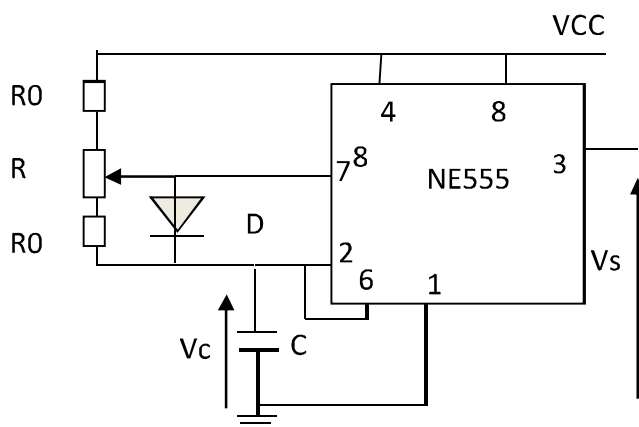


Figure 6.16 Montage astable avec NE555 avec réglage du rapport cyclique

Sachant que $r_1 = \frac{T_1}{T}$ pour $\alpha=0$, $r_1 = \frac{R_0+R}{2R_0+R} = 0.9 = \frac{9}{10} \rightarrow 10(R_0 + R) = 9(2R_0 + R)$

$$\rightarrow R_0 = \frac{R}{8}$$

Sachant que $r_2 = \frac{T_1}{T}$ pour $\alpha=1$, $r_2 = \frac{R_0}{2R_0+R} = 0.1 = \frac{1}{10} \rightarrow 10(R_0) = (2R_0 + R)$

$$\rightarrow R_0 = \frac{R}{8}$$

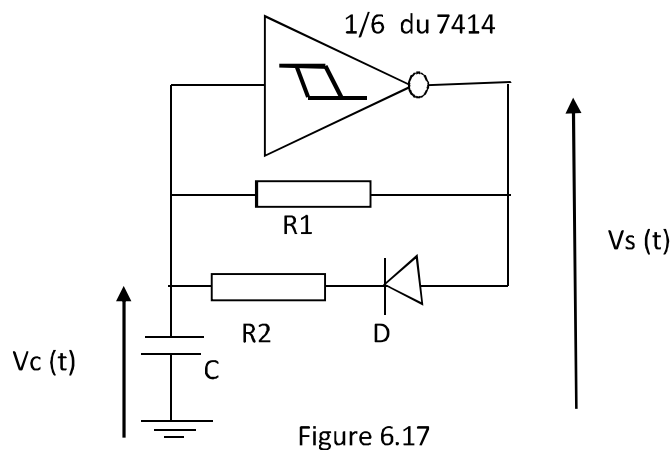
Avec $(2R_0 + R) = 2 \frac{R}{8} + R = 5 \frac{R}{4} = 2.2 \text{ k}\Omega$ pour garder la même fréquence $R = \frac{4(2.2)}{5} = 1.76 \text{ k}\Omega$ On obtient $R_0 = 0,22 \text{ k}\Omega$

Exercice N° 7

On considère le montage de la figure 6.17 qui est un astable à base de trigger de Schmitt 7414, schématisé sur la de la figure ci-dessous, à $t=0$, le condensateur est initialement déchargé $V_c(0)=0$.

a) quelle est la valeur de la tension de sortie, (b) expliquer le fonctionnement du montage en décrivant l'évolution de $V_c(t)$ ainsi que $V_s(t)$, (c) déterminer l'expression de la période du signal $V_s(t)$.

Note: le trigger de schmitt est caractérisé par $V_H = 2.75V$ et $V_B = 1.67V$ et V_{cc} est l'alimentation de ce circuit



Solution

(a): à $t=0$, le condensateur est initialement déchargé $V_c(0)=0 \rightarrow V_s(0)=V_{cc}$ (montage inverseur).

(b) :C va se charger à travers R1//R2 car la diode est bloquée donc $V_c(t) \nearrow$ jusqu' a $V_H \Rightarrow$ basculement du trigger $\Rightarrow V_s(t)=0 \Rightarrow$ c va se décharger à travers R1 (car la diode est polarisée en inverse elle est bloquée) $\Rightarrow V_c(t) \searrow$ jusqu' a $V_B \Rightarrow$ basculement du trigger $\Rightarrow V_s(t)=V_{cc} \Rightarrow$ c va se charger de nouveau à travers R1//R2 et ainsi de suite \Rightarrow ce circuit est un générateur d'un signal rectangulaire.

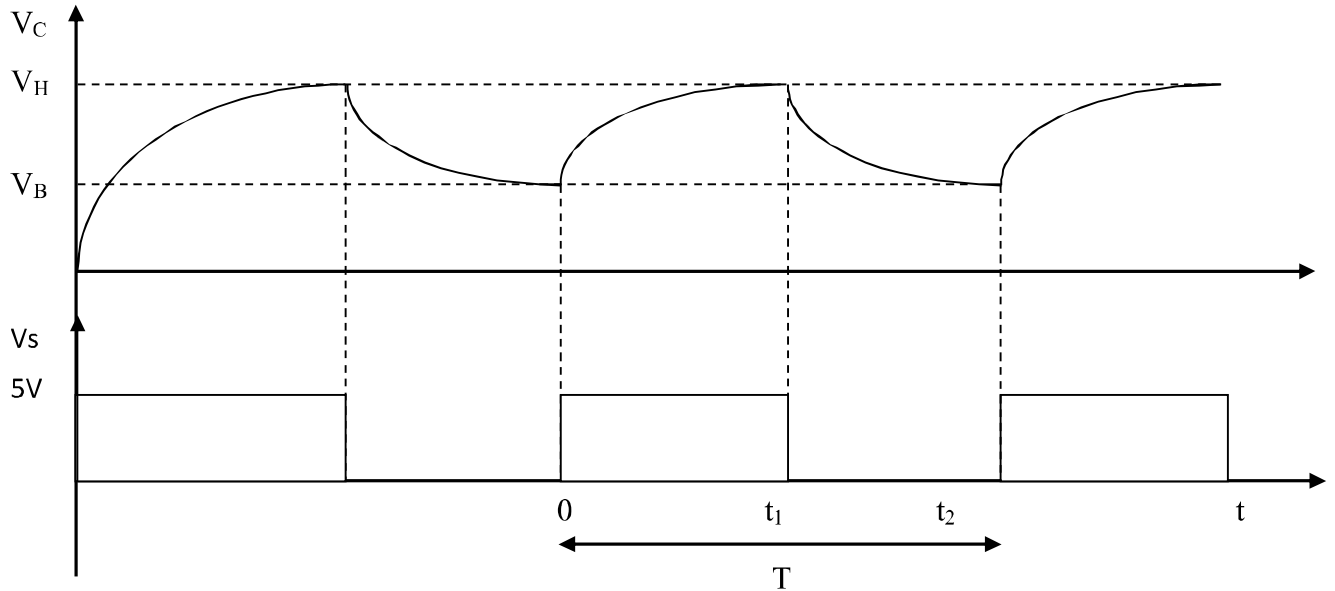


Figure 6.18 formes de tensions d'entrée et de sortie

Expression de t2:

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + B \text{ avec } \tau_c = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} C$$

$$V_c(0) = V_B = A + B, \quad t \rightarrow \infty \Rightarrow C \text{ se charge jusqu'à } V_{cc} \text{ et par suite } B = V_{cc}$$

$$\text{Donc } A = V_B - B \rightarrow A = V_B - V_{cc}$$

$$V_c(t) = (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) + V_{cc}$$

$$\text{Sachant que } V_c(t_1) = V_H \rightarrow (V_B - V_{cc}) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) + V_{cc} = V_H$$

$$\exp\left(-\frac{t_1}{\tau_c}\right) = \frac{V_H - V_{cc}}{V_B - V_{cc}}$$

$$t_1 = \tau_c \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right)$$

Expression de t2:

c se décharge à travers R1 et par suite

$$V_c(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_d}\right) + B \text{ avec } \tau_d = R1C$$

$$V_c(t_1) = A + B = V_H$$

$$t \rightarrow \infty \Rightarrow V_c(t) = B = 0 \Rightarrow V_c(t) = V_H \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_d}\right)$$

$$\text{et sachant que } V_c(t_2) = V_H \cdot \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau_d}\right) = V_B$$

$$\exp\left(-\frac{t_2-t_1}{\tau_d}\right) = \frac{V_B}{V_H}$$

$$t_2 - t_1 = \tau_d \ln\left(\frac{V_H}{V_B}\right)$$

$$\text{La période T est } T = \tau_c \ln\left(\frac{V_B - V_{cc}}{V_H - V_{cc}}\right) + \tau_d \ln\left(\frac{V_H}{V_B}\right)$$

7. Convertisseur analogique numérique et convertisseur numérique analogique

7.1 Introduction

Depuis quelques décennies, le traitement numérique des données prend le pas sur les approches analogiques, qui est dû essentiellement aux avantages qu'offre le développement de l'électronique numérique. Le schéma de la figure 7.1 illustre bien le principe de ce traitement.



Figure 7.1 schéma de principe d'un système de traitement numérique du signal analogique

Dans ce schéma de principe, on fait appel aux convertisseurs analogique-numérique (CAN) pour transformer les signaux analogiques d'entrée $x(t)$ du système en signaux numériques $X(k)$. Après traitement, le rôle d'un convertisseur numérique-analogique (CNA) est de reconverter le signal numérique $Y(k)$ une fois traité en un signal analogique $y(t)$.

7.2 Convertisseur numérique-analogique (CNA)

7.2.1 Définition

La conversion numérique-analogique (CNA), consiste à transformer une information sous forme binaire (numérique) en une information analogique sous forme de (tension ou courant). Le symbole d'un CNA est représenté sur la figure 7.2

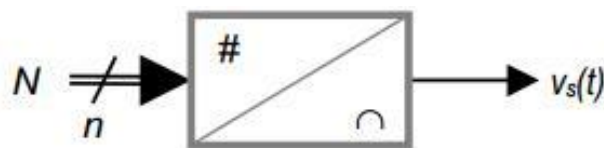


Figure 7.2 symbole d'un CNA

N étant un nombre binaire

$$N = (a_{n-1}a_{n-2}a_{n-3} \dots a_1a_0)_2 \quad (7.1)$$

Mot de n bits, et $V_s(t)$ étant la tension de sortie du CNA.

a_0 étant le bit de poids faible ou LSB (least significant bit) et a_n étant le bit de poids fort ou MSB (most significant bit).

7.2.2 Caractéristiques d'un CNA

Dans un circuit CAN, à chaque accroissement d'un bit de poids faible du mot N à convertir on doit avoir un accroissement de la tension de sortie d'une quantité élémentaire appelée un quantum, notée q , la valeur du quantum est choisie par l'utilisateur en fixant la tension de référence E_{ref} et le nombre de bits du CNA.

En utilisant le principe de la conversion binaire décimale :

$$V_s = q * (a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + a_{n-3}2^{n-3} + \dots + a_12 + a_02^0) \quad (7.2)$$

La valeur analogique maximale V_{smax} sera donc

$$V_{smax} = q * (2^n - 1) \quad (7.3)$$

✓ **Caractéristiques de transfert**

C'est la représentation graphique de la loi liant V_s à N : On distingue deux types de convertisseurs suivant le signe de V_s , la figure 7.3 représente la caractéristique de transfert d'un CNA à 3 bits pour V_s positive, ainsi la tension de sortie à une forme en escaliers.

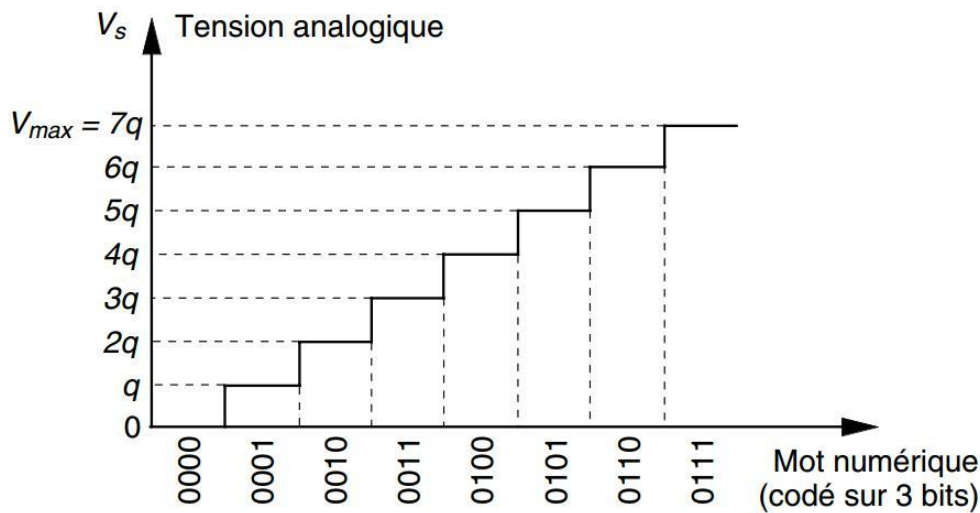


Figure 7.3 Caractéristique de transfert d'un CNA

✓ **Le quantum q**

C'est l'incrément théorique de la tension de sortie correspondant à un écart de ± 1 LSB (Least significant bit) en entrée. Le quantum dépend de la tension de référence et n le nombre de bit, il est donné par la relation suivante

$$q = \frac{E_{ref}}{2^{n-1}} \quad (7.4)$$

✓ **Précision : est** Ecart maximal entre la valeur théorique attendue en sortie et la valeur réelle. En général, la précision vaut $\mp \frac{1}{2} q$

La résolution: Elle est donnée par la valeur du quantum « q ». La valeur de Vs va augmenter de q lorsque N va augmenter de 1. La résolution est la plus petite variation en sortie et correspond au LSB.

On peut définir la résolution comme étant la plus petite variation relative de tension de sortie par rapport à la pleine échelle.

$$r = \frac{V_{smin}}{V_{smax}} = \frac{q}{q \cdot (2^n - 1)} = \frac{1}{2^n} \quad (7.5)$$

✓ **Le temps d'établissement**

C'est le temps nécessaire au convertisseur dans le cas le plus défavorable pour établir la sortie à un certain pourcentage de sa valeur finale. Ce temps limite la fréquence maximale de conversion.

✓ **L'excursion :** C'est la différence entre les valeurs extrêmes de la tension de sortie vs

Remarque :

$$V_s = q \cdot N = \frac{E_{ref}}{2^n} (a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + a_{n-3}2^{n-3} + \dots + a_12 + a_02^0) \quad (7.6)$$

L'information numérique est maximale lorsque tous les bits a_i sont à 1, dans ce que la tension de sortie vs est maximale.

$$V_{smax} = q \cdot N = \frac{E_{ref}}{2^n} (2^{n-1} + 2^{n-2} + 2^{n-3} + \dots + 2 + 1) = q \cdot 2^{n-1}. \quad (7.8)$$

V_{smax} est aussi appelée tension pleine échelle.

$$V_{smax} = E_{ref} - q \quad (7.9)$$

La tension de sortie n'atteint pas E_{ref}

Donc la tension référence est considérée comme étant la tension de la Pleine Echelle (PE) ou (Full Scale FS)

$$\text{La tension minimale de sortie est } V_{smin} = q = \frac{E_{ref}}{2^{n-1}} \quad (7.10)$$

7.2.3 Différents types de convertisseur CNA

Dans la littérature deux types de convertisseurs numérique analogique sont développés que nous allons les exposer dans ce qui suit:

7.2.3.1 CNA à résistances pondérées

Le principe de fonctionnement de ce montage est extrêmement simple : il est basé sur un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur, prenons le cas d'un convertisseur à 4bits

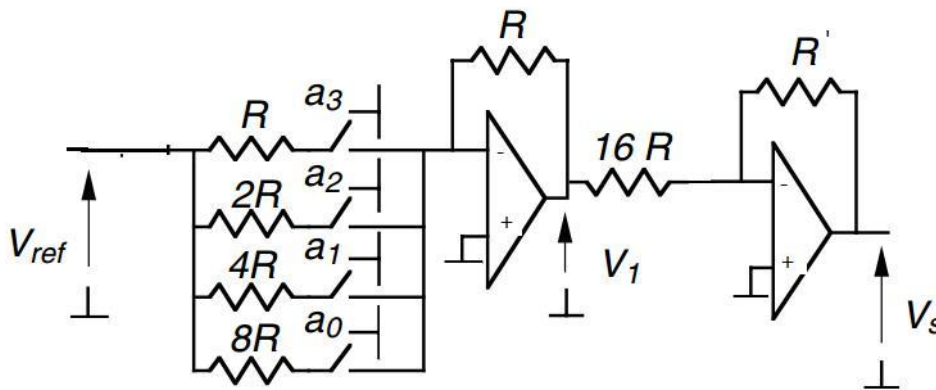


Figure 7.4 convertisseur numérique analogique à résistances pondérées, à 4 bits

$$V_s = -\frac{R'E_{ref}}{R} \left(\frac{a_0}{8} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_2}{2} + \frac{a_3}{1} \right), \quad (7.11)$$

V_s peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_s = -\frac{R'E_{ref}}{8R} \left(\frac{a_0}{1} + \frac{a_1}{1/2} + \frac{a_2}{1/4} + \frac{a_3}{1/8} \right) \quad (7.12)$$

$$V_s = -\frac{R'E_{ref}}{8R} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3) \quad (7.13)$$

La formule suivante $a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3$ n'est autre que la conversion binaire décimale.

Le MSB est affecté du coefficient le plus fort, et les bits successifs voient leur coefficient divisé par deux par rapport au bit précédent.

Et par suite ce circuit convertit bien une valeur numérique (mots de quatre bits) en une valeur analogique.

On peut généraliser la formule précédente pour le cas d'un CNA à n bits

$$V_s = -\frac{E_{ref}}{2^{n-1}} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3 + \dots + 2^{n-1}a_{n-1}) \quad (7.14)$$

On peut calculer la résolution (LSB) de ce convertisseur : c'est la variation de la tension de sortie lorsque l'entrée numérique varie d'une unité, soit :

$$LSB = \frac{R' E_{ref}}{8R} \quad (7.15)$$

Exemple

On considère le nombre binaire $N = a_3 a_2 a_1 a_0$ avec $R = R' = 5k\Omega$, et $V_{ref} = 8V$

L'amplificateur opérationnel est alimenté par $\mp V_{cc} = \mp 15V$ pour les

$N=0000$, $N=0010$ et $N=1111$, quelle est la tension de sortie du convertisseur dans chaque cas

Solution

On utilise la formule suivante $V_s = -\frac{E_{ref}}{2^{n-1}} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3 + \dots 2^{n-1}a_{n-1})$

$$N=0000 \rightarrow V_s = -\frac{8}{8} (0 + 2 * 0 + 4 * 0 + 8 * 0) \rightarrow V_s = 0V$$

$$N=0010 \rightarrow V_s = -\frac{8}{8} (0 + 2 * 0 + 4 * 1 + 8 * 0) \rightarrow V_s = 4V$$

$$N=1111 \rightarrow V_s = -\frac{8}{8} (1 + 2 * 1 + 4 * 1 + 8 * 1) \rightarrow V_s = 15V$$

Caractéristiques:

Facile à implémenter, cependant le choix de résistances pose un grand problème du fait que, les valeurs des résistances sont normalisées (certaines valeurs ne sont pas disponibles) par exemple pour $R=1k\Omega$, $2R= 2K\Omega$ n'existe pas ($1.8 K\Omega < R < 2.2K\Omega$).

$4R= 4K\Omega$ n'existe pas ($3.9 K\Omega < R < 4.7K\Omega$).

7.2.3.2 CNA à réseau R/2R.

Ce type de convertisseur représenté sur la figure 7.5, prend en compte les défauts du convertisseur précédent à résistances pondérées : il est bâti autour d'un réseau de résistances composé de seulement deux valeurs, R et 2R quel que soit le nombre de bits à convertir. Ce montage est dit à source de courant.

Pour simplifier le raisonnement, nous allons donc étudier le réseau de la figure 7.6 (on remarque que quel que soit la position du commutateur (0 ou 1) les bornes inférieures des résistances 2R sont reliées à la masse). On peut montrer facilement que :

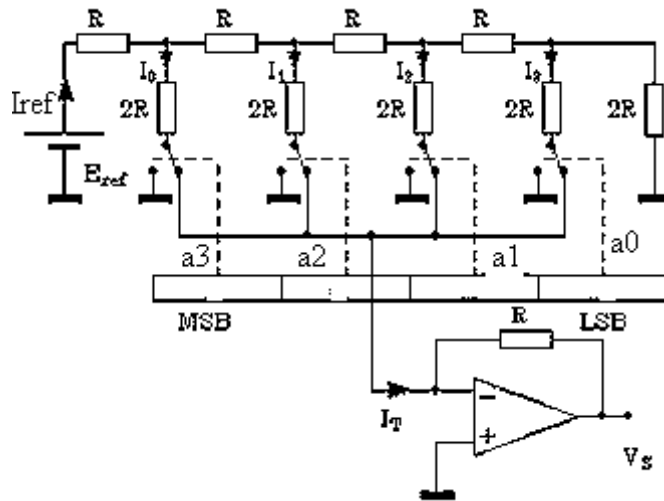


Figure 7.5 Convertisseur numérique analogique à réseau R/2R, à 4 bits

En utilisant le théorème de diviseur de courant, il vient

$$I_3 = I_D = \frac{I_C}{2} \quad (7.16)$$

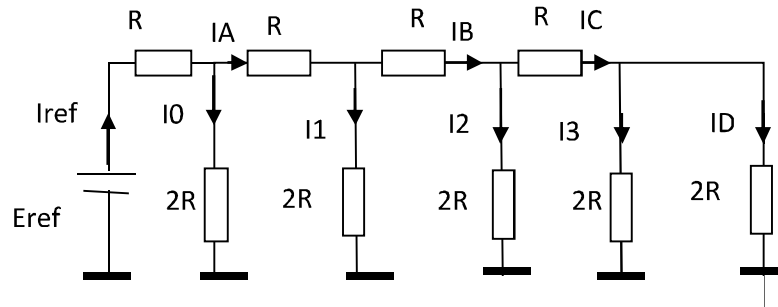


Figure 7.6 circuit équivalent du convertisseur numérique analogique à réseau R/2R, à 4 bits

$$I_2 = I_C = \frac{I_B}{2} \text{ et } I_1 = I_B = \frac{I_A}{2} \text{ et } I_0 = I_A = \frac{I_{ref}}{2} \quad (7.17)$$

On peut écrire que :

$$I_{ref} = \frac{E_{ref}}{2R} \text{ et par suite } I_0 = \frac{I_{ref}}{2}, I_1 = \frac{I_0}{2}, I_2 = \frac{I_1}{2}, I_3 = \frac{I_2}{2} \quad (7.18)$$

$$V_s = -RI_T \text{ et } I_T = I_0 + I_1 + I_2 + I_3 \quad (7.19)$$

Finalement on obtient :

$$V_s = -\frac{RE_{ref}}{4R} \left\{ a_3 + \frac{a_2}{2} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_0}{8} \right\} \quad (7.20)$$

Qui peut être écrite sous la forme suivante :

$$V_s = -\frac{E_{ref}}{32} \{ 8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0 \} \quad (7.21)$$

Dans cette notation (a_0 a le but de faible poids et a_3 le plus fort poids)

On peut généraliser la formule précédente pour le cas d'un CNA à n bits

$$V_s = -\frac{E_{ref}}{4 \cdot 2^{n-1}} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3 + \dots + 2^{n-1}a_{n-1}) \quad (7.22)$$

Le résultat est donc du même genre que pour le CNA à résistances pondérées. On note un facteur $1/4$, mais on peut remarquer qu'il suffit de mettre une résistance égale à $4R$ en contre-réaction pour retomber sur le même résultat du convertisseur à résistances pondérées.

Il est à noter que : Ce principe de réalisation d'un CNA est celui utilisé pour la plupart des CNA en technologie intégrée.

7.3 Convertisseur analogique numérique (CAN)

7.3.1 Définition

Un convertisseur analogique–numérique (CAN) est un circuit hybride qui transforme une grandeur analogique d'entrée V_e (souvent une tension) en une valeur numérique N codé sur n bits.

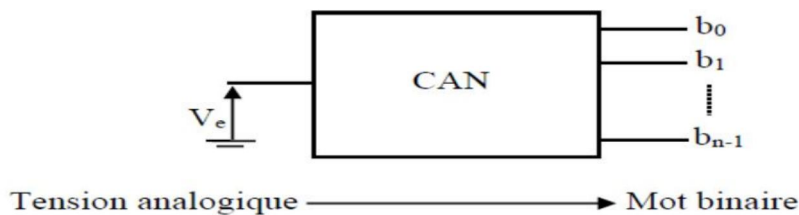


Figure 7.7 circuit de principe d'un CAN

La conversion d'un signal analogique en un signal numérique se fait en 3 étapes

- ✓ l'échantillonnage pour rendre le signal discret
- ✓ la quantification pour associer à chaque échantillon une valeur
- ✓ le codage pour associer un code à chaque valeur.

Il est tout à fait claire que conversion d'un signal analogique en un signal numérique n'est pas instantanée. La valeur du signal analogique va évoluer pendant la conversion ce qui peut entraîner des erreurs sur la valeur convertie. Il faut donc prévoir un dispositif capable de mémoriser la grandeur analogique pendant le temps de conversion. Ce dispositif s'appelle un Echantillonneur bloqueur.

7.3.2 L'échantillonneur-bloqueur

L'obtention d'un signal échantillonné $x_e(t)$ à partir du signal analogique $x(t)$ se fait par la fermeture et l'ouverture périodique ($T_e = 1/f_e$) de l'interrupteur. En effet si l'interrupteur est fermé le signal $x_e(t) = x(t)$, si l'interrupteur est ouvert $x_e(t) = 0$. Comme le montre le schéma de la figure suivante

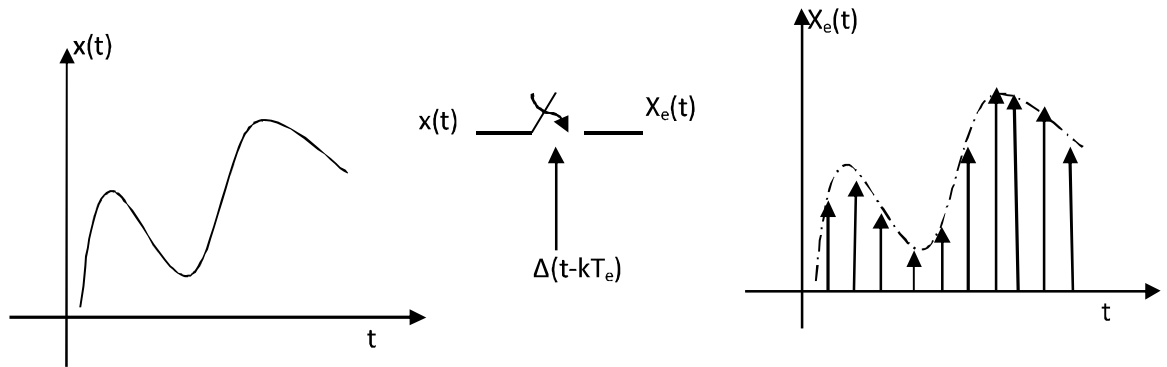


Fig 7.8 Principe de l'échantillonnage

Ce principe est insuffisant, car le circuit CAN dispose d'un temps de conversion, donc au bloc échantillonneur on ajoute un circuit qui bloque la tension d'entrée un bref temps nécessaire au CAN pour faire la conversion, donc on parle de bloque échantillonneur-bloquer qui est représenté sur la figure 7.8, ce circuit contient :

- un amplificateur d'entrée (A1) qui offre une haute impédance d'entrée au signal analogique et une basse impédance de sortie pour une charge rapide du condensateur de mémorisation, après la fermeture de K, c'est la phase mémorisation de la tension par C,

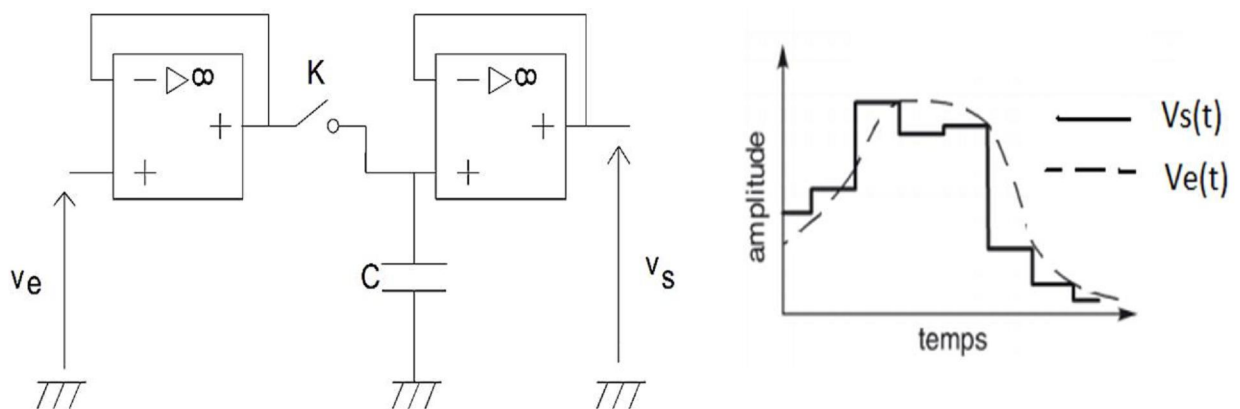


Figure 7.8 schéma de principe du montage d'un échantillonneur bloqueur avec tensions d'entrée et de sortie

- un amplificateur de sortie (A2) qui présente une haute impédance d'entrée et permet, après l'ouverture de K, une décharge très lente de C, d'où une tension pratiquement constante appliquée par sa sortie à l'entrée du C.A.N.

Mais ce montage n'est pas parfait non plus puisque lors du blocage (K ouvert), l'amplificateur A' est en boucle ouverte, sa sortie est donc saturée ; il perd donc en rapidité (temps de désaturation au passage du blocage à l'échantillonnage). Pour améliorer ce montage, on ajoute donc deux diodes montées tête-bêche, la tension v_s - v_e étant alors appliquée aux bornes de R. (voir Figure 7.9)

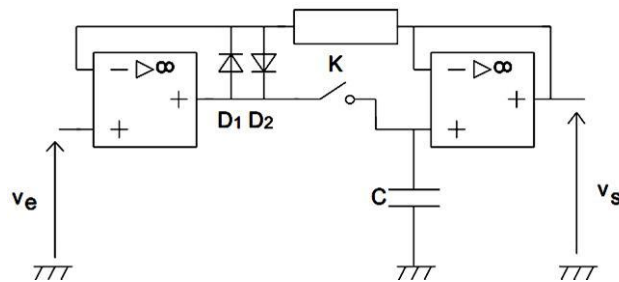


Figure 7.9 schéma amélioré du montage d'un échantillonneur bloqueur

Remarque : La fréquence de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur et qui est dite fréquence d'échantillonnage f_e doit être choisie convenablement pour ne pas déformer la signal à convertir, généralement, f_e doit être très supérieur à la fréquence du signal à convertir (théorème de Shannon)

7.3.3 Caractéristiques d'un CAN

La quantification :

Le rôle de la quantification est d'attribuer une image binaire (mots binaire de 4, 8, ou 16 bits) d'un signal analogique c'est l'une des importante caractéristique du convertisseur. Pour éclaircir cette situation prend le cas d'un convertisseur à 3 bits.

Sur la figure 3, on a représenté la fonction de transfert d'un CAN à 3 bits ayant une plage de conversion de 10V. Il y a 8 états logiques, la plage de conversion est donc partagée en 8 portions égales ($q = 1.25V$) correspondant chacune à un état logique de sortie.

$$V_e = N.q \tag{7.23}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_e=0V \text{ pour } N=0 \\ V_e=1.25V \text{ pour } N=1 \\ \dots \\ \dots \\ V_e=10V \text{ pour } N=7 \end{array} \right. \quad (7.24)$$

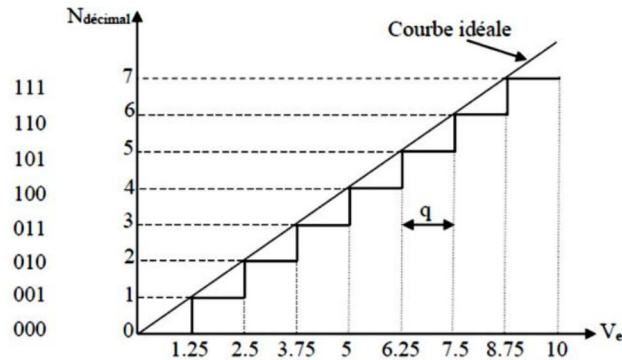


Figure 7.10 Caractéristique de transfert d'un CAN

Pour un convertisseur de n bits Le nombre N ne peut prendre que des valeurs discrètes (2^n valeurs) alors que la tension V_e accepte toutes les valeurs dans une plage donnée : l'évolution de N en fonction de V_e se fera par paliers (voir figure 7.11).il en résulte une erreur de quantification.

$$erreur = N \cdot q - V_e \quad (7.25)$$

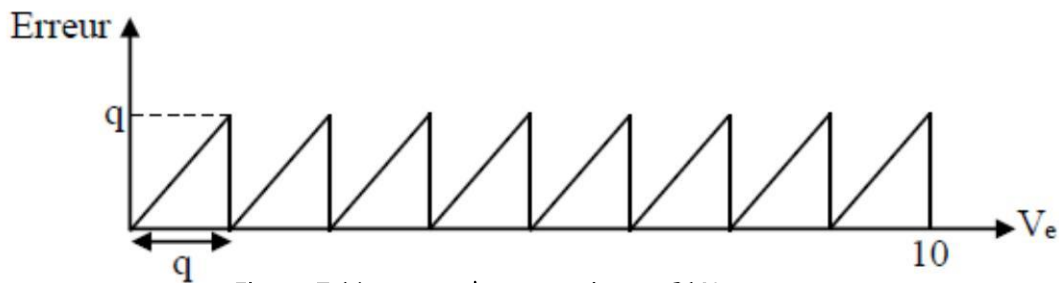


Figure 7.11 erreur du convertisseur CAN

Exemple de l'erreur de quantification pour n égale à 3 bits.

En effet un mot numérique N pourra correspondre à une tension d'entrée V_e telle que

$$(N - 1)q \leq V_e \leq (N + 1)q \quad (7.26)$$

Résolution : Elle est donnée par la valeur du quantum « q ». La résolution est la plus petite variation en entrée correspond à un changement de code en sortie. Plus la résolution est d'autant plus petite, plus la conversion est précise.

$$\text{On a: } q = \frac{V_{e\max}}{2^n - 1} \quad (7.27)$$

Le temps de conversion : Temps que met le convertisseur pour présenter un nouveau mot (N) de sortie suite à évolution de un quantum du signal d'entrée (V_e)

La précision: C'est l'écart entre la valeur réelle d'entrée et la valeur discrétisée. En générale elle vaut $\pm q$.

7.3.4 Différentes types de convertisseur analogique-numérique

7.3.4.1 Convertisseur simple rampe

Il utilise le principe de la conversion tension-durée. La tension V_e est comparée à un signal issu d'un générateur de rampe V_r .

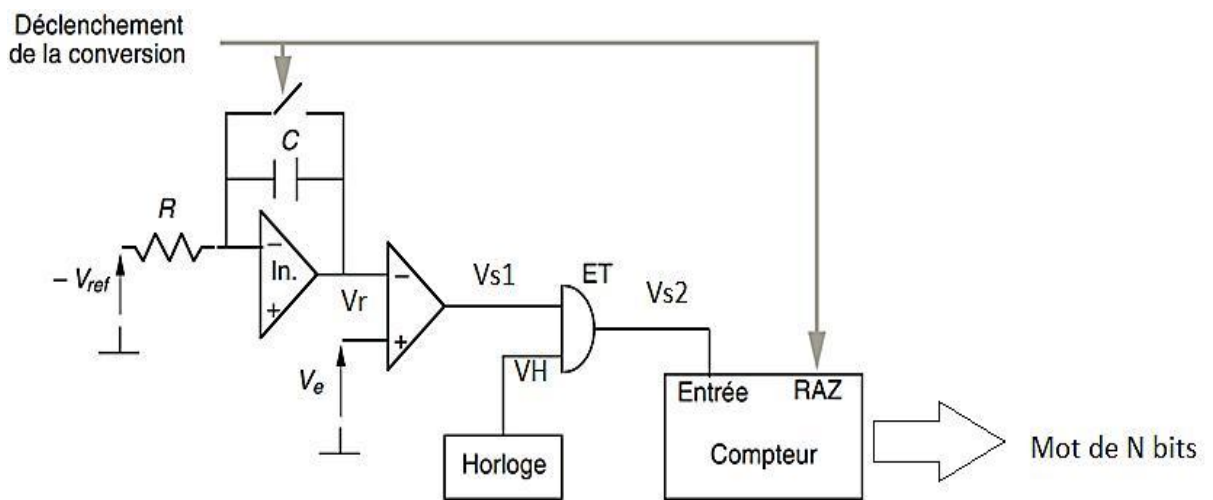


Figure 7.12 schéma d'un CAN à simple rampe

La rampe de tension V_r varie linéairement avec le temps

$$V_r = \frac{V_{ref}}{CR} t, \tag{7.26}$$

Le compteur ne peut compter les impulsions issues d'une horloge que pendant le temps τ durant lequel V_{S1} est à l'état haut ($V_r < V_e$).

La mesure est répétée pour chaque temps T ; avant chaque comptage, le compteur est remis à zéro.

$$V_r = \frac{V_{ref} t}{RC} \tag{7.27}$$

Donc à $t = \tau$ on a

$$V_r = \frac{E \tau}{RC} = V_e \tag{7.28}$$

Pendant le temps τ , le compteur compte N impulsions : $\tau = NT_H$

$$N = \frac{\tau}{T_H} = \frac{V_e RC}{V_{ref} T_H} = k V_e \text{ avec } k = \frac{RC}{V_{ref} T_H} \quad (7.29)$$

Les différents signaux de ce montage sont bien illustrés sur la figure 7.13

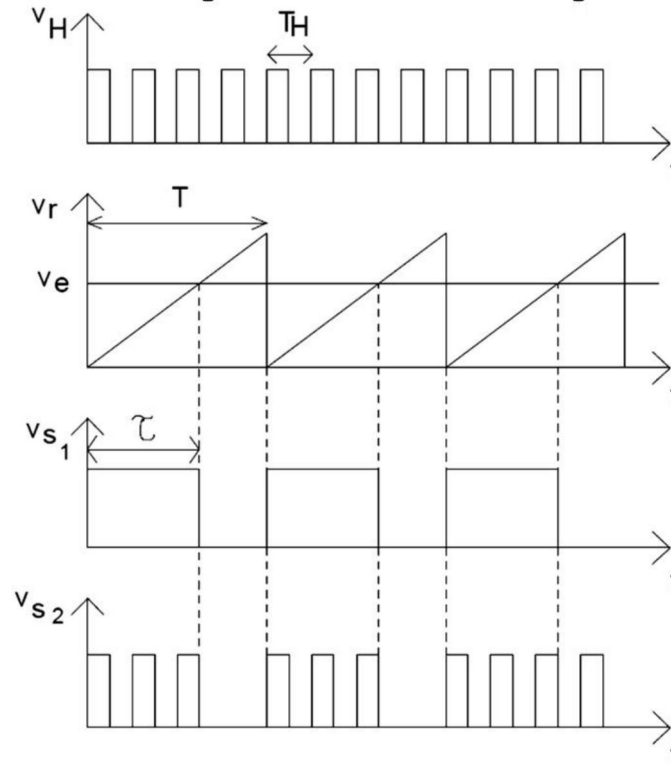


Figure 7.13 différents signaux du montage CAN à simple rampe

Le nombre N en sortie est bien proportionnel à V_e mais K dépend de

- ✓ RC et V_{ref} : le générateur de rampe doit conserver une fréquence et une amplitude constante (inconvenients vieillissement des condensateurs).
- ✓ T_H : l'horloge doit être à quartz pour une bonne précision.

Pour minimiser l'erreur sur le nombre d'impulsions comptées, on doit avoir également $\tau \gg T_H$.

Le schéma présente un C.A.N. prévu pour des tensions V_e positives. (La tension de référence est alors négative). Le comparateur fournit une tension correspondant à un niveau $V_{s1} = V_{cc}$ ou $V_{s1} = 0V$

Remarque :

- ✓ La remise à zéro du compteur et du condensateur peut se faire automatiquement et périodiquement (après chaque basculement de du comparateur)

- ✓ Dans le cas d'une tension V_e négative ou positive, on utilise un double comparateur suivit d'une porte logique ou exclusive.

7.3.4.2 Convertisseur à double rampe

Pour pallier aux principaux défauts du système à simple rampe, on utilise un système à double rampe. La conversion se fait en deux étapes:

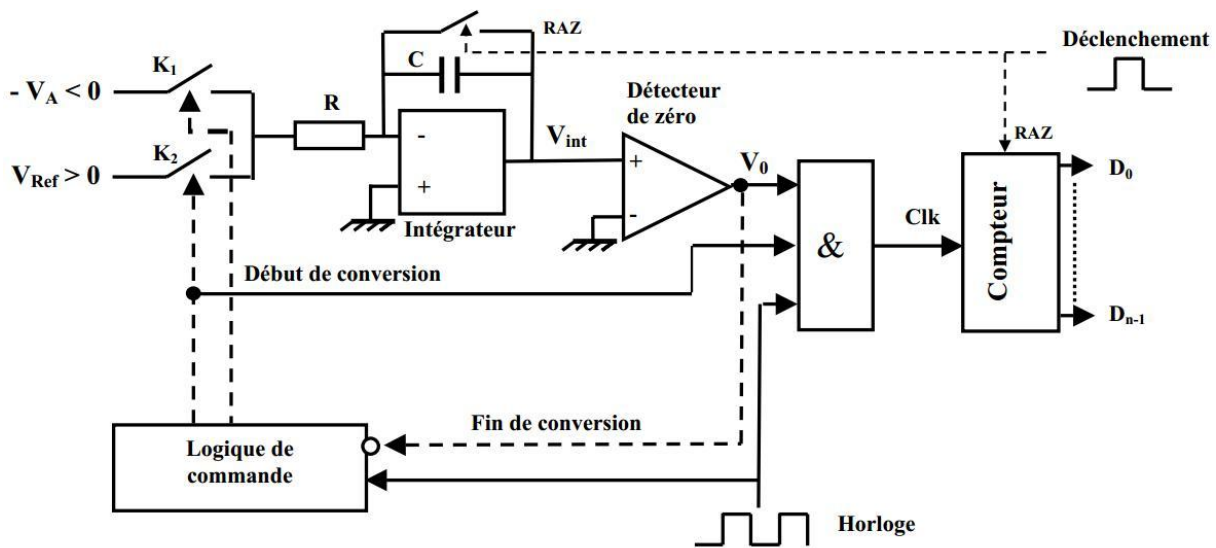


Figure 7.14 schéma d'un CAN à double rampe

- a) K1 fermé et K2 ouvert, pendant une durée $T_1 = N_1 \cdot T_H$ avec N_1 étant préalablement défini (en général on prend $N_1 = N_{max}$). la tension appliquée à l'intégrateur est V_e

$$V_{int} = \frac{1}{RC} \int V_e dt = \frac{V_e t}{RC} \Rightarrow V_{int}(T_1) = \frac{V_e N_1}{RC} \quad (7.30)$$

- b) K2 fermé et K1 ouvert, la tension appliquée à l'intégrateur est V_{ref} , qui est de signe opposé à V_e

$$V_{int} = \frac{V_e N_1}{RC} - \frac{V_{ref}(t-t_1)}{RC} \quad (7.31)$$

La conversion se termine lorsque $V_{int} = 0$, le compteur contient un nombre N tel que :

$$V_{int} = \frac{V_e N_1}{RC} - \frac{V_{ref} NT}{RC} = 0 \Rightarrow N = \frac{V_e N_1}{V_{ref}} \quad (7.32)$$

Les différents signaux du montage qui éclairent bien le fonctionnement de ce convertisseur sont tracés sur la figure 7.15

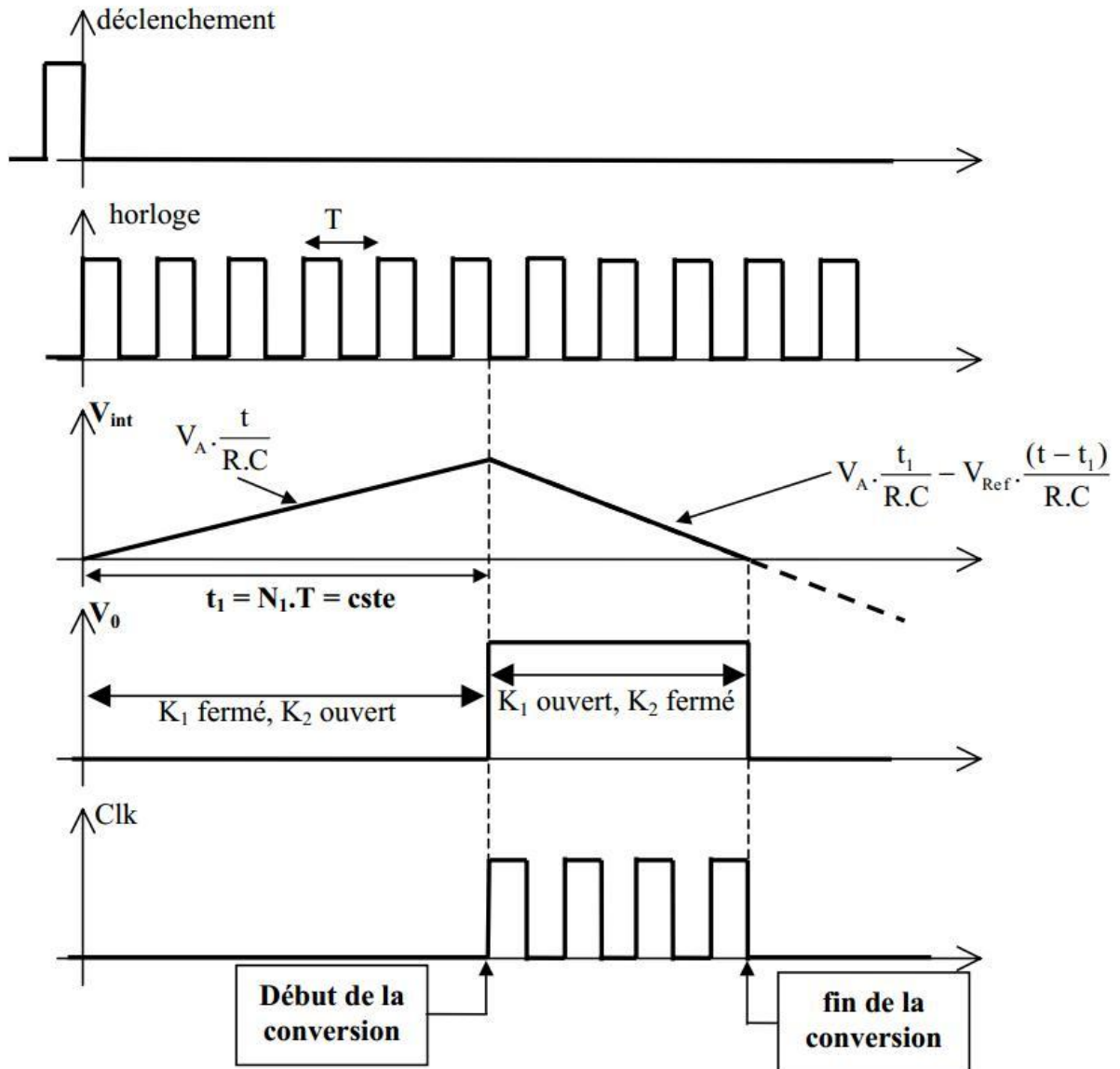


Figure 7.15 différents signaux du montage CAN à double rampe

Remarque :

- ✓ Le résultat de la conversion est indépendant de la constante du temps RC, le résultat ne dépend que de la précision de v_{ref} .
- ✓ Le temps de conversion est plus important que celui du montage à simple rampe.

7.3.4.3 Convertisseur à approximations successives

La figure 7.16 donne le schéma de principe d'un convertisseur à approximations successives

- a) la logique de commande place 1 dans le poids fort (MSB) et 0 dans les autres :
- b) si $V_e < V_{CNA} \rightarrow V_{comp} = 0 \rightarrow$ elle remet ce poids fort à 0
- c) si $V_e > V_{CNA} \rightarrow V_{comp} = 1 \rightarrow$ elle remet ce poids fort à 1
- d) la logique de commande fixe à 1 le bit immédiatement à droite et recommence l'opération décrite ci-dessus (de (a) à (c)).
- e) La valeur numérique est celle contenue dans le registre après balayage de tous les bits.

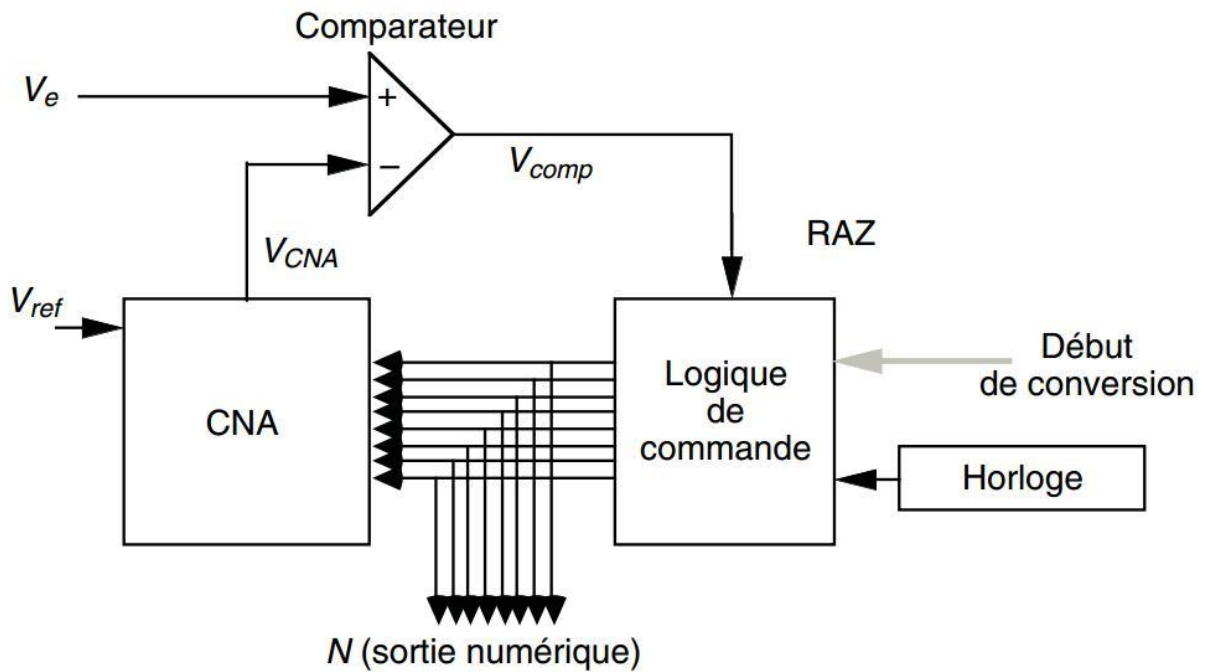


Figure 7.16 schéma de principe d'un CAN à approximation successives

Les étapes (a, b, c, e et d) du paragraphe précédent sont traduites en un algorithme (voir figure 7.17) simple qui montre bien le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur à travers un exemple numérique.

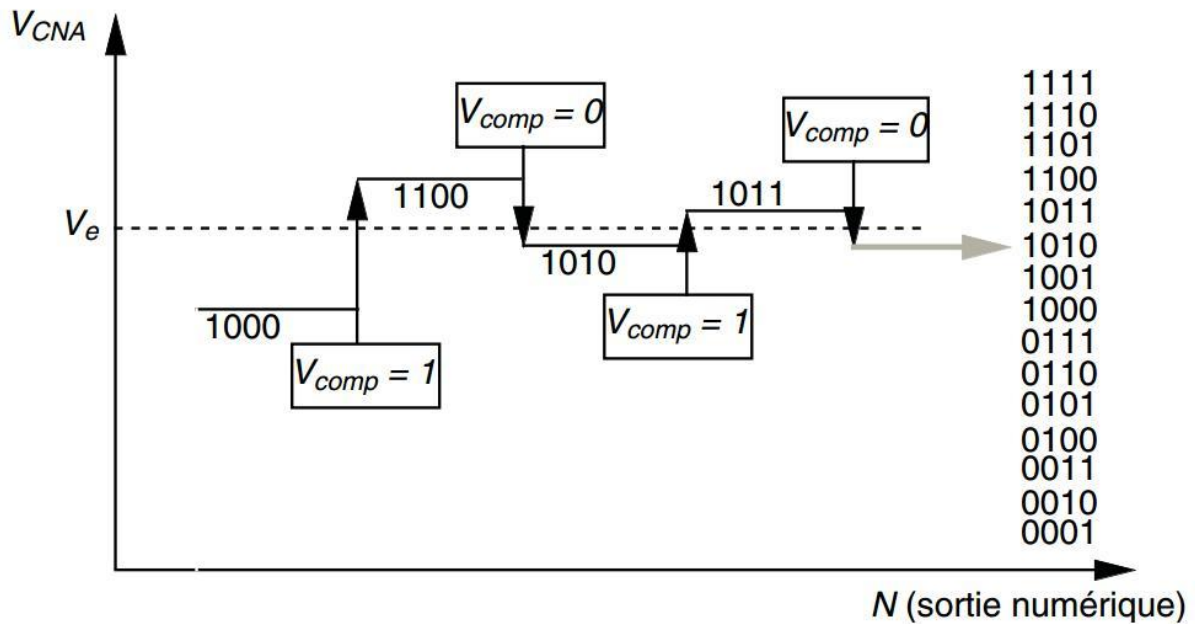


Figure 7.17 Algorithme d'un CAN à approximation successives

Avantage :

- ✓ le temps de conversion est indépendant de la valeur de V_A et faible :

$t_{conv} = n.T$, où n est le nombre de bits du convertisseur.

- ✓ système économique

La précision dépend de la stabilité de V_{Ref} du CNA, de la précision du CNA et de la qualité du comparateur.

Exemple

Soit un CAN à approximation successives, V_{max} codé sur 3 bits autrement dit 1 bit=1V quelle est l'image d'une tension d'entrée de 5.8 V initialement on a (000)

Solution

- ✓ on modifie le bit 3 (MSB) → (100)
- ✓ on compare (100)=4 < 5.8 V → $b_3=1$
- ✓ on modifie le deuxième bit (110)
- ✓ On compare (110)=6 < 6.8 V → $b_2=1$
- ✓ on modifie le bit 1 (MSB) → (111)
- ✓ On compare (111)=7 > 6.8 V → $b_1=0$

Donc le résultat final est (110)

7.3.4.4 Convertisseur du type flash

Il est constitué de $2^n - 1$ comparateurs qui effectuent les comparaisons entre V_e et $(2^n - 1)$ tensions de référence. La comparaison de la tension V_e avec les tensions de référence se fait en même temps (parallèle), ce qui le rend bien plus rapide. Une logique de décision fournira, dans le cas de 7 comparateurs, un mot binaire sur 3 bits.

Un exemple de comparateur à 3 bits est représenté dans le schéma de la figure 7.18

Une logique de transcodage est chargée de convertir la sortie des comparateurs ($2^n - 1$ bits) en un nombre de n bits. Le temps de conversion dépend de la vitesse des comparateurs mais aussi du temps de propagation à travers les portes du transcodeur.

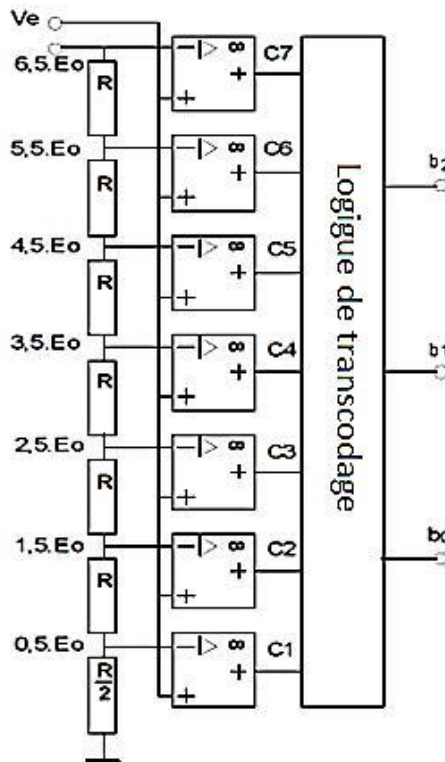


Figure 7.18 schéma d'un CAN de type flash à 3 bits

Les sorties b_0 , b_1 et b_2 sont déterminées via la méthode classique du tableau de Karnaugh et permet de montrer que :

$$b_2 = C_4$$

$$b_1 = C_6 + C_2 \cdot \overline{C_4}$$

$$b_0 = C_1 \cdot \overline{C_2} + C_3 \cdot \overline{C_4} + C_5 \cdot \overline{C_6} + C_7$$

Ce circuit de commande peut être réalisé avec de simple portes logiques NAND ou NOR ou circuit mixte (AND, NOT, OR) comme le montre la figure suivante:

Remarque : Ces convertisseurs sont très rapides. Le principal inconvénient est le nombre de comparateurs utilisés et leur intégration.

Exercice N°1

Soit un CNA à 8 bits ayant une pleine échelle égale à 10V. Soit l'octet A=10010110, appliqué à l'entrée de ce convertisseur.

Calculer la tension de sortie pour ce mot binaire.

Solution

Le quantum de tension est $q = V_{Smax}/N_{max} = 10/255 = 39 \text{ mV}$.

Pour l'octet A=10010110, appliqué à l'entrée de ce convertisseur, $N = 150$; la tension délivrée en sortie sera $V_S = q.N = 5,85 \text{ V}$.

Exercice N°4

soit un CNA à 8 bits, la plage de la tension de sortie s'étend de 0V à 12V

Quelle est la résolution de ce CAN

Quelle est la variation de la tension de sortie par bit

Quelle est la tension de sortie maximale

Solution

La résolution = $2^8 = 256$

$$\Delta V_0 = q = \frac{12}{256} = 46.87 \text{ mV}$$

La tension de sortie maximale (dans ce cas la sortie est 11111111) c'est 255

$$V_{max} = qN = 255 \times 46.87 \text{ mV} = 11.95 \text{ V}$$

Exercice N°2

On considère le convertisseur CNA de la figure ci-dessous

a) établir l'expression de v_s en fonction de R , R' , E_{ref} et (a_0 , a_1 , a_2 , a_3)

On donne $E_{ref} = 12 \text{ V}$ et $R = 10 \text{ k}$ et $R' = 2.5 \text{ k}$

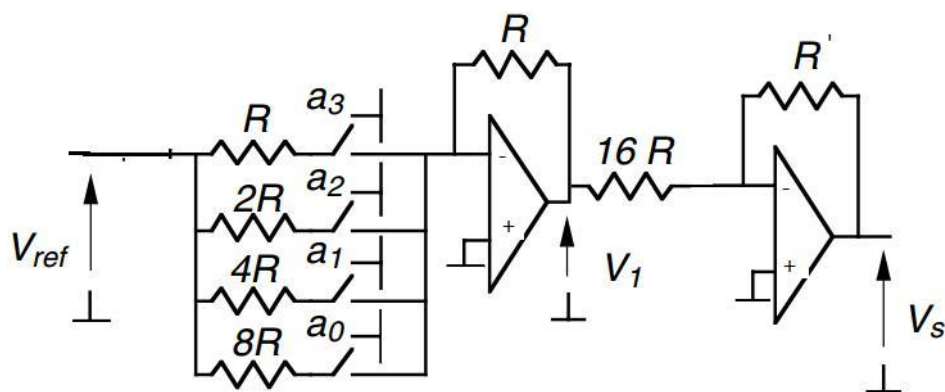


Fig 1.1 CNA à résistances pondérées (4 bits)

b) quelle est la valeur de la tension de sortie de ce convertisseur pour

1111, 0011, 0001

Solution

a) du nœud A on obtient

$$I_s = I_0 + I_1 + I_2 + I_3$$

des mailles d'entrées :

$$I_0 = a_0 \frac{E_{ref}}{R} \text{ et } I_1 = a_1 \frac{E_{ref}}{2R} \text{ et } I_2 = a_2 \frac{E_{ref}}{4R} \text{ et } I_3 = a_3 \frac{E_{ref}}{8R}$$

$$I_s = \frac{E_{ref}}{R} \left(\frac{a_0}{8} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_2}{2} + \frac{a_3}{1} \right)$$

de la maille de sortie

$$V_s = -R' I_s$$

Finalement on obtient l'équation suivante

$$V_s = -\frac{R' E_{ref}}{R} \left(\frac{a_0}{8} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_2}{2} + \frac{a_3}{1} \right)$$

et qui peut être écrite sous la forme suivante

$$V_s = -\frac{R' E_{ref}}{8R} \left(\frac{a_0}{1} + \frac{a_1}{1/2} + \frac{a_2}{1/4} + \frac{a_3}{1/8} \right)$$

$$V_s = -\frac{R' E_{ref}}{8R} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3)$$

b) tensions de sortie

$$\mathbf{1111} \rightarrow V_s = -\frac{R' E_{ref}}{8R} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3) = -15 \frac{R' E_{ref}}{8R} = -15 \times 0.75 = -11.25V$$

$$\mathbf{0011} \rightarrow V_s = -\frac{R' E_{ref}}{8R} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3) = -3 \frac{R' E_{ref}}{8R} = -3 \times 0.75 = -2.25V$$

$$\mathbf{0001} \rightarrow V_s = -\frac{R' E_{ref}}{8R} (a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3) = -\frac{R' E_{ref}}{8R} = -0.75V$$

Exercice N°3 (sans solution)

On considère le montage de la figure 2.1, aux interrupteurs k0, k1, k2, k3 On associe le mot binaire a0 a1 a2 a3,

Quel est le régime de fonctionnement de l'AOP.

Exprimer les U0 en fonction de U1, puis U1 en fonction de U2 et U2 en fonction de U3

Exprimer U3 en fonction de E.

Exprimer i0 en fonction de E et R, puis i1 puis i2 puis i3 en fonction de U et R

Déterminer l'expression de Vs en fonction de E, R, R' et (a0a1a2a3)

que fait ce montage?

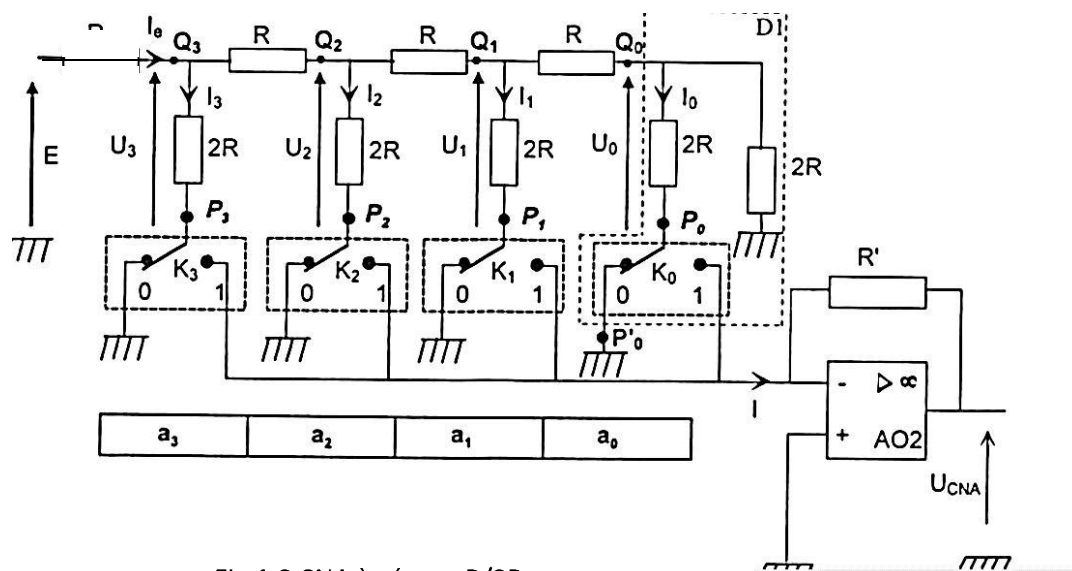
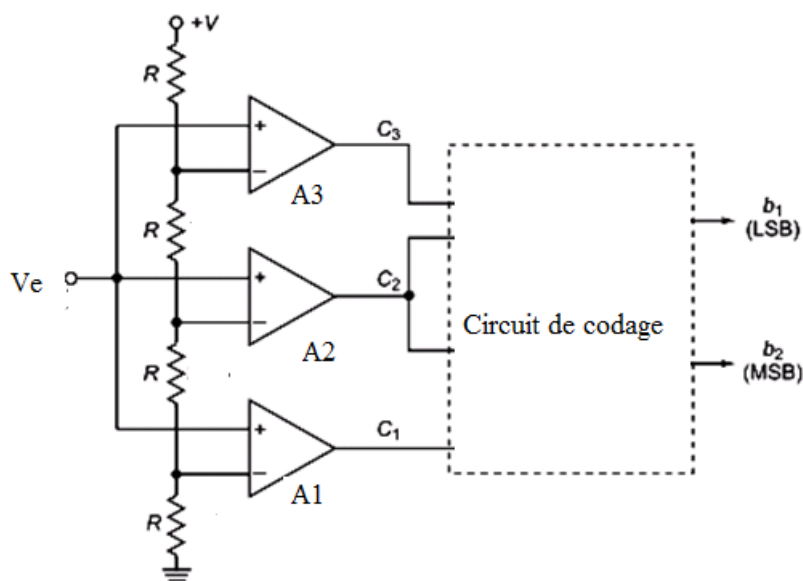


Fig 1.2 CNA à réseau R/2R

Exercice N°4 (sans solution)

On considère le montage de principe d'un convertisseur CNA de la figure ci-dessous



- a) quel est le régime de fonctionnement des AOP (A1, A2, A3)
- b) déterminer les expressions des potentiels V_1^- , V_2^- et V_3^- des AOP
- c) compléter la table de vérité suivante

Tension d'entrée	Les sorties du comparateur			Les sorties numériques	
	C1	C2	C3	b1	b2
$0 \leq v_e \leq V/4$				0	0
$V/4 \leq v_e \leq V/2$				0	1
$V/2 \leq v_e \leq 3V/4$				1	0
$3V/4 \leq v_e \leq V$				1	1

d) les sorties du comparateurs sont les entrées du circuit de codage, déterminer les expressions des sorties b1 et b2 en fonction de c1, c2 et c3 et réaliser le circuit en utilisant des portes logique NAND

- [1] Boubekeur samir, électronique des impulsions, Office des publications universitaires, 1999
- [2] Abdeldjallil Ouahabi, Montages à transistors et Amplificateurs opérationnels, connaissance du monde, 1994
- [3] Chalabi djillali, cours et exercices d'électronique, Edition dar el gharb, 2011
- [4] Brahim Haraoubia, les amplificateurs opérationnels, ENAG Editions, 1994
- [5] Steven T. Karris, Electronic Devices and Amplifier Circuits with MATLAB® Computing, Orchard Publications, 2008
- [6] Ch. Masselot, M. Girard, Electronique non linéaire, Masson, 1983
- [7] Sedra/ Smith, Microelectronic circuits, Oxford university press, 2011
- [8] Francis Cottet, "Traitement des signaux et acquisition de données", Dunod, 2009
- [9] Yves Granjon, "Exercices et problèmes d'électronique", Dunod, 2000.
- [10] Paul Malvino, Principes d'électronique, Edition Mc Graw Hill, 2009
- [11] <http://philipe.roux.7.perso.neuf.fr>
- [10] http://public.iutenligne.net/electronique/le-bars/num/cna_can.pdf
- [12] http://www.1el2.8m.net/index_www_zelectro_tk_by_zakaria/auto/8.htm
- [13] https://lyceehugobesancon.org/btssn/IMG/pdf/CNA_CAN.pdf
- [14] C. Cimelli, R. Bourgeron, Guide du technicien en électronique, Hachette ,2000