

Chapitre I :

Définitions et caractéristiques de l'impulsion

I- Définition d'un signal analogique

Un signal est dit analogique si l'amplitude de la grandeur porteuse de l'information peut prendre une infinité de valeurs dans un intervalle donné.

Dans sa forme analogique, un signal électrique (tension ou courant) peut être continu (si l'amplitude est constante sur un intervalle de temps donné) ou variable (si l'amplitude varie continûment en fonction du temps). Dans certains cas, le signal analogique varie suivant des lois mathématiques simples (signal sinusoïdal par exemple).

Par exemple, la figure I-1 représente le courant généré par un microphone. Il s'agit d'un signal analogique variable :

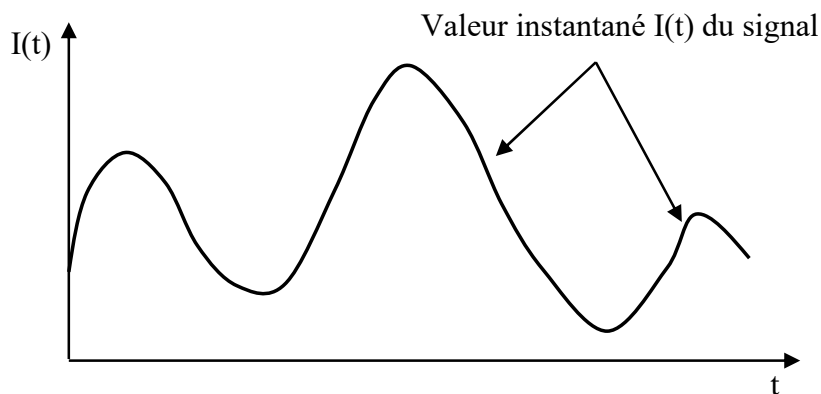


Figure I-1 : Exemple de signal analogique variable.

Pour un signal continu on prend par exemple la tension disponible aux bornes d'une pile électrique (figure I-2).

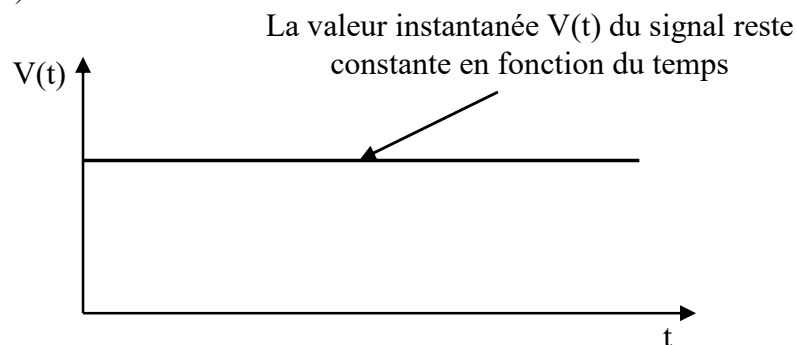


Figure I-2 : Exemple de signal analogique continu.

La figure I-3 correspond à l'image de la tension secteur délivrée par le groupe Sonelgaz : c'est un signal *alternatif sinusoïdal*.

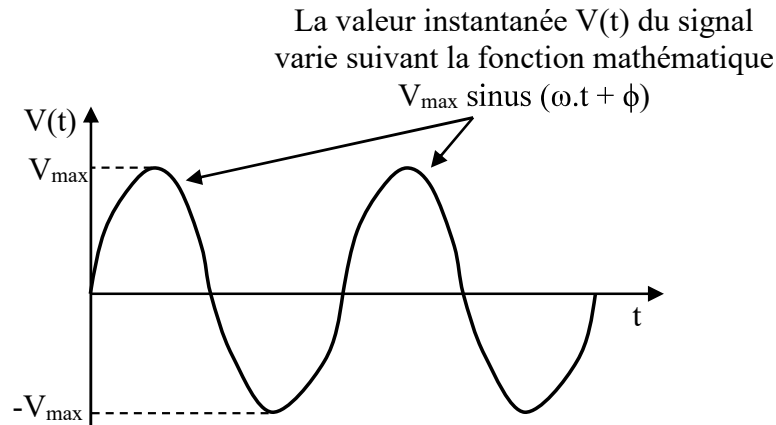


Figure I-3 : Exemple de signal alternatif sinusoïdal.

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 [1]. Par exemple pour une tension :

$$\begin{array}{ccccc}
 V(t) & = & V_c & + & V_a(t) \\
 \uparrow & & \uparrow & & \uparrow \\
 \text{tension composite} & & \text{tension continue} & & \text{tension alternative}
 \end{array}$$

Que :

- ✚ $V(t)$ et $V_a(t)$ sont des tensions variables dans le temps ;
- ✚ V_c est une tension constante dans le temps (peut être positive ou négative) ;
- ✚ la forme d'onde de la tension alternative $V_a(t)$ est dans les cas les plus courants carrée, rectangulaire, triangulaire ou sinusoïdale

D'après la figure I-3 on peut conclure que, un signal alternatif est un signal composite dont la composante continue est nulle.

II-Caractéristiques d'un signal analogique

Tout signal électrique [tension ou courant] est défini par :

- ❖ Sa forme d'onde ;
- ❖ Son amplitude [ou son amplitude crête à crête] ;
- ❖ Sa période [ou sa fréquence] ;
- ❖ Sa valeur moyenne ;
- ❖ Son rapport cyclique pour les signaux carrés et rectangulaires.

Dans ce chapitre on va donner la définition de chacune de ces cinq caractéristiques des signaux.

II.1- Formes d'ondes d'un signal

Les formes des signaux les plus utilisés en électricité et surtout en électronique sont les suivantes :

- a) Sinusoïdales ;
- b) Carrées et rectangulaires ;
- c) Triangulaires ;
- d) Train d'impulsions rectangulaires ;
- e) En dents de scie (rampes).

Ces formes d'onde sont les plus courantes et les plus intéressantes. Pour cela, on va examiner en détail chacune d'elles.

a- Formes d'onde sinusoïdale

Cette forme d'onde est la plus usuelle puisqu'elle est fournie par les sociétés distributrices d'électricité pour l'alimentation des appareils domestiques et industriels (figure I-4).

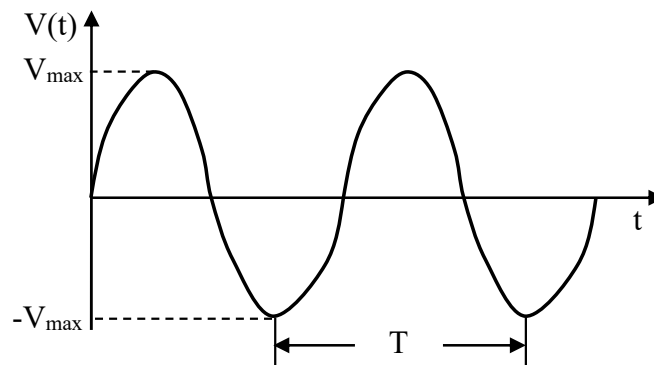


Figure I-4 : Forme d'onde sinusoïdale.

L'expression mathématique générale de la forme d'onde d'une tension sinusoïdale est donnée par l'équation suivante :

$$V(t) = V_{\max} * \sin(\omega.t + \phi) \dots\dots\dots (I-1)$$

Avec :

- ✓ $V(t)$: la tension instantanée (V) ;
- ✓ $V_{\max}$: la tension maximale (V) ;
- ✓ ω : la pulsation ou vitesse angulaire électrique (rad/s) ;

✓ ϕ : le déphasage (rad).

Remarque : rappelons que $\omega = 2 * \pi * f$, où f est la fréquence et π est une constante numérique ≈ 3.14 et que la période $T = 1/f$.

Pour une forme d'onde sinusoïdale la valeur moyenne de la tension et la valeur efficace (V_{eff}) sont données par :

$$V_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 * V_m \dots\dots\dots (I-2)$$

Par redressement, on obtient, des formes particulières de la tension sinusoïdale (figure I-5.a et I-5.b).

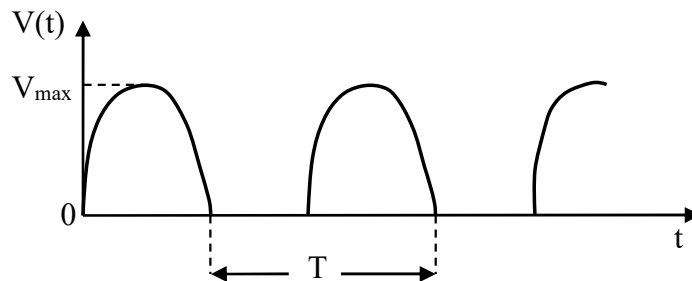


Figure I-5.a : Forme d'onde du redressement simple alternance d'une tension sinusoïdale.

La forme d'onde représentée par la figure I-5.a montre un redressement simple alternance, on a :

$$V_{moy} = \frac{V_{max}}{\pi} = 0.318 * V_{max} \dots\dots\dots (I-3)$$

Puis :

$$V_{eff} = 0.5 * V_{max} \dots\dots\dots (I-4)$$

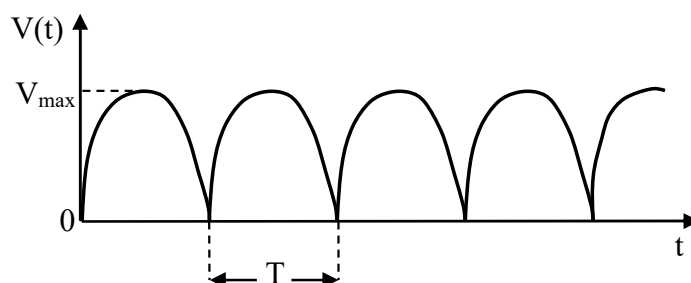


Figure I-5.b : Forme d'onde du redressement double alternance d'une tension sinusoïdale.

Cette forme d'onde représente un redressement double alternance, on a :

$$V_{moy} = 0.623 * V_{max} \dots\dots\dots (I-5)$$

Et :

$$V_{eff} = 0.707 * V_{max} \dots\dots\dots (I-6)$$

b- Onde carrées et ondes rectangulaires

La forme d'onde carrée est la plus courante après la forme d'onde sinusoïdale. Elle sert en général de référence pour les essais des circuits et des systèmes. Autrement dit, sa principale propriété est de présenter une symétrie dans le temps.

Avant de présenter l'onde carrée, on commence d'abord par l'onde rectangulaire. Les figures I-6.a, I-6.b et I-6.c exposent trois façons de générer des ondes rectangulaires.

- Premier mode de génération d'une forme d'onde rectangulaire (figure I-6.a) ;

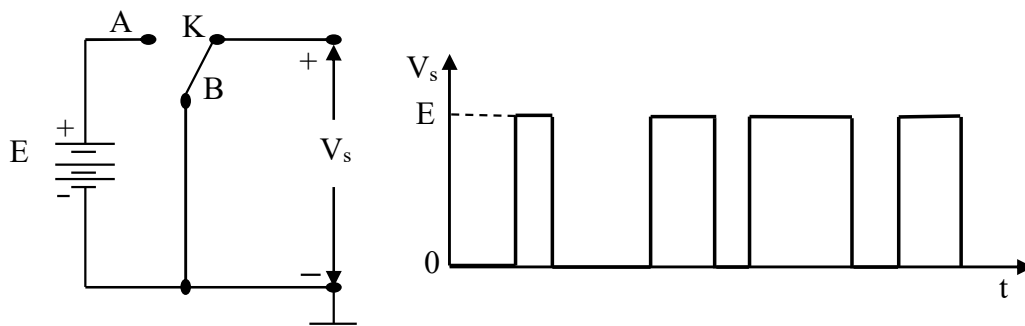


Figure I-6.a : Premier mode de génération d'une onde rectangulaire.

Selon la position de l'interrupteur K, la tension de sortie passera brusquement du niveau E de la pile au niveau 0V ou vice versa.

- Deuxième mode de génération d'une forme d'onde rectangulaire (figure I-6.b) ;

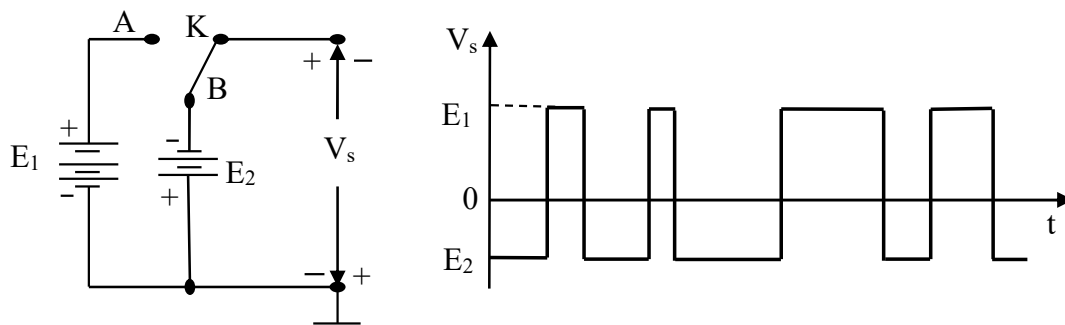


Figure I-6.b : Deuxième mode de génération d'une onde rectangulaire.

Dans ce cas, la tension de sortie passera du niveau E_2 négatif au niveau E_1 positif ou vice versa.

- Troisième mode de génération d'une forme d'onde rectangulaire (figure I-6.c) ;

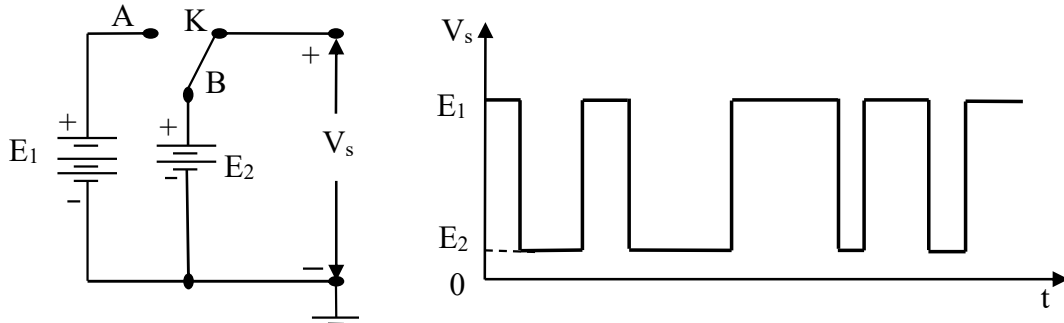


Figure I-6.c : Troisième mode de génération d'une onde rectangulaire.

La tension de sortie V_s passera du niveau positif E_1 au niveau positif E_2 ou vice versa. Dans ce cas, la tension E_1 est plus grande par rapport à E_2 .

D'après ces trois cas, on peut remarquer qu'il n'est pas aucun contrôle sur les temps de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur K. Donc on obtient une sortie apériodique, ce qui prouve qu'il n'existe pas de cycle itératif.

Si on prend l'exemple de la figure I-7, montrant une onde rectangulaire périodique.

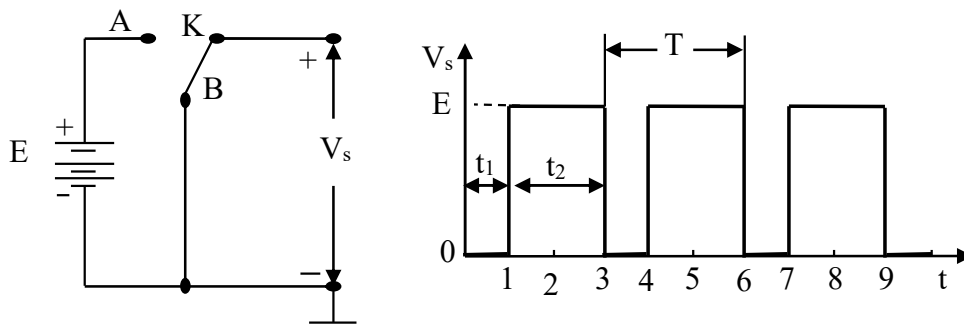


Figure I-7 : Onde rectangulaire périodique.

La figure I-7 montre une onde rectangulaire périodique avec une période T . On obtient cette caractéristique lorsque l'interrupteur K est commandé de manière qu'il reste en position B pendant un temps t_1 , puis en position A pendant un temps t_2 et ainsi de suite. Pour cela, on a [2] :

$$T = t_1 + t_2 \dots\dots\dots (I-7)$$

Et

$$\text{Coefficient d'utilisation } n = \frac{V_{s\text{moy}}}{E} 100\% \dots\dots\dots (I-8)$$

Avec,

$$V_{s\text{moy}} = \frac{E * t_1}{T} \dots\dots\dots (I-9)$$

Remarque : on obtient une onde rectangulaire carrée pour $t_1 = t_2 = T/2$. Donc, les trois cas cités auparavant restent valides (figure I-8).

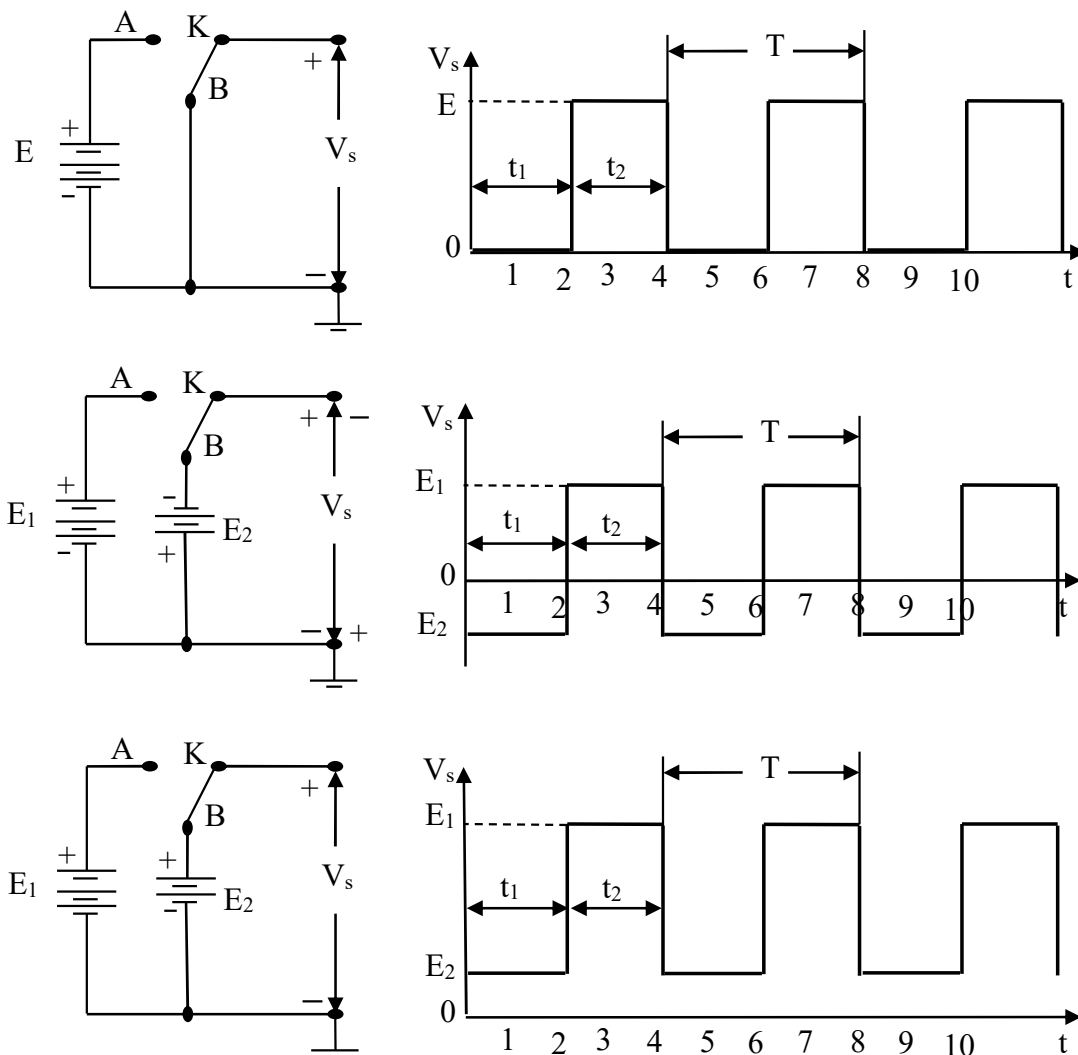


Figure I-8 : Illustration des trois types d'ondes carrées.

c- Onde triangulaires

Cette onde ressemble beaucoup à l'onde sinusoïdale. Elle est constituée de segments de droite ayant alternativement une pente m_1 positive et une pente m_2 négative. Les figures I-9.a et I-9.b montrent une onde triangulaire pour les valeurs absolues des pentes différentes (ou $|m_1| \neq |m_2|$) et les mêmes valeurs absolues (ou $|m_1| = |m_2|$), respectivement.

✚ 1^{er} Cas : $|m_1| \neq |m_2|$

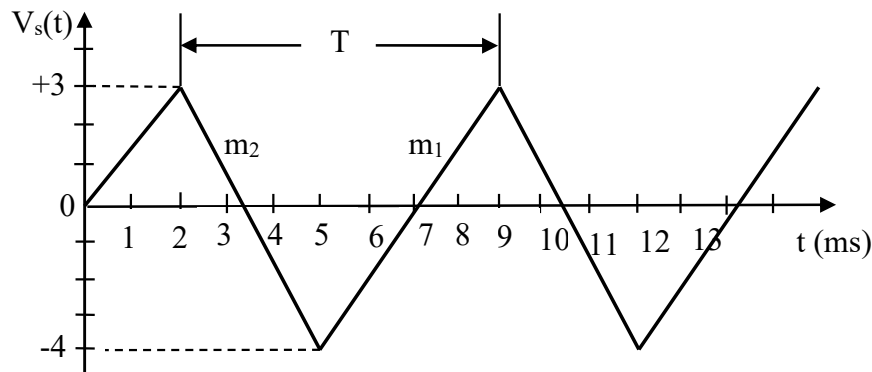


Figure I-9.a : Exemple d'une onde triangulaire telle que $|m_1| \neq |m_2|$.

D'après la figure I-9.a, on trouve que : $m_1 = +7/4$ V/ms, $m_2 = -7/3$ V/ms et $T = 7$ ms.

✚ 2^{ème} Cas : $|m_1| = |m_2|$

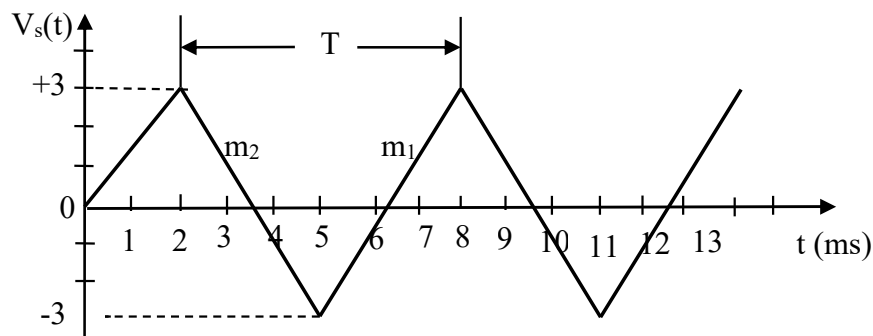


Figure I-9.b : Exemple d'une onde triangulaire telle que $|m_1| = |m_2|$.

D'après de la figure I-9.b, on trouve que : $|m_1| = |m_2| = -2$ V/ms et $T = 6$ ms.

Ce dernier type d'onde est plus intéressant par rapport à l'onde triangulaire dont la pente positive et la pente négative sont différentes. De plus, l'onde rectangulaire dont les pentes ont la même valeur absolue est utilisée pour analyser le comportement d'un circuit soumis à une tension croissante ou décroissante linéairement.

d- Trains d'impulsions rectangulaires

La figure I-10 montre des formes d'onde rectangulaire avec des trains d'impulsions positives ou négatives seulement.

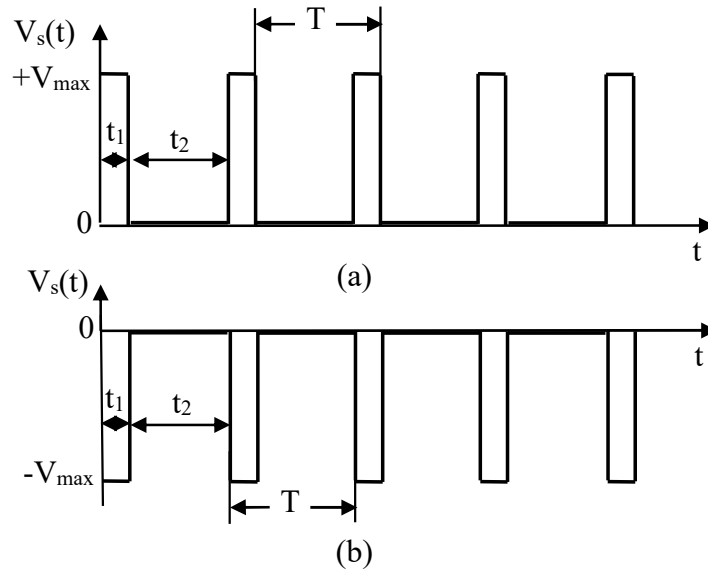


Figure I-10 : Trains d'impulsions (a) positive, (b) négative.

La durée d'une impulsion est, par définition, brève par rapport à la période du train. La valeur moyenne est donc faible.

e- Onde en dents de scie (rampes)

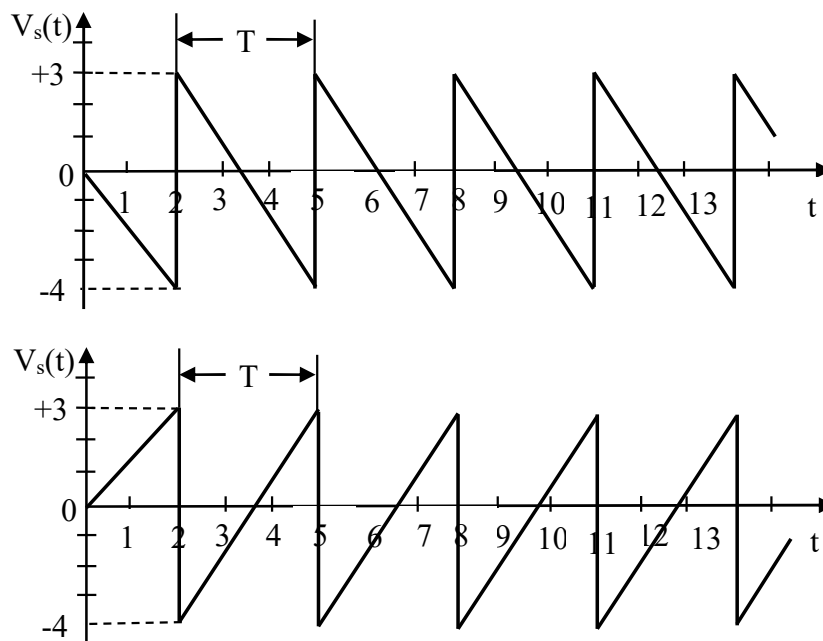


Figure I-11 : Onde en dents de scie.

Cette forme d'onde appartient à la famille des ondes triangulaires (figure I-11). Dans ce cas particulier, la différence entre les valeurs absolues des pentes est très grande. Autrement dit, ce type d'onde est lui aussi utilisé pour analyser le comportement d'un circuit soumis à une tension croissant ou décroissant linéairement.

II.2- Amplitude et amplitude crête à crête d'un signal

1- Définition de l'amplitude

L'amplitude d'un signal est la différence entre sa valeur maximale ($V_{\max}$) et sa valeur moyenne (V_{moy}). L'amplitude est notée A , et elle s'exprime en volts (V). Cette amplitude est donnée par l'équation suivante :

$$A = V_{\max} - V_{\text{moy}} \dots\dots\dots (I-10)$$

Exemple I-1 :

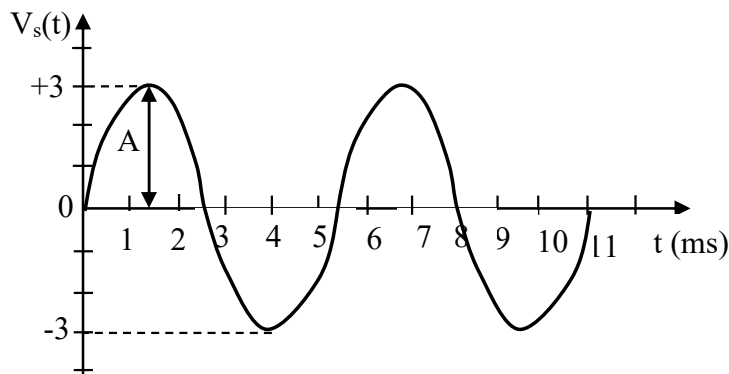


Figure I-12 : Exemple d'un signal sinusoïdal.

D'après la figure ci-dessus on peut calculer l'amplitude à partir de l'équation (I-10), on obtient :

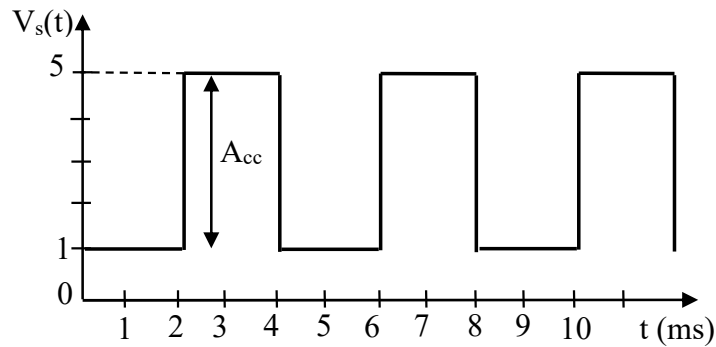
$$A = V_{\max} - V_{\text{moy}}$$

A.N : $A = 3 - 0 = 3V$

2- Définition de l'amplitude crête à crête

L'amplitude crête d'un signal est la différence entre sa valeur maximale ($V_{\max}$) et sa valeur minimale ($V_{\min}$). L'amplitude crête à crête est notée A_{cc} , et elle s'exprime en volts (V). L'amplitude crête à crête est donnée par l'équation mathématique suivante :

$$A_{cc} = V_{\max} - V_{\min} \dots\dots\dots (I-11)$$

Exemple I-2 :**Figure I-12 :** Exemple d'un signal carré.

D'après l'exemple I-2 on peut calculer l'amplitude (A_{cc}) à partir de l'équation (I-11), on a :

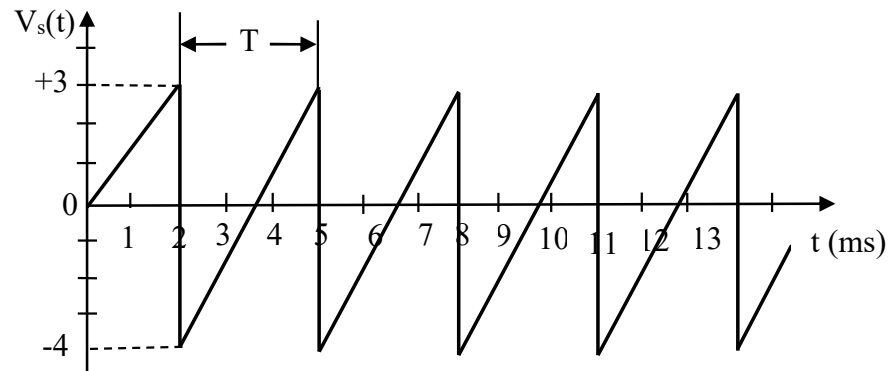
$$A_{cc} = V_{\max} - V_{\min}$$

A.N.:

$$A_{cc} = 5 - 1 = 4V$$

II-3. Période d'un signal

La période d'un signal est l'intervalle de temps durant lequel le signal se reproduit identique à lui-même. De plus, la période est notée T , et elle s'exprime en secondes (s).

Exemple I-3 :**Figure I-13 :** Exemple d'un signal en dents de scie.

Dans cet exemple $T = 5$ ms.

II-4. Fréquence d'un signal

On appelle fréquence, le nombre des périodes qui se répètent en l'espace d'une seconde. On l'exprime avec le symbole Hz, qui signifie Hertz [3]. De plus, la fréquence est notée f et donnée par l'équation mathématique suivant :

$$f = \frac{1}{T} \dots\dots\dots (I-12)$$

Exemple I-4 :

Si on prend l'exemple (I-3) du signal en dents de scie, on peut calculer la fréquence d'après l'équation (I-12). On obtient :

$$f = \frac{1}{T}$$

A.N :

$$f = \frac{1}{3 * 10^{-3}} = 333.33Hz$$

Remarque : la période et la fréquence sont deux grandeurs différentes, mais représentent la même caractéristique pour le signal.

II-5. Valeur moyenne d'un signal

La valeur moyenne est égale à la surface algébrique occupée par le signal durant une période, divisée par la période du signal. De plus, la valeur moyenne est notée V_{moy} et elle s'exprime en volts (V). La valeur moyenne est donnée par l'équation mathématique suivante [2]:

$$V_{moy} = \frac{\text{surface.algébrique.du.signal}}{T} \dots\dots\dots (I-13)$$

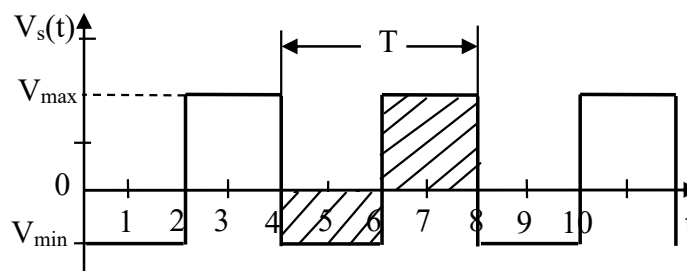
Exemple I-5 :

Figure I-14 : Exemple d'un signal carré.

Si on prend l'exemple (I-5) du signal carré, on peut calculer la valeur moyenne d'après l'équation (I-13).

$$V_{S_{moy}} = \frac{\text{surface.algébrique.du.signal}}{T}$$

A.N :
$$V_{S_{moy}} = \frac{1}{2} = 0.5V$$

Dans le cas particulier d'un signal *rectangulaire*, la valeur moyenne peut se calculer grâce à la relation suivante :

$$V_{moy} = \frac{t_H * V_{max} + t_B * V_{min}}{T} = V_{moy+} + V_{moy-} \dots \dots \dots (I-14)$$

Exemple I-6 :

Si on prend l'exemple (I-6) du signal rectangulaire, on peut calculer la valeur moyenne d'après l'équation (I-14).

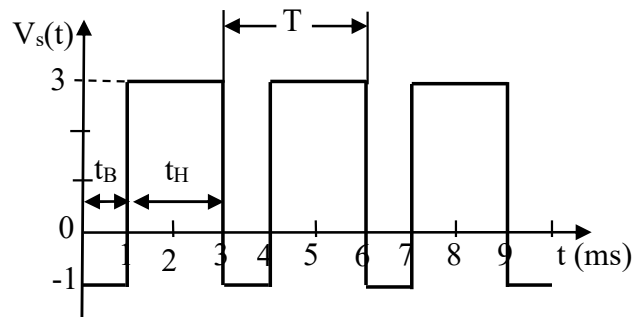


Figure I-15 : Exemple d'un signal rectangulaire.

$$V_{S_{moy}} = \frac{t_H * V_{max} + t_B * V_{min}}{T}$$

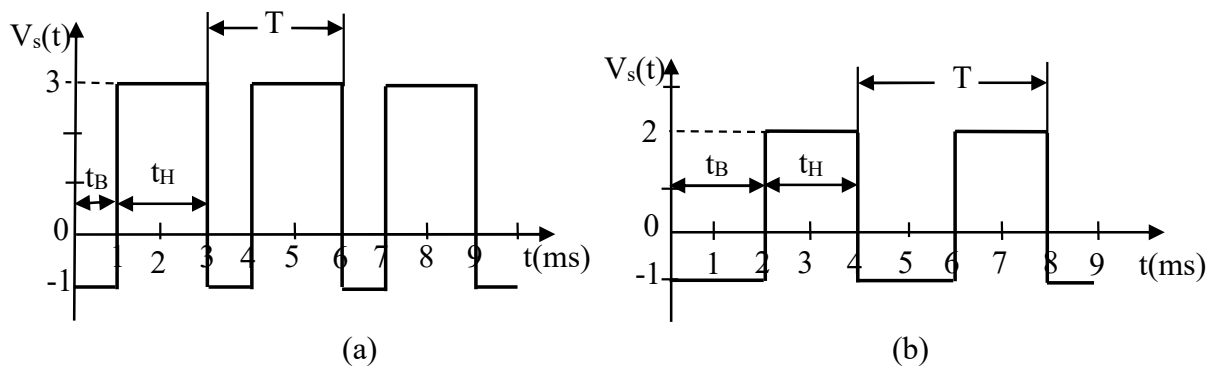
A.N :
$$V_{S_{moy}} = \frac{2 * 10^{-3} * 3 + 1 * 10^{-3} * (-1)}{3 * 10^{-3}} = 1.66V$$

Remarque : la valeur moyenne d'un signal composite est égale à sa composante continue.

II-6. Rapport cyclique d'un signal rectangulaire

Le rapport cyclique est égal au rapport entre le temps haut (t_H) du signal et sa période (T). Autrement dit, il est une caractéristique uniquement défini pour les signaux carrés ou rectangulaire. De plus, le rapport cyclique est noté δ (delta : n'a pas d'unité), et il peut s'écrire soit avec un nombre compris entre 0 et 1, soit en % (compris entre 0% et 100%) [2]. Le rapport cyclique est donné par l'équation mathématique suivant :

$$\delta = \frac{\text{temps.haut.du.signal}}{\text{période.du.signal}} = \frac{t_H}{T} \dots \dots \dots (I-15)$$

Exemple I-7 :**Figure I-16 :** Exemple des signaux : (a) rectangulaire et (b) carré.

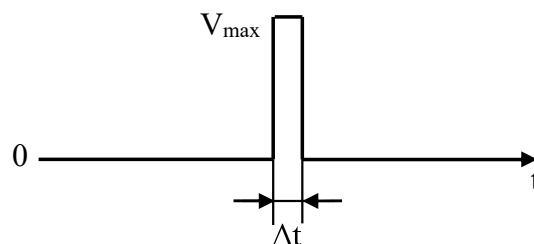
Si on prend l'exemple (I-7), on peut calculer le rapport cyclique d'après l'équation (I-15) pour les deux types des signaux rectangulaire et carré.

Signal rectangulaire	Signal carré
$T = t_B + t_H$	$T = t_B + t_H$
$T = 3 \text{ ms}$	$T = 4 \text{ ms}$
$\delta = t_H/T$	$\delta = t_H/T$
$\delta = 2/3 = 0.66 \iff \delta = 66\%$	$\delta = 2/4 = 0.50 \iff \delta = 50\%$

Remarque : d'après l'exemple précédent, on peut remarquer que le rapport cyclique pour un signal carré est toujours égale à 0.5 mais pour un signal rectangulaire est comprise entre 0 et 1.

III- Les signaux logiques**III-1. Temps caractéristiques d'une impulsion**

L'impulsion se distingue des autres signaux par sa courte durée. Elle part de zéro pour monter à $V_{\max}$. Elle y restera pendant un temps très court Δt pour revenir ensuite à zéro. L'intervalle Δt est petit comparativement au temps avant et après l'impulsion (figure I-17).

**Figure I-17 :** Exemple d'une impulsion théorique.

Remarquer que l'impulsion représentée à la figure I-17 est purement théorique car, l'impulsion n'est pas rectangulaire, mais présente plutôt l'allure illustrée à la figure I-18.

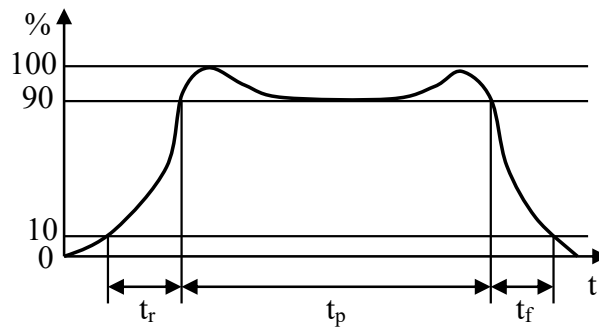


Figure I-18 : Allure réelle d'une impulsion et temps caractéristiques.

On a :

- ✚ Durée ou largeur de l'impulsion (t_p) : c'est le temps pendant lequel la valeur de l'impulsion est supérieure à 90% de sa valeur finale.
- ✚ Temps de montée (t_r) : c'est le temps requis par l'impulsion pour passer de 10% de sa valeur finale à 90% de sa valeur finale.
- ✚ Temps de descente (t_f) : c'est le temps requis par l'impulsion pour passer de 90% de sa valeur finale à 10% de sa valeur finale.

III-2. Définition d'un signal logique (binaire)

Un signal est dit logique ou binaire si l'amplitude de la grandeur porteuse de l'information ne peut prendre que deux valeurs. Contrairement aux signaux présentés précédemment, un signal logique n'est pas périodique, puisque l'information qu'il représente évolue dans le temps sans se répéter (figure I-19).

Les deux valeurs possibles d'un signal logique représentent les deux états logiques (0 logique et 1 logique) définis et utilisés en logique combinatoire et en algèbre de Boole. Un signal logique est donc la représentation électrique d'une variable logique.

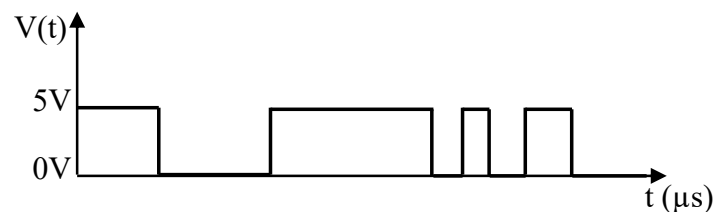


Figure I-19 : Exemple d'un signal logique.

Chapitre II :

Circuit RC en commutation

I- Charge et décharge du condensateur d'un circuit RC

I-1. Charge d'un condensateur

Soit le circuit RC suivant où K est un interrupteur (figure II-1), dont le condensateur C est initialement déchargé. En fermant l'interrupteur K, on aura l'équation de la maille suivante :

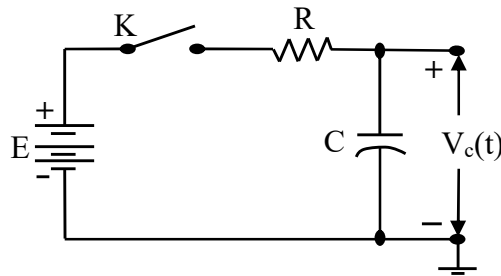


Figure II-1: Charge du condensateur C d'un circuit RC.

$$E = V_R(t) + V_C(t) \dots\dots\dots (II-1)$$

Où :

- ❖ $V_R(t)$: tension aux bornes de R ;
- ❖ $V_C(t)$: tension aux bornes de C.

$$E = R * i + \frac{1}{C} \int i * dt \dots\dots\dots (II-2)$$

Après différenciation de la dernière équation, on aura [4]:

$$\frac{i}{C} + R * \frac{di}{dt} = 0 \dots\dots\dots (II-3)$$

Dont la solution est :

$$i(t) = K * e^{-t/RC} \dots\dots\dots (II-4)$$

$$\text{Pour } t = 0 : i_0 = \frac{E}{R} \Rightarrow K = \frac{E}{R} \dots\dots\dots (II-5)$$

On remplace l'équation (II-5) dans l'équation (II-4), on obtient :

$$i(t) = \frac{E}{R} * e^{-t/RC} \dots\dots\dots (II-6)$$

Autrement dit, la tension aux bornes de la résistance sera :

$$V_R(t) = R * i = E * e^{-t/RC} \dots\dots\dots (II-7)$$

Donc, la tension aux bornes du condensateur sera :

$$V_C(t) = E - V_R(t) = E * (1 - e^{-t/RC}) \dots\dots\dots (II-8)$$

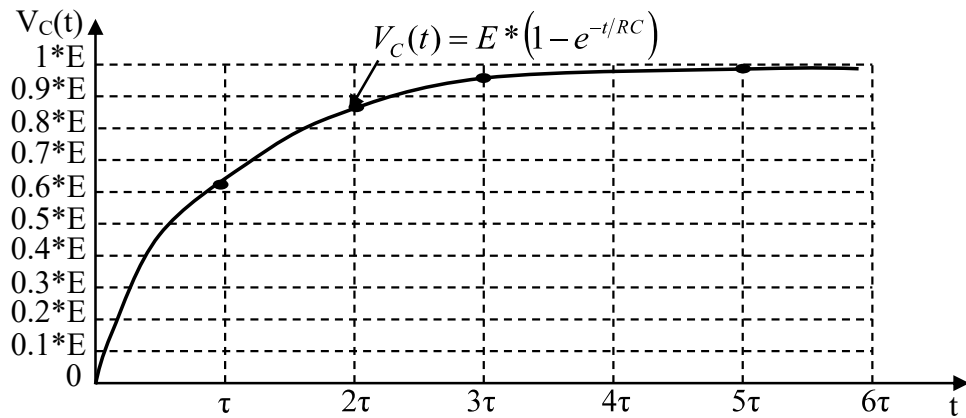
Dans l'équation précédente, on retrouve le terme RC. Ce terme est très important, car il représente la constante de temps, symbole τ , du circuit de la charge du condensateur, d'où :

$$\tau = RC \dots\dots\dots (II-9)$$

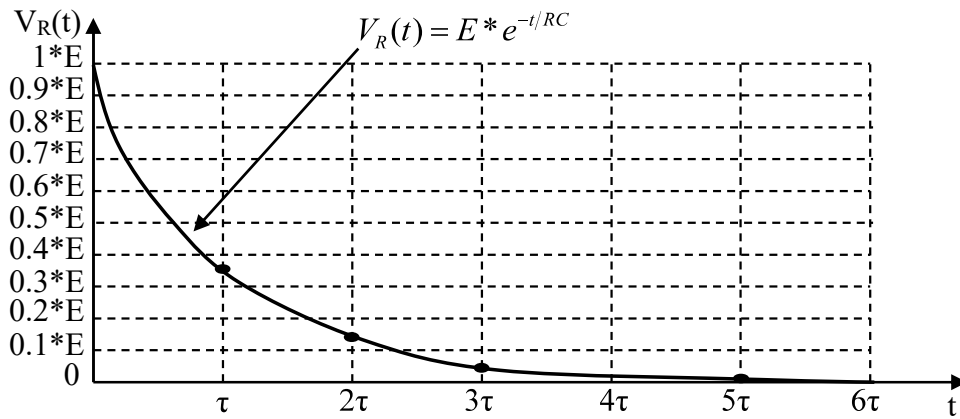
De ces équations on trace les courbes des courants et tensions du circuit lors de la charge en fonction de la tension d'entrée E, du temps t et de la constante de temps $\tau = RC$. Voir le tableau II-1 et les courbes de la figure II-2:

$\tau = RC$	$i(t) = \frac{E}{R} * e^{-t/RC}$	$U_R(t) = E * e^{-t/RC}$	$U_C(t) = E * (1 - e^{-t/RC})$
$t = \tau$	$0.37 * \frac{E}{R}$	$0.37 * E$	$0.63 * E$
$t = 2 * \tau$	$0.14 * \frac{E}{R}$	$0.14 * E$	$0.86 * E$
$t = 3 * \tau$	$0.05 * \frac{E}{R}$	$0.05 * E$	$0.95 * E$
$t = 5 * \tau$	$0.01 * \frac{E}{R}$	$0.01 * E$	$0.99 * E$

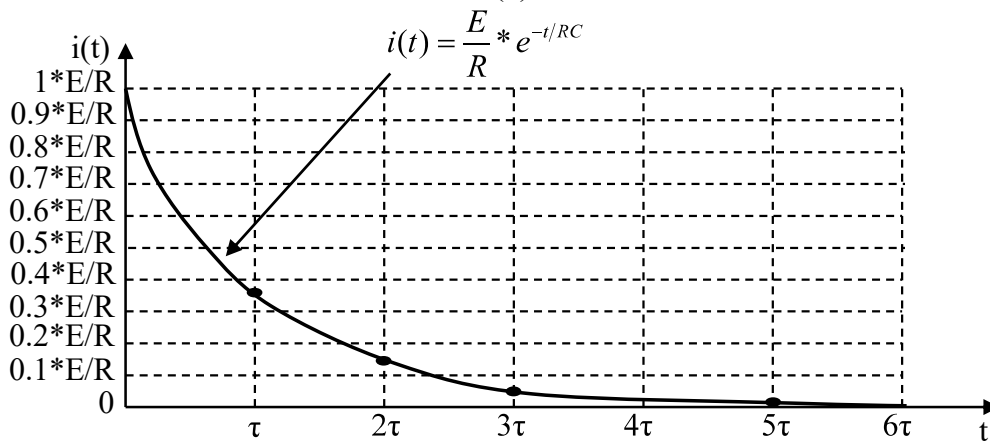
Tableau II-1 : Valeurs des courants et tensions du circuit lors de la charge du condensateur d'un circuit RC aux instants $t = \tau, 2 \tau, 3 \tau$ et 5τ .



(a)



(b)



(c)

Figure II-2: Courbes des tensions ($V_C(t)$ et $V_R(t)$) et courant ($i(t)$) de la charge du condensateur C d'un circuit RC en fonction du temps t .

D'après la figure II-12, on peut conclure que :

La tension aux bornes du condensateur $V_C(t)$ augmentera jusqu'à une valeur maximum $\approx E$.

$$V_C(t) \approx E \implies V_R(t) = E - V_C(t) \approx 0 \text{ et } i(t) = \frac{V_R(t)}{R} \approx 0 \dots\dots\dots(\text{II-10})$$

On aura ainsi atteint le régime permanent où le courant s'annule et condensateur accumule une charge Q telle que [2-6]:

$$Q = C * V_c(t) = C * E * (1 - e^{-t/RC}) \dots\dots\dots (II-11)$$

A la charge complète du condensateur C on aura :

$$Q = C * E \dots\dots\dots (II-12)$$

I-2. Décharge d'un condensateur

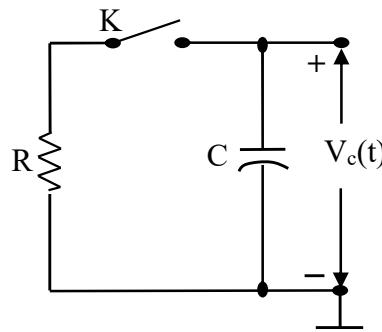


Figure II-3: Décharge du condensateur C dans la résistance R .

Si on met l'interrupteur K de la figure II-3, le condensateur C se décharge à travers la résistance R ; l'équation de la maille s'écrit alors :

$$V_c(t) + V_R(t) = 0 \dots\dots\dots (II-13)$$

$$\frac{1}{C} \int i(t) * dt + R * i(t) = 0 \dots\dots\dots (II-14)$$

Sachant que $i(t) = \frac{dq}{dt}$ d'où en remplaçant dans l'équation précédente, on obtient :

$$\frac{q}{C} + R * \frac{dq}{dt} = 0 \implies \frac{dq}{q} = -\frac{dt}{RC} \dots\dots\dots (II-15)$$

Si on pose : $\tau = RC$

L'équation (II-15) devient :

$$\frac{dq}{q} = -\frac{dt}{\tau} \dots\dots\dots (II-16)$$

La solution de l'équation (II-16) est de la forme suivante :

$$q = q_0 * e^{-t/\tau} \dots\dots\dots (II-17)$$

Avec $q_0 = E * C$: charge initiale avant la décharge.

De l'équation (II-17), on tire le courant de décharge :

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = -q_0 \frac{1}{R * C} * e^{-t/\tau} = -\frac{E * C}{R * C} * e^{-t/\tau} \Rightarrow i(t) = -\frac{E}{R} * e^{-t/\tau} \dots\dots\dots (II-18)$$

Le signe (-) désigne le sens du courant qui est inverse à celui de la charge.

D'après l'équation (II-13), on obtient la tension aux bornes du condensateur :

$$V_C(t) = -V_R(t) = -R * i(t) = -R * \left(-\frac{E}{R} * e^{-t/\tau}\right)$$

$$V_C(t) = E * e^{-t/\tau} \dots\dots\dots (II-19)$$

De ces équations on trace les courbes du courant et tension du circuit lors de la décharge en fonction de l'entrée E, du temps t et de la constante de temps $\tau = RC$. Voir le tableau II-2 et les courbes de la figure II-4:

$\tau = RC$	$i(t) = -\frac{E}{R} * e^{-t/RC}$	$V_C(t) = E * e^{-t/RC}$
$t = \tau$	$-0.37 * \frac{E}{R}$	$0.37 * E$
$t = 2 * \tau$	$-0.14 * \frac{E}{R}$	$0.14 * E$
$t = 3 * \tau$	$-0.05 * \frac{E}{R}$	$0.05 * E$
$t = 5 * \tau$	$-0.01 * \frac{E}{R}$	$0.01 * E$

Tableau II-2 : Valeurs du courant et tension du circuit lors de la décharge du condensateur d'un circuit RC aux instants $t = \tau, 2 \tau, 3 \tau$ et 5τ .

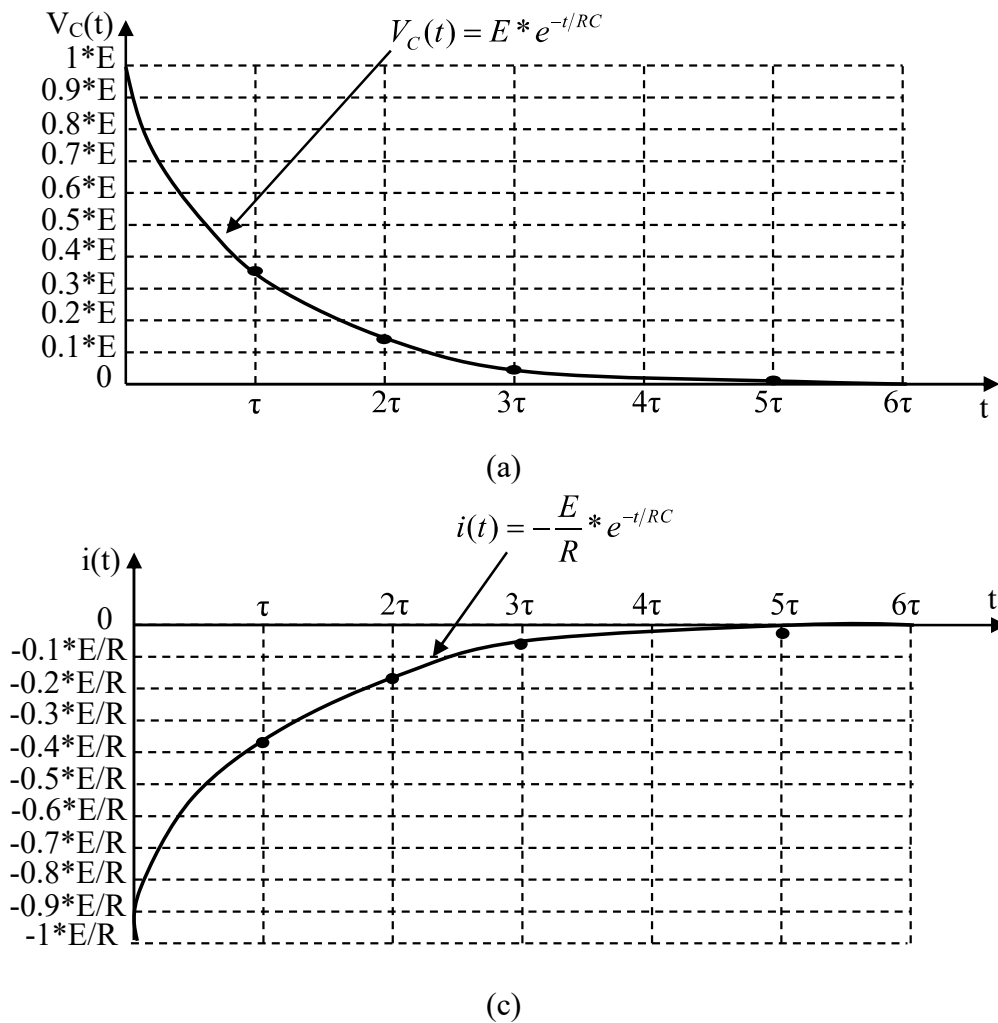


Figure II-4: Courbes de la tension $V_C(t)$ et du courant $i(t)$ de la charge du condensateur C d'un circuit RC en fonction du temps t .

Les circuits RC sont classés selon la relation entre la durée t_H de l'impulsion d'entrée et la valeur de la constante de temps τ :

✚ $t_H \gg 10 \cdot RC \implies RC$ est petit ;

✚ $10 \cdot RC < t_B < RC/10 \implies RC$ est moyen ;

✚ $t_H \ll RC/10 \implies RC$ est petit.

La figure II-5 montre cette classification et donne l'allure de $V_C(t)$ pour chaque classe.

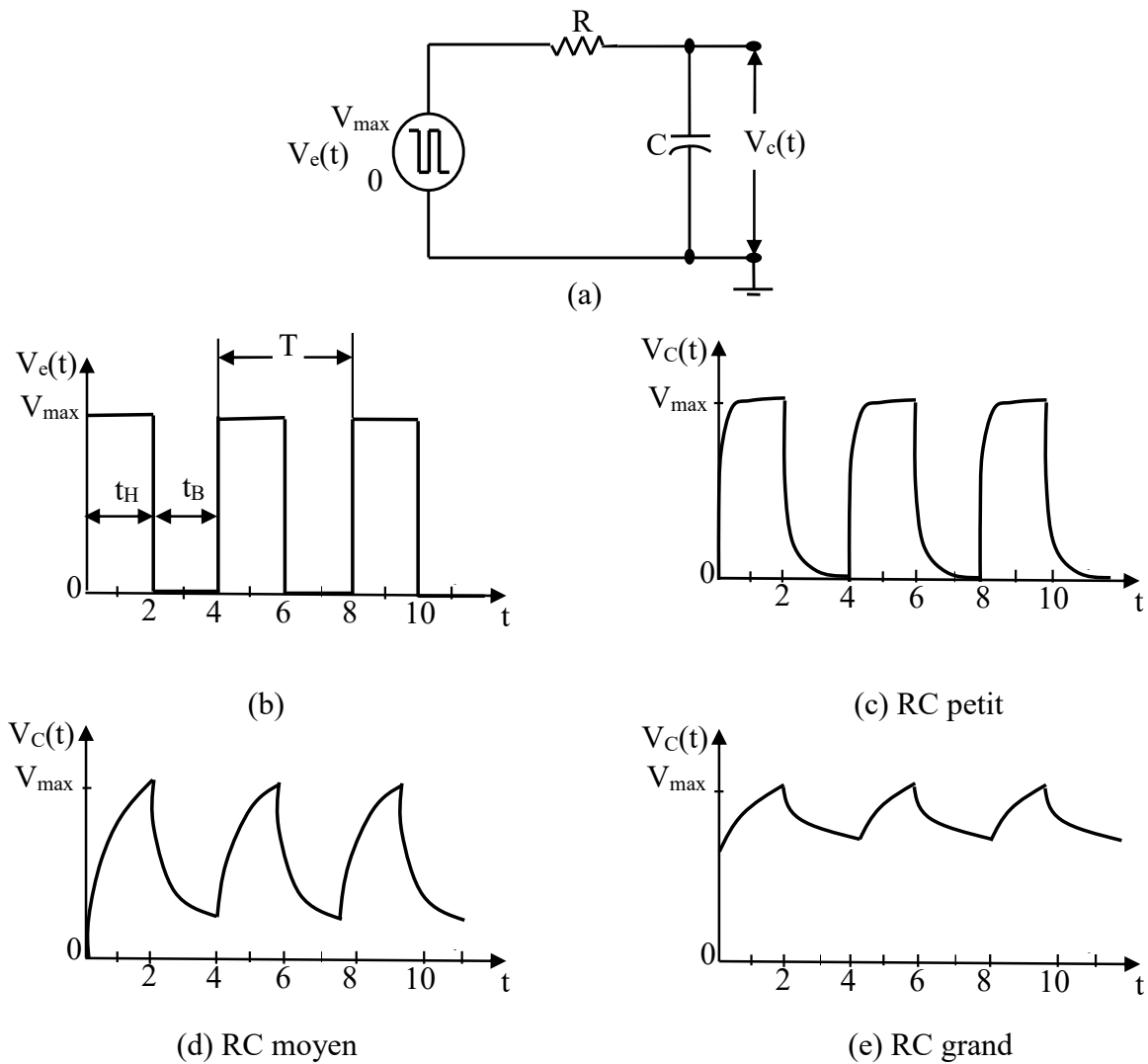


Figure II-5 : Classification des circuits RC : (a) circuit RC, (b) entrée $V_e(t)$, (c) sortie $V_c(t)$ pour RC petit, (d) sortie $V_c(t)$ pour RC moyen, (e) sortie $V_c(t)$ pour RC grand.

II-Expression générale de la tension aux bornes du condensateur d'un circuit RC intégrateur

Considérons le circuit RC intégrateur et son équivalent illustrés à la figure II-6.

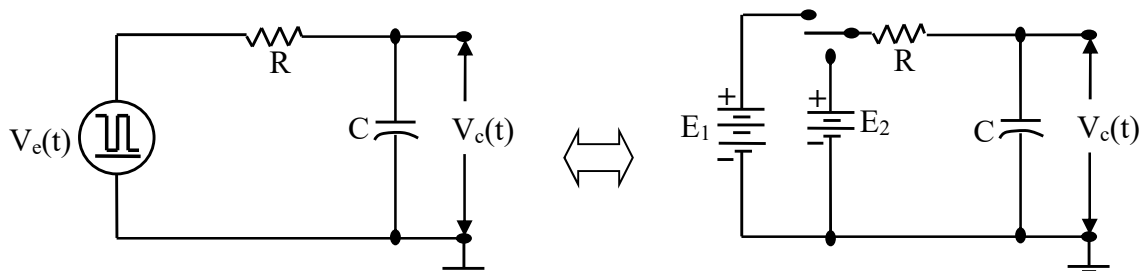


Figure II-6 : Circuit RC intégrateur et son équivalent.

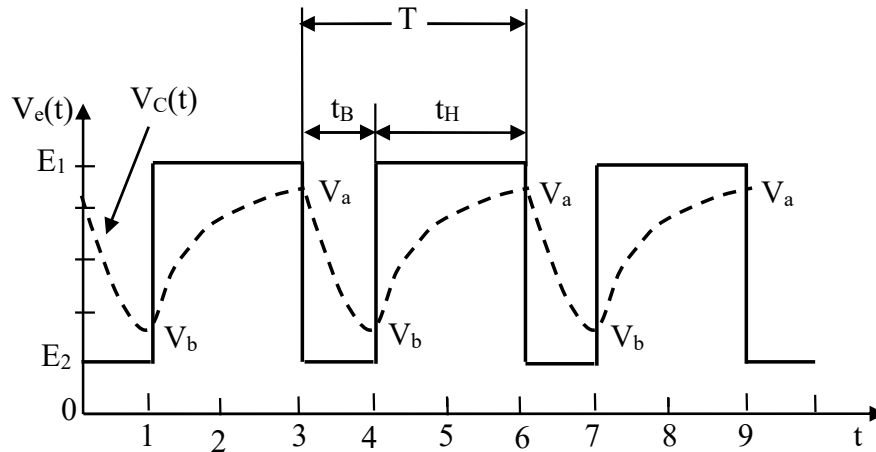
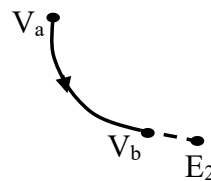


Figure II-7 : Tension d'entrée rectangulaire et de sortie d'un circuit RC intégrateur.

D'après la figure II-7, on peut remarquer que la tension du condensateur ($V_C(t)$) se situe entre E_1 et E_2 avec une borne supérieure V_a et une borne inférieure V_b .

❖ Considérons la portion de courbe : $V_a(t) \longrightarrow V_b(t)$.



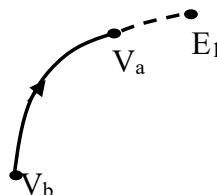
La relation entre la tension du condensateur en fonction de E_2 , $V_a(t)$ et RC est donnée par l'expression suivante :

$$V_C(t) = E_2 + (V_a(t) - E_2) * e^{-t/RC} \dots\dots\dots (II-20)$$

Pour $t = t_B$, on a $V_C(t) = V_b(t)$, on obtient :

$$V_b(t) = E_2 + (V_a(t) - E_2) * e^{-t_B/RC} \dots\dots\dots (II-21)$$

❖ Considérons la portion de courbe : $V_b(t) \longrightarrow V_a(t)$.



A l'aide du même type de formule que ci-dessus, on obtient l'équation suivante :

$$V_C(t) = E_1 + (V_b(t) - E_1) * e^{-t/RC} \dots\dots\dots (II-22)$$

Pour $t = t_H$, on a $V_C(t) = V_a(t)$, on obtient :

$$V_a(t) = E_1 + (V_b(t) - E_1) * e^{-t_H/RC} \dots\dots\dots (II-23)$$

Pour calculer $V_b(t)$ il faut connaitre d'abord $V_a(t)$ et vice versa. Donc on remplace l'équation (II-21) dans l'équation (II-23), on obtient :

$$V_a(t) = E_1 + (E_b(t) - E_1) * e^{-t_H/RC} = E_1 * (1 - e^{-t_H/RC}) + V_b(t) * e^{-t_H/RC}$$

$$V_a(t) = E_1 * (1 - e^{-t_H/RC}) + [E_2 + (V_a(t) - E_2) * e^{-t_B/RC}] * e^{-t_H/RC}$$

$$V_a(t) = E_1 * (1 - e^{-t_H/RC}) + [E_2 + (V_a(t) - E_2) * e^{-t_B/RC}] * e^{-t_H/RC}$$

On aura donc :

$$V_a(t) = \frac{E_1 * (1 - e^{-t_H/RC}) + E_2 * (1 - e^{-t_B/RC}) * e^{-t_H/RC}}{1 - e^{-(t_B+t_H)/RC}} \dots\dots\dots (II-24)$$

On obtient, de la même façon, $V_b(t)$ en fonction de E_1 et E_2 , soit :

$$V_b(t) = \frac{E_2 * (1 - e^{-t_B/RC}) + E_1 * (1 - e^{-t_H/RC}) * e^{-t_B/RC}}{1 - e^{-(t_B+t_H)/RC}} \dots\dots\dots (II-25)$$

Pour analyser ces équations, on pose :

$$\lambda_H = e^{-t_H/RC} \dots\dots\dots (II-26)$$

$$\lambda_B = e^{-t_B/RC} \dots\dots\dots (II-27)$$

Donc l'expression (II-24) et (II-25) sera,

$$V_a(t) = \frac{E_1 * (1 - \lambda_H) + E_2 * (1 - \lambda_B) * \lambda_H}{1 - \lambda_H * \lambda_B} \dots\dots\dots (II-28)$$

$$V_b(t) = \frac{E_2 * (1 - \lambda_B) + E_1 * (1 - \lambda_H) * \lambda_B}{1 - \lambda_H * \lambda_B} \dots\dots\dots (II-29)$$

➤ 1^{er} cas : $t_B \gg t_H$ (voir la figure II-8) ;

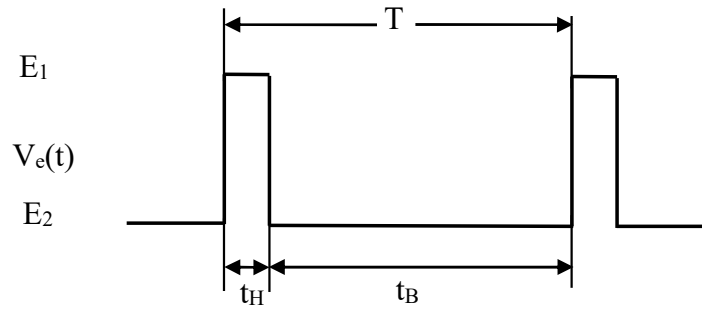


Figure II-8 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \gg t_H$.

Lorsque $t_B \gg t_H \implies t_B/RC \gg 1$ d'où $\lambda_B \approx 0$. Donc les nouvelles expressions (II-28) et (II-29) sera :

$$V_a(t) = (1 - \lambda_H) * E_1 + \lambda_H * E_2 \dots\dots\dots (II-30)$$

$$V_b(t) = E_2 \dots\dots\dots (II-31)$$

➤ 2^{ème} cas : $t_B \approx t_H$ (voir la figure II-9) ;

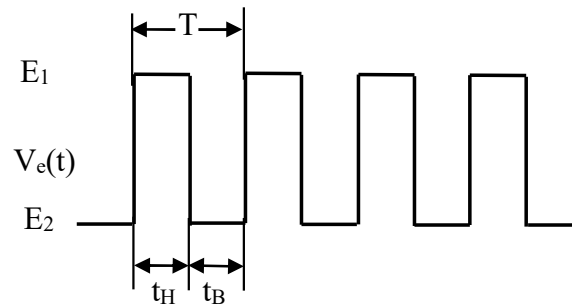


Figure II-9 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \approx t_H$.

Lorsque $t_B \approx t_H \implies \lambda_B \approx \lambda_H$. Donc on obtient une onde pratiquement carrée.

Si on pose $\lambda_B \approx \lambda_H \approx \lambda$, les nouvelles expressions (II-28) et (II-29) sera :

$$V_a(t) = \frac{E_1 * (1 - \lambda) + E_2 * (1 - \lambda) * \lambda}{1 - \lambda^2} = \frac{(1 - \lambda) * (E_1 + \lambda * E_2)}{(1 - \lambda) * (1 + \lambda)}$$

$$V_a(t) = \frac{E_1 + \lambda * E_2}{1 + \lambda} \dots\dots\dots (II-32)$$

Et de la même façon :

$$V_b(t) = \frac{E_2 + \lambda * E_1}{1 + \lambda} \dots\dots\dots (II-33)$$

Dans le cas d'une onde carrée on a : $E_2 = 0$, alors :

$$V_a(t) = \frac{E_1}{1 + \lambda} \dots\dots\dots (II-34)$$

Et de la même façon :

$$V_b(t) = \frac{\lambda * E_1}{1 + \lambda} \dots\dots\dots (II-35)$$

III- Expression générale de la tension aux bornes de la résistance d'un circuit RC différentiateurs

Considérons le circuit RC différentiateur et son équivalent illustrés à la figure II-10. Ce genre de circuit est généralement utilisé pour coupler deux circuits afin d'éliminer l'effet du niveau cc.

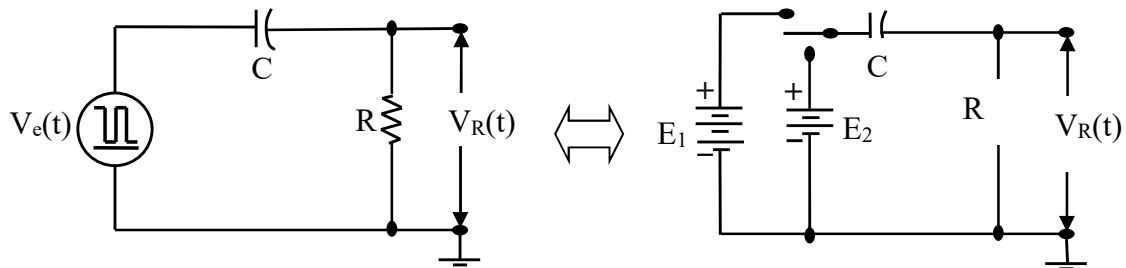


Figure II-10 : Circuit RC différentiateur et son équivalent.

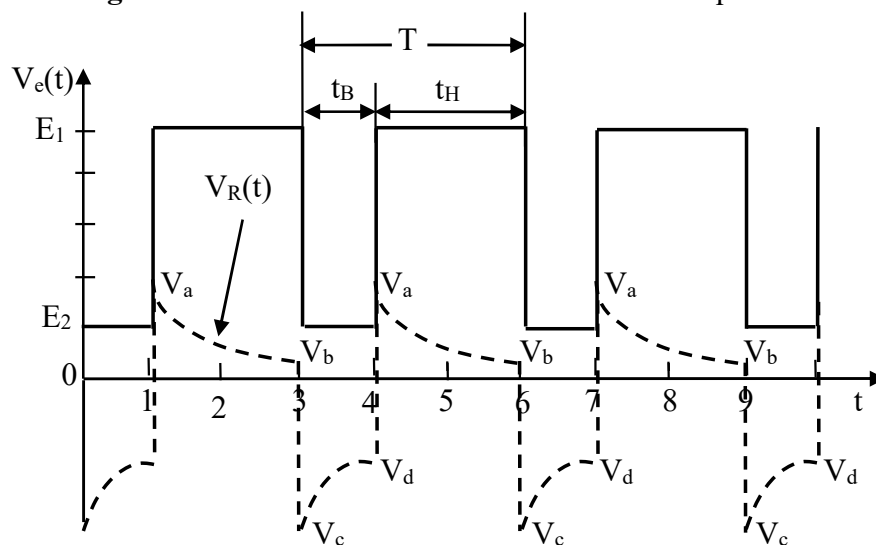


Figure II-11 : Tension d'entrée rectangulaire et de sortie d'un circuit RC différentiateur.

D'après le circuit électrique de la figure II-10, on a :

$$V_e(t) = V_C(t) + V_R(t) \dots\dots\dots (II-36)$$

Pour que l'écart maximum de tension aux bornes de la résistance ($V_R(t)$) soit égal à $E_1 - E_2$, il faut d'abord court-circuiter le condensateur. Dans ce cas, nous pouvons déterminer quelques valeurs importantes de $V_R(t)$, on a :

$$\begin{cases} V_e(t) = E_1 - E_2 = V_b - V_c \\ V_e(t) = E_1 - E_2 = V_a - V_d \end{cases} \dots\dots\dots (II-37)$$

Et

$$\begin{cases} V_b = V_a * e^{-t_H/RC} = V_a * \lambda_H \\ V_d = V_c * e^{-t_B/RC} = V_c * \lambda_B \end{cases} \dots\dots\dots (II-38)$$

D'après les équations (II-37) et (II-38), on trouve :

$$V_b = V_a * \lambda_H = (V_e(t) + V_d) * \lambda_H = (V_e(t) + V_c * \lambda_B) * \lambda_H$$

$$V_b = (V_e(t) + (V_b - V_e(t)) * \lambda_B) * \lambda_H \implies V_b = \frac{V_e(t) * (1 - \lambda_B) * \lambda_H}{1 - \lambda_B * \lambda_H} \dots\dots\dots (II-39)$$

$$\text{Or, } V_a = \frac{V_b}{\lambda_H} \implies V_a = \frac{V_e(t) * (1 - \lambda_B)}{1 - \lambda_B * \lambda_H} \dots\dots\dots (II-40)$$

De la même façon, nous pouvons trouver que :

$$V_d = \frac{V_e(t) * (\lambda_H - 1) * \lambda_B}{1 - \lambda_B * \lambda_H} \dots\dots\dots (II-41)$$

$$V_c = \frac{V_e(t) * (\lambda_H - 1)}{1 - \lambda_B * \lambda_H} \dots\dots\dots (II-42)$$

Ces quatre points permettent de tracer la courbe de la tension aux bornes de la résistance $V_R(t)$.

➤ 1^{er} cas : $t_B \gg t_H$ (voir la figure II-12) ;

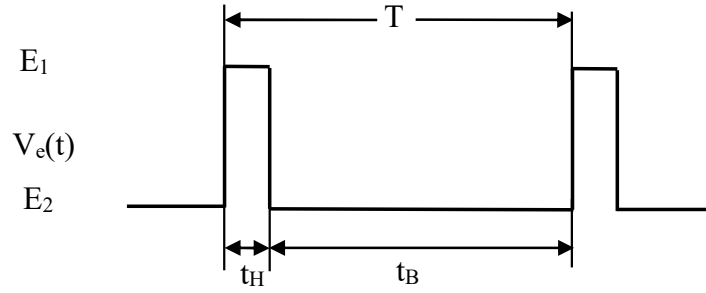


Figure II-12 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \gg t_H$.

Lorsque $t_B \gg t_H \implies t_B/RC \gg 1$ d'où $\lambda_B \approx 0$. Donc les nouvelles expressions sont :

$$\begin{cases} V_a = V_e(t) \\ V_b = \lambda_H * V_e(t) \\ V_c = (\lambda_H - 1) * V_e(t) \\ V_d = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (II-43)$$

➤ 2^{ème} cas : $t_B \approx t_H$ (voir la figure II-8) ;

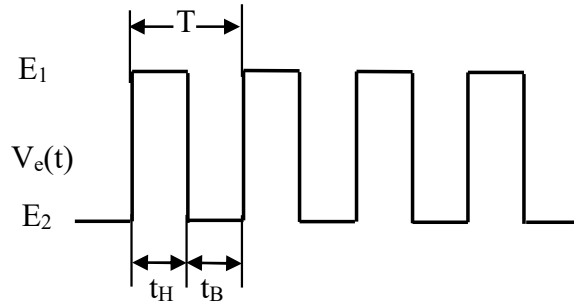


Figure II-13 : Exemple d'une onde carrée pour laquelle $t_B \approx t_H$.

Lorsque $t_B \approx t_H \implies \lambda_B \approx \lambda_H \approx \lambda$, d'où.

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_e(t)}{1 + \lambda} \\ V_b = \frac{\lambda * V_e(t)}{1 + \lambda} \\ V_c = \frac{-V_e(t)}{(1 + \lambda)} \\ V_d = \frac{-\lambda * V_e(t)}{1 + \lambda} \end{cases} \dots\dots\dots (II-44)$$

IV- Relation entre le temps de montée et la constante de temps d'un circuit RC

Par définition, le temps de montée t_r est le temps qu'il faut à un circuit pour monter de 10% à 90% de sa valeur finale [2], soit :

$$t_r = t_{90\%} - t_{10\%} \dots\dots\dots (II-45)$$

$$\text{On sait que, } V_C(t) = V_e(t) * (1 - e^{-t/RC}) \dots\dots\dots (II-46)$$

Calculons le temps nécessaire afin que

$$V_C(t) = 0.1 * V_e(t) \dots\dots\dots (II-47)$$

On remplace (II-47) dans (II-46), on a :

$$0.1 * V_e(t) = V_e(t) * (1 - e^{-t_{10\%}/RC}) \dots\dots\dots (II-48)$$

$$e^{-t_{10\%}/RC} = 1.11 \implies t_{10\%} = RC * \log_{10} 1.11 \implies t_{10\%} = 0.1043 * RC$$

$$t_{10\%} = 0.1 * RC \dots\dots\dots (II-49)$$

Procédons de la même façon pour trouver $t_{90\%}$.

$$V_C(t) = 0.9 * V_e(t) \dots\dots\dots (II-50)$$

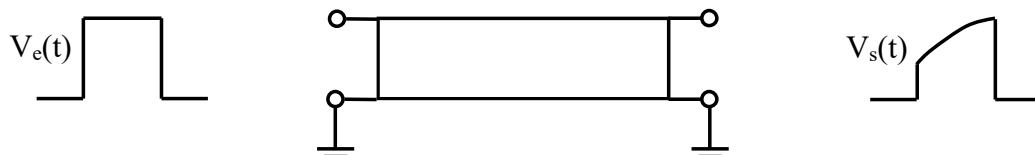
$$t_{90\%} = 2.3 * RC \dots\dots\dots (II-51)$$

En remplace les expressions (II-49) et (II-51) dans (II-45), on obtient :

$$t_r = 2.3 * RC - 0.1 * RC \implies t_r = 2.2 * RC \dots\dots\dots (II-52)$$

V- Atténuateur parfait

D'après la figure II-14, on observe un atténuateur réel et parfait.



(a) Atténuateur réel.

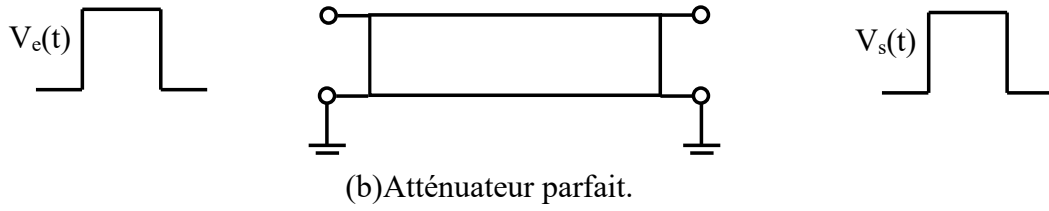


Figure II-14 : Atténuateur : (a) réel ; (b) parfait.

On peut remarquer que la durée de l'impulsion reste inchangée dans ce processus. Seule l'amplitude est modifiée.

La figure II-15, montre un modèle d'atténuateur.

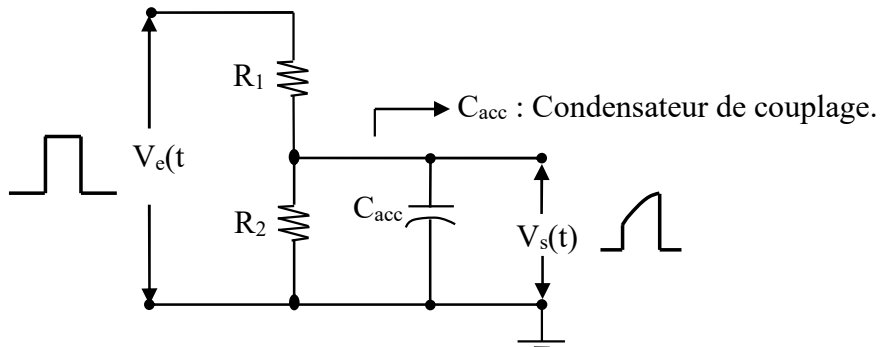


Figure II-15 : Modèle d'atténuateur.

Le rapport $V_s(t)/V_e(t)$ s'exprime de la manière suivante :

$$V_s(t) = \frac{V_e(t) * \frac{R_2 * 1/j\omega C_{acc}}{R_2 + 1/j\omega C_{acc}}}{R_1 + \frac{R_2 * 1/j\omega C_{acc}}{R_2 + 1/j\omega C_{acc}}} \dots\dots\dots (II-53)$$

$$\frac{V_s(t)}{V_e(t)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 C_{acc}} \Rightarrow \frac{V_s(t)}{V_e(t)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * \frac{1}{1 + j\omega * \frac{R_1 R_2 C_{acc}}{R_1 + R_2}} \dots\dots\dots (II-54)$$

Par comparaison avec un circuit intégrateur, nous obtenons le circuit équivalent à la figure II-16.

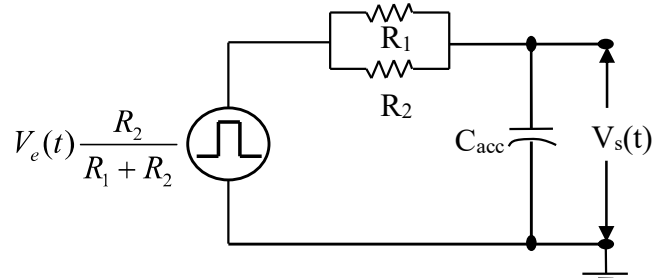


Figure II-16 : Circuit équivalent à l'atténuateur de la figure II-15.

L'entrée $V_e(t)$ est réduite par le facteur $R_2/(R_1+R_2)$ et le constante de temps est :

$$\tau = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} * C_{acc} \dots\dots\dots (II-55)$$

La figure II-17 illustre un modèle d'atténuateur parfait à impédance Z_1 et Z_2 possédant les mêmes composantes.

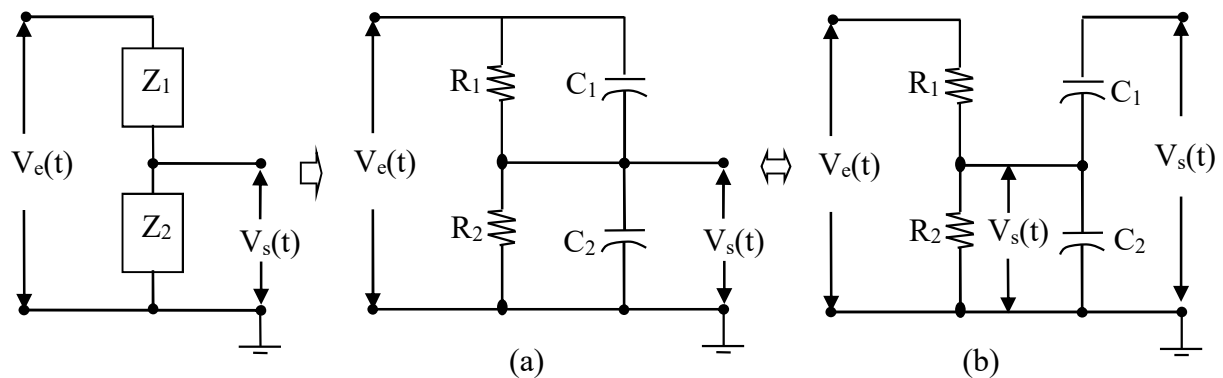


Figure II-17 : Atténuateur parfait à impédance Z_1 et Z_2 : (a) atténuateur parfait et (b) son équivalent.

D'après le circuit précédent l'expression de $V_s(t)$ est donnée par :

$$V_s(t) = V_e(t) * \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}} \dots\dots\dots (II-56)$$

Si $R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC$, alors l'expression (II-56) sera :

$$V_s(t) = V_e(t) * \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (II-57)$$

Si R_1 et R_2 sont de valeurs différentes, la sortie de l'atténuateur peut prendre trois formes différentes (figure II-21). Pour résoudre ce genre de circuit on utilise le théorème de Thévenin et le théorème de superposition.

➤ Théorème de Thévenin :

L'application de théorème de Thévenin sur la partie gauche du circuit équivalent de la figure II-17 (b), donne :

$$V_{Thévenin_1}(t) = V_e(t) * \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (II-58)$$

$$R_{Thévenin} = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (II-59)$$

De la même façon on applique le théorème de Thévenin aux impédances de la partie droite, on obtient :

$$V_{i.Thévenin}(t) = V_e(t) * \frac{1/jC_2\omega}{1/jC_1\omega + 1/jC_2\omega} \Rightarrow V_{i.Thévenin}(t) = V_e(t) * \frac{C_1}{C_1 + C_2} \dots\dots\dots (II-60)$$

La transformation complète du circuit selon le théorème de Thévenin est illustrée à la figure II-18 :

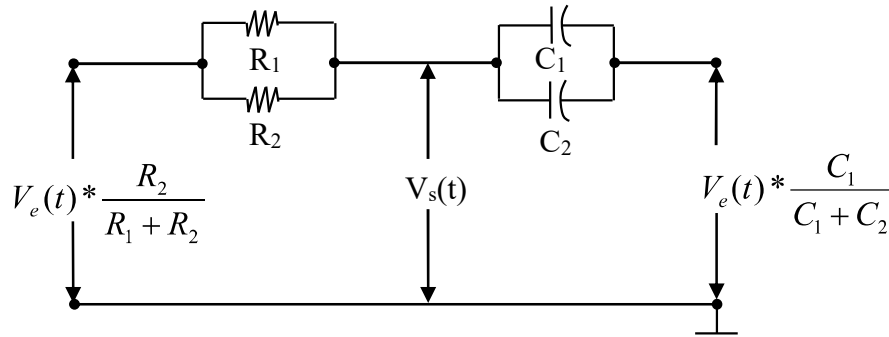


Figure II-18 : Circuit équivalent final de Thévenin du circuit II-17 (b).

➤ Théorème de superposition :

La valeur de sortie $V_s(t)$ s'obtient en additionnant le résultat de chacune des sources indépendamment l'une de l'autre. Pour cela, on a deux cas :

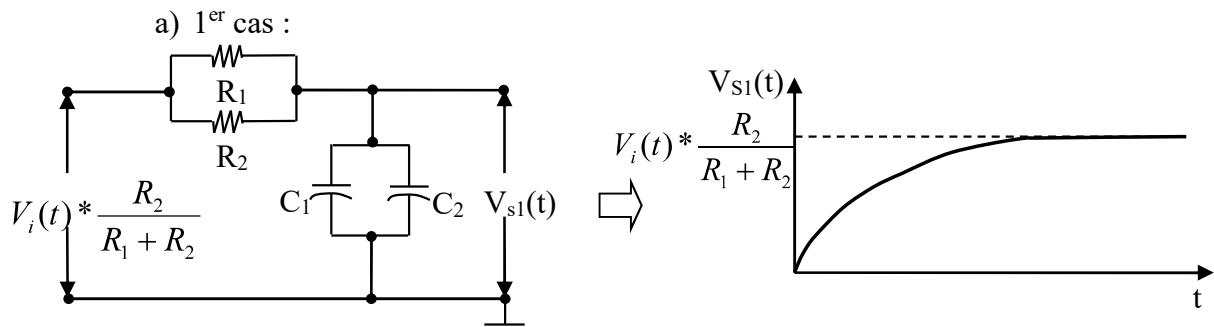


Figure II-19 : Circuit de la première application du théorème de superposition et son réponse.

C'est un circuit intégrateur, où la valeur de $V_{s1}(t)$ varie entre 0 jusqu'à $V_e(t) * \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ suivant l'allure de la figure II-19.

Dans ce cas, $\tau = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} * (C_1 + C_2)$ (II-61)

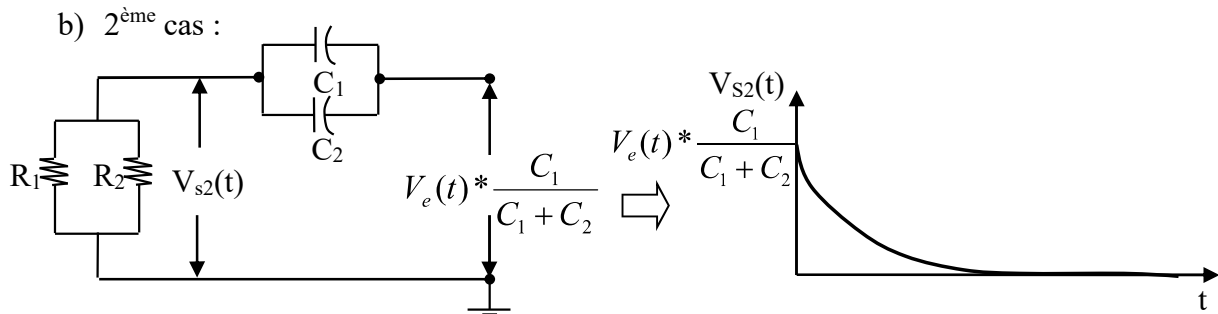


Figure II-20 : Circuit de la deuxième application du théorème de superposition et son réponse.

C'est un circuit dérivateur : où la valeur de $V_{s2}(t)$ partira de $V_e(t) * \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ et diminuera jusqu'à zéro comme montre l'allure de la figure II-20.

Dans ce cas, $\tau = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} * (C_1 + C_2)$ (II-62)

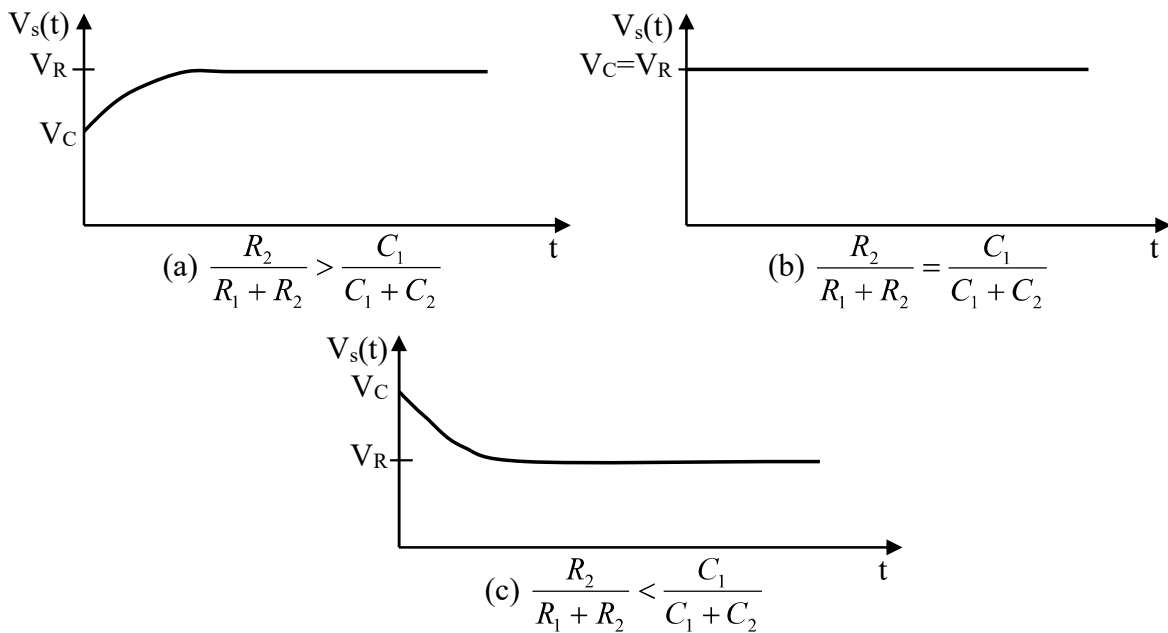


Figure II-21 : Les trois cas de l'expression finale de l'atténuateur parfait.

L'expression finale est la somme algébrique des deux valeurs que nous avons trouvées. La figure II-21 montre les trois cas dont nous parlions ci-dessus.

Où : $V_R(t) = V_e(t) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ et $V_C(t) = V_e(t) \frac{C_1}{C_1 + C_2}$.

Chapitre III :

Composants actifs en commutation

I- Diode en commutation

La diode est un composant qui met à profit les propriétés d'une jonction PN. Son symbole est représenté à la figure III-1 ; il est constitué par une jonction PN qui n'est autre qu'une superposition de deux types de semi-conducteurs P et N dont la conductivité passe graduellement d'un type à l'autre. Il existe plusieurs types de diodes, mais leurs différences relèvent de leur construction et leur utilisation. Notre étude porte sur la diode redresseuse, la seule qui nous intéresse. C'est une diode au Germanium, ou au Silicium ou une diode Schottky.

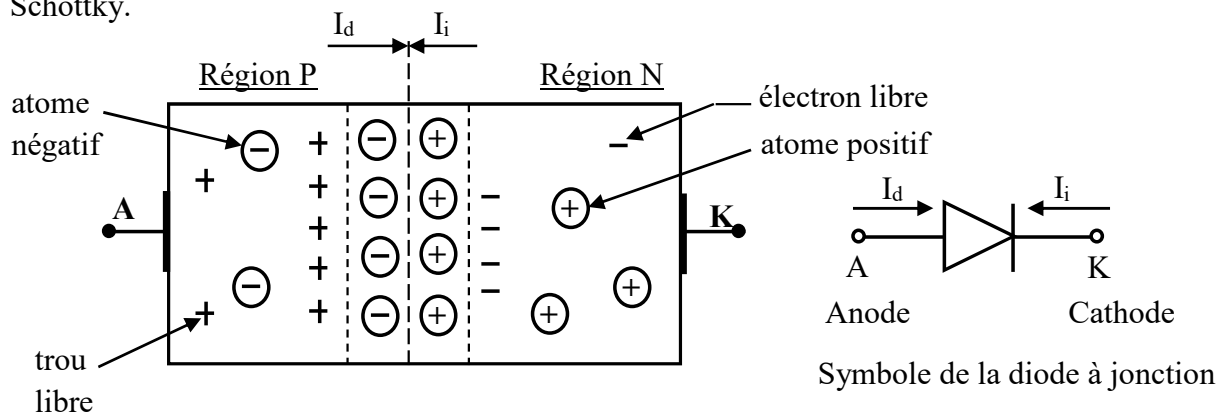


Figure III-1 : Symbole de la diode à jonction.

La caractéristique $I(V)$ d'une diode est dissymétrique et admet trois zones comme le montre la figure III-2.

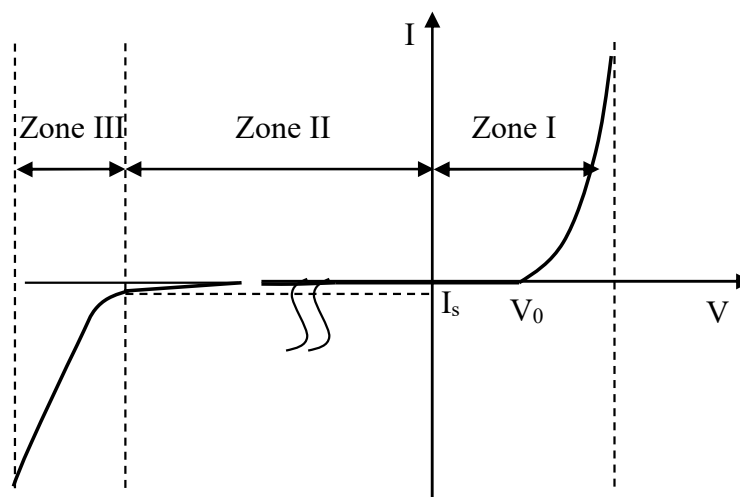


Figure III-2 : Caractéristique $I(V)$ d'une diode à jonction.

Le courant qui traverse la jonction PN pour les zones I et II, est dû au mouvement des porteurs majoritaires et des porteurs minoritaires et donné par l'équation suivante [5-10]:

$$I = I_s * (e^{-q*V/k*T} - 1) \dots\dots\dots (III-1)$$

Expression dans la quelle

- $I(t)$: courant dans la diode (A) ;
- I_s : courant de saturation en polarisation inverse (A) ;
- q : charge d'un électron = $1.6*10^{-16}$ Coulomb ;
- k : constante de Boltzmann = $1.38*10^{-23}$ J/°C ;
- T : température absolue (K) ;
- $V(t)$: tension appliqué e aux bornes de la diode (V).

Pour une température normale : $U_T = \frac{k * T}{q} = 26.mV$

La formule ci-dessus n'est pratiquement pas utilisée. Il est plus facile d'utiliser des approximations en fonction de la tension appliquée.

La zone III est la zone d'avalanche, le courant dans cette zone est multiplié par un facteur M donné par la relation (III-2) [8, 11]:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{V_{BR}} \right)^n} \dots\dots\dots (III-2)$$

Avec :

- n : facteur comprise entre 2 et 6 ;
- V_R : tension inverse appliquée ;
- V_{BR} : tension d'avalanche (Breakdown Voltage).

I-1. 1^{ère} approximation, tension de seuil et résistance différentielle nulles (Diode idéale)

Outre la résistance différentielle considérée nulle, la première approximation consiste à considère la tension de seuil comme nulle ou négligeable devant une tension appliquée qui lui est nettement supérieure.

La diode idéale se comporte comme un interrupteur fermé quand elle est polarisée en direct ; et ouvert quand la diode est polarisée en inverse, il est ouvert et aucun courant ne circule jusqu'à la tension d'avalanche (figure III-3). Dans ce cas la caractéristique idéal est considérée comme un court circuit sous polarisation direct et comme un circuit ouvert lorsqu'elle est polarisée en inverse : c'est interrupteur électronique.

La figure III-3 donne la caractéristique dans le cas idéal de la diode, et son équivalent sous polarisation direct et inverse.

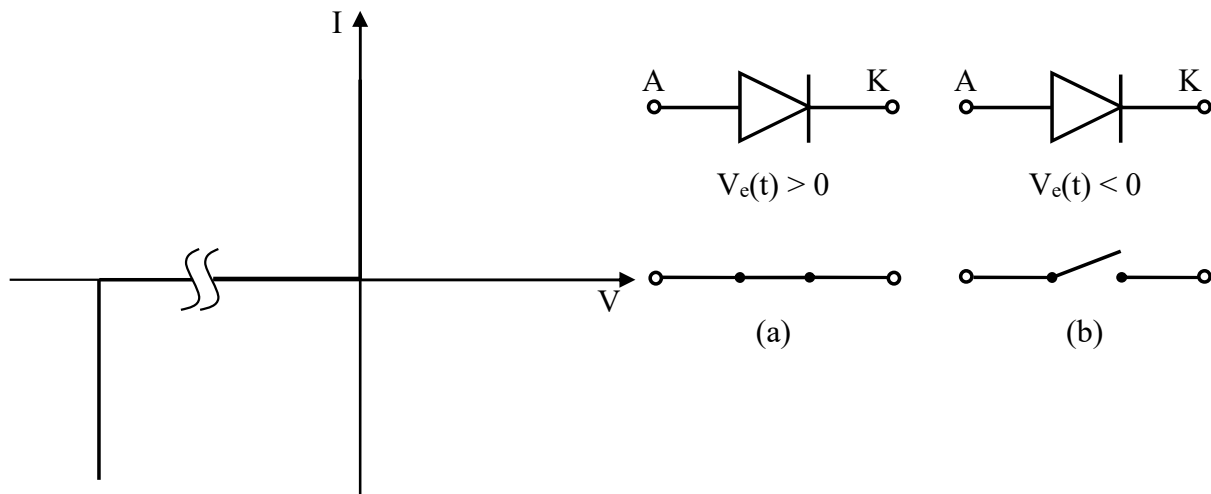


Figure III-3 : Caractéristiques d'une diode idéale et son équivalent sous polarisation : (a) en direct et (b) en inverse.

Exemple III-1 :

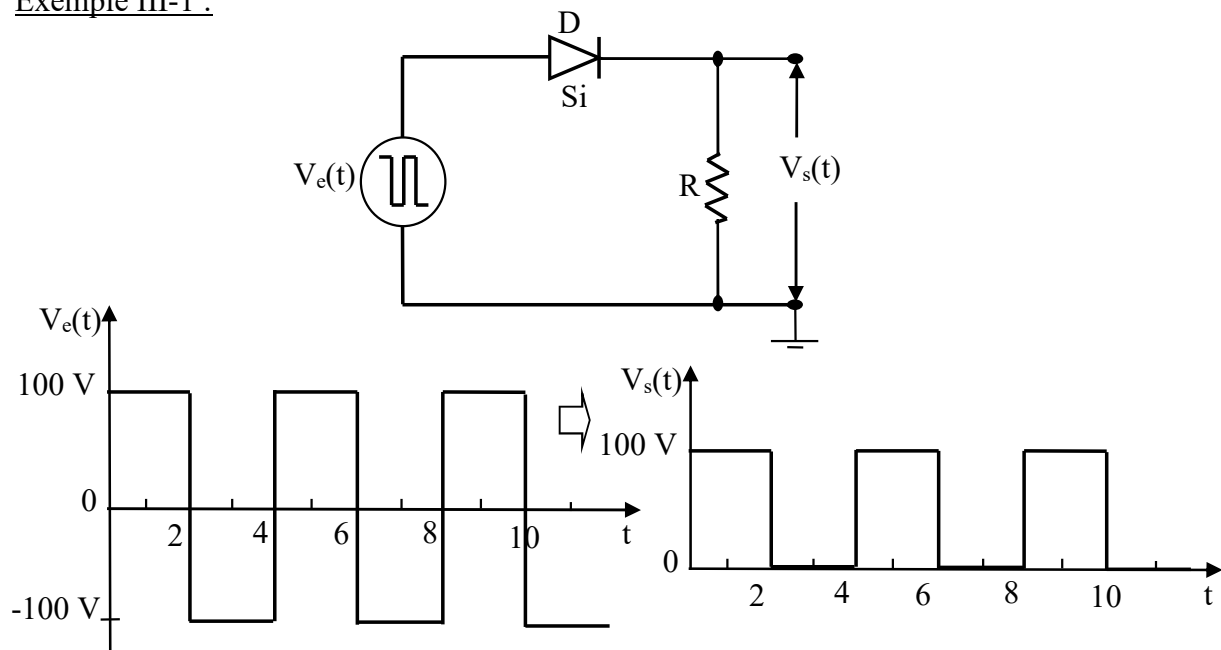


Figure III-4 : $V_s(t)$ selon la première approximation.

I-2. 2^{ème} approximation, tension de seuil non nulle et résistance différentielle nulle

Dans la deuxième approximation la résistance différentielle est encore considérée nulle, mais la tension de seuil n'est pas négligeable devant la tension appliquée.

Ici aussi, on peut comparer la diode à un interrupteur sauf qu'il faut tenir compte d'une barrière de potentiel à surmonter (voir figure III-5).

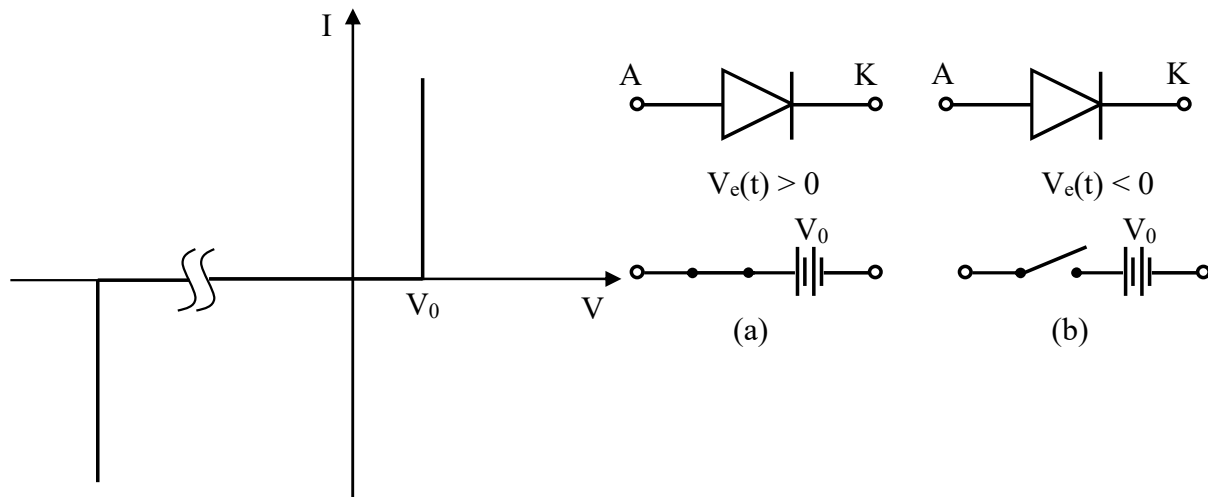


Figure III-5 : Caractéristiques de 2^{ème} approximation de la diode : tension de seuil V_0 non nulle et résistance différentielle nulle et son équivalent sous polarisation : (a) en direct et (b) en inverse.

Exemple III-2 :

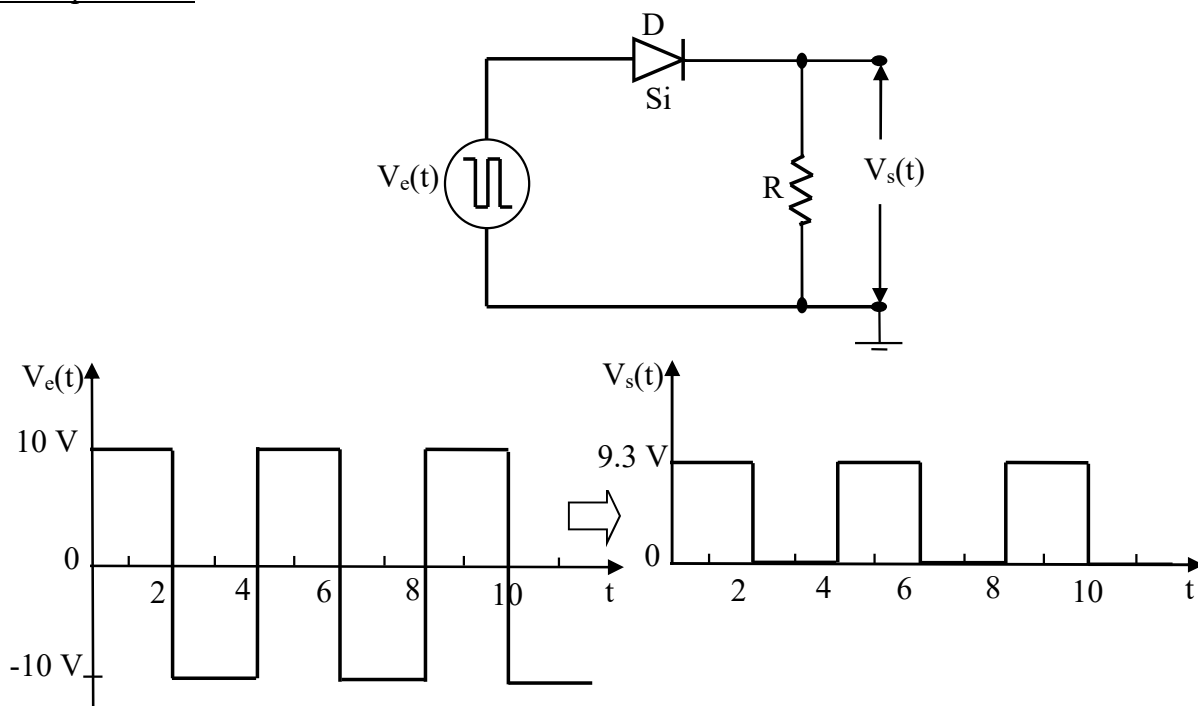


Figure III-6 : $V_s(t)$ selon la deuxième approximation.

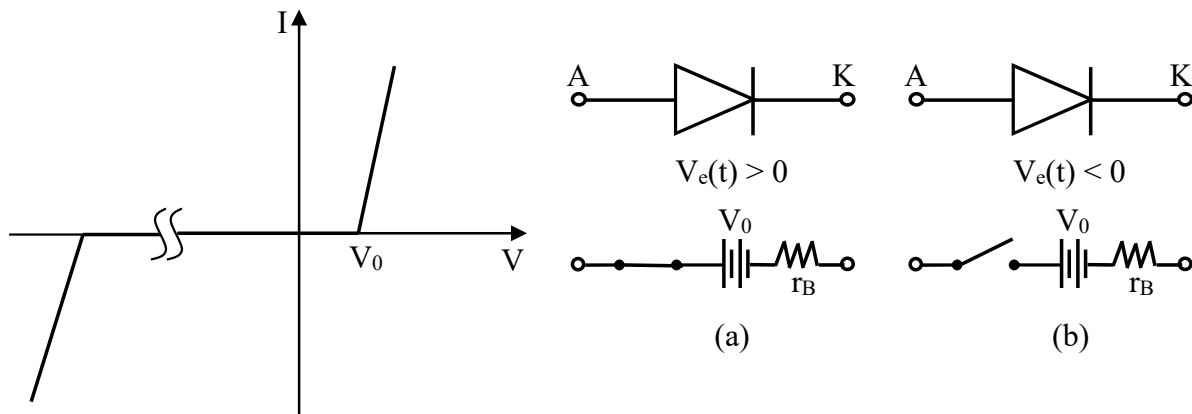
I-3. 3^{ème} approximation, tension de seuil et résistance différentielle non nulle

Figure III-7 : Caractéristiques de la 3^{ème} approximation de la diode : tension de seuil V_0 et résistance différentielle non nulle et son équivalent sous polarisation : (a) en direct et (b) en inverse.

Dans la troisième approximation, on tient aussi compte de la tension de seuil, mais cette fois, il faut introduire la résistance différentielle r_B linéaire des matériaux dopés P et N. Généralement cette résistance est comprise entre $1\ \Omega$ et $30\ \Omega$ (figure III-7) [12].

On a :

$$r_B = \frac{V - V_{\text{seuil}}}{I} \dots\dots\dots (III-3)$$

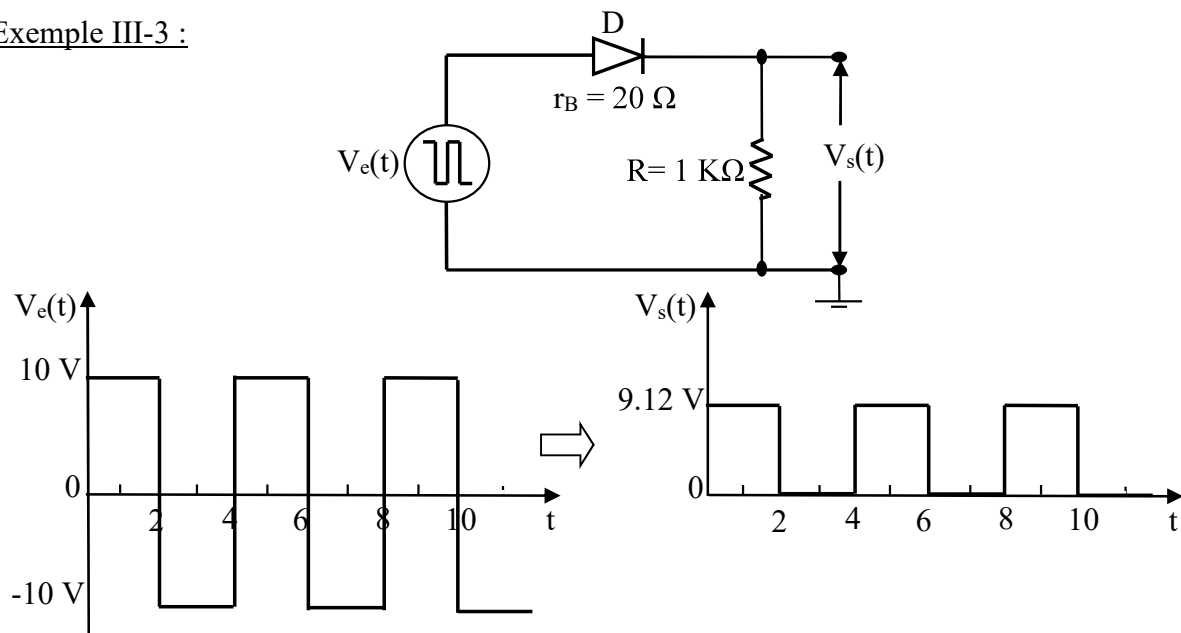
Exemple III-3 :

Figure III-8 : $V_s(t)$ selon la troisième approximation.

D'après le circuit électrique de la figure III-8, la tension de sortie $V_s(t)$ est donnée par l'expression suivant :

$$V_e(t) = V_0 + I * r_B + I * R \dots\dots\dots (III-3)$$

$$I = \frac{V_e(t) - V_0}{R + r_B} \dots\dots\dots (III-4)$$

A.N :

$$I = \frac{10V - 0.7V}{1000\Omega + 20\Omega} = 9.12mA \Rightarrow V_s = 1000\Omega * 9.12mA = 9.12V.$$

II-Diode Schottky

Comme nous l'avons vu précédemment, une diode ordinaire au Silicium, ne fonctionne pas convenablement aux tensions inférieures à 0.7 V. Cela est dû à la barrière de potentiel de la jonction PN.

Pour travailler à de faibles tensions, on utilise des diodes Schottky (figure III-9).

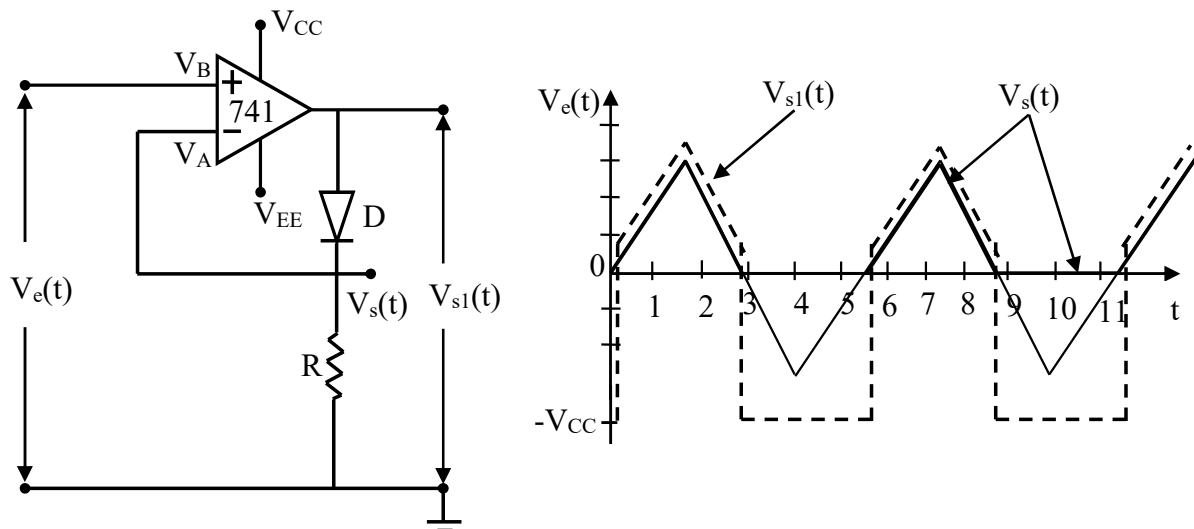


Figure III-9 : Configuration d'une super-diode avec onde triangulaire.

Le principe de fonctionnement de la figure II-9 est le suivant :

- ❖ Si $V_e(t) > 0$: la diode est polarisée en direct et passante, la boucle de réaction est donc fermée. $\Rightarrow V_A = V_B$, $V_s(t) = V_e(t)$ et $V_{sl}(t) = V_s(t) + 0.7V$.

Chapitre IV :

Circuit de mise en forme

I- Ecrêteurs-limiteurs

Dans les systèmes de radar, les ordinateurs et autres systèmes électroniques, on désire parfois supprimer une tension ou un courant plus grand ou plus petit qu'une valeur spécifiée, comme le montrent les exemples ci-dessous.

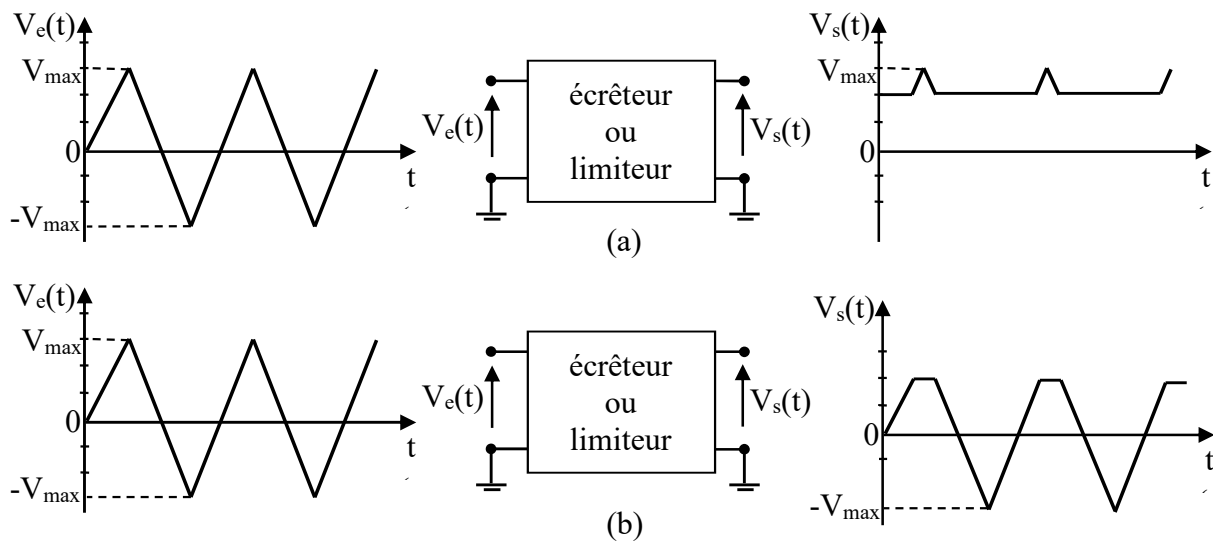
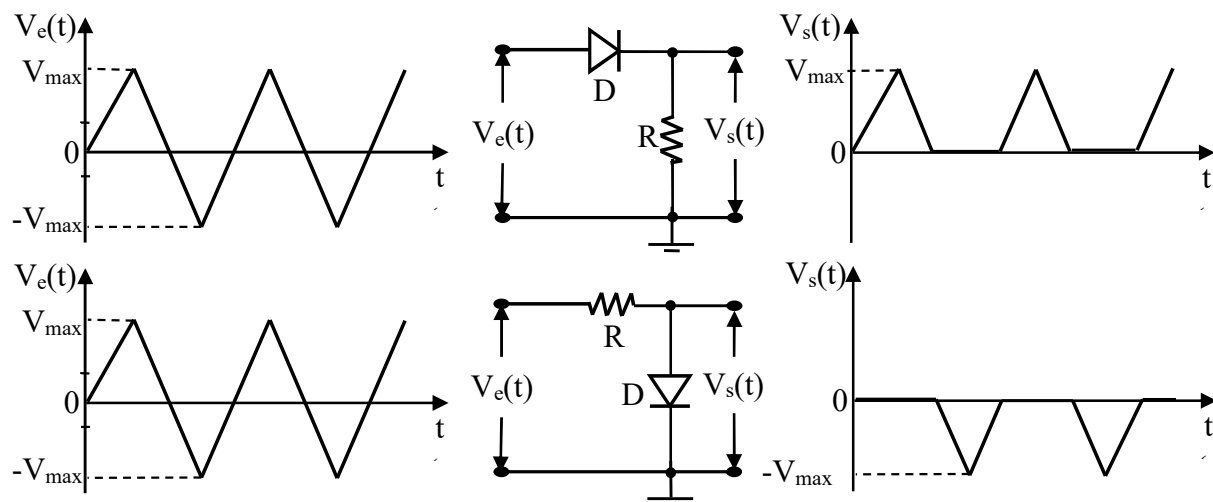


Figure IV-1 : Différents types d'écarteurs : (a) inférieur, (b) supérieur.

Les termes écarteur et limiteur sont souvent confondus de sorte que l'un est utilisé indifféremment pour l'autre.

Pour concevoir de tels écarteurs, on utilise le plus souvent des diodes et des transistors. La figure IV-2 illustre les circuits les plus courants d'écartage d'un signal à 0V.



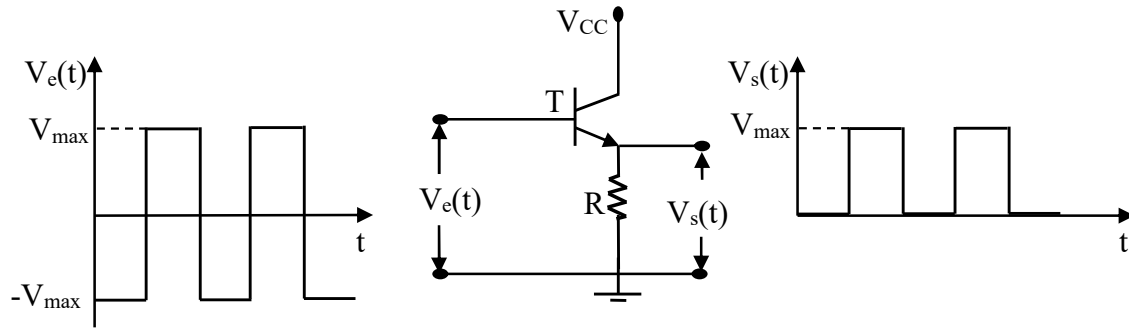


Figure IV-2 : Ecrêteur à 0V les plus courants.

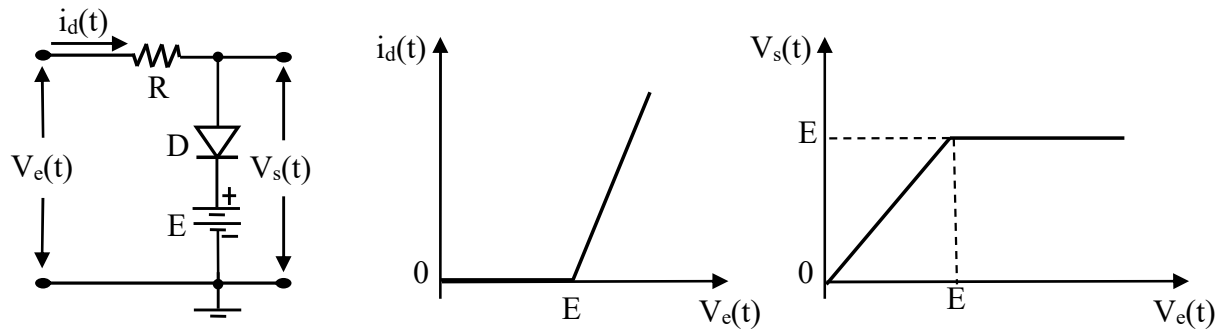
Exemple IV-1 :

Figure IV-3 : Circuit écrêteur simple.

L'équation de maille du circuit écrêteur de la figure IV-3 s'écrit, lorsque la diode D est passante :

$$V_e(t) = R * i_d(t) + V_d + E \dots\dots\dots (IV-1)$$

Lorsque la diode D est idéal ($V_d=0$), alors le courant $i_d(t)$ d'après l'équation (IV-1) sera :

$$i_d(t) = \frac{V_e(t) - E}{R} \dots\dots\dots (IV-2)$$

D'où les graphes des fonctions $i_d(t) = f(V_e(t))$ et $V_s(t) = g(V_e(t))$ de la figure IV-3 :

- ❖ Si $V_e(t) < E \Rightarrow i_d(t) = 0$: D est bloquée (c.o), $R * i_d(t) = 0$ et $V_s(t) = V_e(t)$;
- ❖ Si $V_e(t) \geq E \Rightarrow i_d(t) \geq 0$: D est passante (c.c), $V_d = 0$ et $V_s(t) = E$;

Exemple IV-2 : Considérer le circuit de la figure IV-4 : avec $E_{\max} > E_2$ et $|E_2| > E_1$.

La figure IV-4 représente un circuit écrêteur double et les graphes des fonctions $i_d(t) = f(V_e(t))$ et $V_s(t) = g(V_e(t))$ pour différents états de diode.

- ❖ Si $V_e(t) > 0$ et $V_e(t) \geq E_1$: D₁ est passante et D₂ est bloquée;

- ❖ Si $V_e(t) < 0$ et $|V_e(t)| \geq |E_2|$: D_2 est passante et D_1 est bloquée.

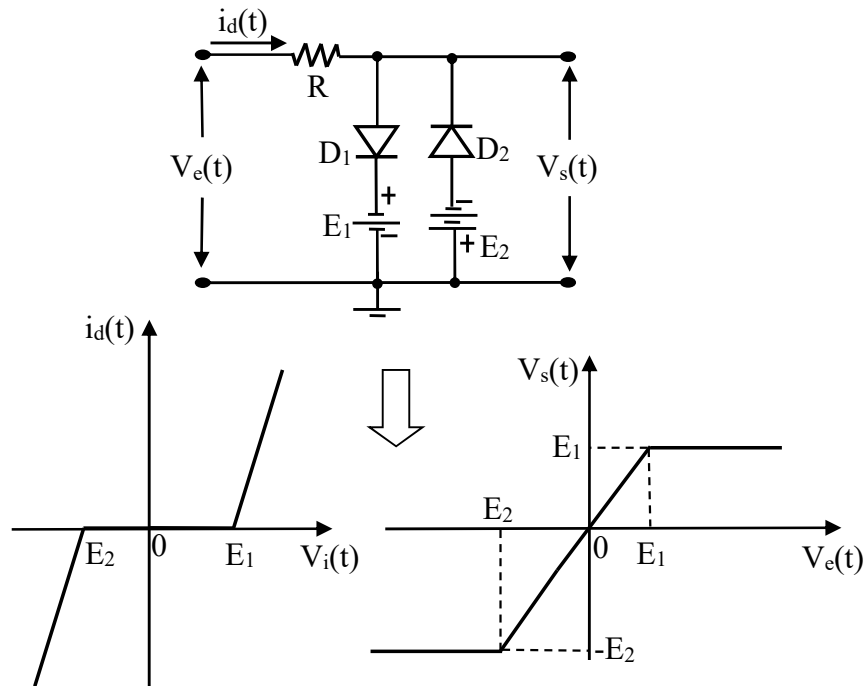


Figure IV-4 : Circuit écriveteur double.

La figure IV-5 montre l'écrêtage d'un signal sinusoïdal de la tension d'entrée $V_i(t) = V_m \cdot \cos \omega \cdot t$ et la tension de sortie $V_s(t)$.

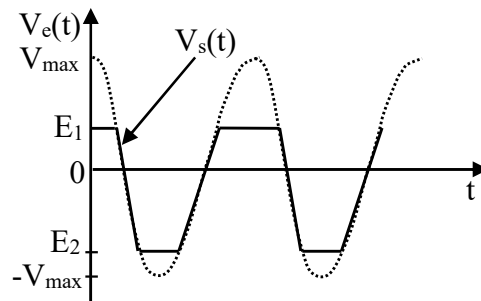


Figure IV-5 : Ecrêtage d'un signal sinusoïdal.

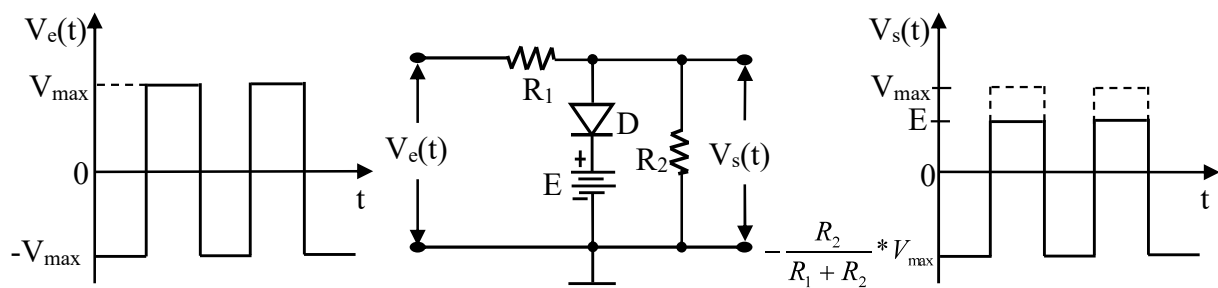


Figure IV-6 : Ecrêteur à diode en série avec une pile.

Il existe plusieurs façons d'écarter un signal à un niveau autre que 0V. Les circuits les plus utilisés comportent une diode en série avec une pile, comme le montre l'exemple illustré à la figure IV-6.

D'où le graphe de fonction $V_s(t) = f(V_e(t))$ de la figure IV-6 :

- ❖ Si $V_e(t) \geq E \Rightarrow i_d(t) \geq 0$: D est passante (c.c), $V_d = 0$ et $V_s(t) = E$;
- ❖ Si $V_e(t) < E \Rightarrow i_d(t) = 0$: D est bloquée (c.o),

$$V_e(t) = R_1 * i_d(t) + V_s(t) \Rightarrow V_s(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_e(t) .$$

Remarque : dans les circuits précédents, on considèrera toujours des diodes idéales.

II-Détecteur de crêtes

La sortie de circuit de la figure IV-7 affichera les crêtes d'une onde.

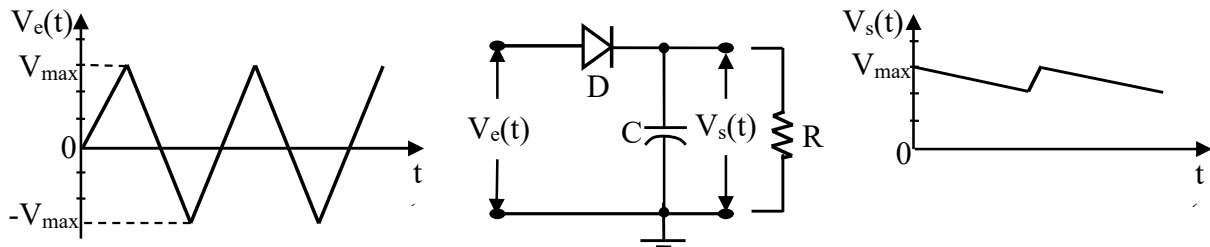


Figure IV-7 : Détecteur de crêtes.

La figure IV-7 représente l'allure de la tension $V_s(t)$, aux bornes de la cellule (R et C), lorsque RC est grande devant la période T du signal appliqué ($RC \gg T$). Pendant le premier quart d'alternance positive, le condensateur se charge à travers la diode, à la valeur crête du signal appliqué et $V_s(T/4) = V_{\max}$. Au-delà de $t = T/4$, le condensateur ne se décharge que faiblement pendant une période du signal appliqué et, par la suite, la diode ne conduira que pendant un intervalle de temps τ court devant la période T : $\tau = (t_1 - t_2) \ll T$.

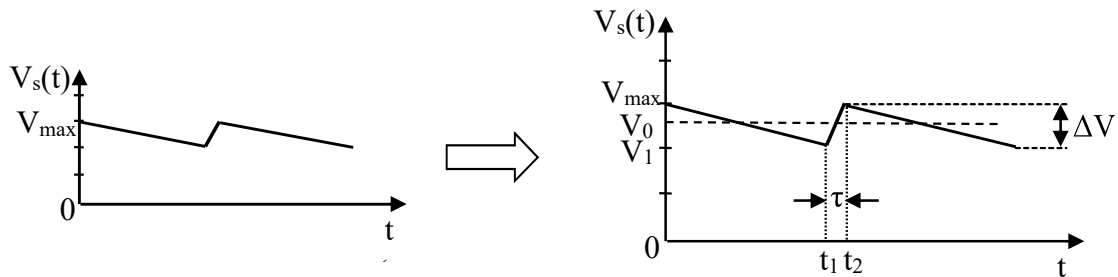


Figure IV-8 : Allure de la tension redressée.

La tension $V_s(t)$ aux bornes du condensateur, décroît de sa valeur maximale $V_{\max}$ à une valeur minimale V_1 . Si t_d est le temps de décharge du condensateur dans la charge R , la tension $V_1 = V_s(t_d)$ s'écrit :

$$V_1 = V_{\max} * e^{-t_d/RC} \approx V_{\max} * \left[1 - \frac{T}{R * C} \right] \dots \dots \dots (IV-3)$$

Avec $t_d = T - \tau \approx T$ et $R * C \gg T$.

La tension redressée $V_s(t)$ est la somme d'une tension continue V_0 et d'une tension d'ondulation, d'amplitude crête à crête : ΔV . V_0 est la valeur moyenne de $V_s(t)$ sur une période T du signal appliqué au dispositif : $\Delta V = V_{\max} - V_1 = V_{\max} * \frac{T}{R * C}$ et

$$V_0 = V_{\max} - \frac{\Delta V}{2} = V_{\max} * \left[1 - \frac{T}{2 * R * C} \right].$$

On définit le taux d'ondulation de la tension redressée par :

$$\Delta V / V_0 = \Delta V / V_{\max} = \frac{T}{R * C} \dots \dots \dots (IV-4)$$

III- Amplificateur opérationnel fonctionnant en comparateur

III-1. Généralités

1- Présentation de l'amplificateur opérationnel (A.O.P)

Le terme opérationnel s'appliquait à des amplificateurs qui étaient incorporés dans des circuits de calcul pour effectuer des opérations : addition, soustraction, intégration, etc. Leur importance s'est accrue en même temps qu'augmentait leur domaine d'applications qui s'étend à des fonctions telles que mesures, procédés de contrôle, asservissements, etc. Il est devenu, à l'heure actuelle, une simple composante qu'on utilise aussi couramment que le transistor.

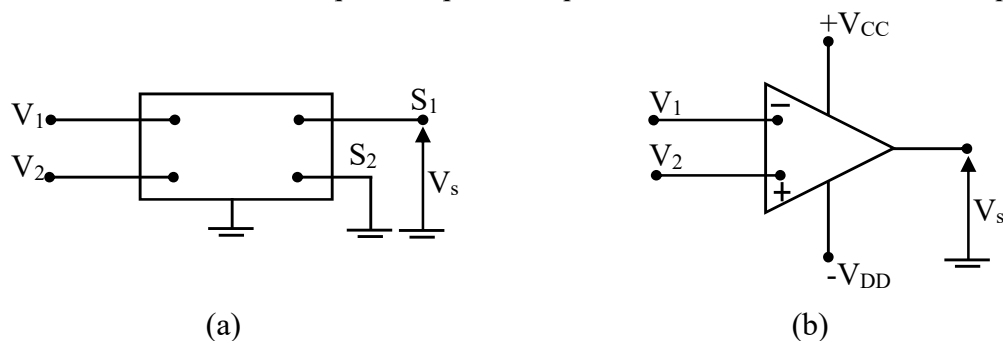


Figure IV-9 : Représentation d'un amplificateur opérationnel et son symbole.

L'amplificateur opérationnel est un cas particulier de l'amplificateur différentiel représenté par la figure IV-9 (a). La borne de sortie S_2 est reliée à la masse et la sortie s'effectue entre S_1 et la masse. On le représente par le symbole de la figure IV-9 (b). Les tensions de polarisation $+V_{CC}$ et $-V_{DD}$ sont souvent-entendues.

Il possède deux entrées symétriques repérées $+$ et $-$. Ces deux signes $+$ et $-$ ont la signification suivante :

- Si l'entrée s'effectue entre V_1 et V_2 , avec V_2 à la masse, la sortie est déphasée de π par rapport à l'entrée ; V_1 est l'entrée inverseuse ;
- Si l'entrée s'effectue entre V_2 et V_1 , avec V_1 à la masse, la sortie est en phase avec l'entrée ; V_2 est l'entrée non inverseuse ;

2- Caractéristique de fonctionnement

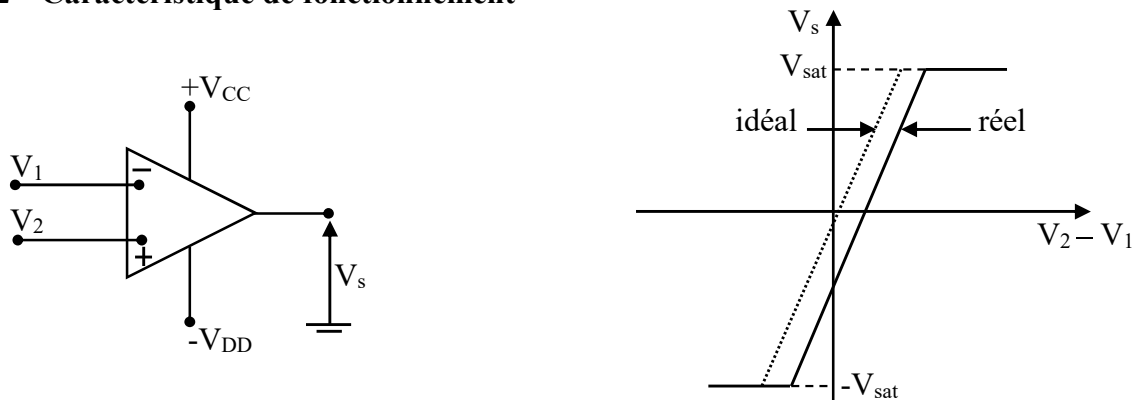


Figure IV-10 : Caractéristiques $V_s = f(V_2 - V_1)$.

La tension de sortie d'un A.O.P, varie entre deux extrêmes de la tension de saturations ($\pm V_{sat}$), qui délimite la zone de fonctionnement de l'amplificateur : $V_{sat} = V_{CC} - \delta$, δ est de l'ordre du volt.

Dans la pratique, il est fréquent qu'on considère l'amplificateur opérationnel avec ses caractéristiques essentielles idéales qui sont :

- ✓ Gain infini ;
- ✓ Impédance d'entrée infini ;
- ✓ Impédance de sortie nulle.

Ces caractéristiques justifient le modèle très simple de l'amplificateur opérationnel indiqué qu'à la figure IV-11.

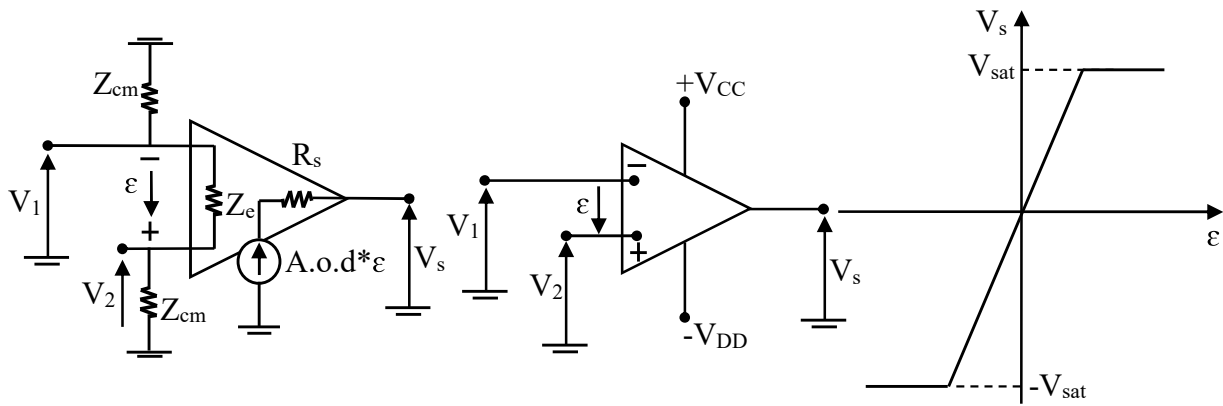


Figure IV-11 : Schéma équivalent d'un A.O.P idéal : $Z_e = \infty$; $R_s = 0$; $A.o.d = \infty$; $\varepsilon = 0$.

Z_{cm} est l'impédance d'entrée en mode commun ($V_1 = V_2 \neq 0$), de l'ordre de plusieurs $M\Omega$, dans le domaine de la bande passante de l'amplificateur. Z_{cm} diminue rapidement quand la fréquence augmente.

Z_e l'impédance différentielle d'entrée, de l'ordre de $1 M\Omega$ [8]. La résistance de sortie est basse, de l'ordre de quelques ohms. L'amplificateur différentielle $A.o.d$ est élevée, elle atteint 10^5 à 10^6 aux fréquences basses ($\mu A.741$ et $TL.081$) [8].

Dans la pratique, on adopte pour schéma équivalent en régime dynamique, celui d'un A.O.P idéal, dans lequel les impédances d'entrée sont infinies $Z_e = Z_{cm} = \infty$, la résistance de sortie nulle ($R_s = 0$) et l'amplification différentielle infinie ($A.o.d = \infty$). Dans ces conditions :

$$\begin{cases} V_1 = V_2; \\ \varepsilon = V_2 - V_1 \cong 0; \\ V_s = A.o.d * \varepsilon < V_{sat} \end{cases} \dots\dots\dots (IV-5)$$

En régime linéaire ($V_s < V_{sat}$), les entrées inverseurs et non inverseurs sont au même potentiel. Le courant différentiel d'entrée i_d est nul :

$$i_d = 0 \dots\dots\dots (IV-6)$$

III-2. Circuit de base d'un comparateur

Compte tenu de son gain en tension très élevé et, par conséquent, de sa zone de linéarité très étroite, un amplificateur opérationnel démuné d'une boucle de contre-réaction possède un fonctionnement caractérisé par les relations suivantes :

$$\text{Si } \begin{cases} V_+ > V_- \Rightarrow V_s = V_H \\ V_+ < V_- \Rightarrow V_s = V_B \end{cases} \dots\dots\dots (IV-7)$$

La sortie du comparateur prend deux états haut et bas en fonction de la différence entre les deux signaux appliqués aux entrées (figure IV-12). Le basculement s'effectue au moment où $\varepsilon = V_+ - V_-$ est égal à zéro. De plus, les niveaux V_H et V_B sont en général voisins des tensions d'alimentation V_{CC} et $-V_{DD}$.

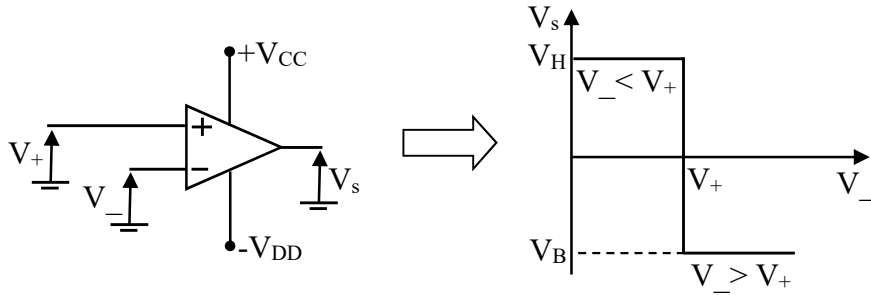


Figure IV-12 : Amplificateur opérationnel comparateur.

Remarque : les valeurs des tensions V_+ et V_- , doivent être comprises entre V_H et V_B .

III-3. Bascule de schmitt

L'hystérésis est créée par une réaction positive (borne +) à l'aide d'un diviseur de tension formé par R_1 , R_2 ; c'est grâce à cette réaction positive que le système bascule rapidement chaque fois que la différence $V_+ - V_e$ change de signe. L'hystérésis est caractérisée par :

$$\Delta V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * (V_M - V_m) \dots \dots \dots (IV-8)$$

Le dispositif convertit un signal d'entrée de forme quelconque en un signal carré dont le temps de monté est indépendant de la forme du signal d'entrée.

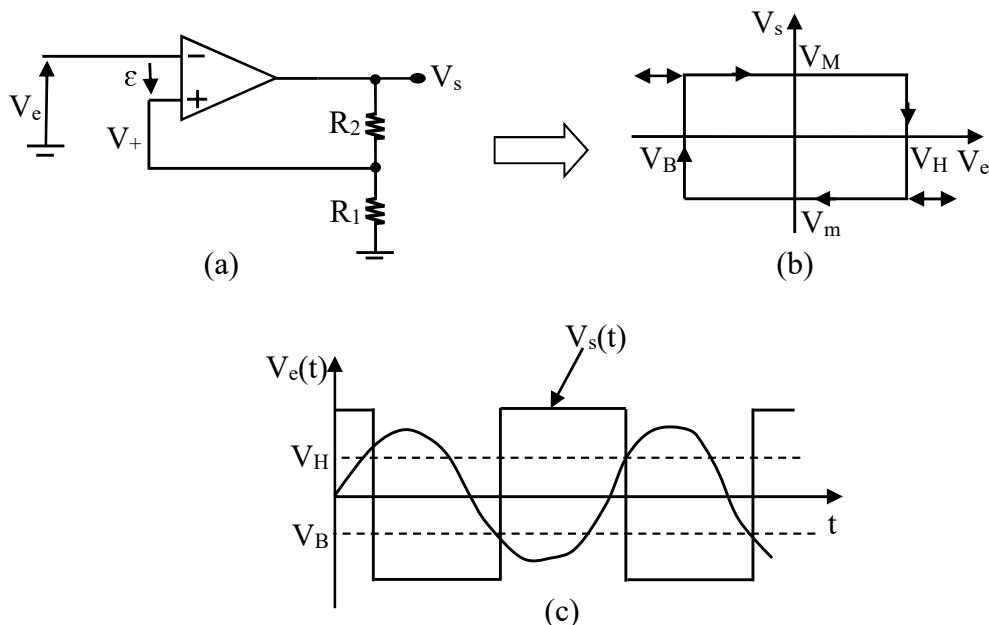


Figure IV-13 : Bascule de schmitt.

D'après la figure IV-13 (a), on trouve :

$$\begin{cases} V_e(t) = -\varepsilon - R_1 * i \\ V_s(t) = -(R_1 + R_2) * i \end{cases} \dots\dots\dots (IV-9)$$

Sachant que le basculement du comparateur s'effectue au moment où $\varepsilon = 0$, on obtient donc :

$$\varepsilon = 0 \Rightarrow V_e(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_s(t) \dots\dots\dots (IV-10)$$

Lorsque $V_s(t)$ égal à V_M , on a :

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{sM} \dots\dots\dots (IV-11)$$

Lorsque $V_s(t)$ égal à V_m , on a :

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{sm} \dots\dots\dots (IV-12)$$

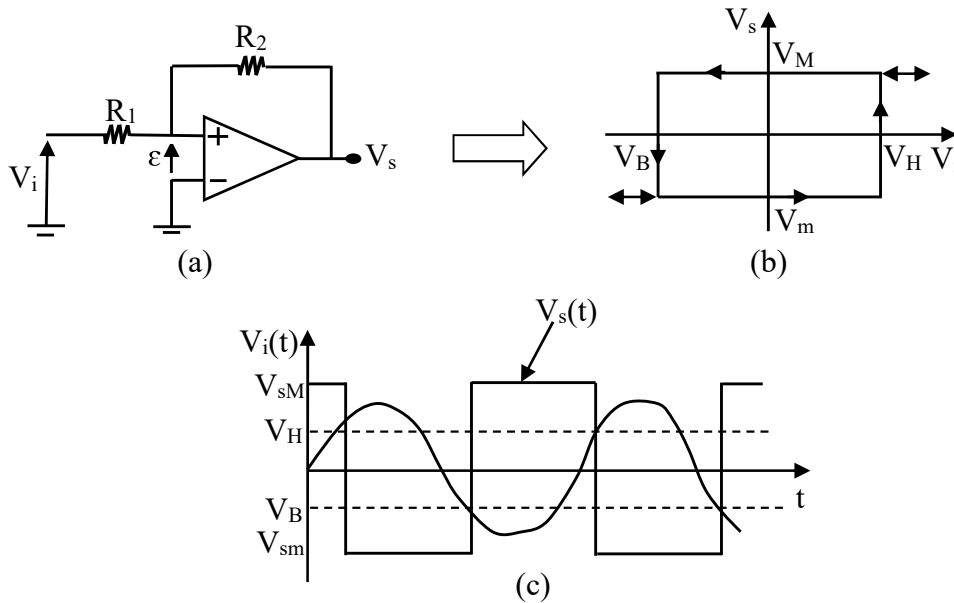


Figure IV-14 : Bascule de schmitt.

La figure IV-14 montre un autre montage du comparateur à hystérésis, dont la formule peut s'écrire :

$$\varepsilon = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_s(t) \dots\dots\dots (IV-13)$$

Le basculement du comparateur a lieu pour :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_H = \frac{R_1}{R_2} * V_{sM} \\ V_B = \frac{R_1}{R_2} * V_{sm} \end{array} \right. \dots\dots\dots (IV-14)$$

TD N°1 : DÉFINITIONS ET CARACTÉRISTIQUES DE L'IMPULSION

Exercice n°1 :

Considérer l'onde rectangulaire de la figure 1.

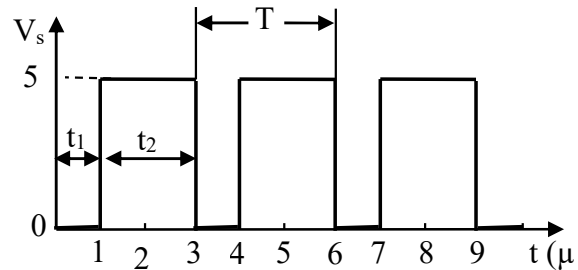


Figure -1-

I. Calculer :

- 1- La période T.
- 2- $V_{S_{moy}}$.
- 3- Le coefficient d'utilisation.
- 4- Le rapport cyclique.

II. Si $t_1 = t_2$ calculer :

- 1- La période T.
- 2- V_{smoy} .
- 3- Le coefficient d'utilisation.
- 4- Le rapport cyclique.

Exercice n°2 :

Considérer l'onde rectangulaire de la figure 2.

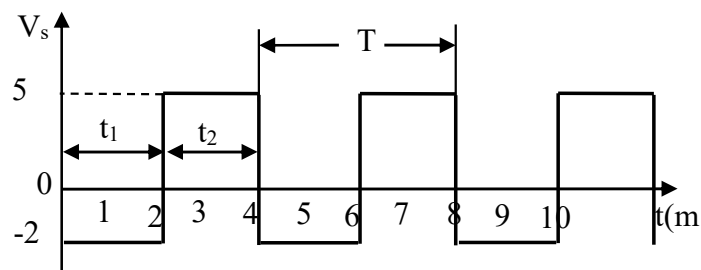


Figure -2-

Calculer $V_{S_{moy}}$?.

Exercice n°3 :

Considérer l'onde triangulaire suivante :

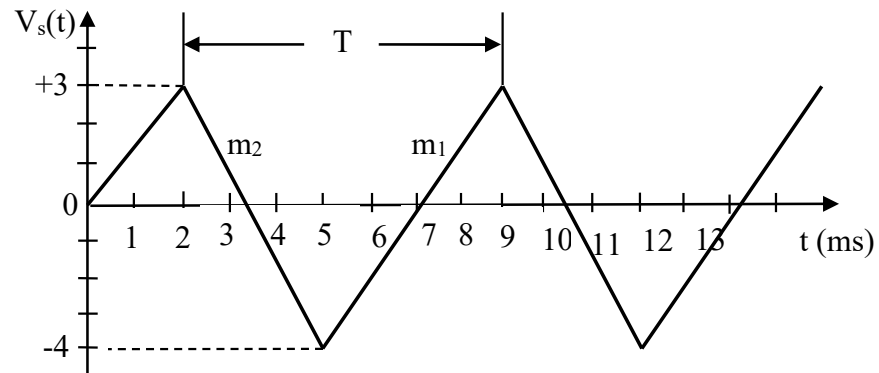


Figure -3-

Calculer :

1. Les pentes m_1 et m_2 .
2. La période T .
3. La fréquence.
4. La valeur moyenne.

TD N°2 : CIRCUIT RC EN COMMUTATION

Exercice n°1 :

Soit le réseau suivant :

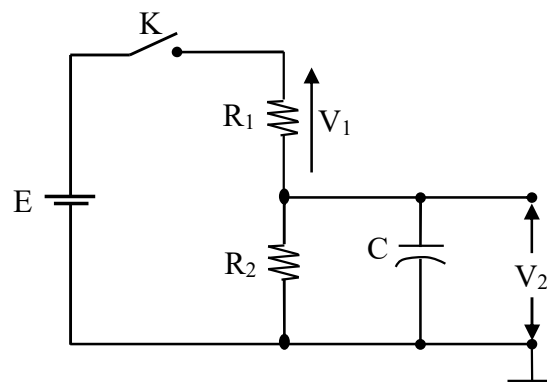


Figure -1-

- 1- Donner la loi de variation de la tension V_1 en fonction du temps.

2- Calculer la valeur de V_1 après 5 s de la fermeture de l'interrupteur K.

A.N : $E = 20\text{V}$; $R_1 = 2\text{ M}\Omega$; $R_2 = 4\text{ M}\Omega$; $C = 5\text{ }\mu\text{F}$.

Exercice n°2 :

Soit le circuit et la forme d'onde de son entrée illustrés à la figure 2.

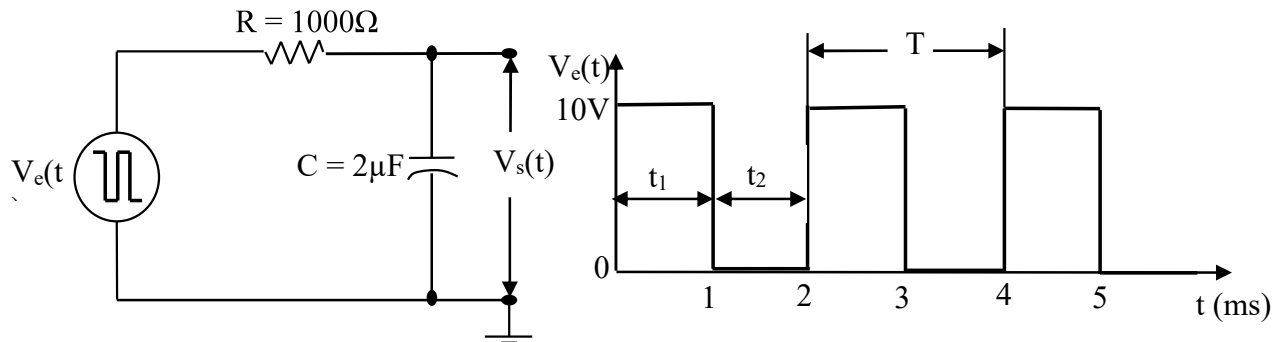


Figure -2-

Quelle est la forme d'onde de la tension aux bornes du condensateur si $t_1 = t_2$ pour une fréquence 500 Hz ?

Remarque : supposer que le condensateur est initialement déchargé.

Exercice n°3 :

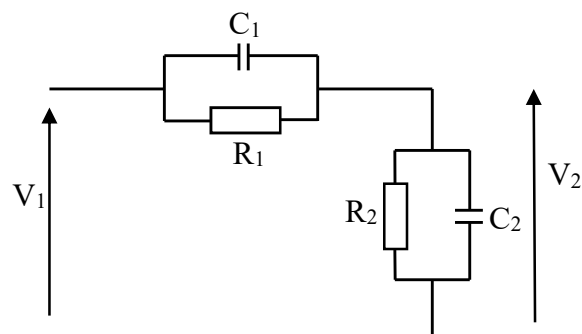


Figure -3-

1. Exprimer le rapport $A_v = V_2/V_1$ du circuit ci-dessus.
2. Quelle relation doit il exister entre R_1 , R_2 , C_1 , C_2 pour que A_v soit constant quelle que soit la fréquence ?
3. Calculer alors A_v et C_1 si $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 90\text{ k}\Omega$, $C_2 = 1\text{ nF}$.
4. a) Si $C_1 = C_2 = C$, Donner $A_v = V_2/V_1$.
b) Calculer A_v pour $C_1 = C_2 = C$ et $R_1 = R_2 = R$.

TD N°3 : COMPOSANTS ACTIFS EN COMMUTATION

Exercice n°1 :

Soit le montage de la figure qui suit :

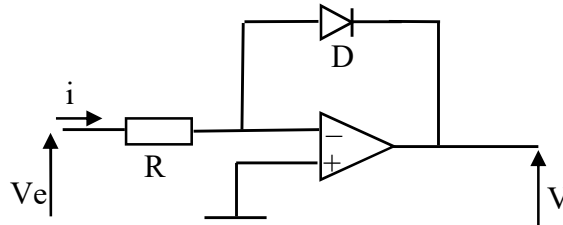


Figure -1-

Où D est une diode traversée par un courant i tel que :

$$i = i_s \exp (V_D/U_T)$$

Où i_s est le courant de saturation et V_D la tension aux bornes de la diode quand elle est passante.

$$U_T = (K_B T/q) = 26 \text{ mV}$$

- 1- Comment s'appelle-t-on ce circuit ?
- 2- Déterminer la tension de sortie V_s en fonction des éléments du montage, l'A.O.P étant supposé parfait.
- 3- Calculer la tension de sortie V_s pour $R = 10 \text{ K}\Omega$, $i_s = 10 \text{ nA}$ et $V_e = 5\text{V}$.

Exercice n°2 :

On souhaite protéger un circuit, alimenté par une tension U , contre des surtensions éventuelles provenant de l'alimentation. On propose pour cela d'utiliser le montage ci-dessous ou :

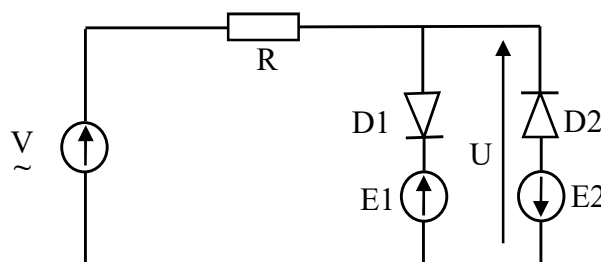


Figure -2-

- Les fém E_1 et E_2 sont positives continues.
 - V est la tension d'alimentation du montage, priori variable.
 - Les diodes D_1 et D_2 sont supposées parfaites.
- 1- Tracer la caractéristique de transfert $U=f(V)$.
 - 2- Tracer $U(t)$ si $V(t)=V_0 \sin (wt)$ avec $V_0 > \max (E_1,E_2)$.

Exercice n°3 :

Considérer le circuit de la figure 3 :

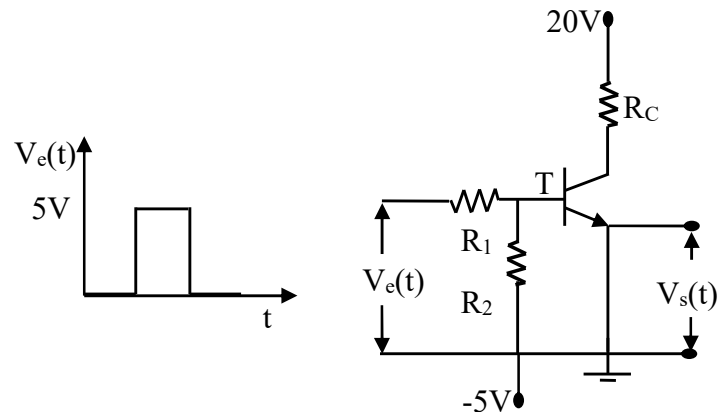


Figure -3-

Trouver les valeurs de R_C , R_2 et R_1 , afin que T se comporte comme un commutateur, sachant que :

$I_C = 20\text{mA}$; $\beta = 50$, $V_{BE} = 0.7\text{V}$ et $V_{CE(\text{sat})} = 0.3\text{V}$.

TD N°4 : CIRCUIT DE MISE EN FORME

Exercice n°1 :

Soit le montage de la figure qui suit :

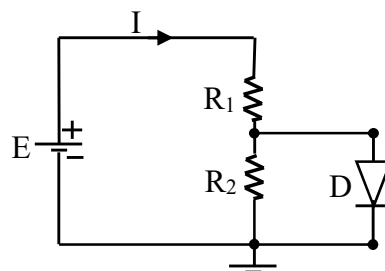


Figure -1-

On supposera que la diode est parfaite et possède une tension de seuil égale à 0.6V.

- 4- Déterminer l'état de la diode (passante ou bloqué) ?
- 5- Dans le cas où la diode est passante, déterminer le courant I_d qui la traverse ?

Sachant que : $E = 10\text{V}$, $R_1 = 200\ \Omega$ et $R_2 = 80\ \Omega$.

Exercice n°2 :

Soit le montage de la figure qui suit :

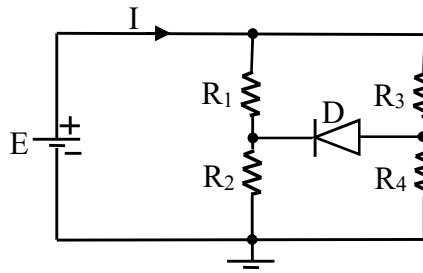


Figure -2-

On supposera que la diode est parfaite et possède une tension de seuil égale à 0.6V.

- 1- Déterminer l'état de la diode (passante ou bloqué) ?
- 2- Dans le cas où la diode est passante, déterminer le courant I_d qui la traverse ?

Sachant que : $E = 10V$, $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 200 \Omega$, $R_3 = 200 \Omega$ et $R_4 = 80 \Omega$.

Exercice n°3 :

Soit le montage de la figure qui suit :

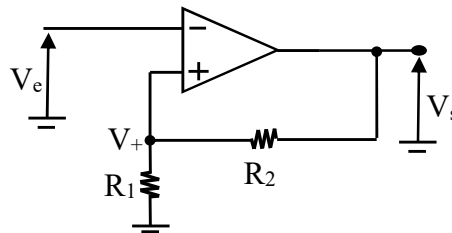


Figure -3-

Si $V_e(t) = V_0 \cdot \cos(\omega t)$, on suppose que l'amplificateur opérationnel est caractérisé par les deux valeurs de sortie $V_{\min}$ et $V_{\max}$ telles que :

$$V_{\min} = -V_{\max} \text{ et } \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{\max} < V_0.$$

On posera $\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$

Calculer la valeur de la tension de sortie à l'instant $t = 0$.

La tension V_e décroissant de V_0 vers $-V_0$, déterminer sa valeur pour laquelle se produit le basculement de la tension de sortie.

La tension V_e croissant de $-V_0$ vers V_0 , déterminer sa valeur pour laquelle se produit le basculement de la tension de sortie.

Tracer sur un même graphe les variations des tensions V_e et V_s . Quel est l'intérêt de ce montage ?

Tracer la caractéristique $V_s = f(V_e)$.

Exercice n°4 :

On considère le montage de la figure 4.

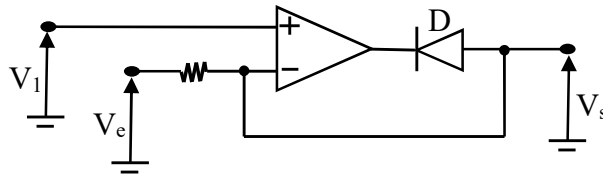


Figure -3-

Si $V_e(t) = V_{\max} * \cos \omega t$, déterminer et tracer l'évolution de la tension de sortie $V_s(t)$?

Remarque : la diode sera supposée idéale.

TD N°5 : CONVERSION A/N ET N/A

Exercice n°1 :

A l'aide d'un registre binaire 8 bits, d'un réseau résistif et d'un amplificateur sommateur.

1°) Schématisez un convertisseur numérique-analogique élémentaire en expliquant le principe de conversion N/A.

2°) Exprimez la tension de sortie V_s du CNA en fonction des paramètres du circuit.

Quel est le nombre de points de mesure de ce CNA.

3°) Si la valeur pleine échelle est 10V. Quelle sera la valeur du quantum q et celle de V_s ?

4°) Comment faut-il choisir les paramètres intrinsèques au CNA (tension de référence, les résistances) pour obtenir cette valeur de q .

Remarque : l'information à l'entrée = 11001010).

Exercice n°2 :

Soit le convertisseur N/A à résistance pondérées de 4 bits (figure 1).

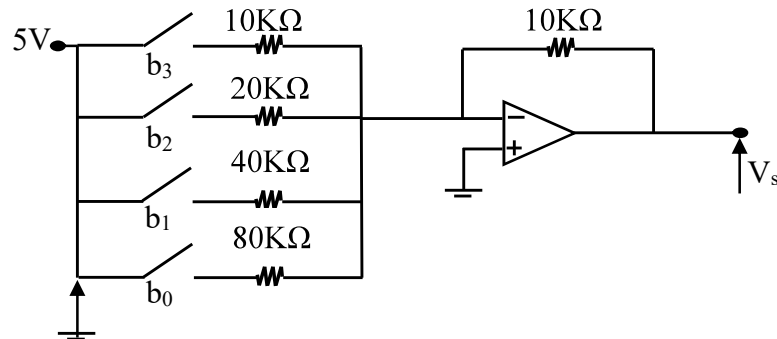


Figure -1-

- 1- Tracer la caractéristique de conversion $V_s = f(N)$?.
- 2- Calculer la valeur de quantum ?.

TD N°6 : CIRCUITS À DEUX ÉTATS : LES MULTIVIBRATEURS

Exercice n°1 :

Soit le circuit du multivibrateur astable illustré à la figure 1.

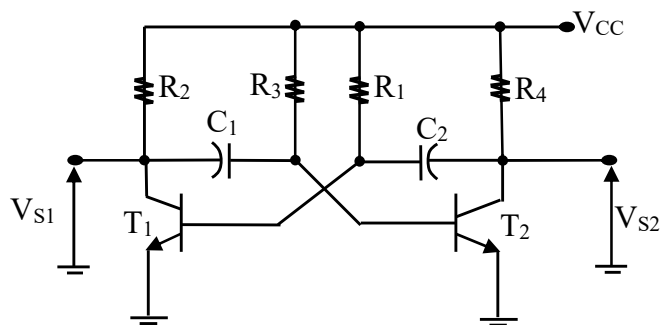


Figure -1-

Pour : $R_2 = R_4 = 1K\Omega$, $R_3 = R_1 = 10K\Omega$ et $C_1 = C_2 = 0.01\mu F$.

Calculer la période et la fréquence d'oscillation ?.

Exercice n°2 :

On considère le montage de la figure 2.

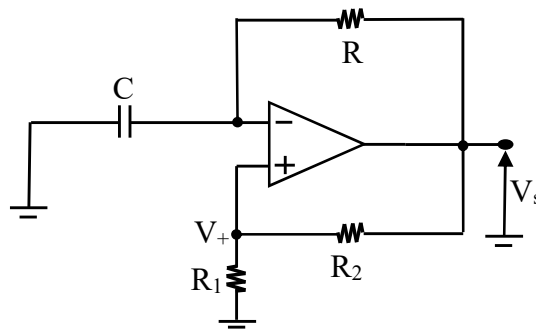


Figure -2-

- 1- Calculer l'expression de V_+ en fonction de V_s ?.
- 2- Montrer que la tension V_- est une solution de l'équation différentielle ?.
- 3- On suppose à $t = 0s$, le condensateur est déchargé et que $V_s = V_{sat}$. Déterminer et tracer en fonction du temps les variations de la tension V_- jusqu'au point de basculement du comparateur ?.
- 4- Le comparateur ayant basculé, déterminer et tracer les nouvelles variations de la tension V_- ?.