

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

Faculté de Technologie
Département d'Électronique

OPTION

Électronique

CYCLE

Licence

Support de cours

Électronique des impulsions

Par :

Dr. GUERMAT Noubel

Année universitaire : 2015/2016

SOMMAIRE

Chapitre I Définitions et caractéristiques de l'impulsion

I- Définition d'un signal analogique	1
II- Caractéristiques d'un signal analogique	2
II.1- Formes d'ondes d'un signal	3
a- Formes d'ondes sinusoïdale	3
b- Onde carrées et ondes rectangulaires	5
c- Onde triangulaires	8
d- Trains d'impulsions rectangulaires	9
e- Onde en dents de scie (rampes)	9
II.2- Amplitude et amplitude crête à crête d'un signal	10
1- Définition de l'amplitude	10
2- Définition de l'amplitude crête à crête	10
II.3. Période d'un signal	11
II.4. Fréquence d'un signal	11
II.5. Valeur moyenne d'un signal	12
II.6. Rapport cyclique d'un signal rectangulaire	13
III- Les signaux logiques	14
III-1. Temps caractéristiques d'une impulsion	14
III-2. Définition d'un signal logique (binaire)	15

Chapitre II Circuit RC en commutation

I- Charge et décharge du condensateur d'un circuit RC	16
I-1. Charge d'un condensateur	16
I-2. Décharge d'un condensateur	19
II- Expression générale de la tension aux bornes du condensateur d'un circuit RC intégrateur	22

III- Expression générale de la tension aux bornes de la résistance d'un circuit RC différentiateur	26
IV- Relation entre le temps de montée et la constante de temps d'un circuit RC	29
V- Atténuateur parfait	29

Chapitre III Composants actifs en commutation

I- Diode en commutation	34
I-1. 1 ^{ère} approximation, tension de seuil et résistance différentielle nulles (Diode idéale)	35
I-2. 2 ^{ème} approximation, tension de seuil non nulle et résistance différentielle nulle	37
I-3. 3 ^{ème} approximation, tension de seuil et résistance différentielle non nulle	38
II-Diode Schottky	39
III- Transistor en commutation	40
III-1. Différents régimes de fonctionnement	40
a) Régime bloqué	41
b) Régime saturé	42
III-2. Caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$	42
III-3. Suiveur	46

Chapitre IV Circuit de mise en forme

I- Ecrêteurs-limiteurs	48
II-Détecteur de crêtes	51
III- Amplificateur opérationnel fonctionnant en comparateur	52
III-1. Généralités	52
1- Présentation de l'amplificateur opérationnel (A.O.P)	52
2- Caractéristique de fonctionnement	53
III-2. Circuit de base d'un comparateur	54
III-3. Bascule de schmitt	55

Chapitre V Conversion A/N et N/A

I- Introduction	58
II-La conversion analogique-numérique	59
II-1. Introduction	59

a- Théorie de l'échantillonnage	60
b- Théorème de Shannon	61
c- Théorie de quantification	61
II-2. Différentes types de convertisseur analogique-numérique	64
a- Le convertisseur à intégration simple rampe	64
b- Le convertisseur à intégration double rampe	66
c- Le convertisseur à approximations successives	67
d- Le convertisseur flash (ou par comparaison directe)	69
III- Echantillonneur/bloqueur	70
III-1. Définition d'un échantillonneur/bloquer	70
III-2. Structure interne d'un échantillonneur/bloquer	72
IV- La conversion numérique-analogique	74
IV-1. Principe de la conversion numérique-analogique	74
IV-2. Convertisseur à résistances pondérées	75
IV-3. Convertisseur à réseau en échelle R-2R	77
 Chapitre VI Circuits à deux états : les multivibrateurs	
I- Introduction	79
II- Multivibrateur monostable	79
III- Multivibrateur monostable a circuit intégré	86
IV- Multivibrateur bistable	88
V- Multivibrateur astable	91
 Bibliographique	 93
Annexe	94

Chapitre I

*Définitions et
caractéristiques de
l'impulsion*

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 :

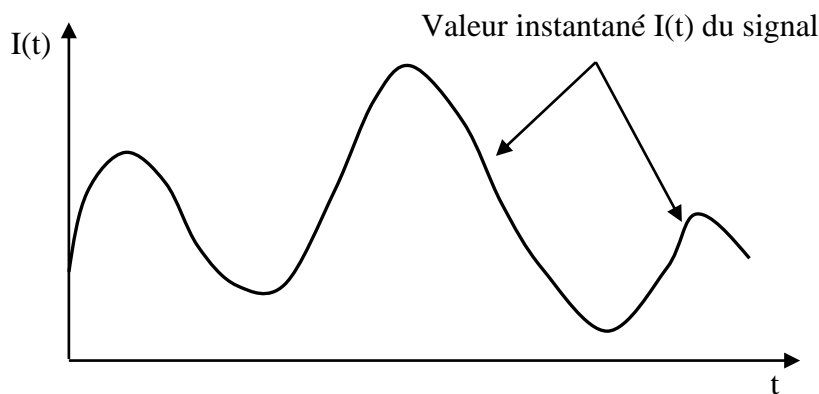


Figure I-1 : Exemple de signal analogique variable.

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

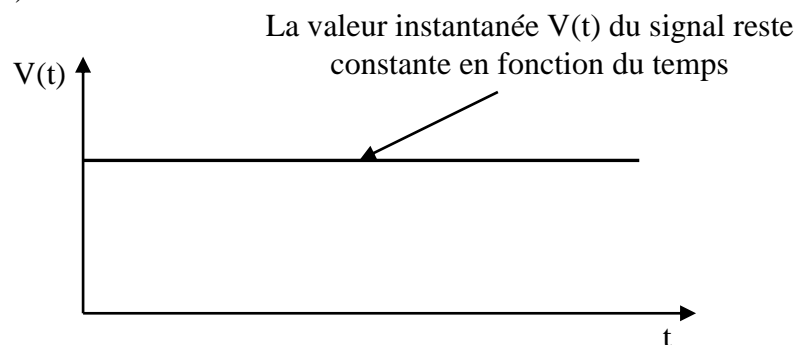


Figure I-2 : Exemple de signal analogique continu.

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

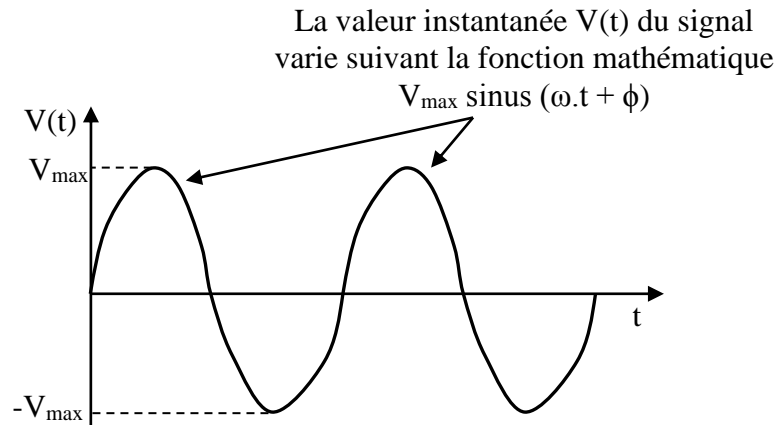


Figure I-3 : Exemple de signal alternatif sinusoïdal.

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 examinons 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).

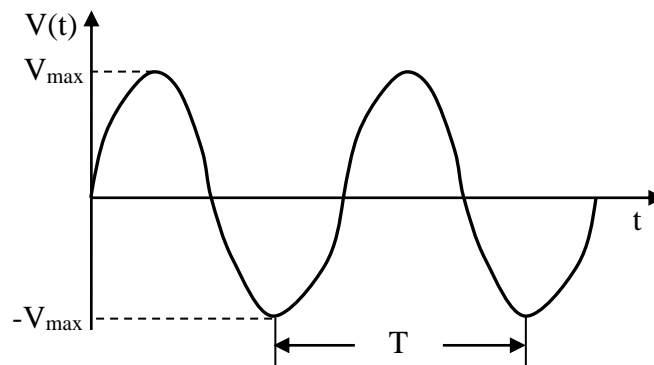


Figure I-4 : Forme d'onde sinusoïdale.

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).

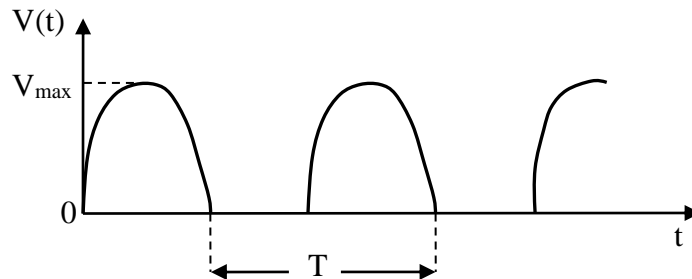


Figure I-5.a : Forme d'onde du redressement simple alternance d'une tension sinusoïdale.

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 :

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

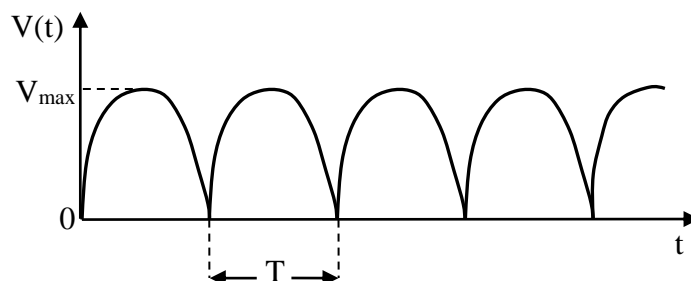


Figure I-5.b : Forme d'onde du redressement double alternance d'une tension sinusoïdale.

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) ;

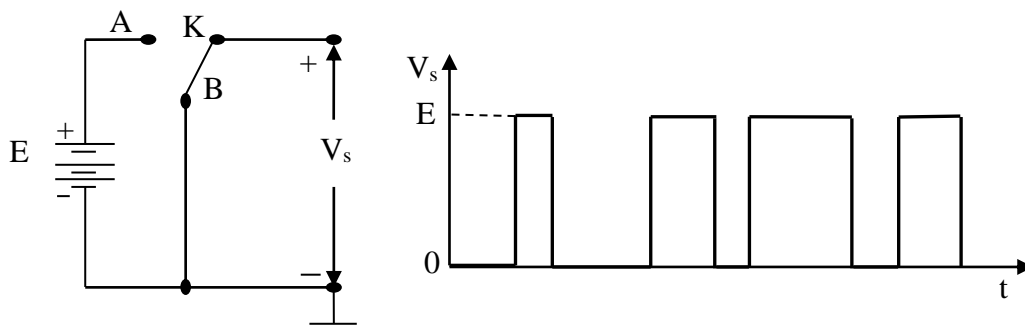


Figure I-6.a : Premier mode de génération d'une onde rectangulaire.

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) ;

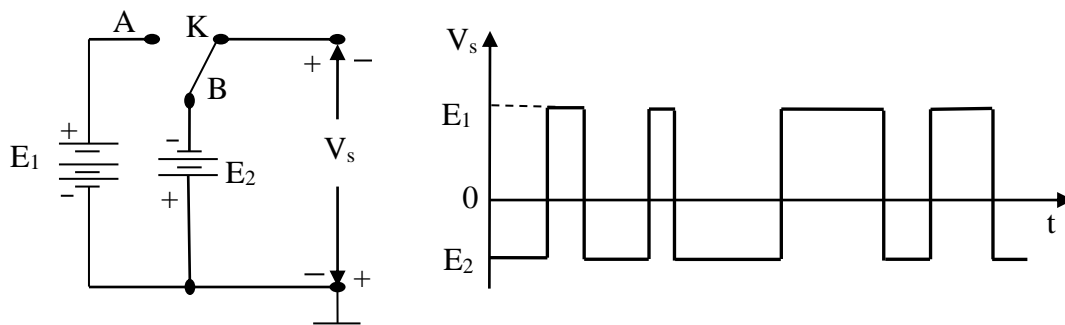


Figure I-6.b : Deuxième mode de génération d'une onde rectangulaire.

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) ;

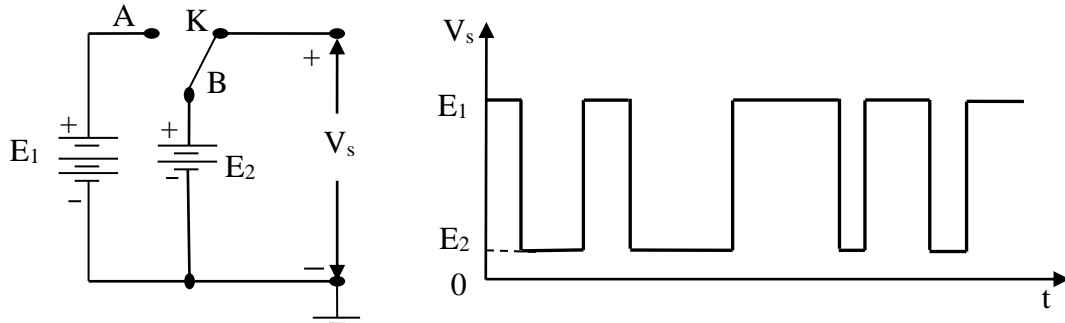


Figure I-6.c : Troisième mode de génération d'une onde rectangulaire.

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.

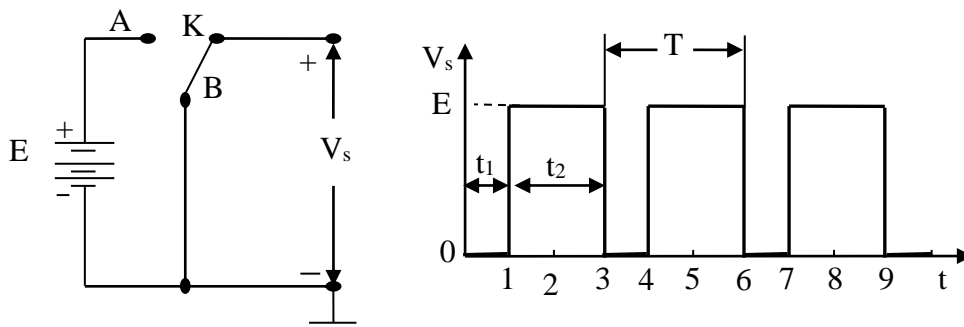


Figure I-7 : Onde rectangulaire périodique.

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

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

Avec,

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

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).

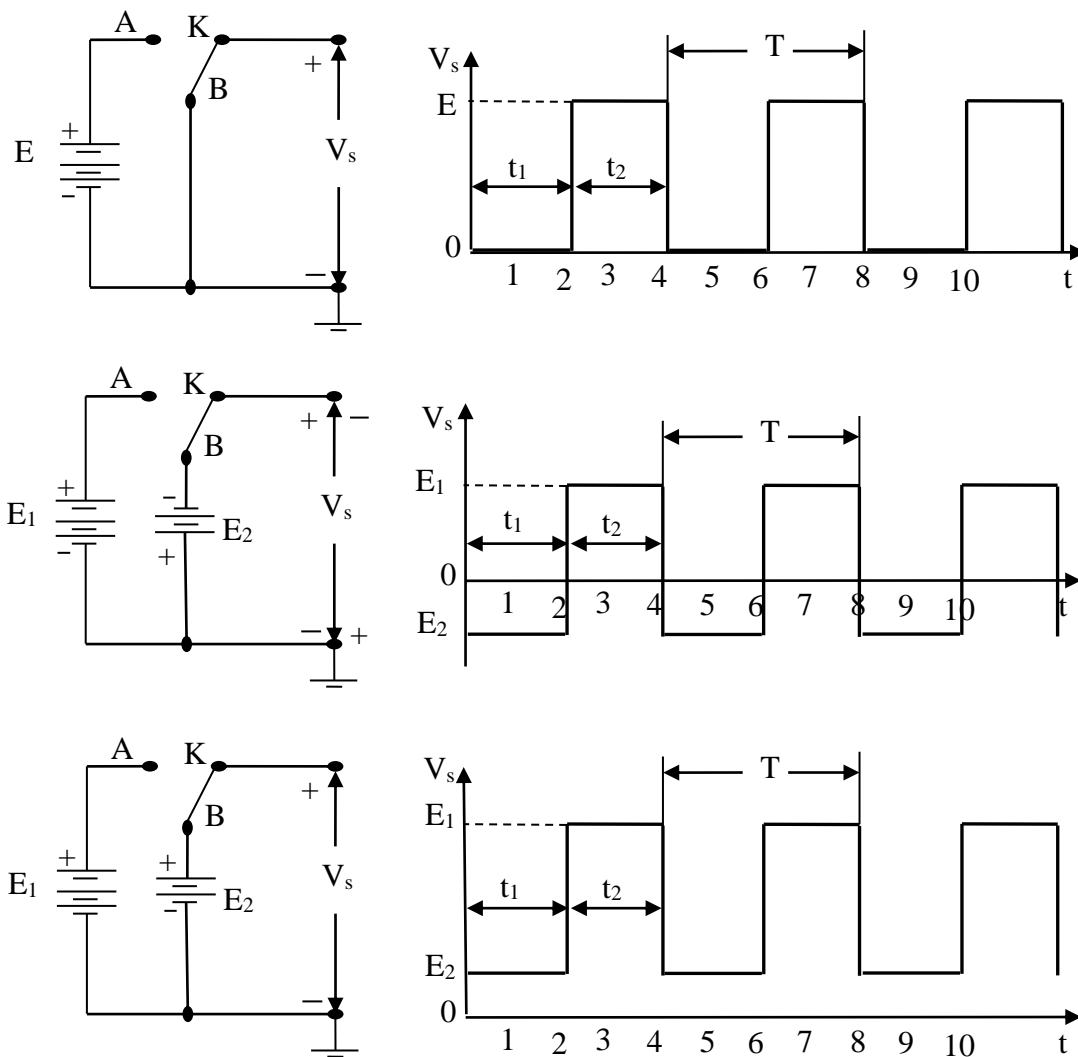


Figure I-8 : Illustration des trois types d'ondes carrées.

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 : $|m_1| \neq |m_2|$

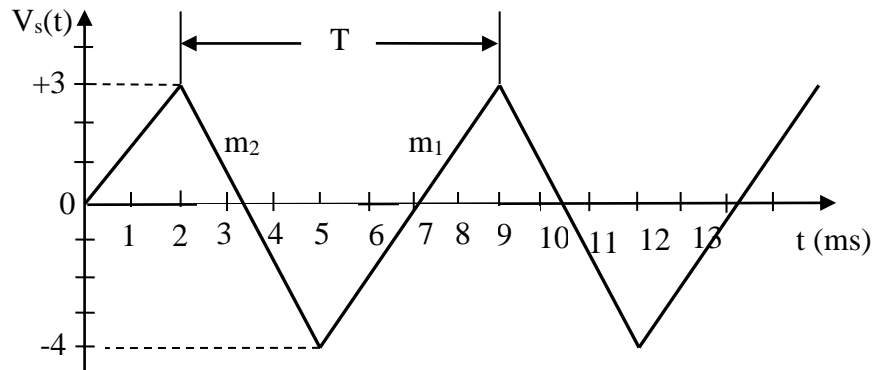


Figure I-9.a : Exemple d'une onde triangulaire telle que $|m_1| \neq |m_2|$.

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 : $|m_1| = |m_2|$

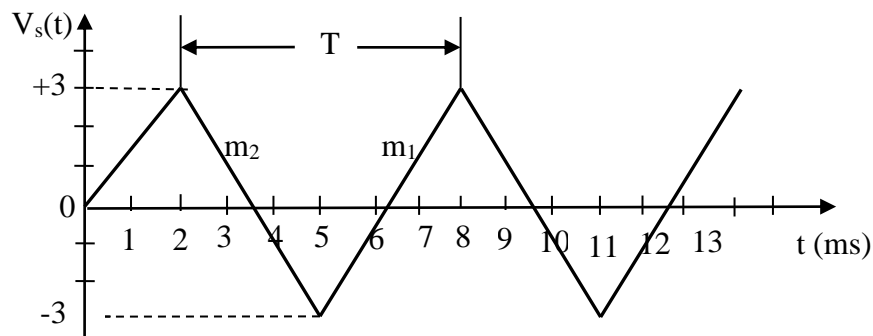


Figure I-9.b : Exemple d'une onde triangulaire telle que $|m_1| = |m_2|$.

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.

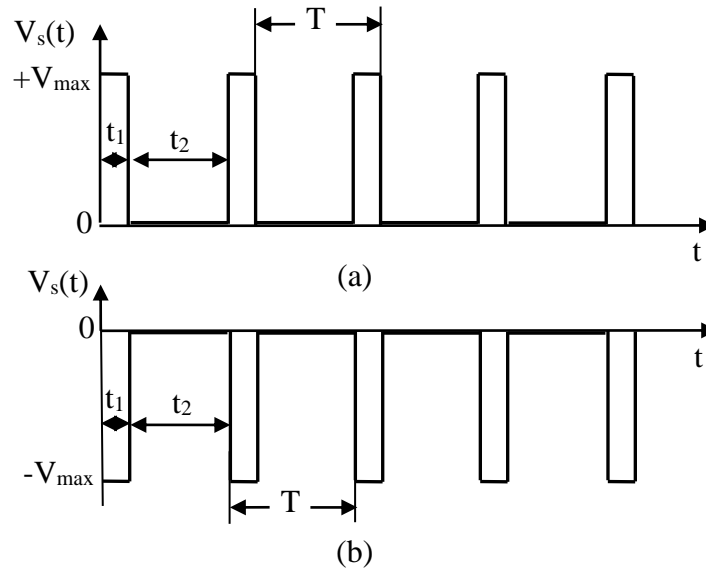


Figure I-10 : Trains d'impulsions (a) positive, (b) négative.

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)

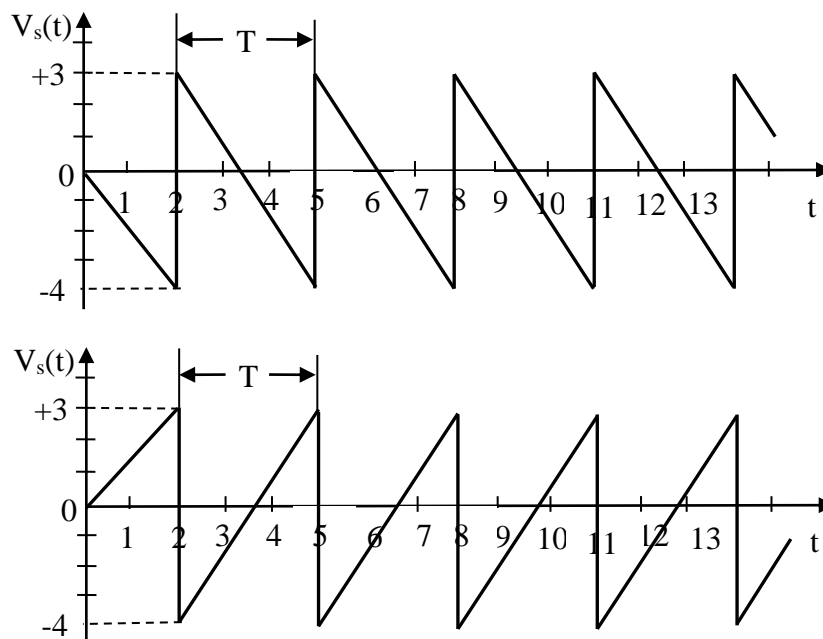


Figure I-11 : Onde en dents de scie.

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 :

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

Exemple I-1 :

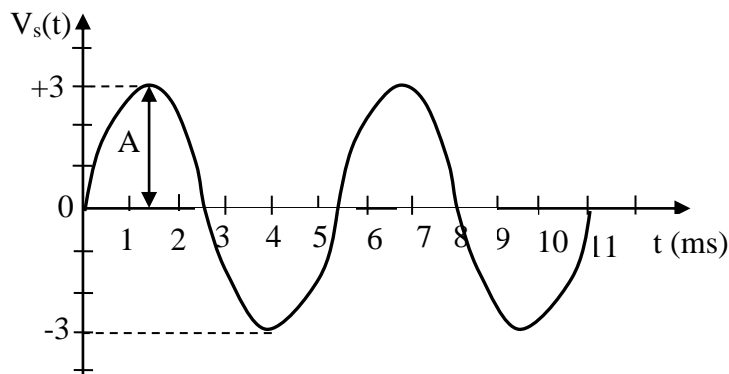


Figure I-12 : Exemple d'un signal sinusoïdal.

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

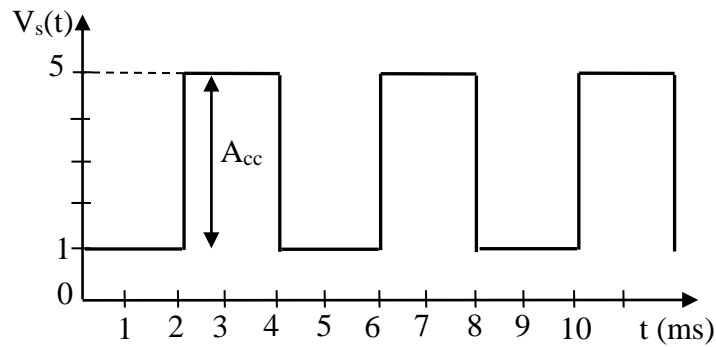
$$A = V_{\max} - V_{\text{moy}}$$

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 :

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

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 :

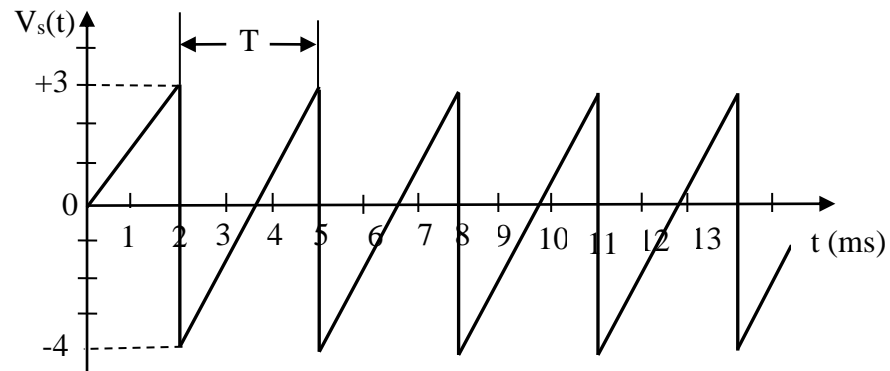
$$A_{cc} = V_{\max} - V_{\min}$$

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 :

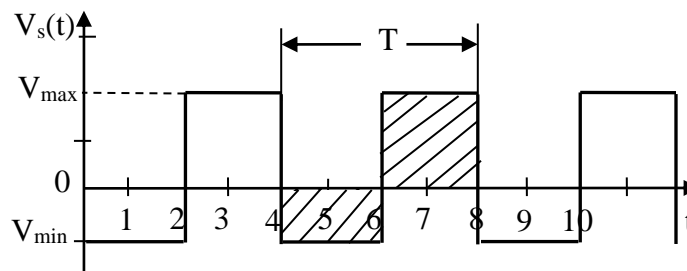


Figure I-14 : Exemple d'un signal carré.

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).

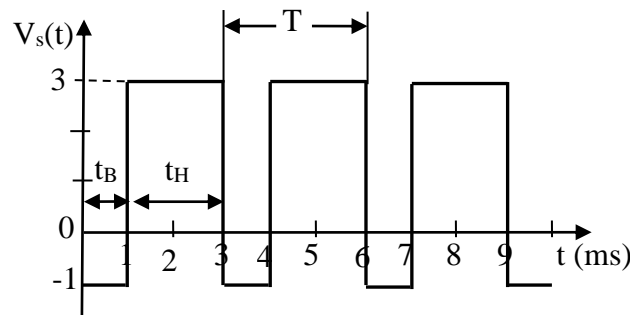


Figure I-15 : Exemple d'un signal rectangulaire.

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

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 :

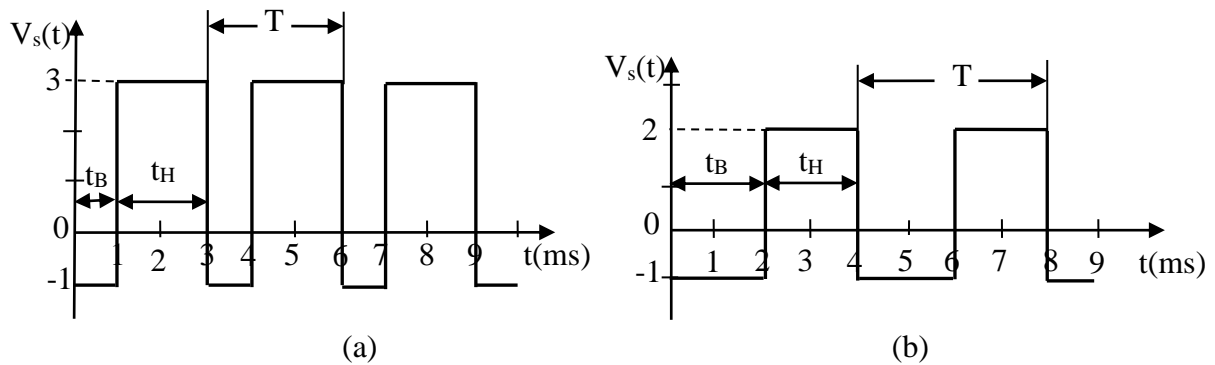


Figure I-16 : Exemple des signaux : (a) rectangulaire et (b) carré.

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).

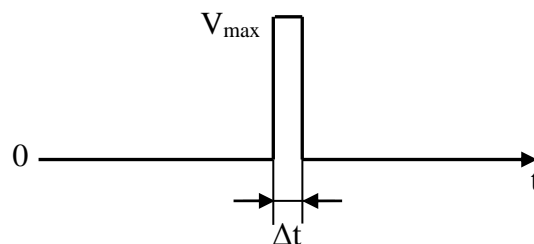


Figure I-17 : Exemple d'une impulsion théorique.

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.

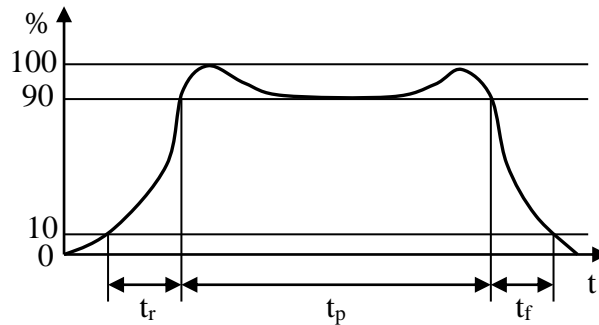


Figure I-18 : Allure réelle d'une impulsion et temps caractéristiques.

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.

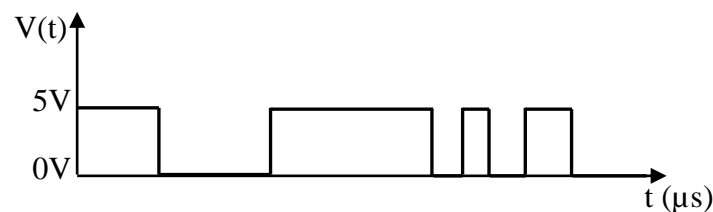


Figure I-19 : Exemple d'un signal logique.

Chapitre II

Circuit RC en commutation

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 :

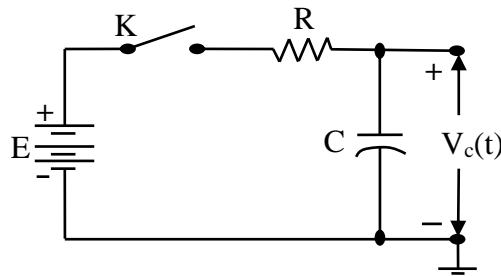


Figure II-1: Charge du condensateur C d'un circuit RC.

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

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 .

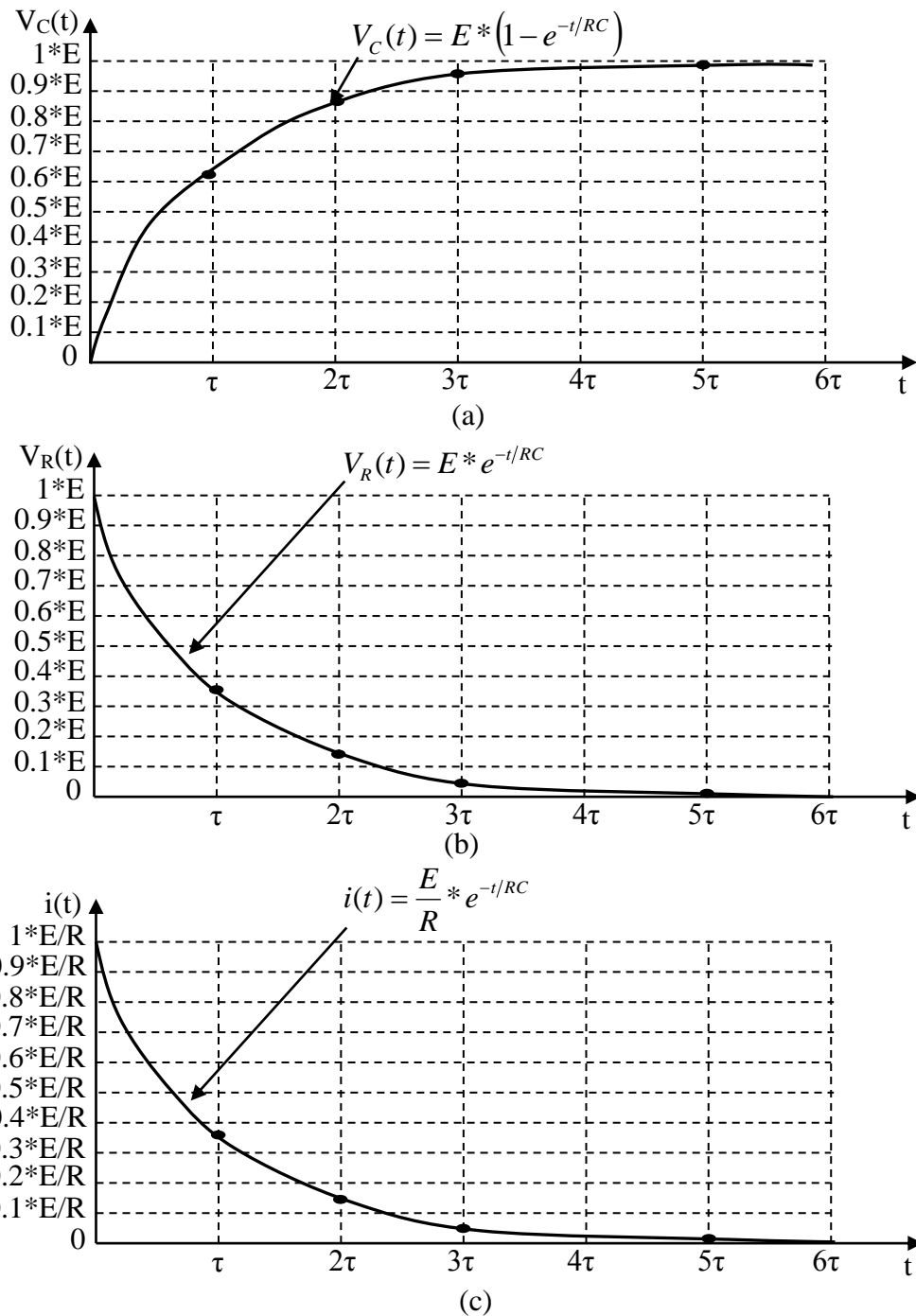


Figure II-2: Courbes des tensions ($V_C(t)$ et $V_R(t)$) et courant ($i(t)$) de la charge du condensateur C d'un circuit RC en fonction du temps t.

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

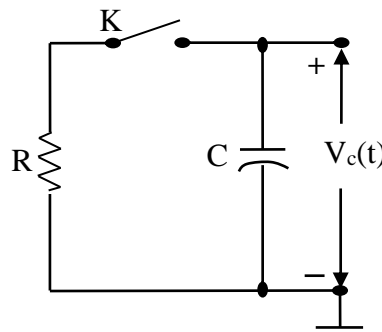


Figure II-3: Décharge du condensateur C dans la résistance R .

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 .

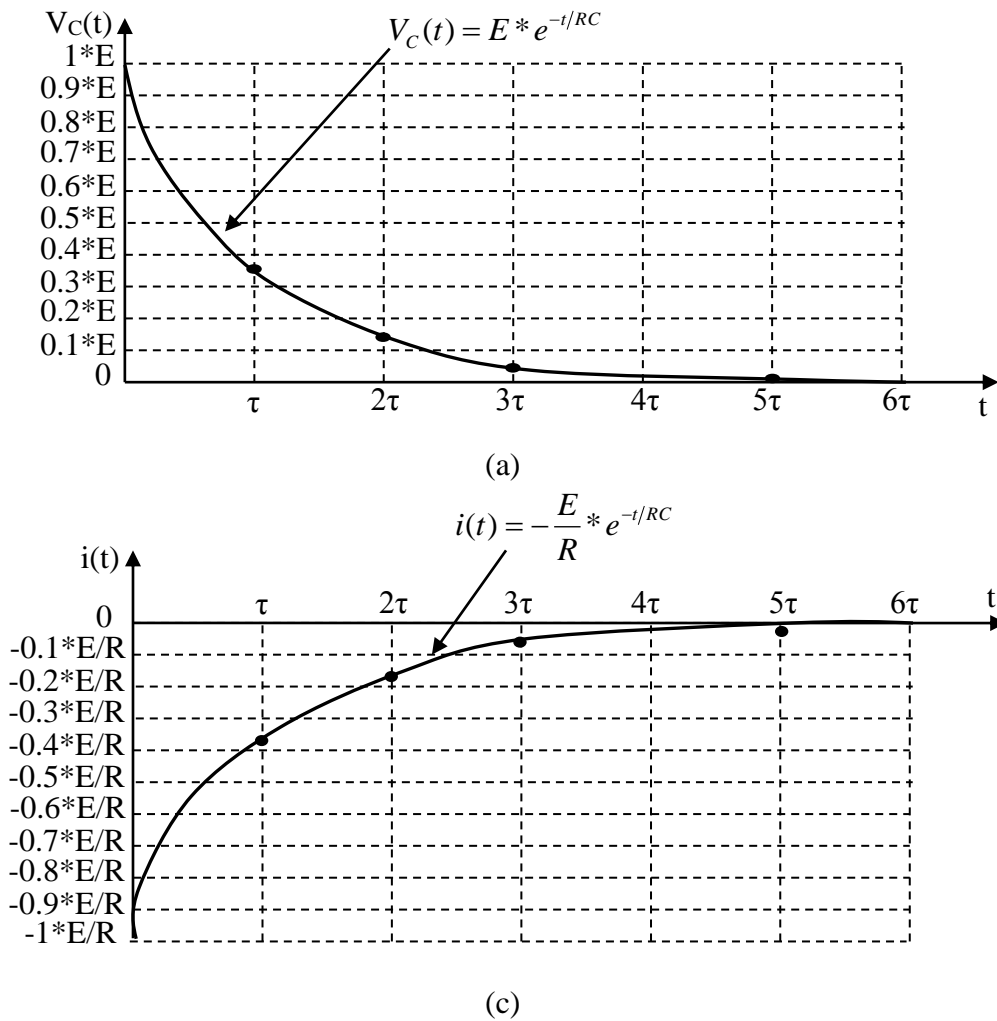


Figure II-4: Courbes de la tension $V_C(t)$ et du courant $i(t)$ de la charge du condensateur C d'un circuit RC en fonction du temps t .

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.

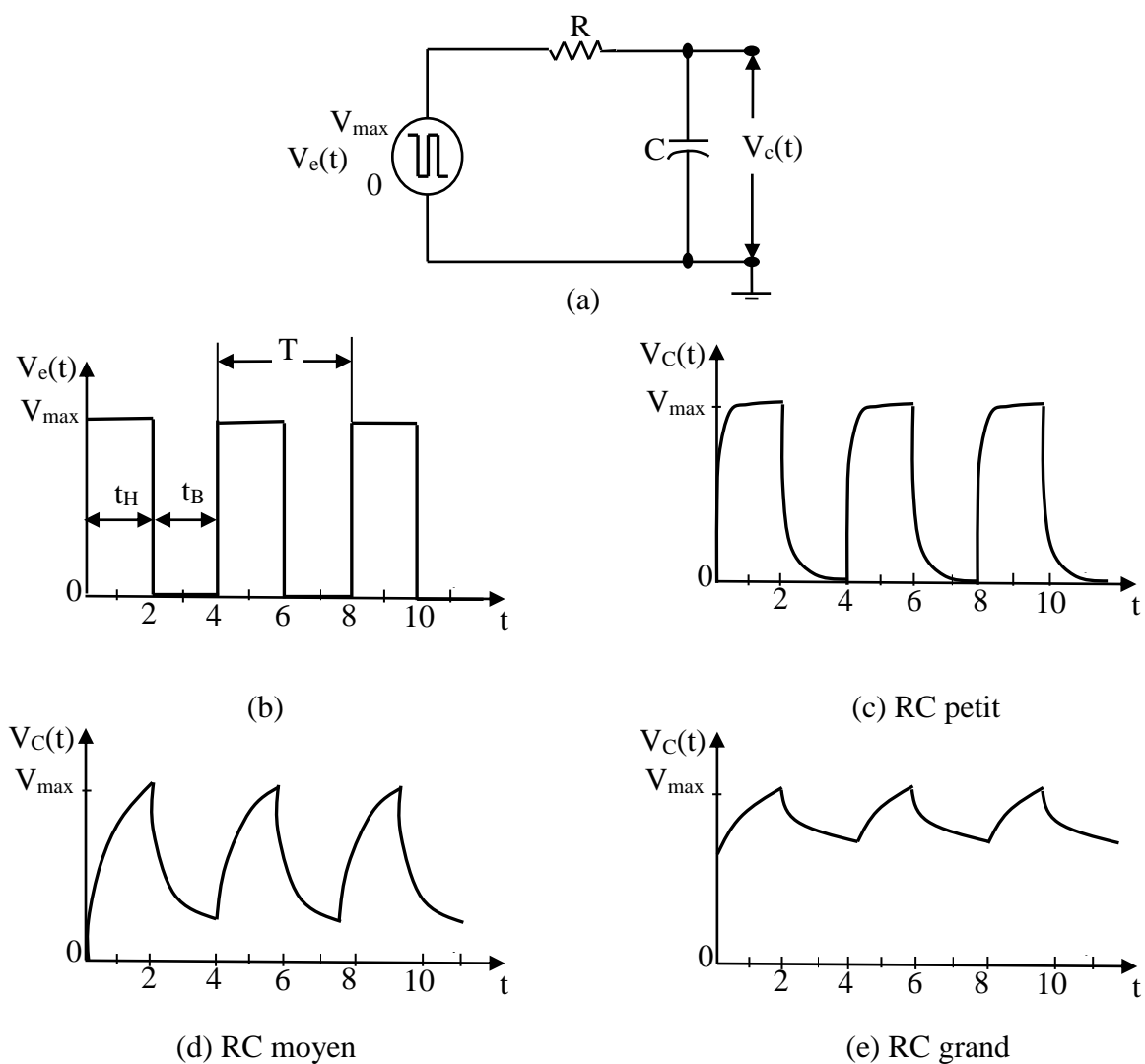


Figure II-5 : Classification des circuits RC : (a) circuit RC, (b) entrée $V_e(t)$, (c) sortie $V_c(t)$ pour RC petit, (d) sortie $V_c(t)$ pour RC moyen, (e) sortie $V_c(t)$ pour RC grand.

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.

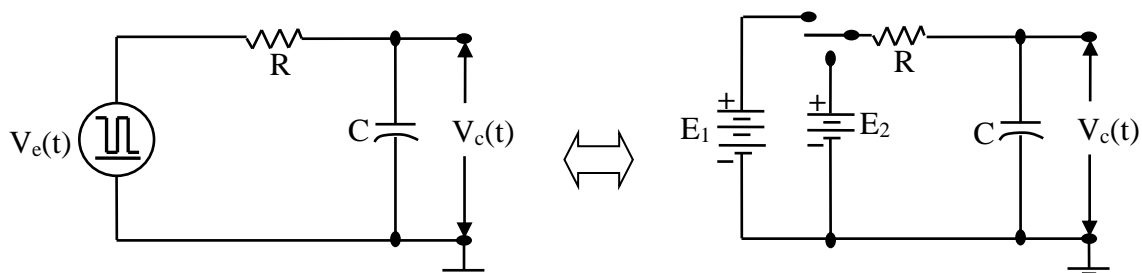


Figure II-6 : Circuit RC intégrateur et son équivalent.

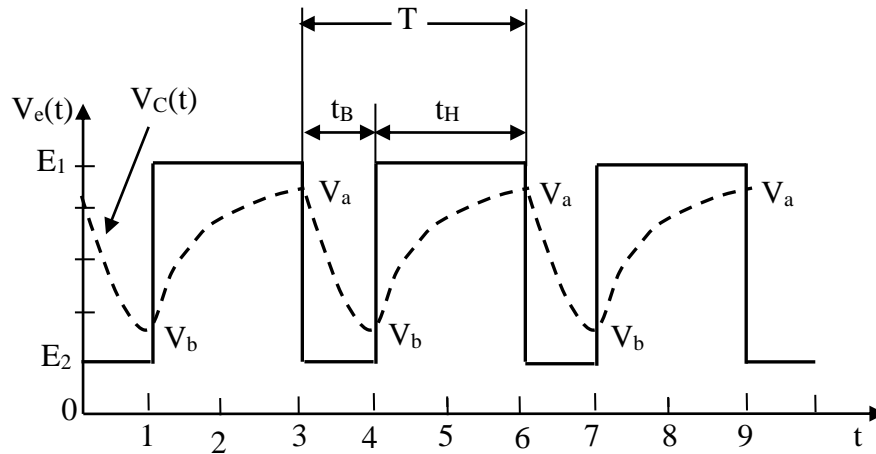
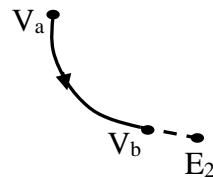


Figure II-7 : Tension d'entrée rectangulaire et de sortie d'un circuit RC intégrateur.

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 : $V_a(t) \longrightarrow V_b(t)$.



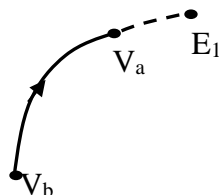
La relation entre la tension du condensateur en fonction de E_2 , $V_a(t)$ et RC est donnée par l'expression suivante :

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

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) ;

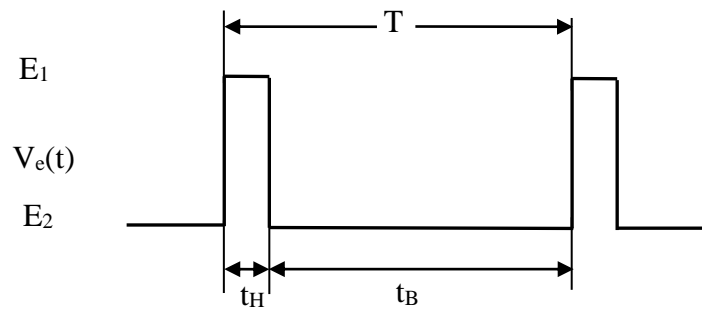


Figure II-8 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \gg t_H$.

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) ;

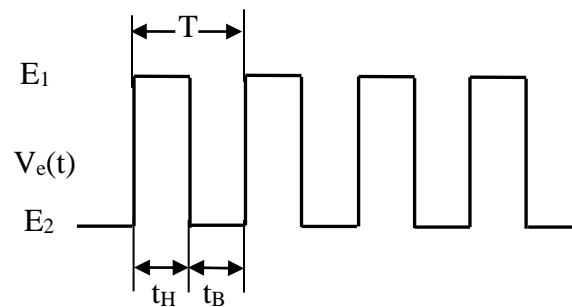


Figure II-9 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \approx t_H$.

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.

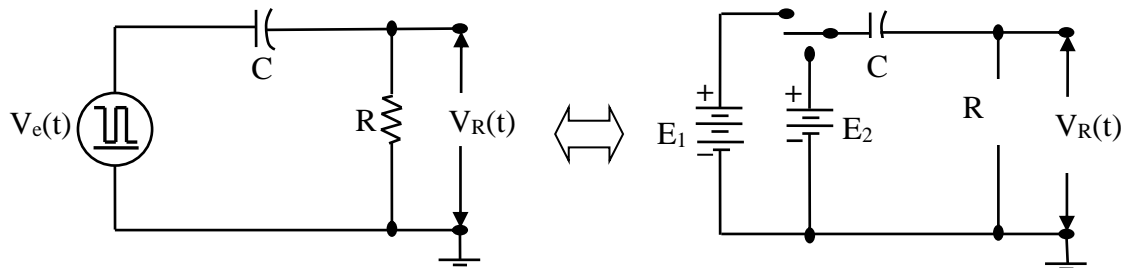


Figure II-10 : Circuit RC différentiateur et son équivalent.

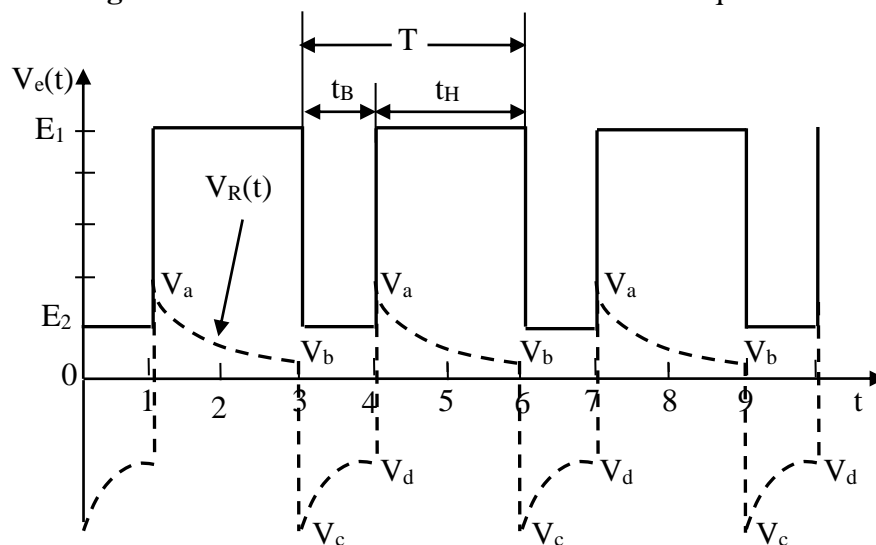


Figure II-11 : Tension d'entrée rectangulaire et de sortie d'un circuit RC différentiateur.

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) ;

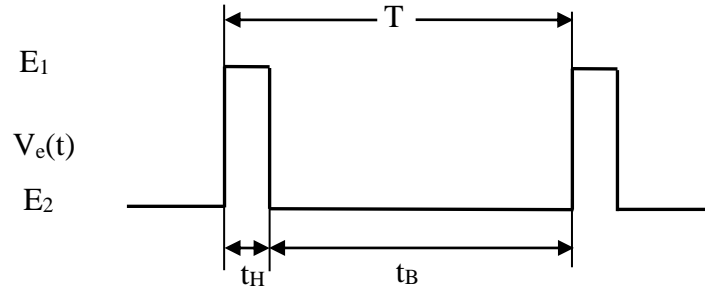


Figure II-12 : Exemple d'une impulsion pour laquelle $t_B \gg t_H$.

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) ;

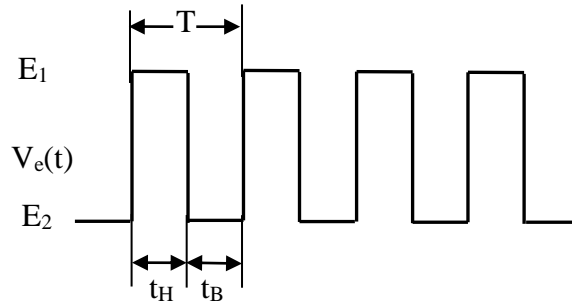


Figure II-13 : Exemple d'une onde carrée pour laquelle $t_B \approx t_H$.

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 $t_{90\%}$.

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

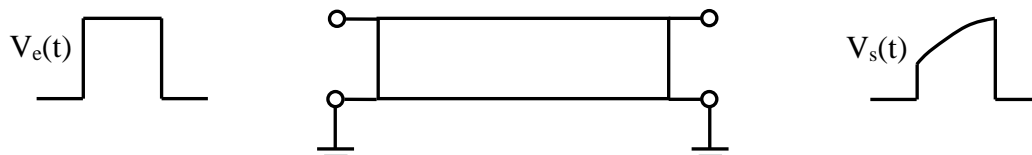
$$t_{90\%} = 2.3 * RC \dots\dots\dots (II-51)$$

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

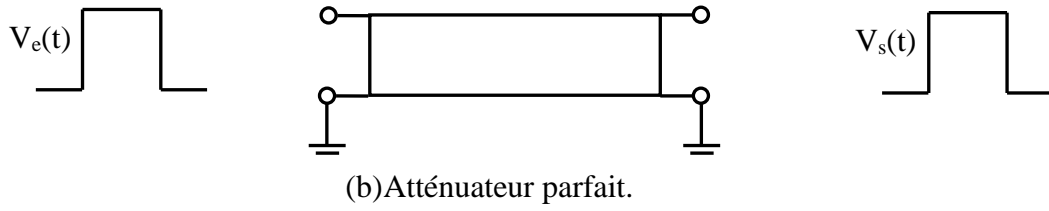
$$t_r = 2.3 * RC - 0.1 * RC \implies t_r = 2.2 * RC \dots\dots\dots (II-52)$$

V- Atténuateur parfait

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

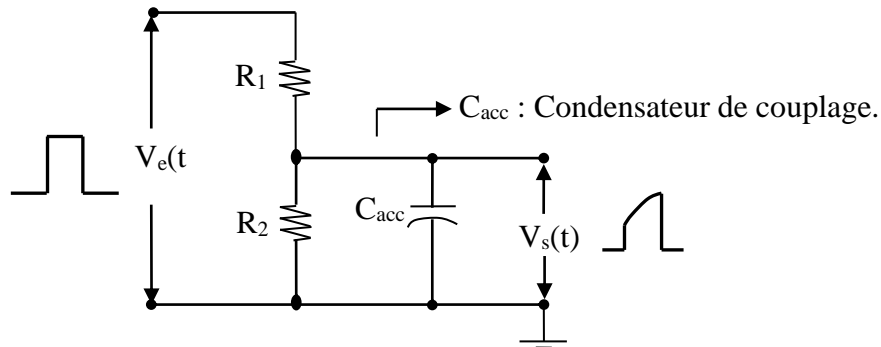


(a) Atténuateur réel.

**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.

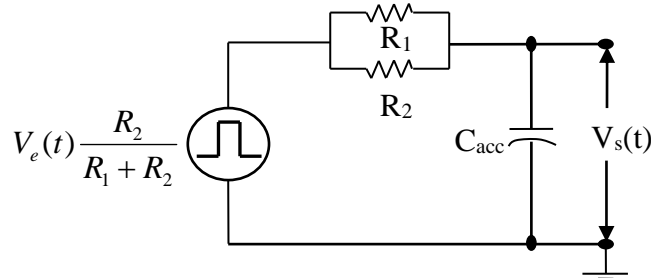
**Figure II-15 :** Modèle d'atténuateur.

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.

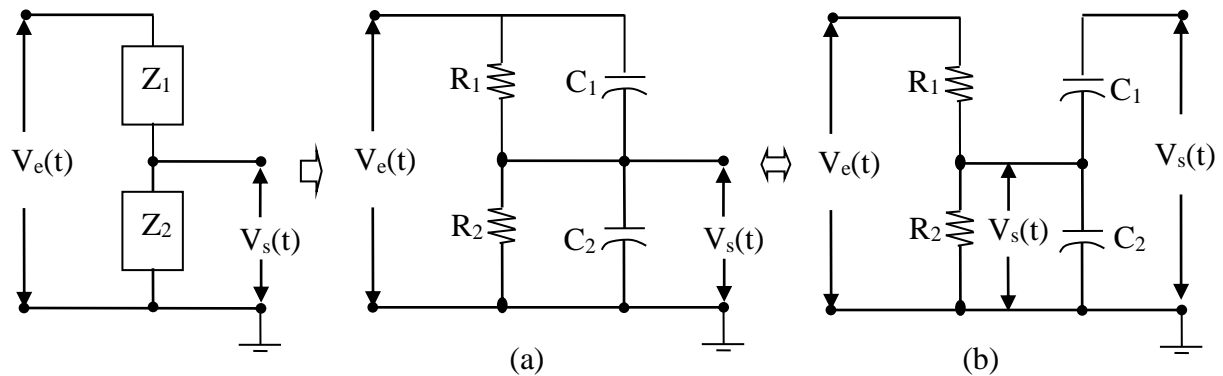


Figure II-17 : Atténuateur parfait à impédance Z_1 et Z_2 : (a) atténuateur parfait et (b) son équivalent.

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 :

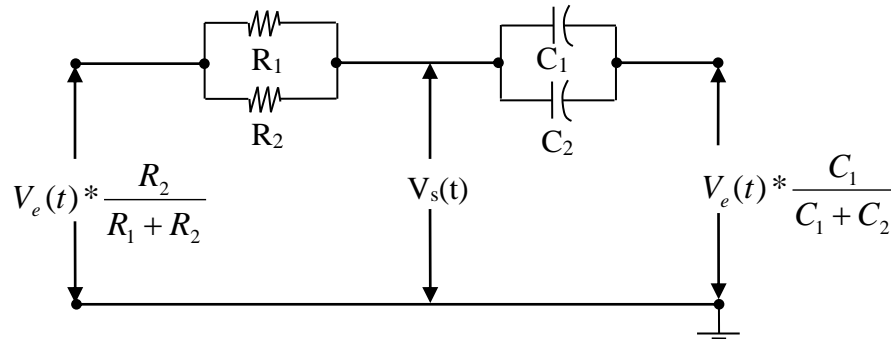


Figure II-18 : Circuit équivalent final de Thévenin du circuit II-17 (b).

➤ 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 :

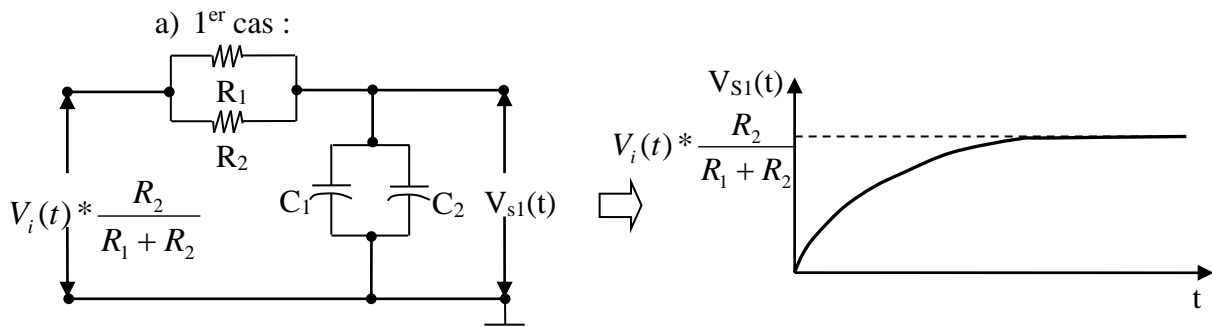


Figure II-19 : Circuit de la première application du théorème de superposition et son réponse.

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)

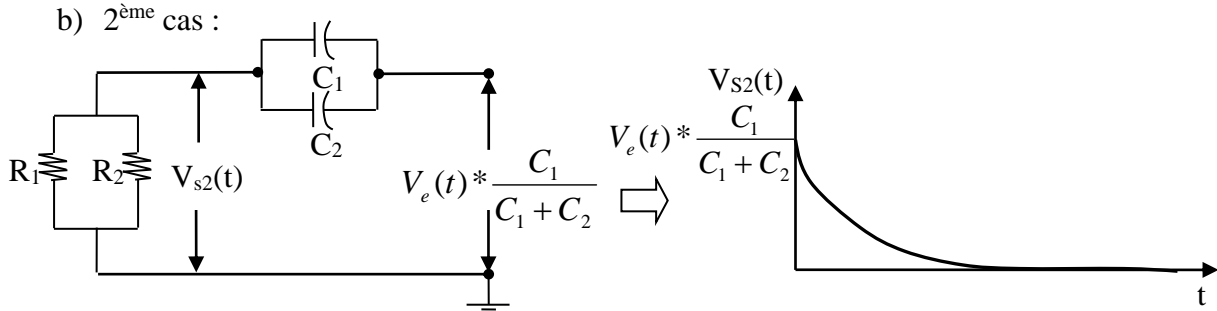


Figure II-20 : Circuit de la deuxième application du théorème de superposition et son réponse.

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)

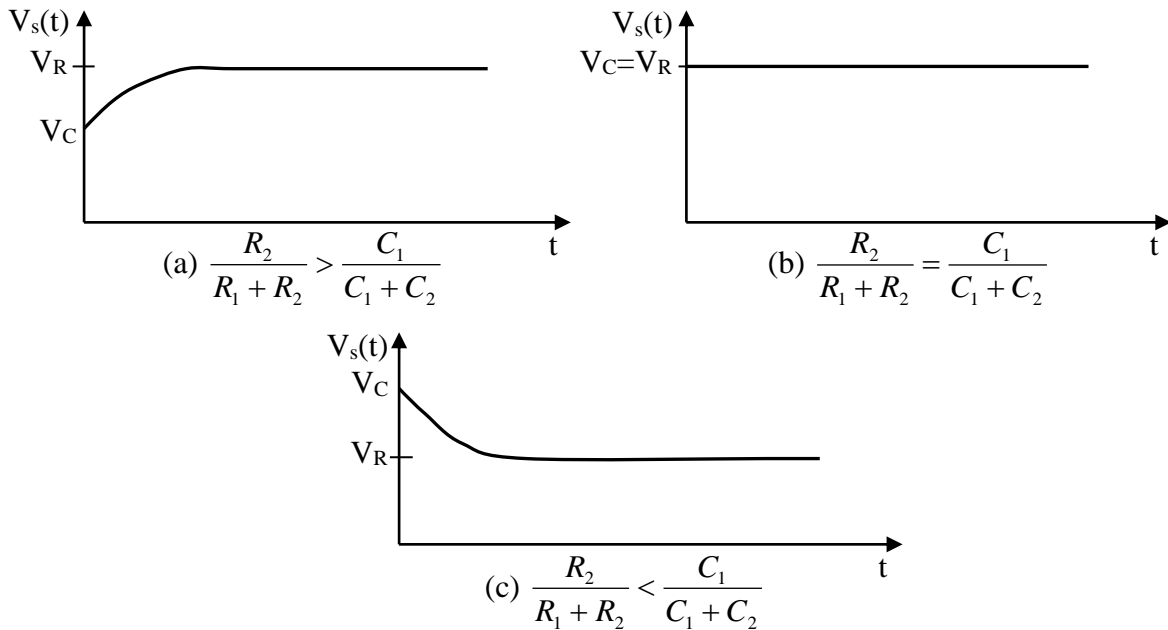


Figure II-21 : Les trois cas de l'expression finale de l'atténuateur parfait.

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

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.

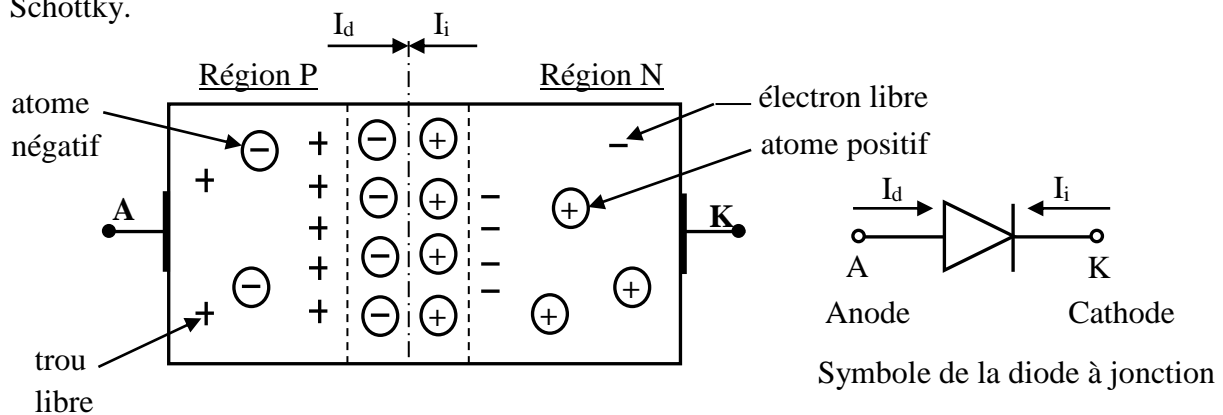


Figure III-1 : Symbole de la diode à jonction.

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

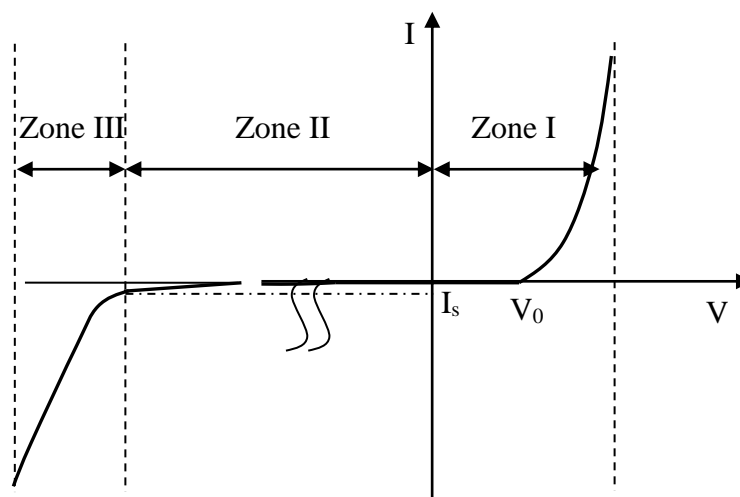


Figure III-2 : Caractéristique $I(V)$ d'une diode à jonction.

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.

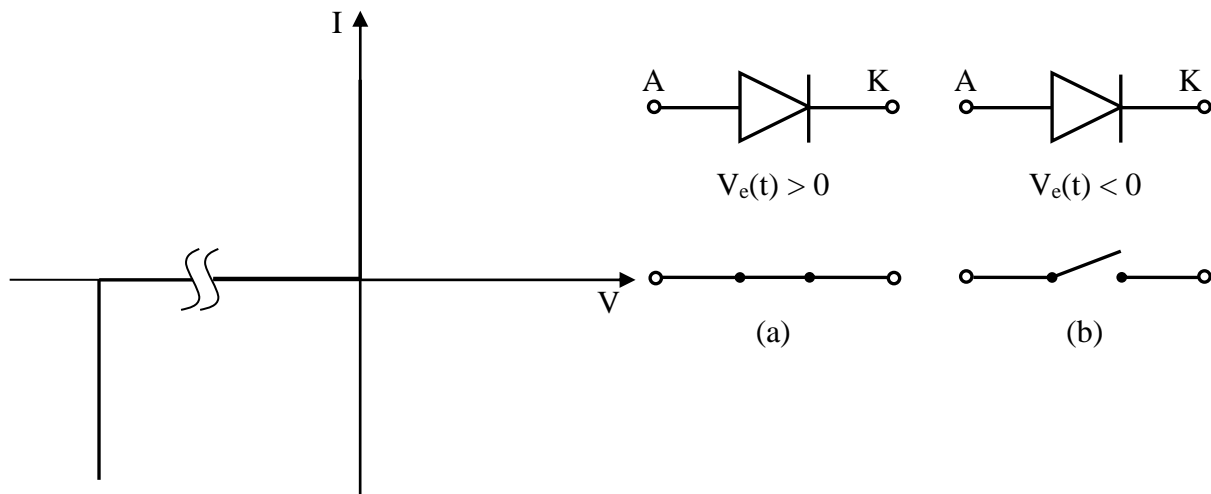


Figure III-3 : Caractéristiques d'une diode idéale et son équivalent sous polarisation : (a) en direct et (b) en inverse.

Exemple III-1 :

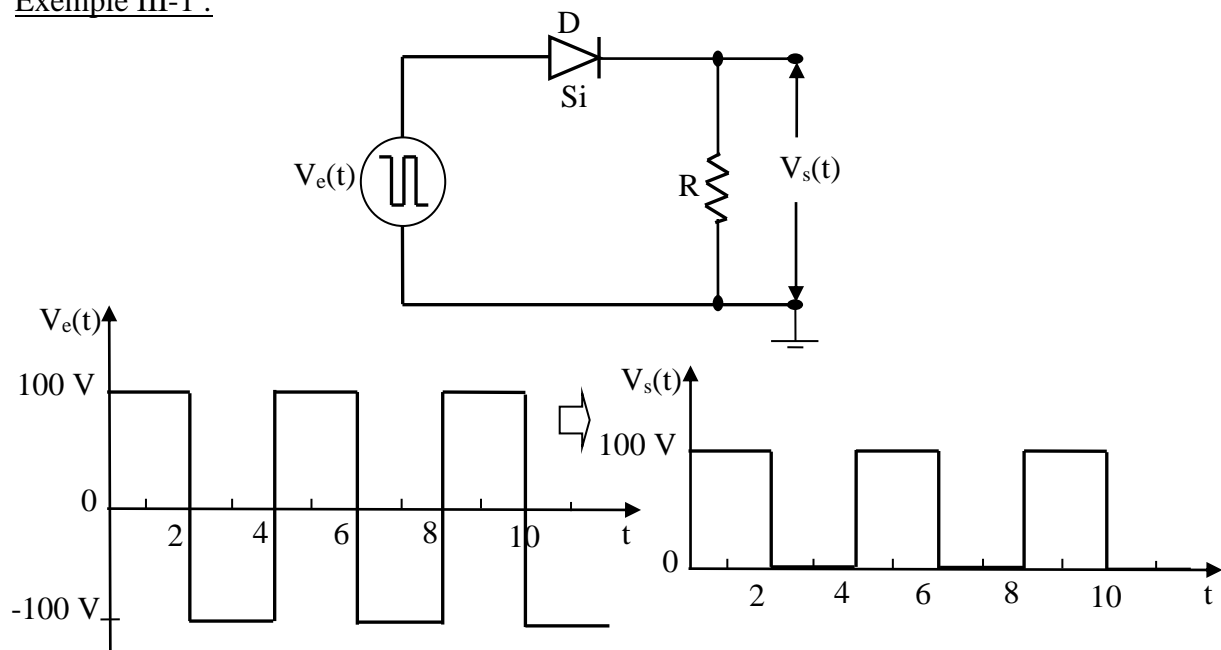


Figure III-4 : $V_s(t)$ selon la première approximation.

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).

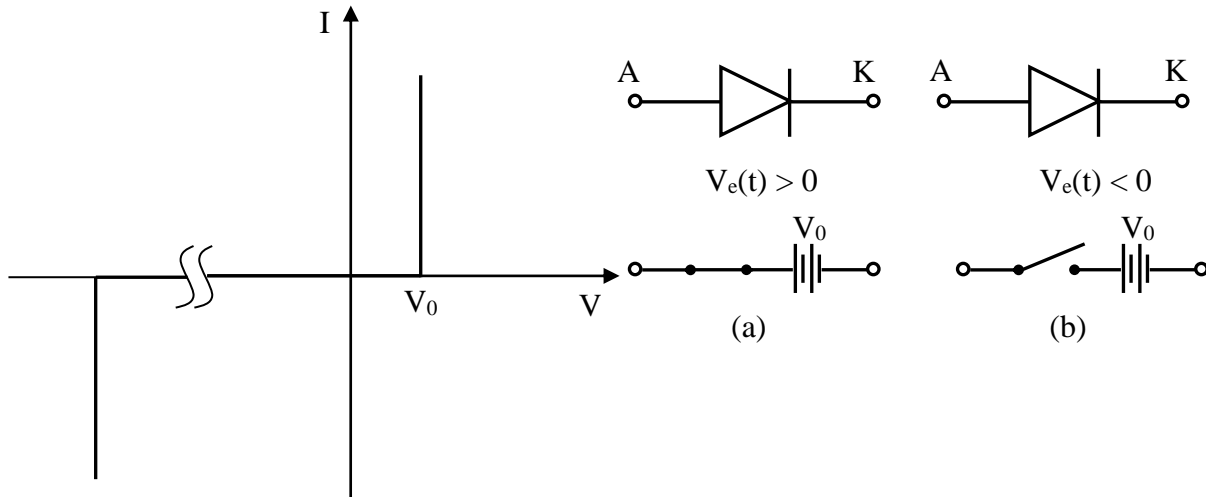


Figure III-5 : Caractéristiques de 2^{ème} approximation de la diode : tension de seuil V_0 non nulle et résistance différentielle nulle et son équivalent sous polarisation : (a) en direct et (b) en inverse.

Exemple III-2 :

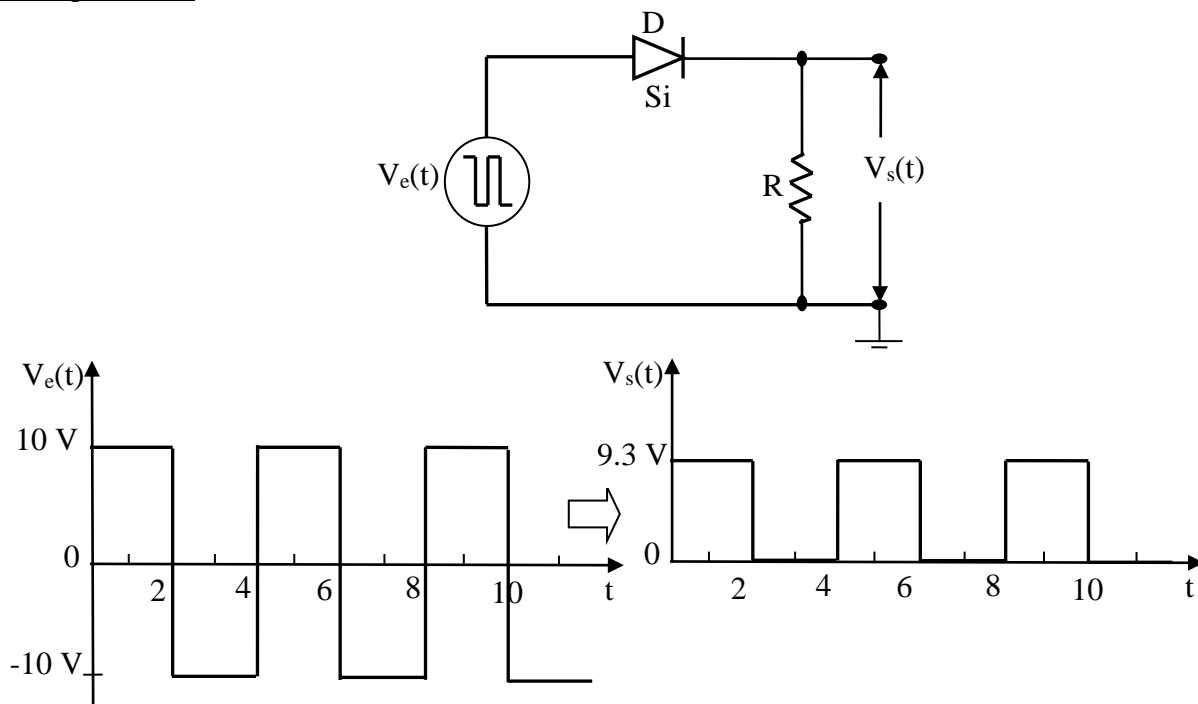


Figure III-6 : $V_s(t)$ selon la deuxième approximation.

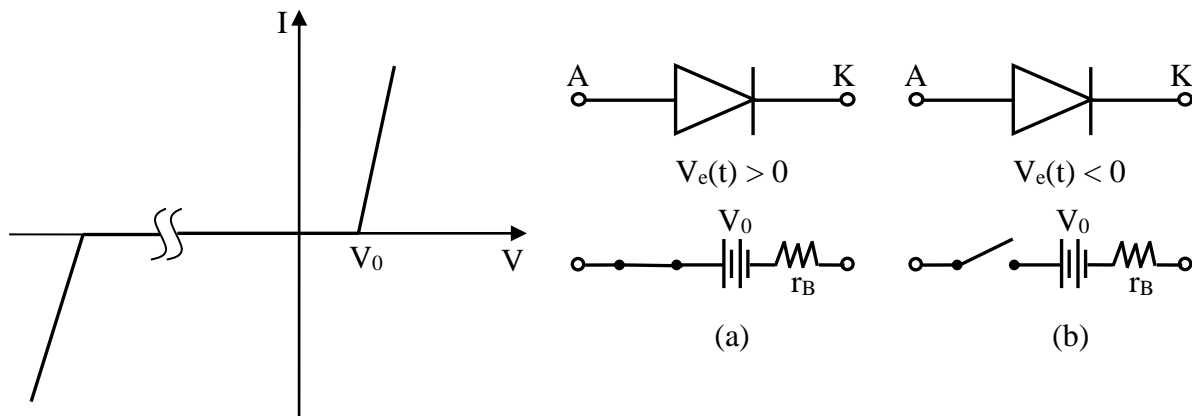
I-3. 3^{ème} approximation, tension de seuil et résistance différentielle non nulle

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 :

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

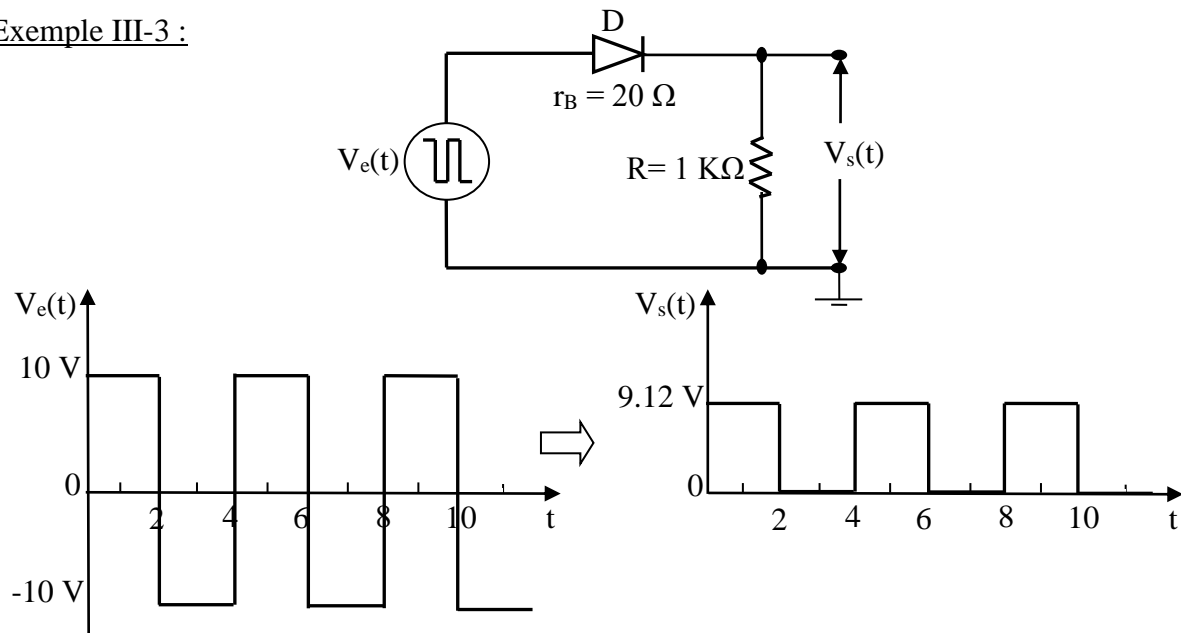
Exemple III-3 :

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 :

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

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).

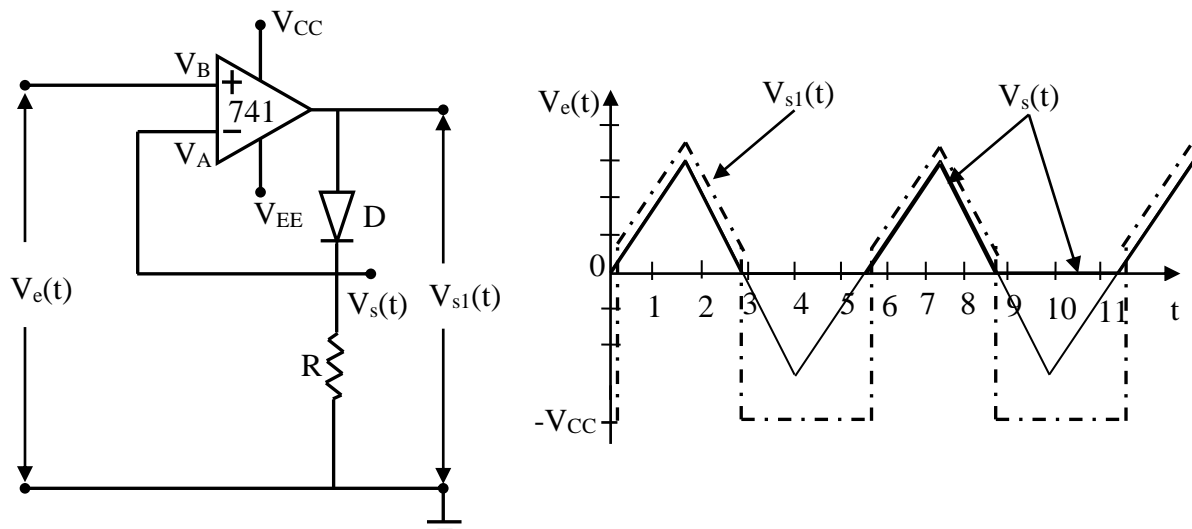


Figure III-9 : Configuration d'une super-diode avec onde triangulaire.

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. $\implies V_A = V_B$, $V_s(t) = V_e(t)$ et $V_{sl}(t) = V_s(t) + 0.7V$.

❖ Si $V_e(t) < 0$: la diode est polarisée en inverse et bloquée, la boucle de réaction est

\Rightarrow donc ouverte. $V_A \neq V_B$, $V_s(t) = 0V$ et $V_{s1}(t) = -V_{CC}$.

III- Transistor en commutation

Le transistor est constitué par deux jonctions : la zone centrale très mince et faiblement dopée est appelée Base, une des zones extrêmes fortement extrinsèque est appelée Emetteur, l'autre Collecteur ; le volume du collecteur est plus grand que celui de l'émetteur.

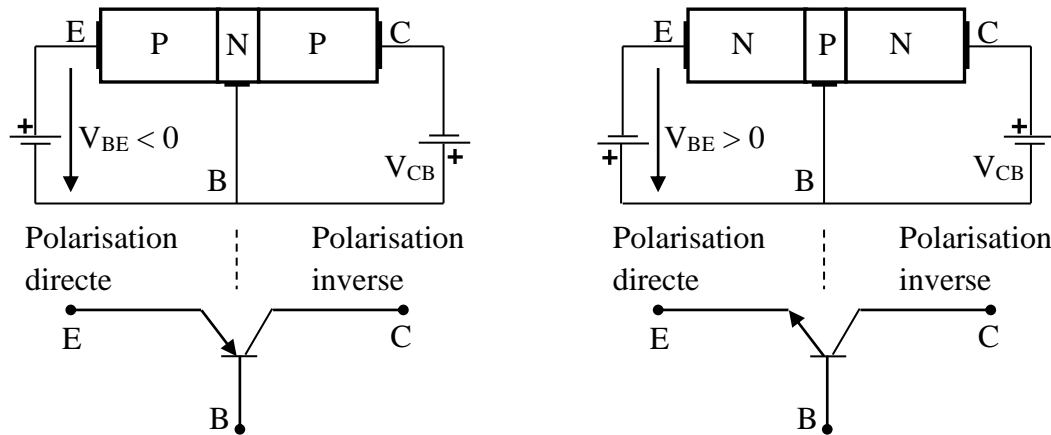


Figure III-10 : Un transistor PNP et NPN.

III-1. Différents régimes de fonctionnement

L'étude sera faite sur le transistor NPN, les résultats resteront valables pour le transistor PNP, seul les signes des grandeurs électriques sont inversés. On distingue trois régimes de fonctionnement (voir tableau III-1) :

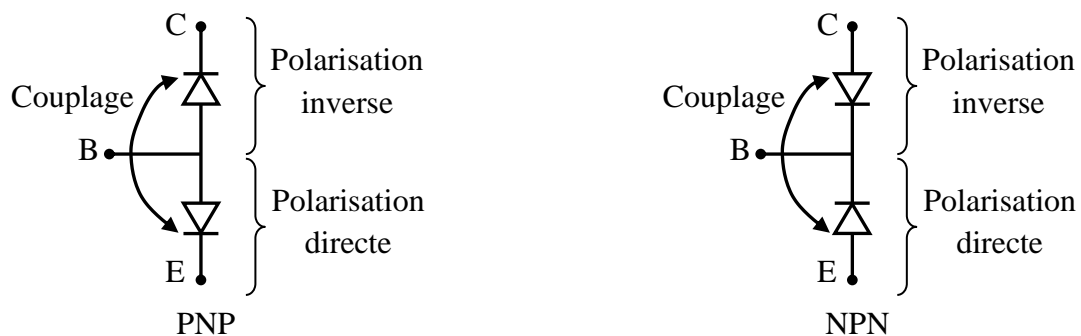


Figure III-10 : Différents types de transistors : PNP et NPN.

Régime bloqué	Régime normal	Régime saturé
✓ Les deux jonctions (E-B et BC) sont polarisées en inverse. ✓ $V_{BE} < 0$ et $V_{CB} > 0$.	✓ La jonction B-E polarisée en direct, et la jonction B-C polarisée en inverse. ✓ $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} > 0$.	✓ Les deux jonctions (E-B et BC) sont polarisées en direct. ✓ $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} < 0$.

Tableau III-1 : Différents régimes de fonctionnement d'un transistor NPN.

a) Régime bloqué

Considérons le montage de la figure III-11.

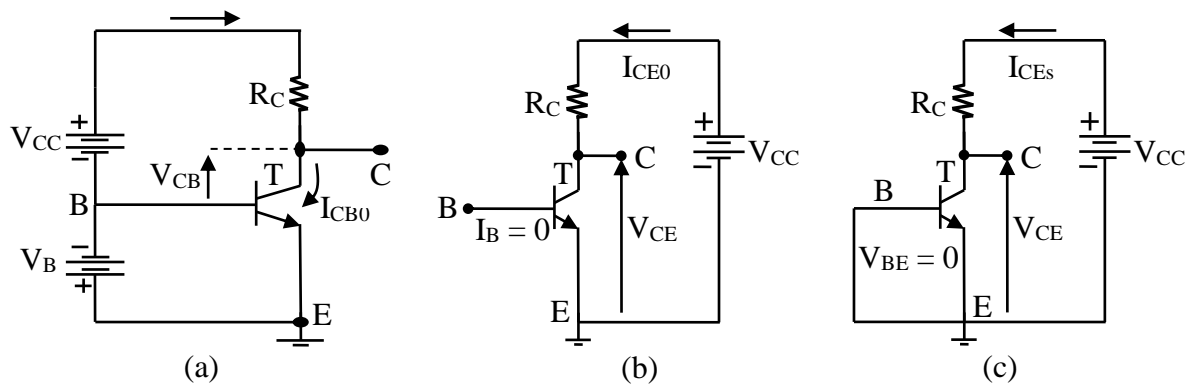


Figure III-11 : Différents montage de blocage.

On dit un transistor est bloqué si les deux jonctions E – B et B – C sont polarisées en inverses.

D'après la figure III-11 (a), la jonction base-collecteur est polarisée en inverse ; on a :

$$\begin{cases} V_{BC} > 0; \\ I_C = 0; \\ V_{CB} = V_{CC}. \end{cases} \dots\dots\dots (III-5)$$

Dans ce cas, le courant qui circulant dans le circuit est le courant de saturation inverse I_{CB0} de la jonction C – B qui croit rapidement avec la température. Dans la nombreuse application, on néglige le courant I_{CB0} devant $\beta^* I_B$.

Les figures III-11 (b) et (c) donnent quelques autres possibilités de blocage sans la source appliquée entre B et E. Par exemple dans la figure III-11 (b), le courant $I_B = 0$ donne :

$$\begin{cases} I_C = I_E = I_{CE0}; \\ I_{CE0} = I_{CB0} * (1 + \beta); \\ V_{CE} = V_{CC} - R_C * I_{CB0} \approx V_{CC}. \end{cases} \dots\dots\dots (III-6)$$

Dans la figure III-11 (c), la tension $V_{BE} = 0$ donne un courant I_{CEs} très peu différent de I_{CB0} ; donc on a :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C * I_{CEs} \approx V_{CC} \dots\dots\dots (III-7)$$

b) Régime saturé

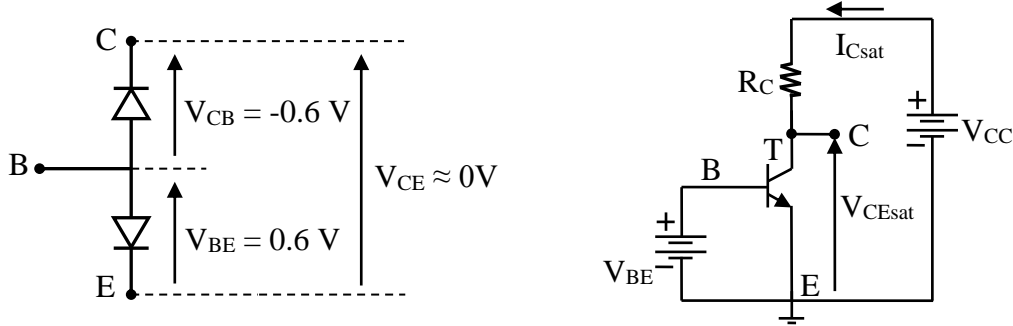


Figure III-12 : Circuit électrique d'un transistor saturé.

Puisque les deux diodes C – B et B – E du transistor sont polarisées en direct, on trouve :

$$\begin{cases} V_{BE} \approx V_{CB} \Rightarrow V_{CE}(sat) = V_{CB} + V_{BE} \approx 0; \\ V_{CC} \gg V_{CE}(sat). \end{cases} \dots\dots\dots (III-8)$$

Donc le courant I_C est alors indépendant du transistor et imposé par V_{CC} .

$$I_{Csat} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} \dots\dots\dots (III-9)$$

Remarque : la tension $V_{CE}(sat)$ n'est pas tout à fait nulle. Sa valeur située entre quelques dizaines de mV à quelques centaines de mV (on prend fréquemment $V_{CE}(sat) = 0.3V$) [5-6].

III-2. Caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$

Les courbes de caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_B (voir figure III-13) permettent de définir le comportement de la sortie du transistor idéal.

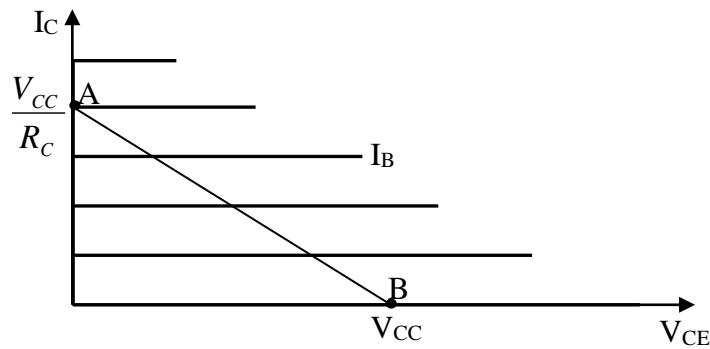


Figure III-13 : Caractéristiques d'un transistor idéal.

D'après la figure III-13, on distingue :

- ❖ Pour le point A : le courant maximum I_C pour un courant I_B maximum sur la droite de charge ;
- ❖ Pour le point B : la tension V_{CE} maximale pour un courant I_B minimum aussi sur la droite de charge.

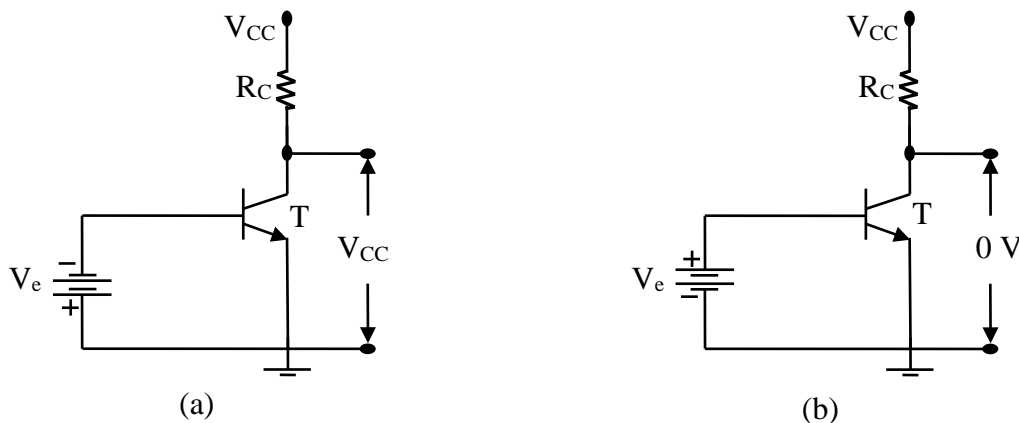


Figure III-14 : (a) Transistor bloqué, interrupteur ouvert, (b) transistor passant, interrupteur fermé.

Si la jonction B – E polarisé en inverse le courant $I_B \approx 0$, le transistor se comporte comme un interrupteur ouvert, on dit alors qu'il est bloqué (OFF).

Donc, le transistor est passant (ON) et il agit comme un interrupteur fermé si le courant collecteur est maximum. Dans ce cas, le courant $I_{C_{max}}$ dépend de la résistance R_C et de la tension de polarisation V_{CC} (figure III-14).

Exemple III-4 : Considérant la figure III-15 pour la détermination des paramètres d'un transistor et ses données, avec : $V_{CC} = 20V$, $V_e(t)$ onde carrée varie entre 0V et 5V, $I_C = 20mA$ et $\beta = 40$. Calculant R_C , I_B et R_B .

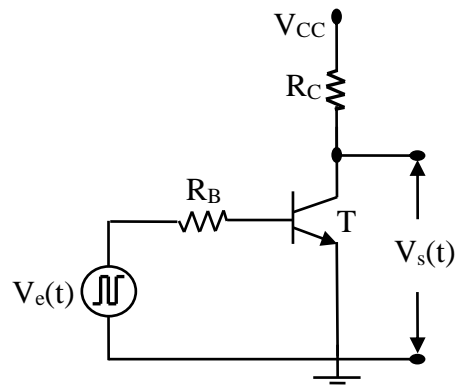


Figure III-15 : Circuit électronique de détermination des paramètres d'un transistor idéal.

Pour un transistor idéal, on a : $I_{CB0} = 0 \text{ mA}$; $V_{CE(sat)} = 0 \text{ V}$ et $V_{BE} = 0 \text{ V}$.

D'après le circuit électrique précédent on trouve :

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C} \Rightarrow \underline{A.N.} : R_C = \frac{20V}{20mA} = 1.K\Omega$$

$$\text{D'où : } I_B = \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow \underline{A.N.} : I_B = \frac{20mA}{40} = 0.5mA$$

$$\text{Lorsque } V_e = R_B * I_B, \text{ on a : } R_B = \frac{V_e}{I_B} \Rightarrow \underline{A.N.} : R_B = \frac{5V}{0.5mA} = 10K\Omega.$$

La figure III-16 illustre en formes d'ondes d'entrée et de sortie.

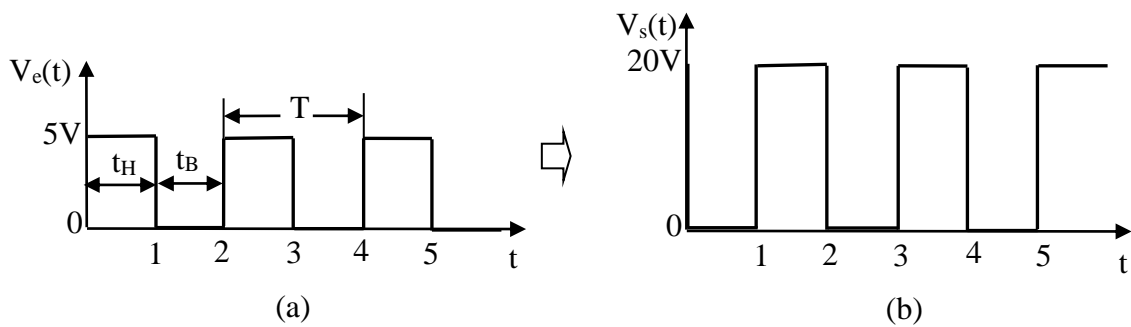


Figure III-16 : Formes d'ondes d'entrée et de sortie.

La figure III-17 représente les caractéristiques des paramètres d'un transistor réel. On remarque que la tension V_{CE} au point A n'est pas zéro et qu'au point B le courant I_C n'est pas tout à fait égal à zéro.

Ce courant I_C résiduel est produit par la polarisation inverse de la jonction base-collecteur qui produit le courant I_{CB0} .

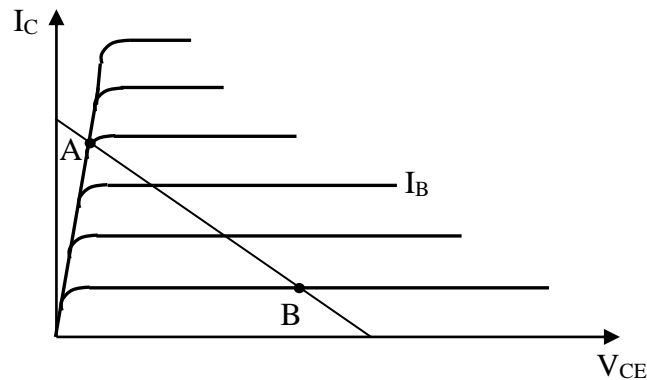


Figure III-17 : Caractéristiques d'un transistor réel.

Comme il fut mention ci-dessus, notre transistor n'est pas idéal. Il ne peut se saturer ni se bloquer immédiatement. La figure III-18 montre la sortie en tenant compte des caractéristiques réelles du transistor.

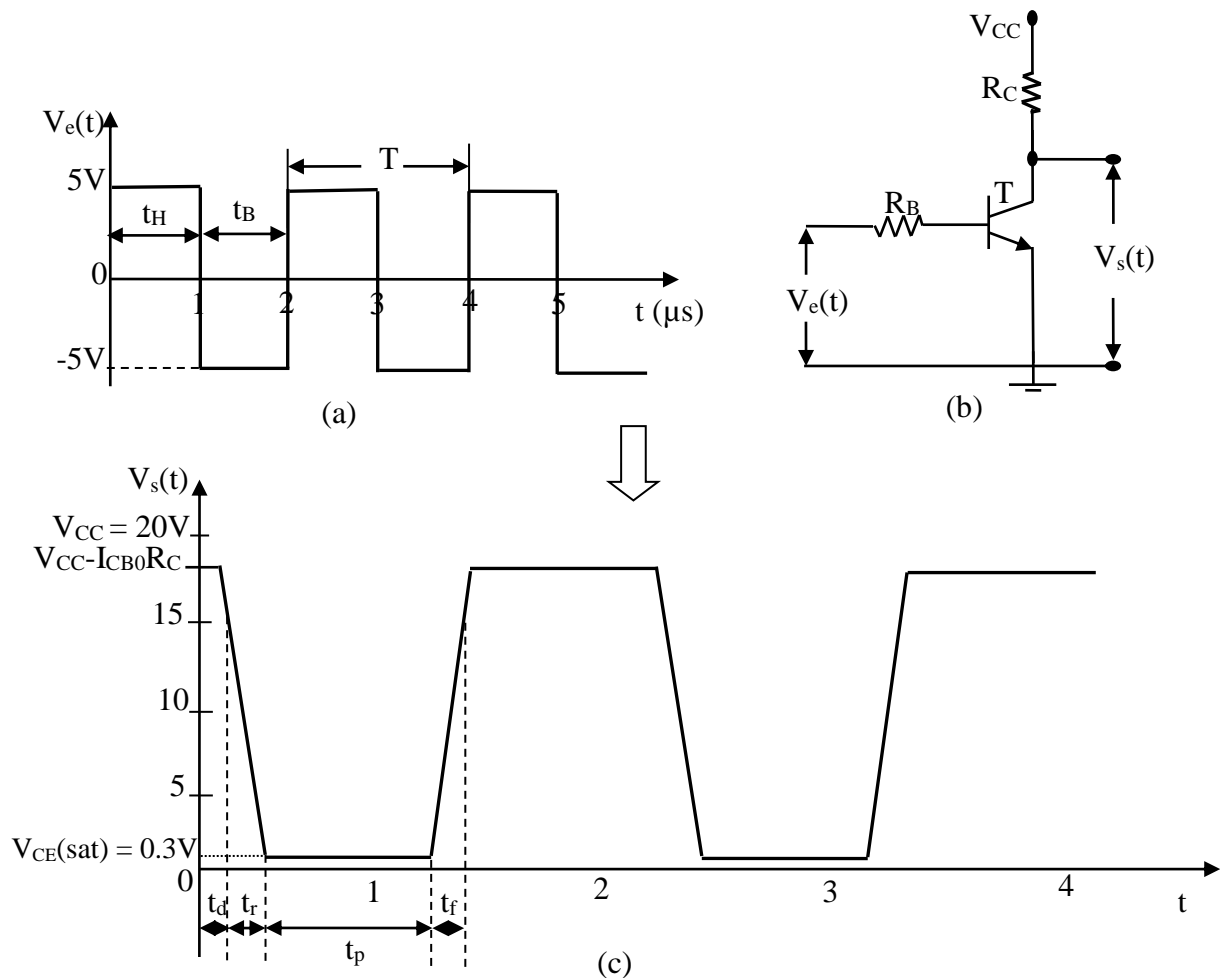


Figure III-18 : (a) Formes d'onde d'entrée, (b) Transistor réel et (c) forme d'onde de sortie.

Dans la sortie, les points de plus haut potentiel correspondent à $V_{CC} - I_{CB0} R_C$ et les points de plus bas potentiel à $V_{CE(sat)}$.

D'après la figure III-18, on remarque qu'on a deux étapes :

❖ Lorsque $V_e(t)$ passe de $-V_e(t) \rightarrow +V_e(t)$

Le courant I_C ne peut atteindre immédiatement sa valeur de saturation à cause de la décharge de la capacité intrinsèque à la jonction C – B.

❖ Lorsque $V_e(t)$ passe de $+V_e(t) \rightarrow -V_e(t)$

Pendant la saturation du transistor, un excès d'électrons est emmagasiné dans la base ce qui crée un retard t_s appelé temps de saturation et un accroissement de la durée t_p de l'impulsion par rapport à la durée de l'impulsion d'entrée.

III-3. Suiveur

On considère le circuit suivant :

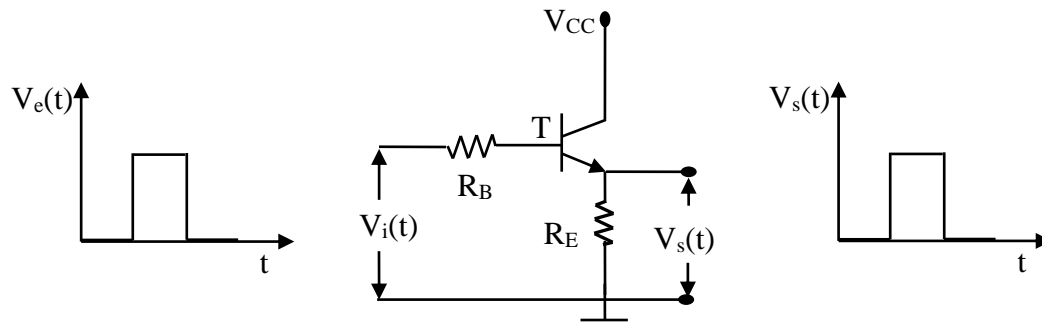


Figure III-19 : Transistor suiveur.

Les équations relatives à ce circuit sont :

$$V_s(t) = V_e(t) - R_B * I_B - 0.7 \dots\dots\dots (III-10)$$

$$V_s(t) \approx (\beta + 1) * R_E * I_B \approx \beta * R_E * I_B \dots\dots\dots (III-11)$$

De l'équation (III-11), nous tirons

$$I_B = \frac{V_s(t)}{\beta * R_E} \dots\dots\dots (III-12)$$

On remplace I_B dans l'équation (III-10), nous obtenons :

$$V_s(t) = V_e(t) - R_B * \frac{V_s(t)}{\beta * R_E} - 0.7 \dots\dots\dots (III-13)$$

$$V_s(t) = \frac{(V_e(t) - 0.7) * \beta * R_E}{\beta * R_E + R_B} \dots\dots\dots (III-14)$$

$$V_s(t) = \frac{(V_e(t) - 0.7) * R_E}{R_E + \frac{R_B}{\beta}} \dots\dots\dots (III-15)$$

Nous remarquons que la tension de sortie dépend de l'entrée $V_e(t)$ et des valeurs de R_E , R_B et β , mais qu'elle ne dépend pas de V_{CC} .

Chapitre IV

Circuit de mise en forme

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.

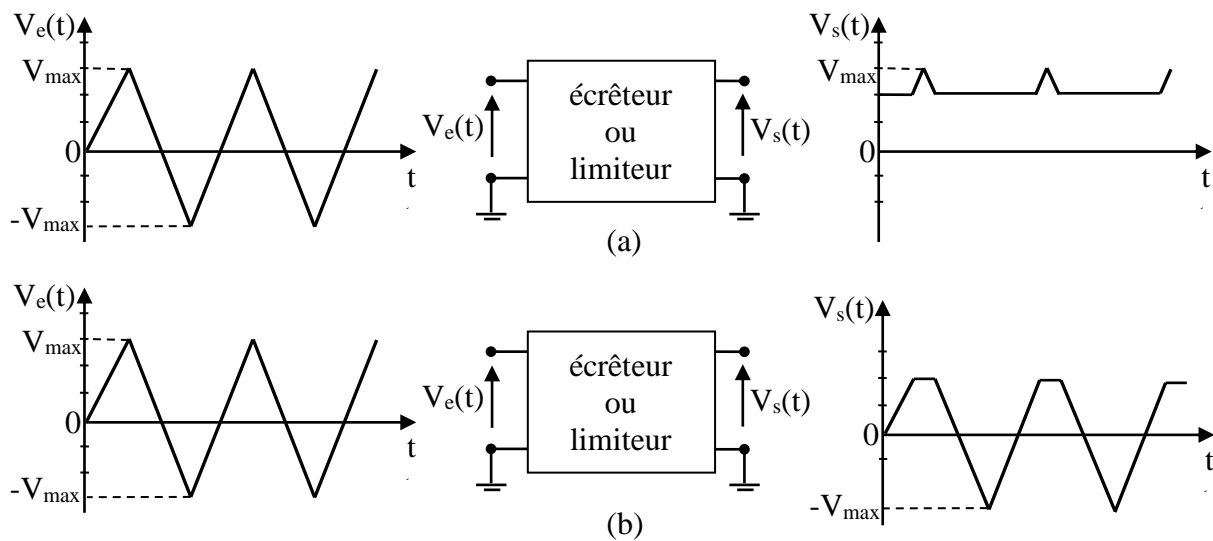
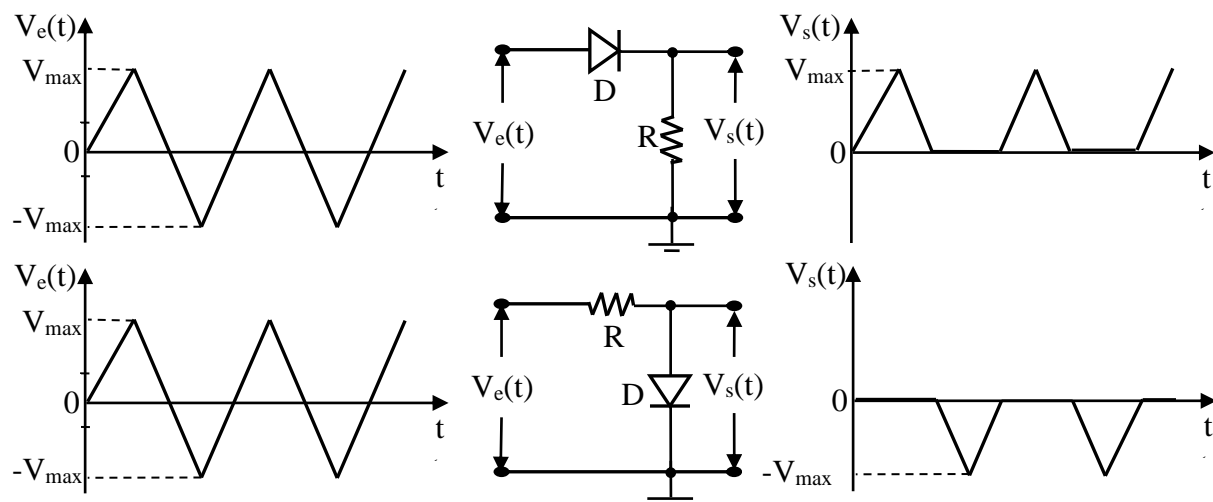


Figure IV-1 : Différents types d'écarteurs : (a) inférieur, (b) supérieur.

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.



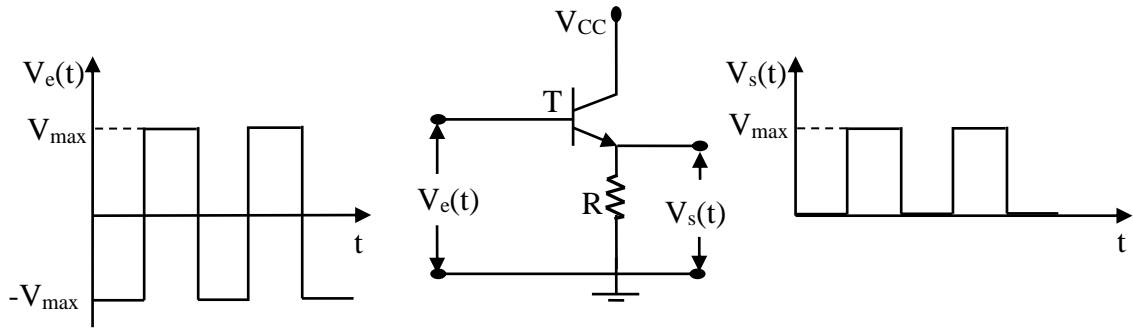


Figure IV-2 : Ecrêteur à 0V les plus courants.

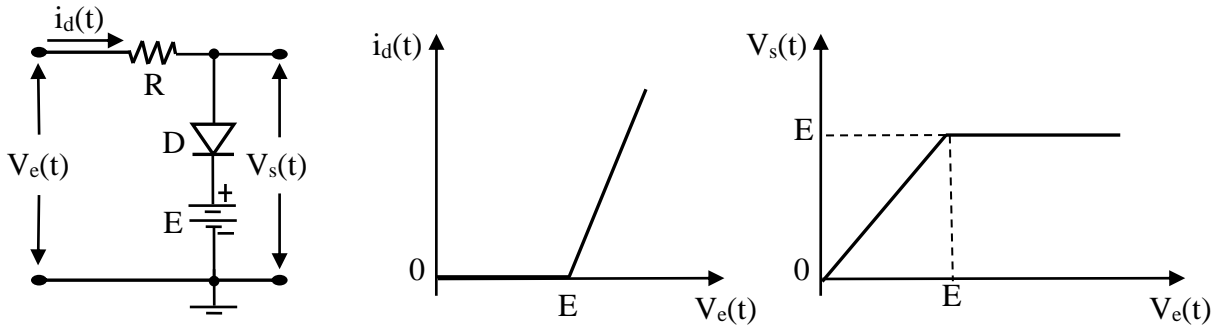
Exemple IV-1 :

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 :

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

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), $R \cdot i_d(t) = 0$ 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.

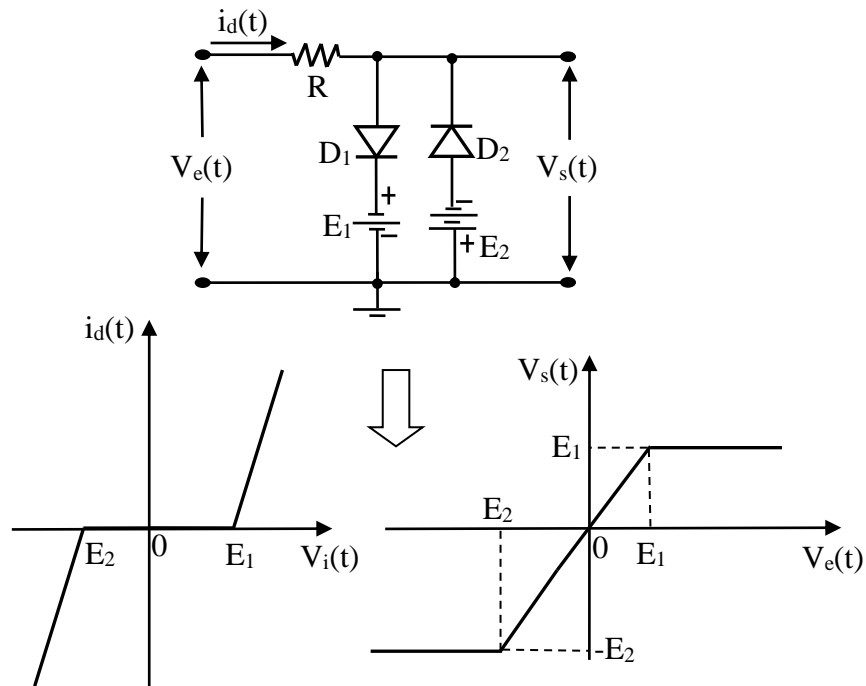


Figure IV-4 : Circuit écriveteur double.

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

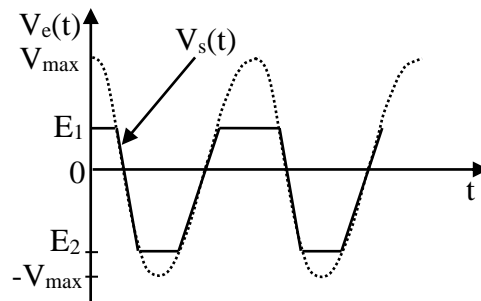


Figure IV-5 : Ecrêtage d'un signal sinusoïdal.

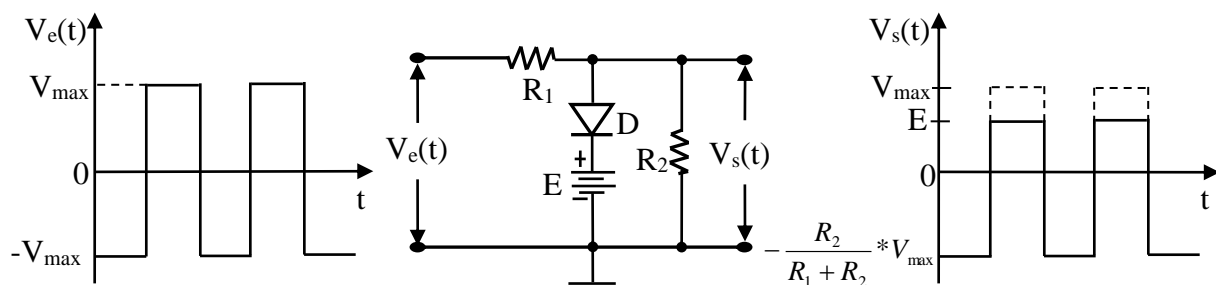


Figure IV-6 : Ecrêteur à diode en série avec une pile.

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.

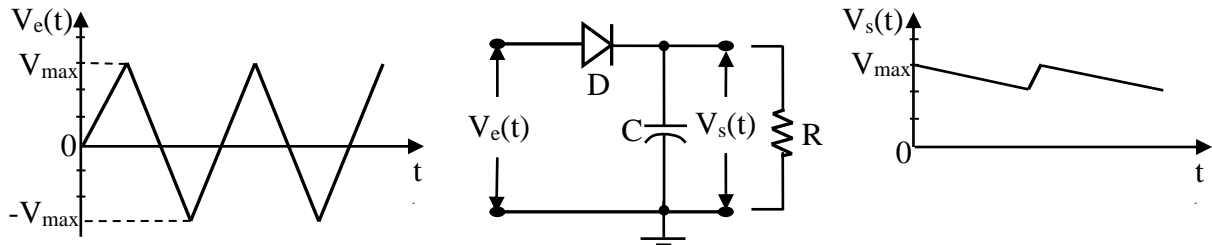


Figure IV-7 : Détecteur de crêtes.

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 : $\tau = (t_1 - t_2) \ll T$.

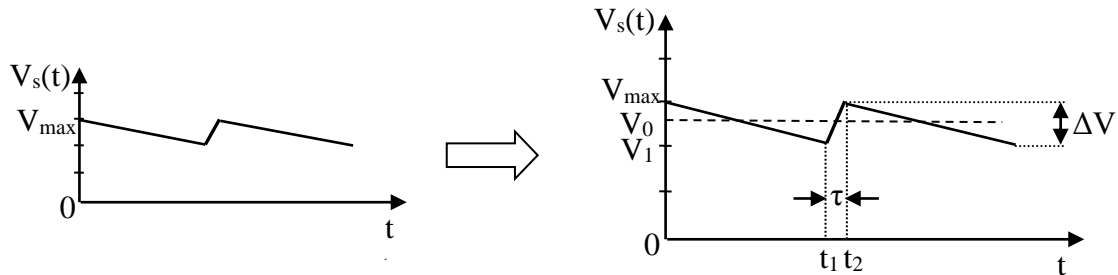


Figure IV-8 : Allure de la tension redressée.

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.

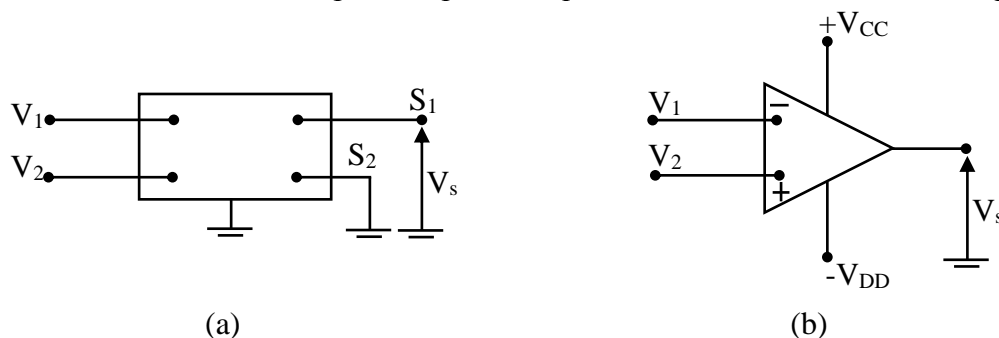


Figure IV-9 : Représentation d'un amplificateur opérationnel et son symbole.

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

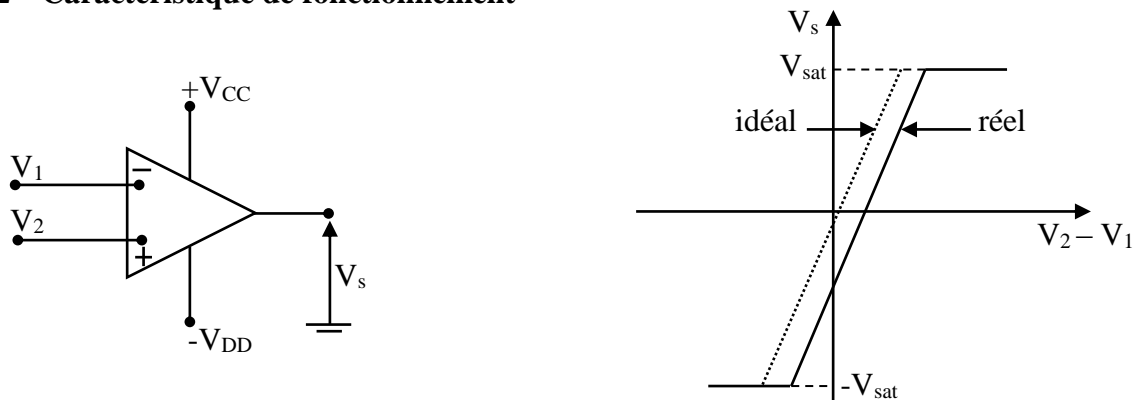


Figure IV-10 : Caractéristiques $V_s = f(V_2 - V_1)$.

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.

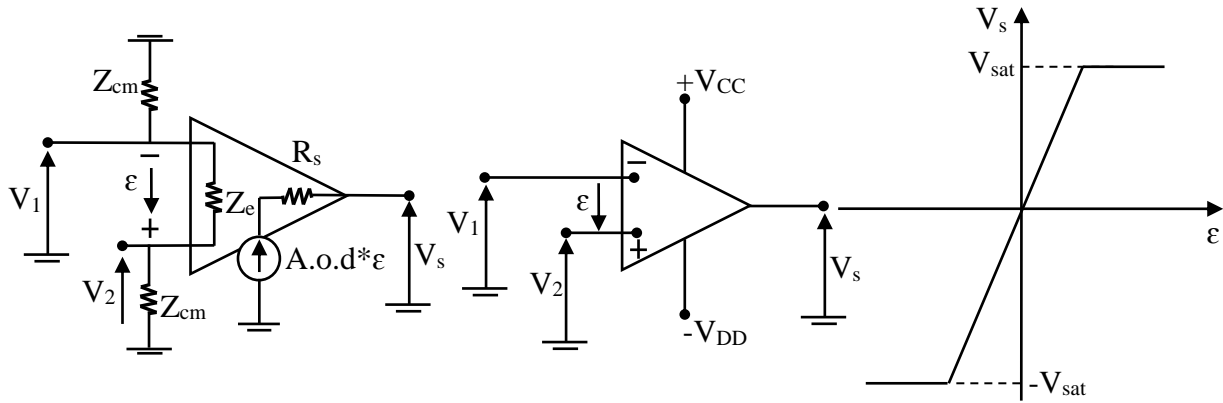


Figure IV-11 : Schéma équivalent d'un A.O.P idéal : $Z_e = \infty$; $R_s = 0$; $A.o.d = \infty$; $\epsilon = 0$.

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 :

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

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 démunie 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 $-V_{DD}$.

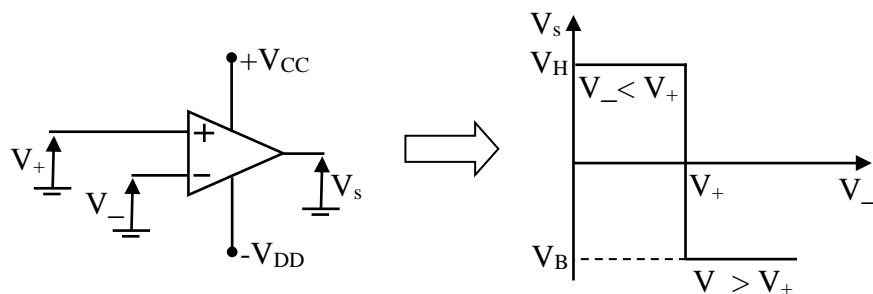


Figure IV-12 : Amplificateur opérationnel comparateur.

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.

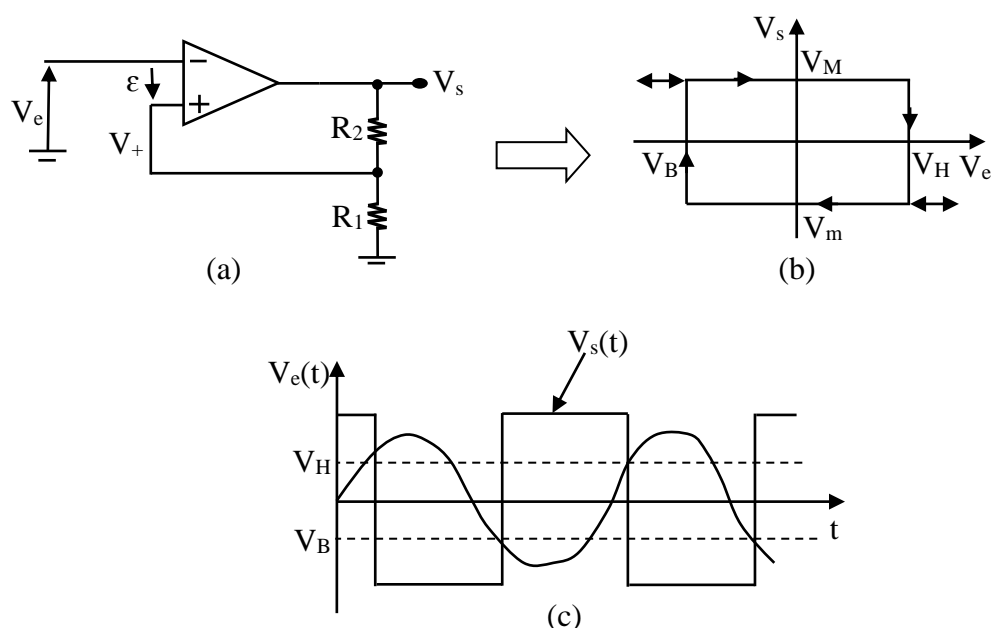


Figure IV-13 : Bascule de schmitt.

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 :

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

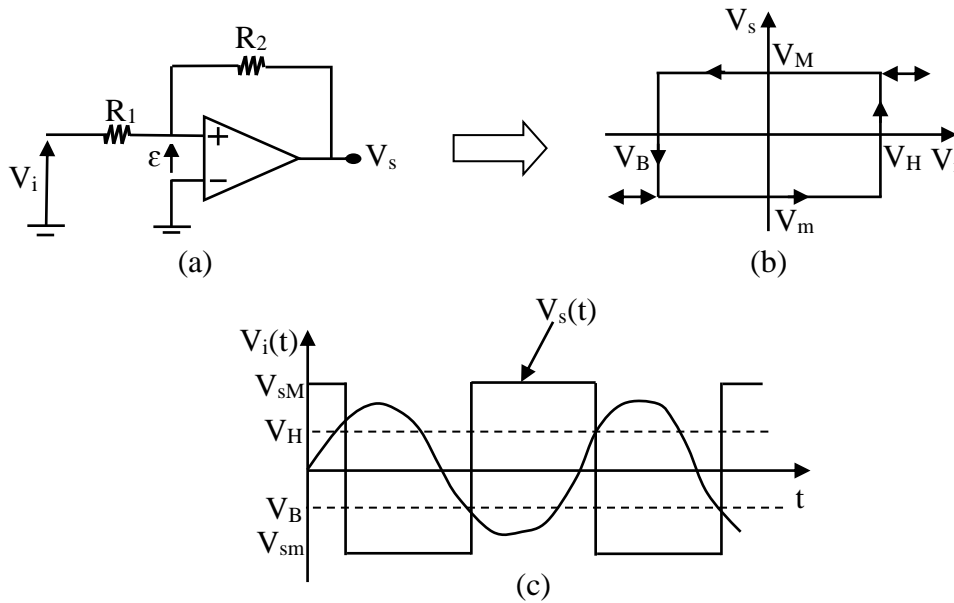


Figure IV-14 : Bascule de schmitt.

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 :

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

Chapitre V

Conversion \mathcal{A}/\mathcal{N} et \mathcal{N}/\mathcal{A}

Chapitre V :

Conversion A/N et N/A

I- Introduction

Les convertisseurs analogique-numérique (CAN où A/N) et numérique-analogique (CNA où N/A) permettent de faire le lien entre le mode analogique des grandeurs physiques et le mode numérique des ordinateurs (figure V-1).

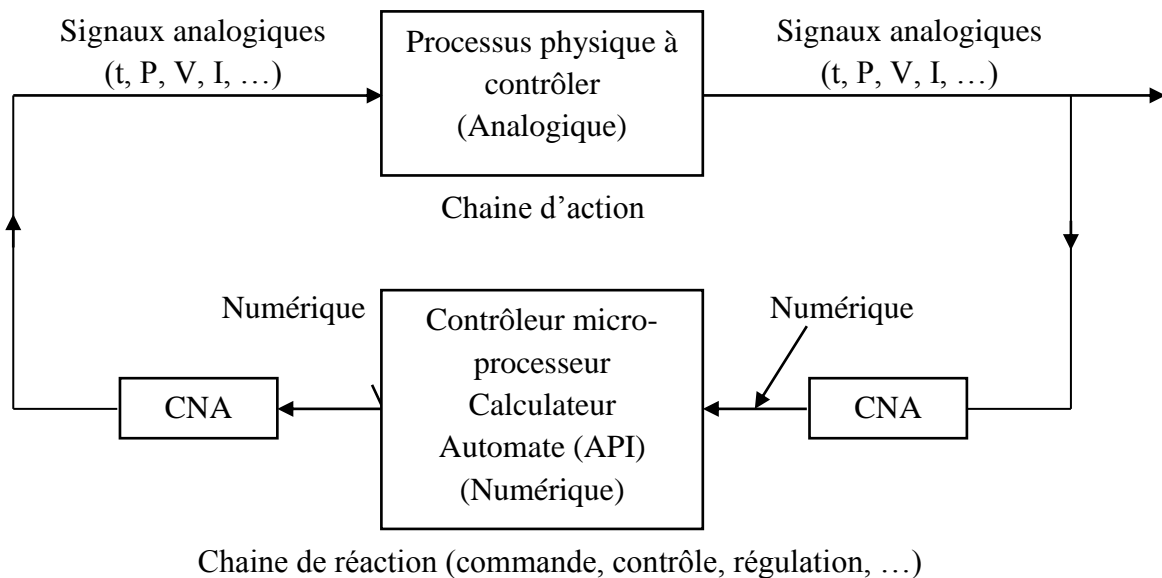


Figure V-1 : Processus industriel.

Le but de la conversion analogique-numérique ou numérique-analogique est de faire correspondre un nombre binaire N à une tension analogique V . Le nombre binaire N sera caractérisé par son nombre de bits (ou chiffres) a_0 à a_{n-1} pour n bits ($b_i = 0$ ou 1).

$$N = b_{n-1} b_{n-2} \dots b_1 b_0 \dots \dots \dots (V-1)$$

b_0 étant le bit faible ou LSB (Least Significant Bit) et b_{n-1} le bit de poids fort ou MSB (Most Significant Bit).

Le nombre décimal correspondant est :

$$N_{decimal} = b_{n-1} * 2^{n-1} + b_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + b_1 * 2^1 + b_0 \dots \quad (V-2)$$

Exemple V-1 : $n = 3 \Rightarrow N_{décimal} = b_0 + 2 * b_1 + 2^2 * b_2$.

La valeur de la tension V à traduire CAN ou traduite CNA est discrète et multiple d'une valeur de base appelé le quantum de conversion q (tension analogique élémentaire) ; on a la relation suivante :

$$V_{volt} = q_{volt} * N_{décimal} \dots\dots\dots (V-3)$$

Soit :

$$V = q * (b_{n-1} * 2^{n-1} + b_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + b_1 * 2^1 + b_0) \dots\dots\dots (V-4)$$

Ainsi les deux principales caractéristiques d'un convertisseur analogique-numérique ou numérique-analogique sont donc :

- ❖ Nombre de bits : n ;
- ❖ Tension analogique élémentaire : q .

La réalisation électronique des convertisseurs utilise des circuits intégrés linéaires ou amplificateur opérationnels.

II- La conversion analogique-numérique

II-1. Introduction

Effectuer une conversion analogique-numérique (CAN où A/N), c'est rechercher une expression numérique dans un code déterminé, pour représenter une information analogique (figure V-2). Un convertisseur A/N est un dispositif qui reçoit un signal analogique continu et le transforme en un signal discret (à la fréquence d'échantillonnage). Il existe différents types de convertisseur qui va se différencier par leur temps de conversion et leur coût [7].

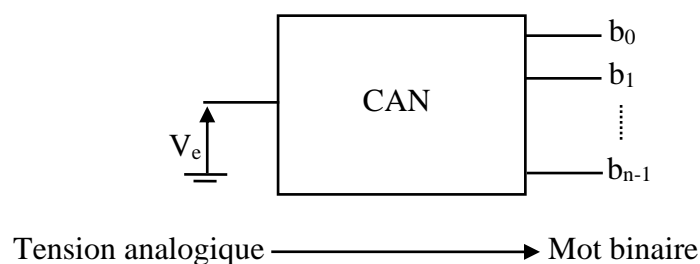


Figure V-2 : Schéma fonctionnel d'un convertisseur analogique-numérique.

a- Théorie de l'échantillonnage

Pour transformer un signal analogique en un signal numérique, il faut le discrétiser. On va donc prélever régulièrement des échantillons du signal analogique pour le rendre discret et permettre ainsi sa numérisation (figure V-3) :

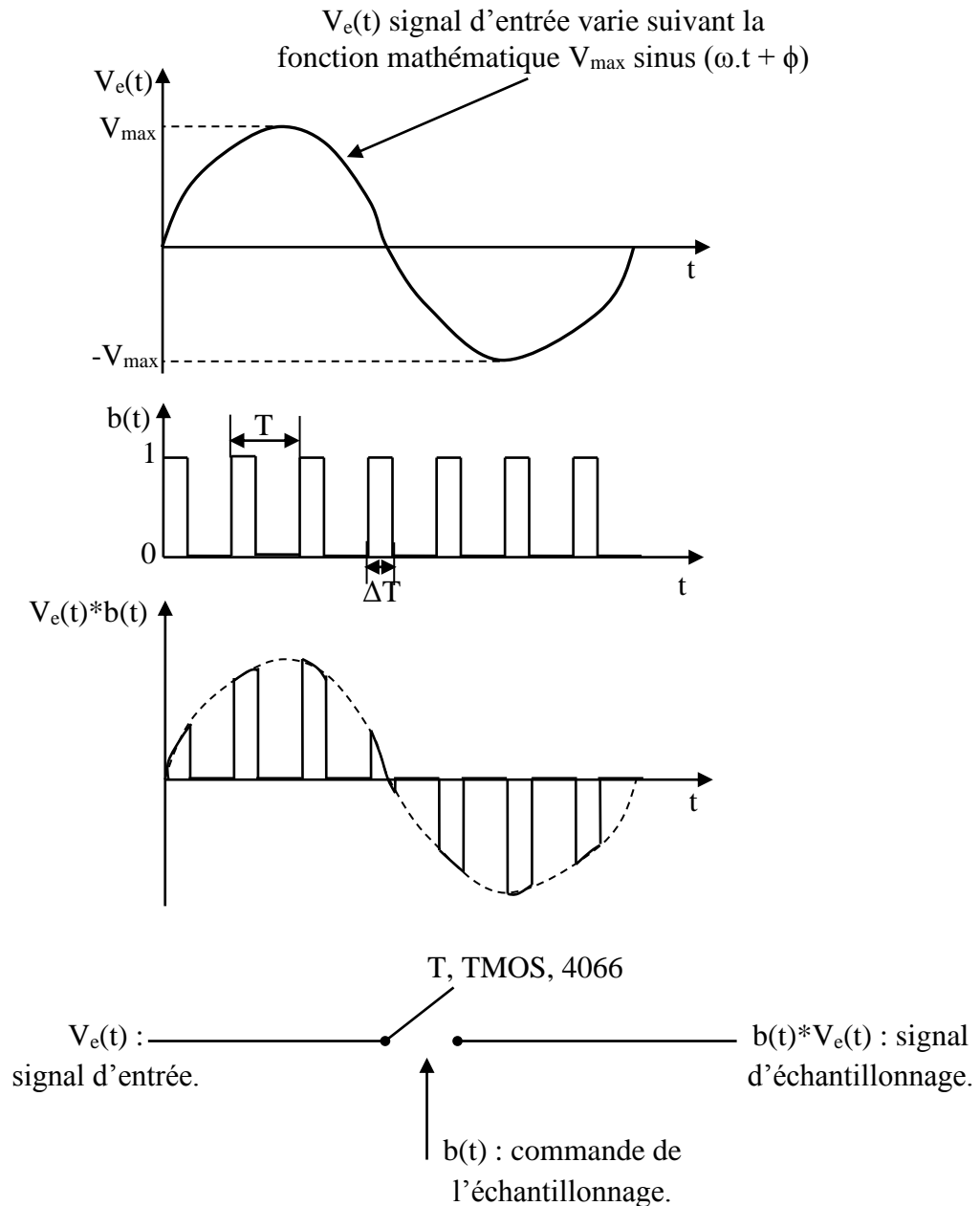


Figure V-3 : Allure d'un signal échantillonné.

On prend ainsi des valeurs de $V_e(t)$ à des intervalles de temps régulier (tous les T_e , période d'échantillonnage) à une fréquence F_e dite fréquence d'échantillonnage. Suite à cet

échantillonnage, on quantifie chaque échantillon par une valeur binaire pour la stocker sur un support numérique.

Remarque : Si $F_e = F_{\max} \Rightarrow$ reconstitution du signal impossible.

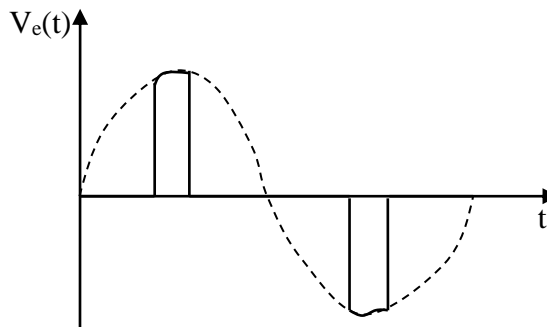


Figure V-4 : Signal échantillonné pour $F_e = F_{\max}$.

Donc, si l'on ne veut pas perdre d'informations par rapport au signal que l'on échantillonne, on devra toujours respecter la condition : $(F_e \geq 2 * F_{\max})$ [8]. Condition plus connue par le théorème de Shannon.

b- Théorème de Shannon

Le théorème de Shannon précise que la fréquence d'échantillonnage est au moins égale à deux fois la fréquence maximale du signal à échantillonner, comme montre l'équation (V-5) :

$$F_e = \frac{1}{T_e} \geq 2 * F_{\max} \dots\dots\dots (V-5)$$

c- Théorie de quantification

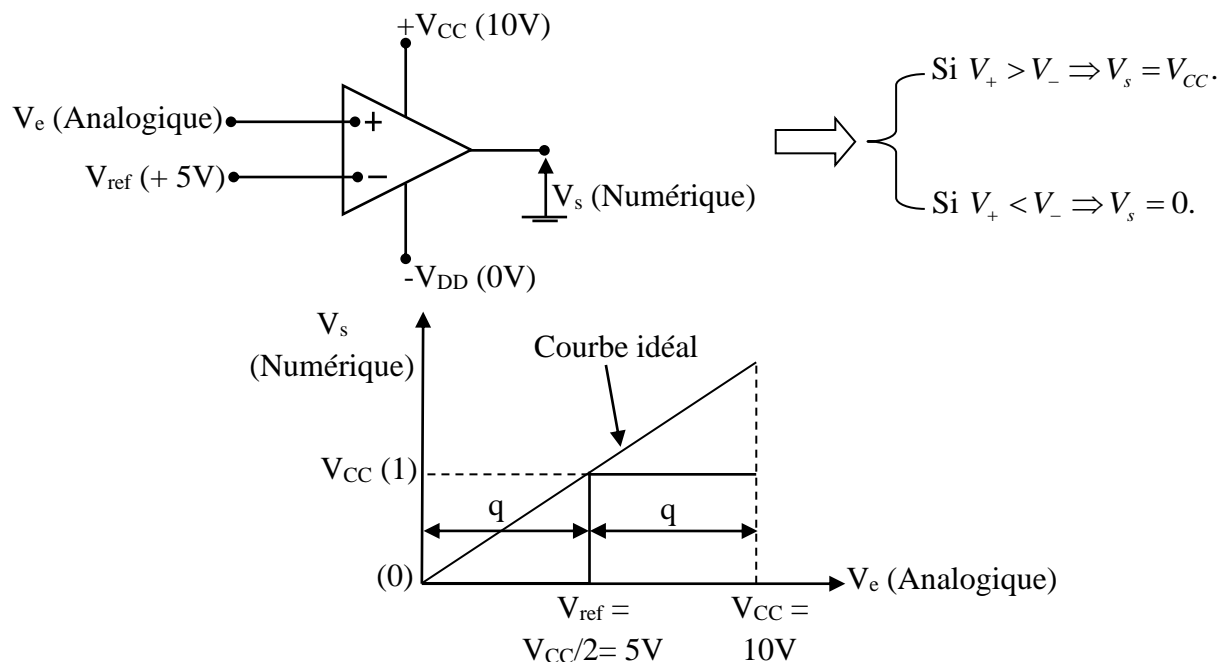


Figure V-5 : Exemple d'une quantification pour un n égal à 1 bit.

Le signal échantillonné peut à ce stade être converti sous forme binaire (numérique) pour être stocké. Ce codage s'appelle la quantification. Autrement dit, le rôle de la quantification est de donner une image binaire d'un signal analogique.

De plus, la quantification q n'est plus une caractéristique du convertisseur. En effet, la tension d'entrée maximal $V_{e,max}$ étant fixée, ainsi que le nombre de bits n , le quantum se déduit de la relation :

$$Quantum = \frac{\text{calibre}}{2^n} \dots\dots\dots (V-6)$$

Exemple V-2 :

- ✓ pour un calibre (V_{CC}) = 10V et $n = 1$ bit $\Rightarrow q = 5V$ (figure V-5).
- ✓ pour un calibre (V_{CC}) = 10V et $n = 3$ bits $\Rightarrow q = 1.25V$ (figure V-6).

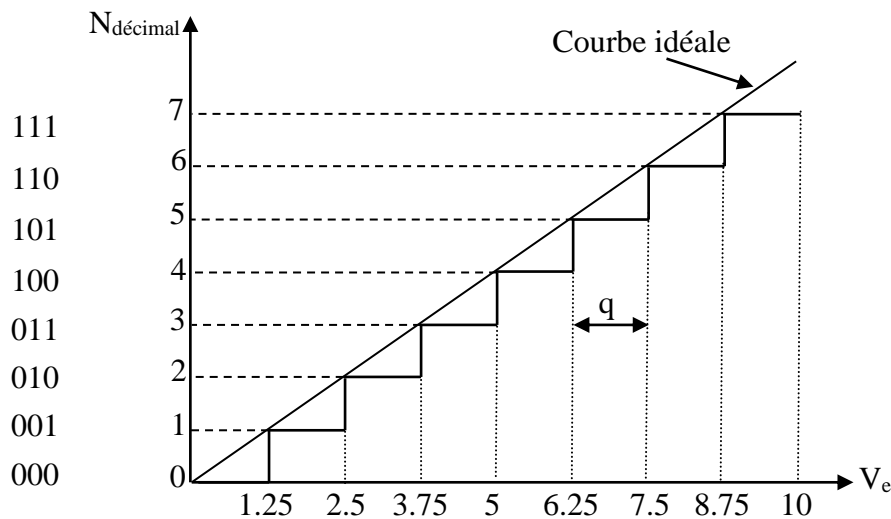


Figure V-6 : Exemple d'un CNA à 3 bits.

$$V_e = N_{décimal} * q \dots\dots\dots (V-7)$$

$$\text{Pour } \begin{cases} V_e = 0V \Rightarrow N_{décimal} = 0 \\ V_e = 1V \Rightarrow N_{décimal} = 1 \\ \vdots \\ V_e = 10V \Rightarrow N_{décimal} = 7 \end{cases} \Rightarrow 8.valeurs.exactes$$

Donc on peut conclure que pour un convertisseur de n bits, on obtient 2^n valeurs exactes. Autrement dit, toutes les autres valeurs sont fausses, donc il y'a une erreur de quantification.

$$Erreur = N * q - V_e \dots\dots\dots (V-8)$$

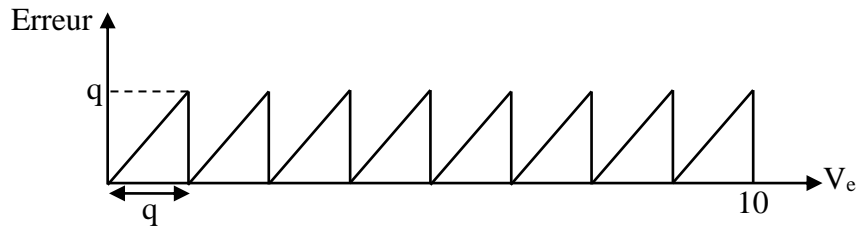


Figure V-7 : Exemple de l'erreur de quantification pour n égale à 3 bits.

Pour diminuer l'erreur de quantification on décale les valeurs de référence d'un demi-quantum (figure V-8).

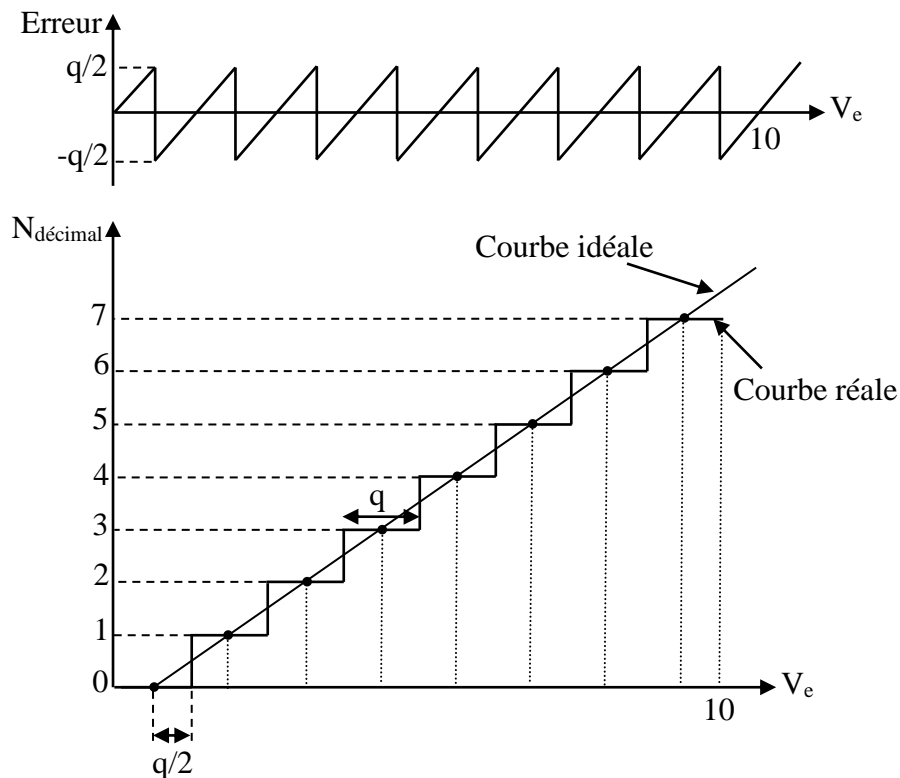


Figure V-8 : Exemple de l'erreur de demi-quantification pour n égale à 3 bits.

L'erreur de quantification maximale est $q/2$.

$$|\varepsilon_q|_{\max} = \frac{q}{2} \dots\dots\dots (V-9)$$

D'après l'équation (V-9) on a deux types de l'erreur :

$$\checkmark \text{ Erreur absolu} < \frac{q}{2} = \frac{\text{calibre}}{2^{n+1}}.$$

$$\checkmark \text{ Erreur relative} = \frac{q/2}{V_e}.$$

$$\text{Précision} = \frac{q/2}{\text{calibre}} = \frac{1}{2^{n+1}} \dots \dots \dots (V-10)$$

Exemple V-3 : Pour un CAN de 8 bits, on obtient une précision = $1/2^9 \approx 0.2\%$.

II-2. Différents types de convertisseur analogique-numérique

a- Le convertisseur à intégration simple rampe

Un convertisseur simple rampe est basé sur le principe de la conversion tension en fréquence ou durée.

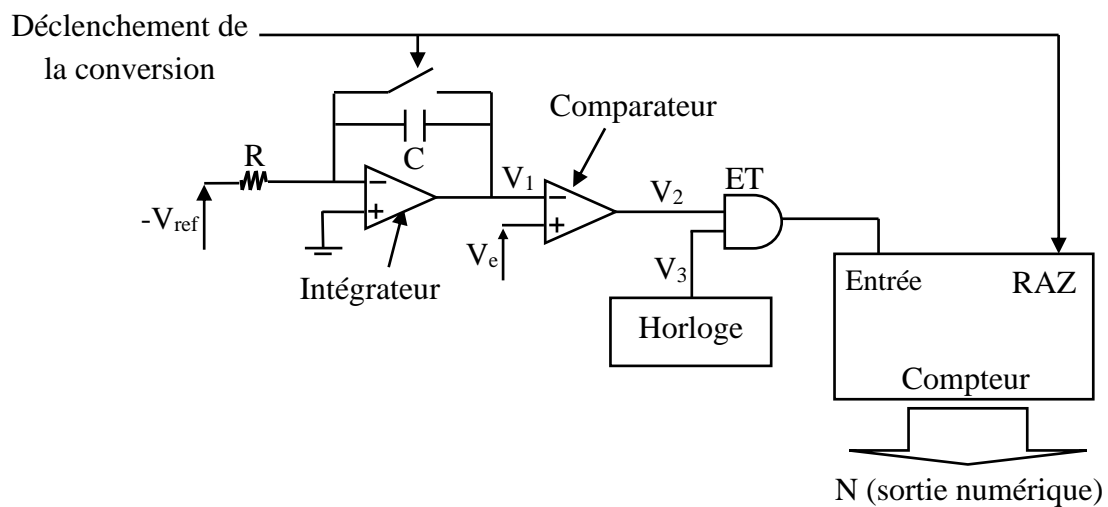


Figure V-9 : Convertisseur à intégration simple rampe.

La figure V-9 représente le schéma synoptique d'un condensateur à intégration simple rampe. Le principe d'un tel convertisseur est le suivant :

On charge linéairement un condensateur à l'aide d'un amplificateur opérationnel monté en intégrateur (figure V-9) dont la tension d'entrée est constante et égale à $-V_{ref}$. Cette tension est appliquée à l'entrée d'un comparateur dont l'autre entrée reçoit la tension inconnue V_e à convertir ; lorsque la tension rampe V_1 arrive à égalité avec V_e , la tension V_2 du comparateur bascule. Le temps écoulé entre le départ de la rampe t_0 , correspondant au début de conversion, et le basculement au temps t_1 est le résultat de la conversion-durée. En utilisant une horloge de référence de période δ (sortie V_3), la fonction logique "ET" entre les signaux horloge et le créneau de durée proportionnelle à V_e donne un nombre d'impulsions N tel que [7] :

$$t_1 - t_0 = V_e * \left(\frac{R * C}{V_{ref}} \right) = N * \delta \dots \dots \dots (V-11)$$

Ce nombre d'impulsions est compté par un compteur binaire. On dispose ainsi, en sortie du compteur, d'un nombre binaire N proportionnel à V_e [7] :

$$N = V_e * \left(\frac{R * C}{V_{ref} * \delta} \right) \dots\dots\dots (V-12)$$

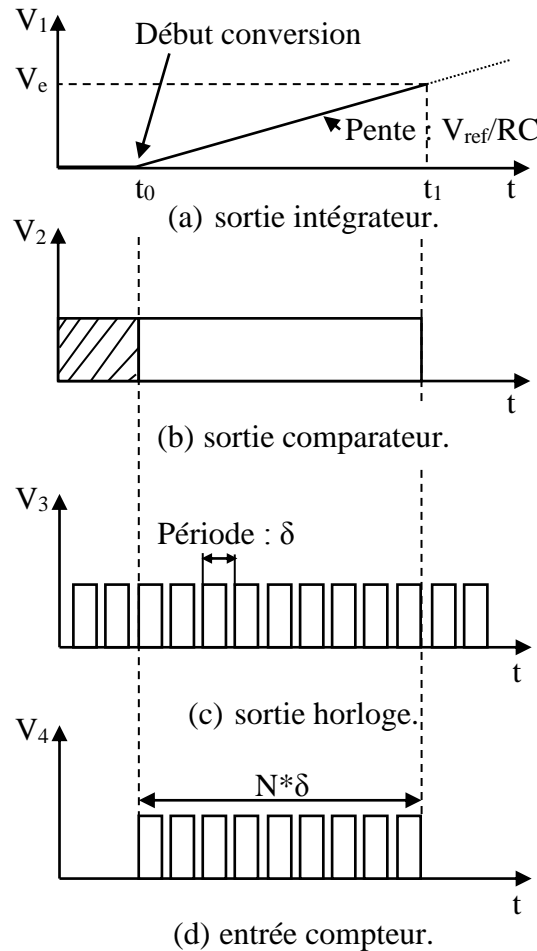


Figure V-10 : Diagramme des temps d'un convertisseur à intégration simple rampe.

Le temps de conversion sera donc directement proportionnel à la valeur $N * \delta$. Pour un convertisseur 8 bits, la conversion de la tension maximale nécessitera de compter 255 impulsions. Par conséquent, avec une horloge de fréquence 1 MHz, le temps de conversion sera 255 μ s [7]. Ce temps est relativement long et une première conclusion est que les convertisseurs à intégration sont lents. De plus les sources d'erreurs sont nombreuses puisque le coefficient de proportionnalité entre N et V_e contient des termes sensibles aux perturbations extérieures (bruit, température ...). La linéarité de la charge du condensateur et la résolution du comparateur peuvent aussi introduire des erreurs. Ce type de convertisseurs, économiques mais peu précis et lents, est amélioré en utilisant une conversion double rampe.

b- Le convertisseur à intégration double rampe

Le convertisseur double rampe constitue un perfectionnement important du convertisseur simple rampe. En effet la précision devient indépendante des éléments pouvant varier : la capacité, la résistance et la fréquence de l'horloge. La conversion s'effectue ici en deux étapes, pilotées par une logique de contrôle qui commande deux interrupteurs (figures V-11 et V-12).

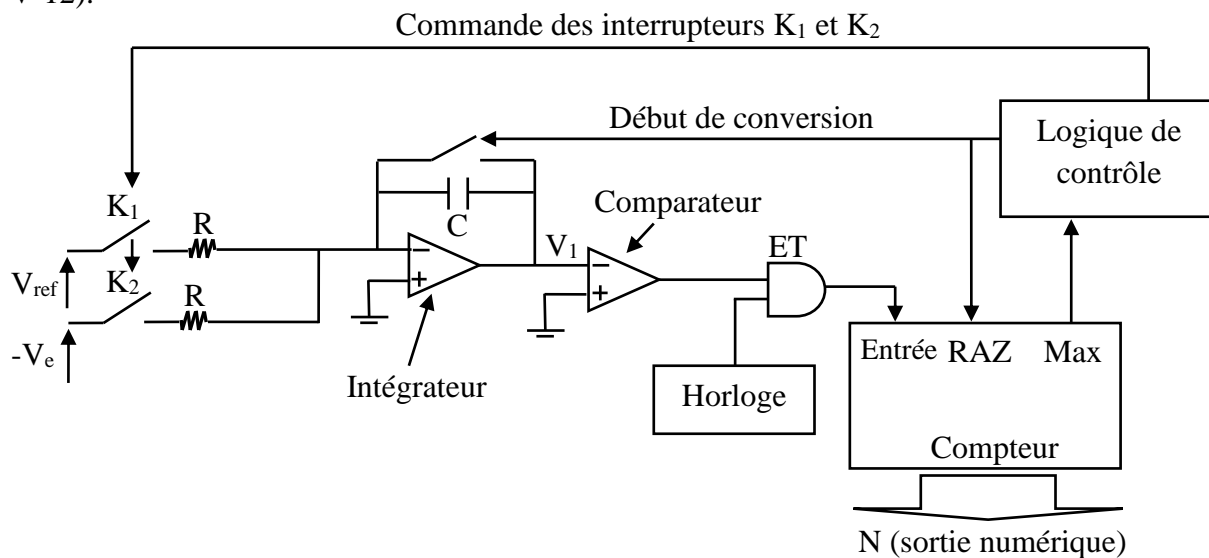


Figure V-11 : Convertisseur à intégration double rampe.

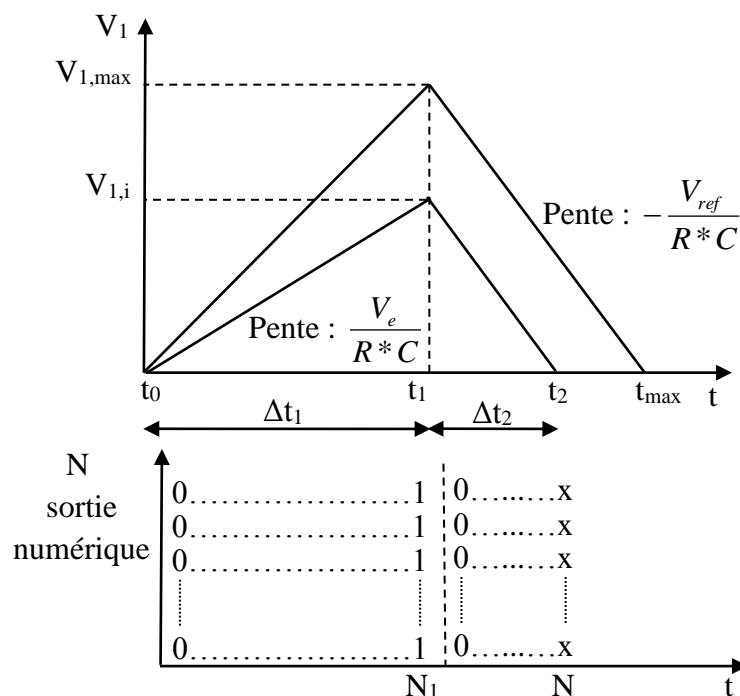


Figure V-12 : Croissance et décroissance de V_1 pendant les deux étapes de la conversion et sortie numérique correspondante.

La première étape consiste à appliquer la tension d'entrée $-V_e$ à mesurer à l'entrée de l'intégrateur pendant un intervalle de temps prédéterminé Δt_1 égal à N_1 périodes d'horloge. A la fin de ce temps la tension de sortie V_1 de l'intégrateur est [7]:

$$V_{1,i} = V_e * \frac{\Delta t_1}{R * C} = V_e * \frac{N_1 * \delta}{R * C} \dots\dots\dots (V-13)$$

La deuxième étape consiste à commuter l'entrée de l'intégrateur sur une tension de référence V_{ref} de polarité opposée à V_e , de sorte que la tension V_1 décroît linéairement et le compteur est remis à zéro. Lors de cette décroissance, un comparateur détecte le passage par zéro de V_1 et, à cet instant, arrête le comptage. Si N est le nombre emmagasiné dans le compteur, la durée de la décroissance est $N * \delta$. Aussi on peut écrire [7]:

$$V_{1,i} = V_{ref} * \frac{N * \delta}{R * C} \dots\dots\dots (V-14)$$

En considérant les deux expressions de $V_{1,i}$, nous avons la relation entre N et V_e :

$$N = \frac{N_1 * V_e}{V_{ref}} \dots\dots\dots (V-15)$$

La précision d'un tel convertisseur a été fortement augmentée puisque les sources d'erreurs, dues aux dérives des composants R , C et de la période δ , ont été éliminées. Par contre le temps de conversion a été augmenté dans un rapport 2.

c- Le convertisseur à approximations successives

Contrairement au précédent convertisseur où toutes les combinaisons binaires sont testées par incrémentation bit à bit, le convertisseur va utiliser une logique de commande lui permettant de faire une recherche dichotomique dans l'ensemble des codes binaires. Le CAN à approximation successives utilise un CNA en contre réaction (figure V-13).

Le fonctionnement de ce convertisseur est illustré sur la figure V-14. Le principe est de déterminer les n bits du résultat en n coups d'horloge grâce à une logique générant celui-ci par approximations successives : l'opération consiste à déterminer successivement tous les bits du nombre représentatif de la tension d'entrée, en commençant par le bit de poids fort (MSB) et en finissant par le bit de poids faible (LSB), suivant la sortie du comparateur V_{comp} donnant le résultat de la comparaison entre V_e et V_{CNA} :

- ❖ Si $V_e > V_{CNA}$ alors $V_{comp} = 1$ et le bit testé est forcé à 1 ;

❖ Si $V_e < V_{CNA}$ alors $V_{comp} = 0$ et le bit testé est forcé à 0.

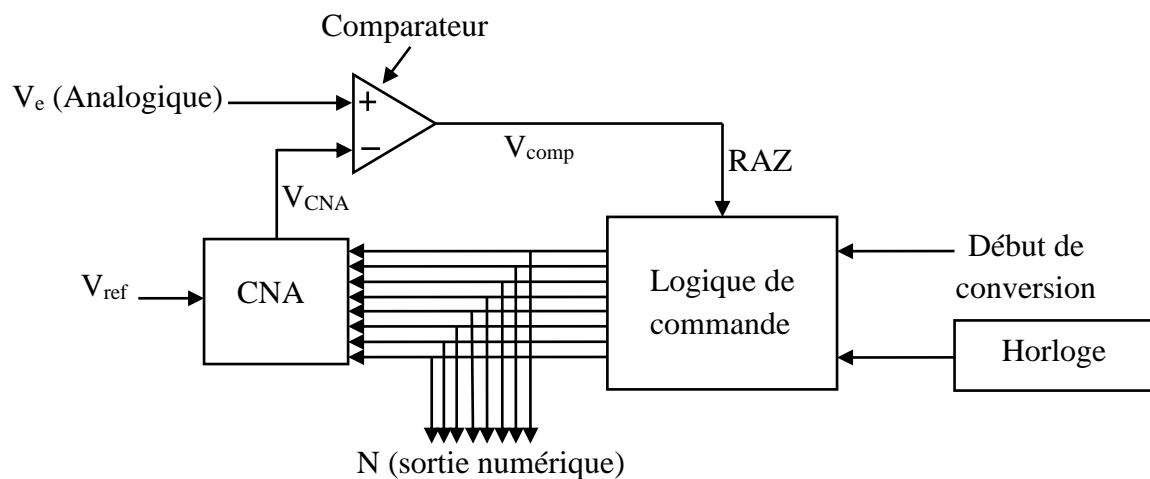


Figure V-13 : Convertisseur AN à approximations successives.

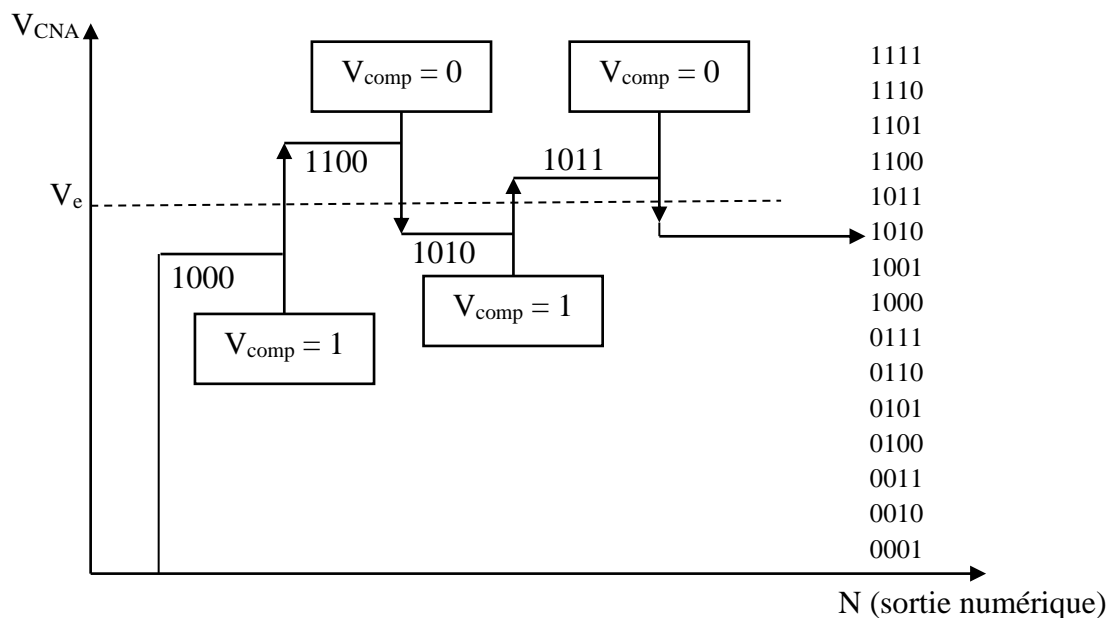


Figure V-14 : Diagramme des temps d'un convertisseur A/N à approximations successives.

Cette méthode permet d'obtenir des temps de conversions identiques quelle que soit la tension à convertir et surtout des temps de conversions très inférieurs aux précédents CAN, de l'ordre de quelques microsecondes. De plus, la précision de ce CAN est aussi liée à celle du CNA. Autrement dit, sa vitesse de conversion, sa simplicité de réalisation et sa précision en font un CAN très répandu. Mais le temps de conversion obtenu reste toujours supérieur ou comparable aux temps d'accès des calculateurs.

Exemple V-4 : Pour un CAN de 3 bits.

La sortie du CNA est une tension analogique $V_s = q \cdot N$.

On prend $q = 1V$ et $V_e = 4.5V$, le résultat de la conversion est donnée dans le tableau suivant :

N	$V_s = q \cdot N$	V_{comp}	
100b = 4	4	1	Test du MSB: $4.5 > 4$ on garde MSB à 1 ...
101b = 5	5	0	et on teste le bit suivant: $4.5 < 6$ on remet le bit à 0
110b = 6	6	0	$4.5 < 5$, le LSB = 0 , le nombre cherché est 100b

Sortie série \longrightarrow

\longrightarrow Sortie parallèle

d- Le convertisseur flash (ou par comparaison directe)

Le convertisseur flash est un convertisseur très rapide. C'est un réseau de comparateur mis en parallèle. Un codage sur n bits nécessite 2^{n-1} comparateurs et 2^n résistances.

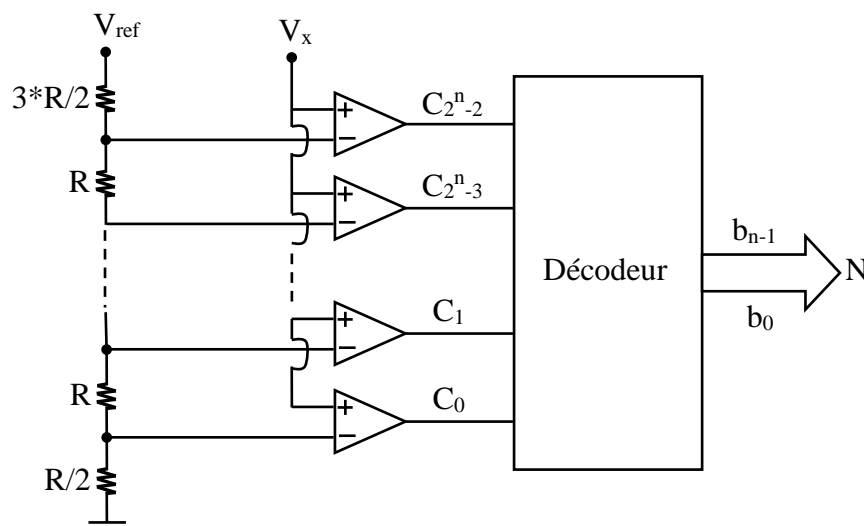


Figure V-15 : Le convertisseur Flash.

Le type de conversion est lié au choix des valeurs de résistances :

Position Résistance	Quantification linéaire Centrée	Quantification linéaire Par défaut
Connectée Vref	$3R/2$	R
.....	R	R
.....	R	R
Connectée Masse	$R/2$	R

La conversion est faite en un coup d'horloge, c'est un système qui est très rapide mais qui coûte très cher à cause de nombres des comparateurs et résistances.

Exemple V-5 : Pour un CAN flash de 2 bits nécessite 4 résistances et 3 comparateurs.

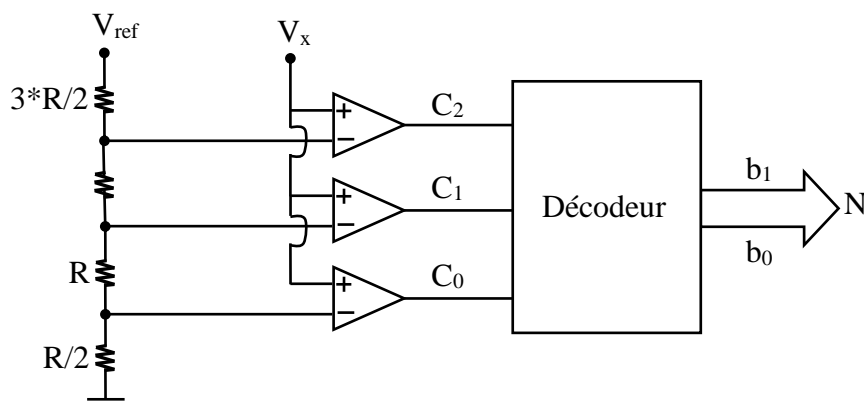


Figure V-16 : Exemple d'un convertisseur flash à 2 bits.

V_x	C_2	C_1	C_0	b_1	b_0
0 à 1.25V	0	0	0	0	0
1.25V à 3.75V	0	0	1	0	1
3.75V à 6.25V	0	1	1	1	0
> 6.25V	1	1	1	1	1

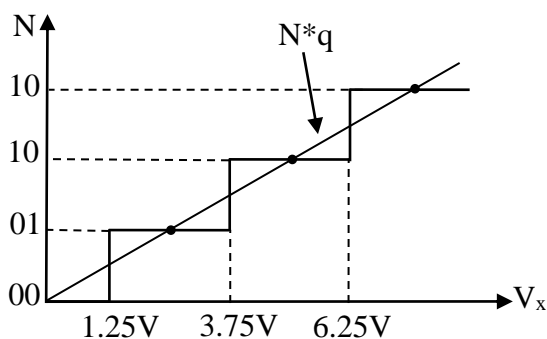


Figure V-17 : Allure d'un convertisseur flash à 2 bits.

III- Echantillonneur/bloqueur

III-1. Définition d'un échantillonneur/bloquer

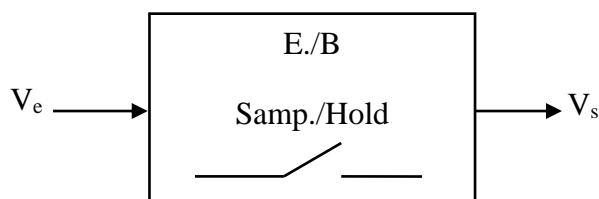


Figure V-18 : Représentation symbolique de l'E/B.

Le rôle d'un échantillonneur bloqueur (E/B) est de maintenir constante l'amplitude de l'échantillon prélevé tous les T_e durant le temps nécessaire à sa conversion (figure V-18).

Ceci est indispensable pour des signaux à variations rapides par rapport au temps de conversion, si l'on veut obtenir une conversion significative. Il fonctionne suivant deux états (figure V-19).

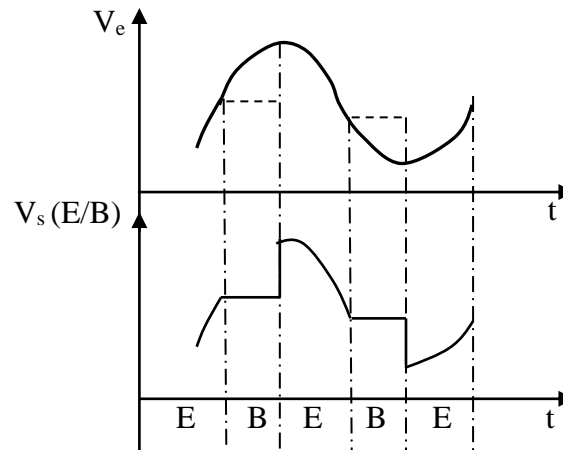


Figure V-19 : Evolution des tensions en entrée et sortie d'un E/B (Sample and Hold).

- ✚ Echantillonneur (Sample) ou plus exactement suiveur, pendant lequel il suit les variations instantanées du signal d'entrée ;
- ✚ Bloquer (Hold) pendant lequel il conserve en mémoire la dernière valeur du signal analogique existant avant le passage en mode blocage.

Souvent, les durées d'échantillonnage sont très réduites vis-à-vis des durées de blocage.

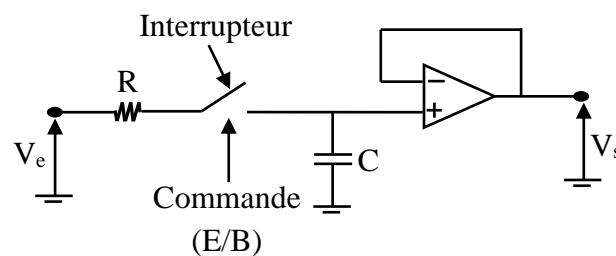


Figure V-20 : Schéma de principe d'un échantillonneur-bloqueur.

La figure V-20 représente le circuit d'un échantillonneur-bloqueur. Ce circuit se compose d'un interrupteur électronique (transistor MOS) qui permet l'isolement de l'entrée V_e par rapport à la sortie V_s lors du fonctionnement en bloqueur. Une capacité C permet de mémoriser la dernière tension présente à ses bornes. Un amplificateur opérationnel en sortie qui permet d'augmenter la résistance de fuite du condensateur.

Exemple V-6 :

Pour montrer l'importance de l'emploi d'un E/B dans un circuit électronique par rapport aux autres montages électroniques sans l'utilisation des E/B.

Pour cela, nous allons considérer :

- un signal d'entrée : tension sinusoïdale $V_e(t) = V_{\max} * \cos 2\pi ft$. Ce qui nous donne comme variation maximum du signal :

$$\left. \frac{dV_e}{dt} \right|_{\max} = 2 * \pi * f * V_{\max} \dots\dots\dots (V-16)$$

- une conversion sur n bits, ce qui correspond à une résolution de :

$$q = \frac{V_{\max}}{2^{n-1}} \dots\dots\dots (V-17)$$

- un temps de conversion T_c .

Si pendant le temps de conversion le signal d'entrée varie d'une tension inférieure à la résolution du convertisseur (CAN), alors l'emploi d'un E/B n'est pas nécessaire. Ce qui s'exprime par la formule :

$$\left. \frac{dV_e}{dt} \right|_{\max} * T_c < q \dots\dots\dots (V-18)$$

Ce qui nous donne une fréquence maximum du signal d'entrée vis à vis du temps de conversion :

$$f < \frac{1}{2^n * \pi * T_c} \dots\dots\dots (V-19)$$

Si on prend le cas d'une conversion sur 8 bits sans utilisation de bloqueur :

- ❖ $T_c = 1\text{ms} \Rightarrow f < 1.2\text{Hz}$.
- ❖ $T_c = 1\mu\text{s} \Rightarrow f < 1.2\text{kHz}$.

Dans le cas de signaux variant très lentement, ne nécessitant pas de grandes précisions temporelles (par exemple le cas de la température), on peut envisager de ne pas utiliser d'E/B. Mais de manière générale, les échantillonneurs - bloqueurs sont pratiquement nécessaires dans toute opération de conversion.

III-2. Structure interne d'un échantillonneur/bloquer

Le schéma complet d'un échantillonneur/bloqueur est réalisé à partir de deux amplificateur opérationnels. Le premier amplificateur, mis en entrée, permet ainsi de disposer d'une grande

impédance d'entrée. La capacité C , composant externe au circuit, est fermée sur l'impédance d'entrée du deuxième amplificateur opérationnel pendant la phase de mémorisation.

Deux types de schémas, conduisant à des caractéristiques équivalentes, sont couramment utilisés (figures V-21 (a) et V-21 (b)).

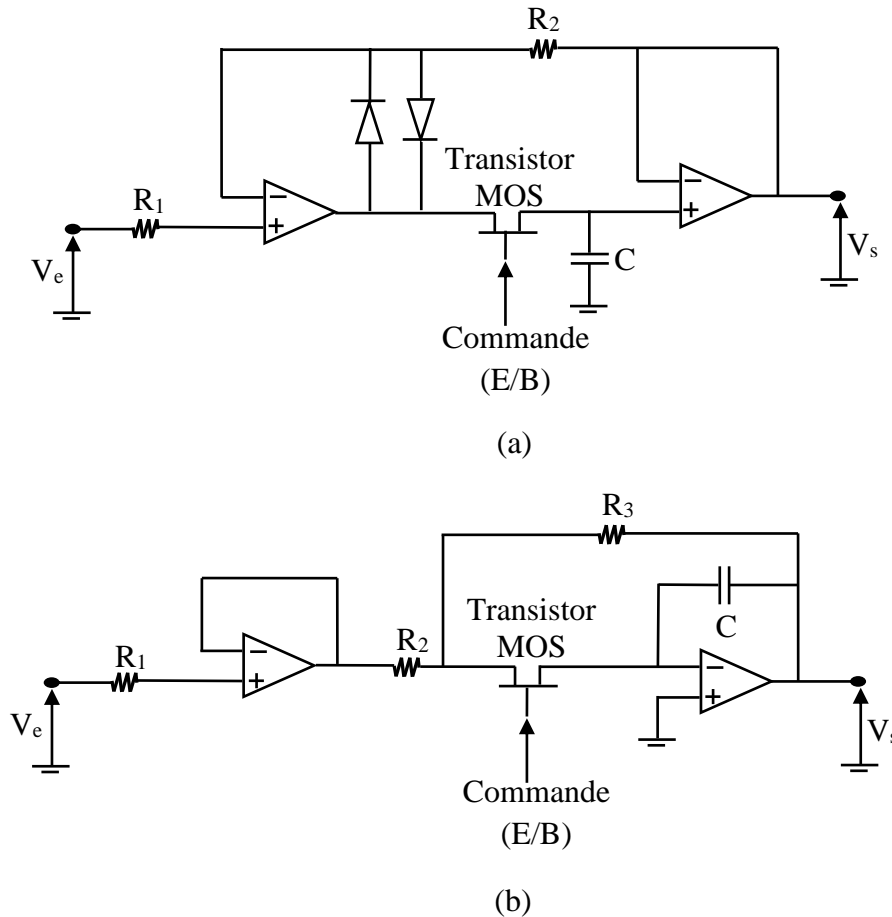


Figure V-21 : Deux structures typiques d'un échantillonneur/bloqueur.

Le premier schéma consiste à réaliser une contre-réaction entre l'entrée et la sortie pour diminuer le temps d'acquisition et éviter d'ajouter les erreurs de décalages mises en cascade. Pendant la phase de blocage, le premier amplificateur est en saturation et, lors du retour en phase d'échantillonnage, le temps d'acquisition est alors augmenté. Pour améliorer cette transition, deux diodes, montées tête-bêche, permettent d'éviter la saturation de l'amplificateur.

Le second schéma utilise le deuxième amplificateur monté en intégrateur. De même pour éviter la saturation du premier amplificateur, on monte une résistance R_3 qui permet de maintenir la sortie du premier amplificateur au voisinage de V_e .

IV- La conversion numérique-analogique

IV-1. Principe de la conversion numérique-analogique

La conversion numérique-analogique, que nous désignerons par CNA, consiste à transformer une information disponible sous forme binaire en une information analogique (figure V-22).

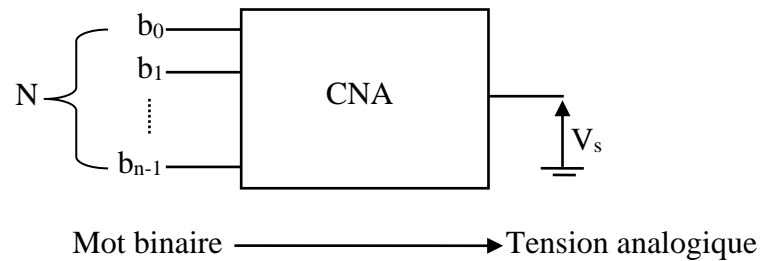


Figure V-22 : Schéma fonctionnel d'un convertisseur numérique-analogique.

$$\begin{cases} N = b_{n-1} * 2^{n-1} + b_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + b_1 * 2^1 + b_0 \\ V_s = q * N \end{cases} \dots\dots\dots (V-20)$$

La valeur analogique maximale $V_{s,max}$ sera donc :

$$V_{s,max} = q * (2^n - 1) \dots\dots\dots (V-21)$$

Et la valeur minimale $V_{s,min}$ autre que 0 :

$$V_{s,min} = q \dots\dots\dots (V-22)$$

La tension ces caractéristiques sont traduites par la figure V-23, qui montre le nombre de transfert permettant de passer d'une information numérique à la sortie analogique correspondante. En pratique, on emploie essentiellement des CNA du type parallèle et plus particulièrement :

- ❖ CNA à résistances pondérées ;
- ❖ CNA à réseau en échelle R-2R.

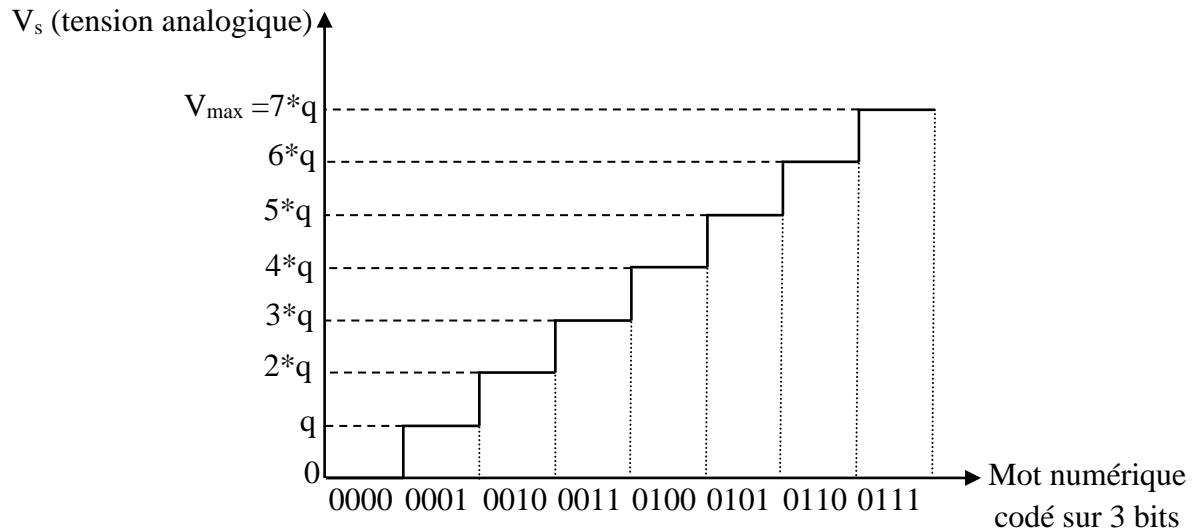


Figure V-23 : Courbe de transfert numérique-analogique.

Dans l'étude des circuits CNA, les différents bits du nombre binaire vont être symbolisés par un interrupteur (0 : ouvert, 1 : fermé). Les composants électroniques du CNA contiennent effectivement des interrupteurs, mais des interrupteurs analogiques (transistor MOS) commandent par des signaux électriques TTL.

IV-2. Convertisseur à résistances pondérées

Le principe du convertisseur à résistances pondérées est la sommation de courants à l'aide d'un amplificateur opérationnel (figure V-24). Les interrupteurs, correspondant aux bits b_0 à b_{n-1} , mettent en service des résistances de valeurs croissantes dans le rapport 2, toutes alimentées par la même source V_{ref} . Par conséquent la résistance $2^n \cdot R$ est parcourue par un courant deux fois moindre que la résistance $2^{n-1} \cdot R$. Les courants élémentaires, correspondant aux poids respectifs des bits, sont sommés par l'amplificateur opérationnel.

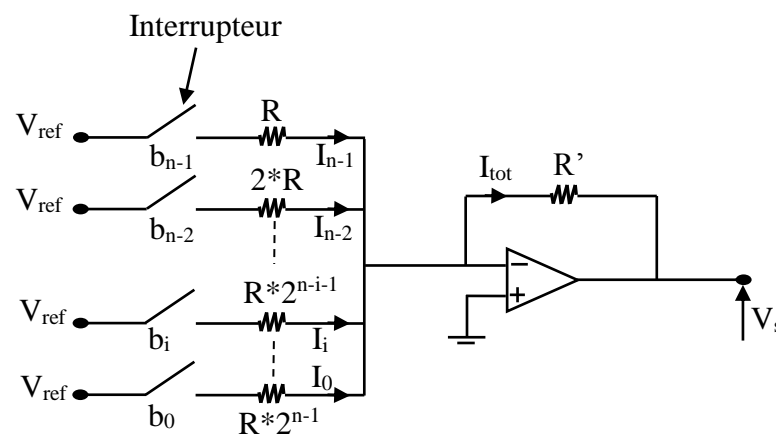


Figure V-24 : Convertisseur N/A à résistance pondérées.

En écrivant l'égalité des courants à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, il vient :

$$\begin{cases} I_{tot} = I_0 + \dots + I_i + \dots + I_{n-2} + I_{n-1} \\ I_i = \frac{V_{ref} * b_i}{R * 2^{n-i-1}} = \frac{V_{ref}}{R * 2^{n-1}} * b_i * 2^i \end{cases} \dots\dots\dots (V-23)$$

$$\begin{cases} V_s = -R' * I_{tot} = -R' * \sum_{i=0}^{n-1} I_i \\ V_s = -R' * V_{ref} * \left[\frac{b_{n-1}}{R} + \dots\dots\dots + \frac{b_1}{2^{n-2} * R} + \frac{b_0}{2^{n-1} * R} \right] = -\frac{R'}{R} * \frac{V_{ref}}{2^{n-1}} * \sum_{i=0}^{n-1} b_i * 2^i \end{cases} \dots\dots\dots (V-24)$$

Remarque : Si $R = R'$ l'équation (V-25) sera donc :

$$V_s = -\frac{V_{ref}}{2^{n-1}} * [b_{n-1} * 2^{n-1} + b_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + b_1 * 2^1 + b_0] \dots\dots\dots (V-25)$$

Dans ce cas, le quantum de conversion est donc :

$$q = -\frac{V_{ref}}{2^{n-1}} \dots\dots\dots (V-26)$$

Exemple V-7 : Pour un convertisseur N/A à résistance pondérées de 3 bits.

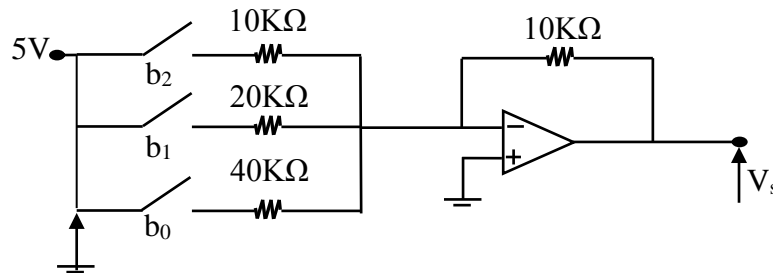


Figure V-25 : Exemple d'un convertisseur N/A à résistance pondérées de 3 bits.

N	b ₂	b ₁	b ₀	I _{tot}	V _s
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	125μA	-1.25V
2	0	1	0	250μA	-2.5V
3	0	1	1	375μA	-3.75V
4	1	0	0	500μA	-5V

5	1	0	1	625 μ A	-6.25V
6	1	1	0	750 μ A	-7.5V
7	1	1	1	875 μ A	-8.75V

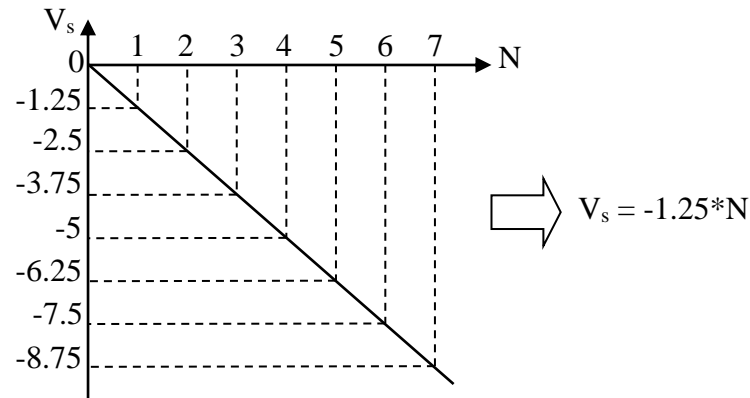


Figure V-26 : Allure d'un convertisseur N/A à résistance pondérées de 3 bits.

D'après l'équation (V-26), on peut trouver que le quantum égal à -1.25V.

IV-3. Convertisseur à réseau en échelle R-2R

Par rapport au précédent, ce type de convertisseur N/A offre l'avantage de n'utiliser que deux valeurs de résistances, simple R et double 2*R (figure V-27).

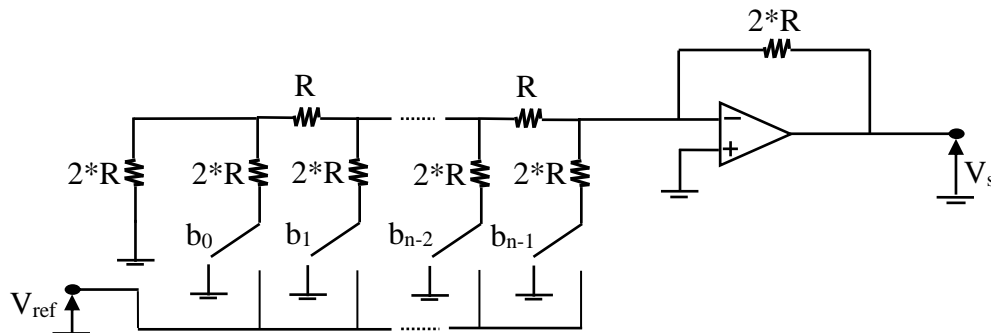
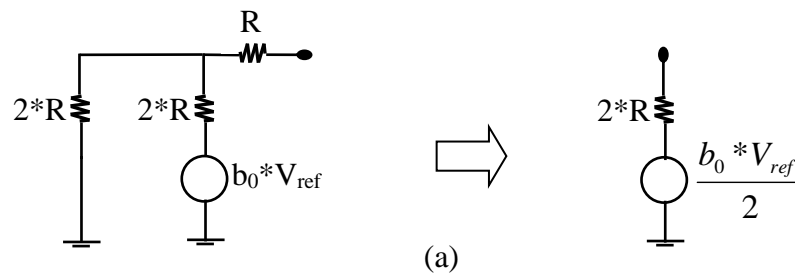


Figure V-27 : Convertisseur N/A à réseau en échelle R-2R.

Pour déterminer la tension V_s à la sortie de ce convertisseur, on utilise le théorème de Thévenin. La figure V-28 (a) montre le résultat obtenu en considérant la première cellule. La figure V-28 (b) montre le résultat en utilisant le calcul précédent et la branche suivante.



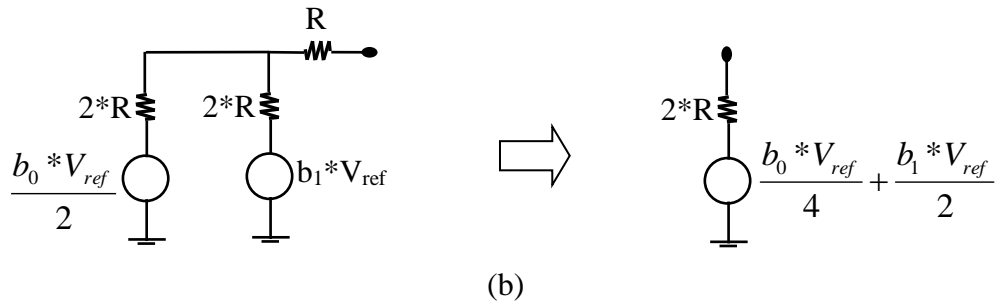


Figure V-28 : Schéma équivalent pour calculer V_s de la figure V-22.

Cette méthode, utilisée par récurrence, conduit au résultat recherché :

$$V_s = \frac{V_{ref}}{2^{n-1}} * [b_{n-1} * 2^{n-1} + b_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + b_1 * 2^1 + b_0] \dots \dots \dots (V-27)$$

Ce principe de réalisation d'un CNA est celui utilisé pour la plupart des CNA aussi bien en technologie hybride qu'intégrée.

Chapitre VI

Circuits à deux états : les multivibrateurs

Chapitre VI :

Circuits à deux états : les multivibrateurs

I- Introduction

Ce chapitre expose une catégorie de circuits habituellement appelés des multivibrateurs. Ces circuits présentent diverses propriétés intéressantes puisque certains d'entre eux accomplissent une large variété de fonctions telles que le stockage de valeurs binaires, la génération d'ondes rectangulaires, la division de fréquences, le comptage d'impulsions, la conformation de courbes et la génération d'ondes durant un temps déterminé. Ce chapitre porte sur trois types de multivibrateurs, à savoir les multivibrateurs monostables, les multivibrateurs bistables et les multivibrateurs astables.

II-Multivibrateur monostable

Ce type de multivibrateur ne possède qu'un seul état stable, il peut changer d'état d'une façon temporaire sous l'action d'un signal de déclenchement.

Pour bien comprendre son fonctionnement, procédons à l'étude du circuit illustré à la figure VI-1.

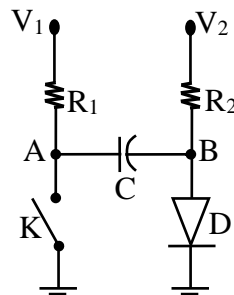


Figure VI-1 : Schéma du principe de fonctionnement du multivibrateur monostable.

Lorsque l'interrupteur K est ouvert :

- $V_A = V_1$;
- $V_B = V_D = 0.7V$ (la diode est passante).

A cet instant, la tension aux bornes du condensateur est :

$$V_C = V_1 - V_D = V_1 - 0.7 \dots\dots\dots (VI-1)$$

A l'instant de fermeture de l'interrupteur S, la tension V_A chute immédiatement à 0V, V_B chute de V_1 , la diode D s'ouvre car elle est polarisée en sens inverse et le condensateur se

charge, selon la constante de temps RC , vers V_2 , mais lorsque la tension aux bornes de C atteint $0.7V$, la diode conduira de nouveau (figure VI-2).

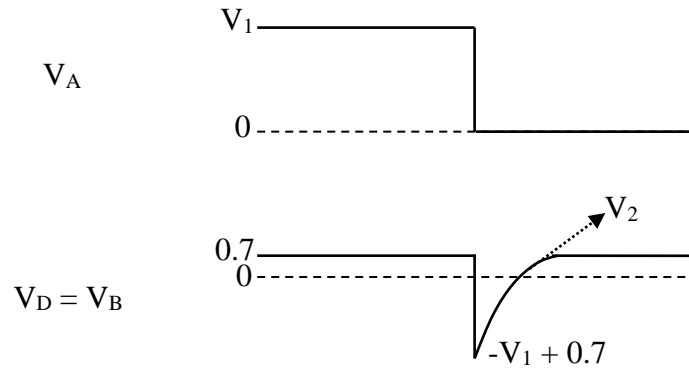


Figure VI-2 : Formes d'ondes aux points A et B.

Pour trouver l'expression de $V_D = V_B$ durant le temps où cette tension n'est pas égale à $0.7V$, partons de l'équation [2] :

$$\begin{cases} V_D = V_{final} + (V_{initial} - V_{final}) * e^{-t/RC} \\ V_D = V_2 + (-V_1 + 0.7 - V_2) * e^{-t/RC} \end{cases} \quad (VI-2)$$

Calculons à quel instant la tension $V_D = 0.7V$. On aura successivement.

$$V_D = 0.7 = V_2 + (-V_1 + 0.7 - V_2) * e^{-t/RC} \quad (VI-3)$$

D'après l'équation (VI-3), on obtient t :

$$t = R * C * \ln \frac{V_1 - V_D + V_2}{V_2 - V_D} \quad (VI-4)$$

Si $V_1 = V_2 = V$ et si $V_D \ll$, alors l'équation (VI-4) sera :

$$t = R * C * \ln \frac{2 * V}{V} = 0.693 * R * C \quad (VI-5)$$

Donc pour l'instant $t = 0.693 * RC \Rightarrow V_B < V_D$: on obtient une impulsion de tension ou de largeur définie.

Exemple VI-1 : multivibrateur monostable dans lequel $V_1 = V_2 = V$ (figure VI-3).

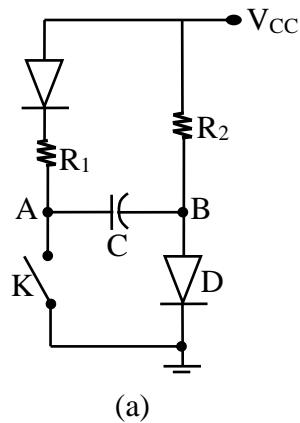


Figure VI-3.a : Multivibrateur monostable de l'exemple VI-1.

Transformons ce circuit monostable en un circuit à transistors (figure VI-4).

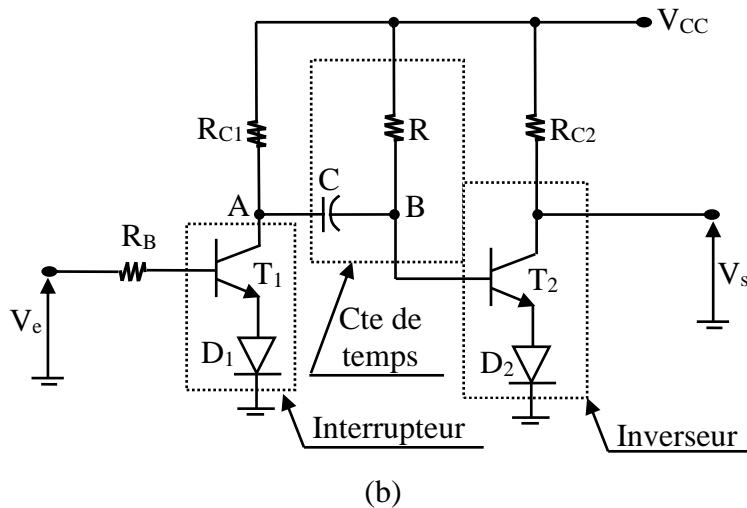


Figure VI-3.b : Multivibrateur monostable à transistors de l'exemple VI-1.

Il faut choisir R_B de sorte que la saturation ait lieu sous l'action de l'entrée V_e . Les diodes des émetteurs des transistors interdisent à la tension $V_{BE} \gg -5V$.

La figure VI-4 montre un exemple de forme d'onde aux différents points du multivibrateur monostable de la figure VI-3.b.

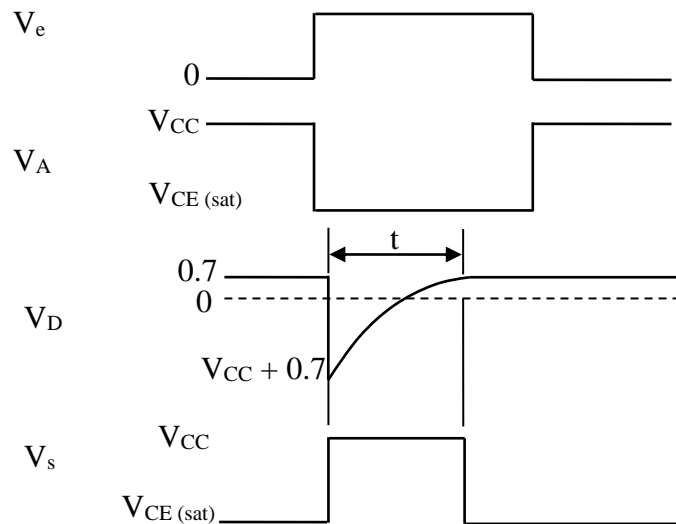


Figure VI-4 : Forme d'onde du multivibrateur monostable de la figure VI-3.b.

Si la largeur de l'impulsion d'entrée est au moins de $0.693 \cdot RC$, la largeur de l'impulsion de sortie sera toujours égale à $0.693 \cdot RC$.

Remarque : la figure VI-5 constate la forme d'onde d'un multivibrateur monostable si la largeur de l'impulsion d'entrée est inférieure à $0.693 \cdot RC$.

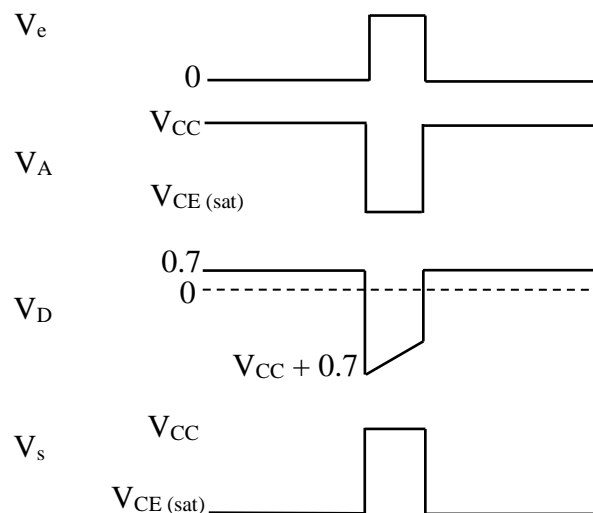


Figure VI-5 : Forme d'onde d'un multivibrateur monostable dans le cas où la largeur de l'impulsion d'entrée est inférieure à $0.693 \cdot RC$.

On s'aperçoit que la largeur de l'impulsion de sortie est la même que celle de l'impulsion d'entrée V_e , le condensateur ne subissant pas une décharge permettant la conduction de la jonction B-E à 0.7V. Donc, lorsque V_e ramène le transistor à l'état bloqué, la jonction base-émetteur se met aussitôt à conduire.

La figure VI-6 illustre le circuit d'un multivibrateur de type monostable.

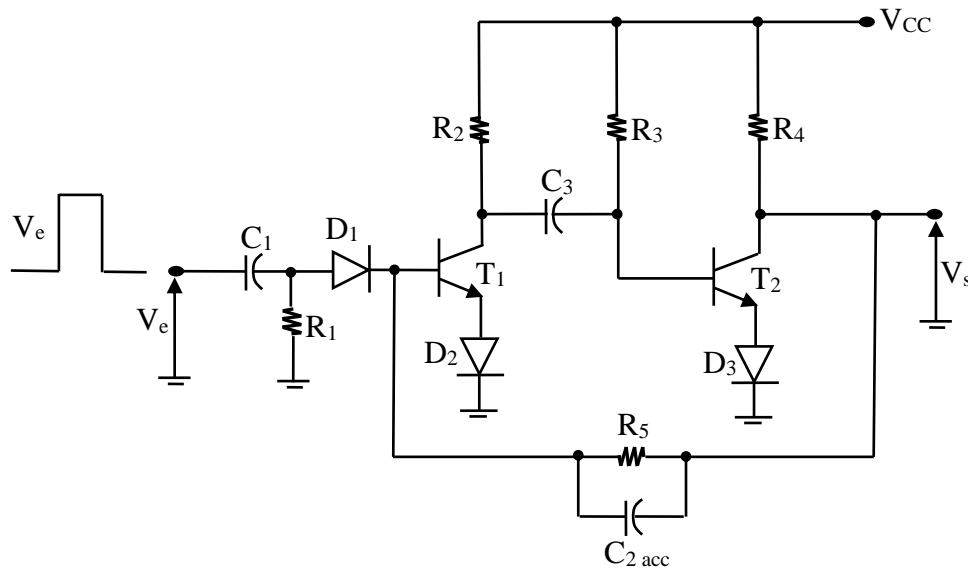


Figure VI-6 : Multivibrateur de type monostable.

Les diodes des émetteurs des transistors protègent les jonctions B-E contre les tensions inverses plus grandes que -5V. De plus, la résistance R_5 est utilisée pour relier la sortie T_2 avec la base de T_1 .

Autrement dit, le choix de la valeur R_3 dans le quel T_2 soit saturé à l'état, la sortie se maintiendra donc à presque 0V, soit $V_{CE(sat)}$.

On choisit ensuite la résistance R_5 pour garantir la saturation de T_1 lorsque T_2 sera bloqué. Pour améliorer la rapidité du système on montera un condensateur C_2 dit "d'accélération" en parallèle avec R_5 .

Les valeurs de R_3 et C_3 détermineront la durée t de l'impulsion de sortie. On aura [2] :

$$t = 0.693 * R_3 * C_3 \dots\dots\dots (VI-6)$$

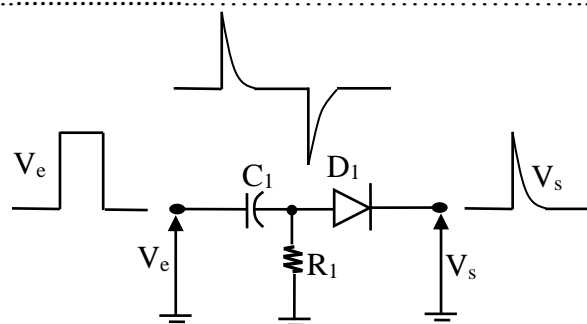


Figure VI-7 : Circuit de déclenchement.

Le réseau constitué de R_1 , C_1 et D_1 est directement relié à la base de T_1 (figure VI-7). Il assure le déclenchement qui provoque la saturation de T_1 durant le temps qu'il faut pour que T_2 se bloque et assure lui-même la saturation de T_1 par l'entremise de R_5 pendant la durée de l'impulsion. Une fois l'impulsion terminée, T_2 redevient saturé et fait bloquer T_1 . Ce réseau

est un différentiateur qui crée des impulsions positives et négatives, les parties négatives seront éliminées par la diode D_1 .

Ce circuit monostable est intéressant car, même pour une entrée en impulsion de courte, la durée de l'impulsion de sortie sera toujours égale à $0.693 * R_3 * C_3$ (équation VI-7) [13].

$$t_{\text{impulsion de sortie}} = 0.693 * R_3 * C_3 \dots\dots\dots (VI-7)$$

Après l'impulsion de sortie, T_2 redevient saturé, T_1 se bloqué et le condensateur C_3 se charge à travers R_2 .

Ce phénomène de rétablissement de la charge est donné par l'expression mathématique suivante :

$$t_{\text{rétablissement de la charge}} = 5 * R_2 * C_3 \dots\dots\dots (VI-8)$$

Le temps minimum alloué à l'impulsion de sortie lui évitant toute déformation est :

$$t_{\min} = 0.693 * R_3 * C_3 + 5 * R_2 * C_3 \dots\dots\dots (VI-9)$$

Le coefficient d'utilisation maximal de l'impulsion est $\frac{0.693 * R_3 * C_3}{0.693 * R_3 * C_3 + 5 * R_2 * C_3} * 100\%$.

Remarque : pour $R_3 = 10 * R_2$, le coefficient d'utilisation maximal de l'impulsion égale à 58%.

Si l'on prend un coefficient $> 58\%$, l'impulsion de sortie sera tronquée (durée $< 0.693 * R_3 * C_3$) puisque le rétablissement ne pourra s'effectuer complètement entre les impulsions de commande [2].

En conséquence, la fréquence du signal de commande du multivibrateur monostable présente une valeur limite. On aura :

$$\begin{cases} \delta_{\max} \leq \frac{1}{t_{\min}} \\ \delta_{\max} \leq \frac{1}{0.693 * R_3 * C_3 + 5 * R_2 * C_3} \end{cases} \dots\dots\dots (VI-10)$$

Cette condition maintient la durée t de l'impulsion de sortie à la valeur constante.

$$t = 0.693 * R_3 * C_3 \dots\dots\dots (VI-11)$$

Le recours à des transistors complémentaires élimine le problème que soulève le temps de rétablissement (figure VI-8).

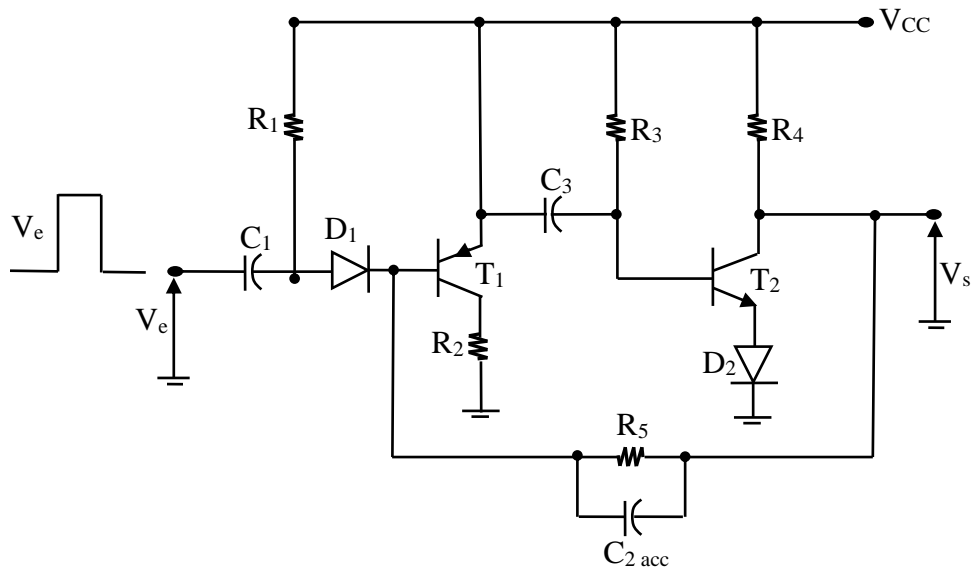


Figure VI-8 : L'utilisation de transistors complémentaires élimine le problème soulevé par le rétablissement de la charge.

A l'état stable, les transistors T_1 et T_2 sont saturés, V_s est presque nul et un fort courant de base circule dans R_5 maintenant T_1 saturé. Une impulsion d'entrée mettra la base de T_1 à un potentiel plus élevé que l'émetteur, ce qui bloque T_1 et polarise la jonction B-E de T_2 en inverse. Le transistor T_2 est donc bloqué jusqu'à ce que le condensateur C_3 qui se charge à travers R_2 et R_3 permette la saturation de T_2 permettra au condensateur C_3 de se charger presque instantanément : le temps de rétablissement sera donc presque nul. Un tel circuit donne un coefficient d'utilisation d'environ 90%.

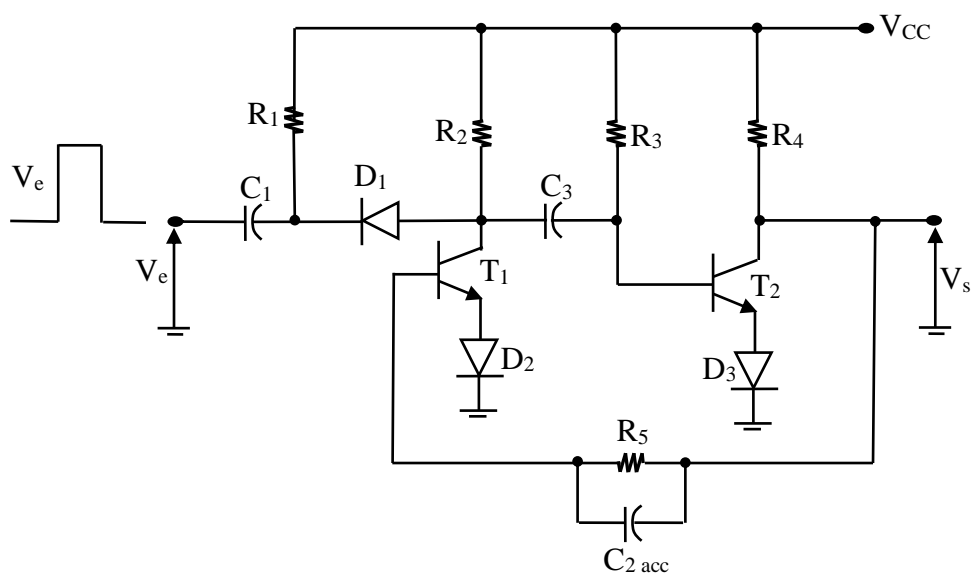


Figure VI-9 : Déclenchement d'un multivibrateur monostable par la partie négative d'une impulsion de gâchette.

Il existe d'autres moyens de déclencher un multivibrateur monostable dont celui, en particulier, de se servir de la partie négative d'une impulsion de gâchette, comme le montre le circuit représenté à la figure VI-9.

Initialement, T_1 est bloqué et T_2 est saturé. L'impulsion négative génère un courant collecteur qui sature T_1 . Le même processus que ci-dessus a ensuite lieu.

Le réglage d'une résistance variable R_p montée en série avec R_3 permet de modifier la largeur de l'impulsion de sortie. Cette propriété est parfois intéressante (figure VI-10).

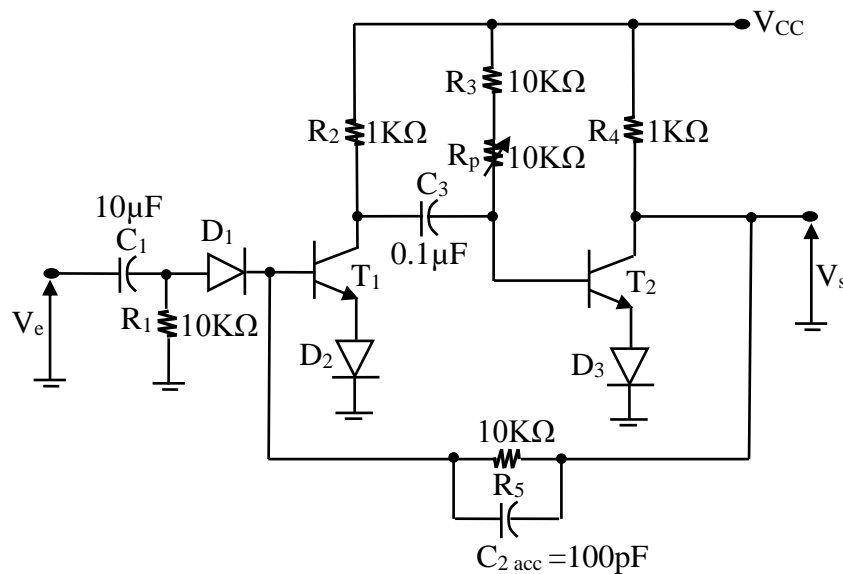


Figure VI-10 : Multivibrateur monostable avec une résistance variable.

III- Multivibrateur monostable à circuit intégrés

Un tel multivibrateur monostable comporte, par exemple, un amplificateur opérationnel dont l'une des entrées met la sortie à un niveau stable (figure VI-11).

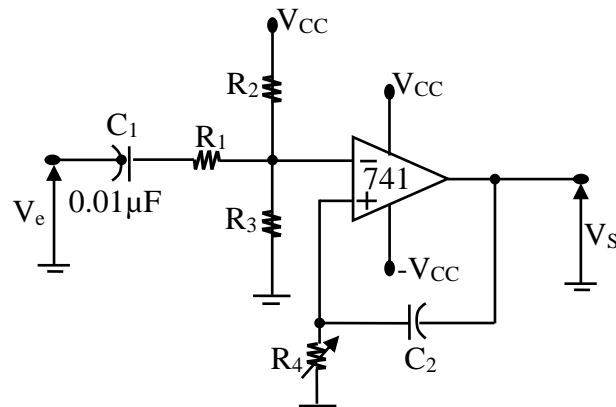


Figure VI-11 : Multivibrateur monostable à amplificateur opérationnel.

Le diviseur de tension constitué des résistances R_2 et R_3 , maintient l'entrée inverseuse à un niveau négatif. La sortie sera en saturation positive à l'état stable.

Lorsqu'une tension plus grande que la tension fixée par le diviseur est appliquée à l'entrée, la sortie se met en saturation négative et le condensateur C_2 dans la boucle de réaction se charge à travers R_4 jusqu'à ce que l'entrée non inverseuse devienne plus positive que l'entrée inverseuse, la sortie revient alors à la saturation positive.

A l'état stable, la tension aux bornes de R_4 est égale à $-V_{CC} * R_3 / (R_2 + R_3)$. A l'état instable, cette tension suit une courbe exponentielle à partir de $-V_{CC}$ (figure VI-12) [14].

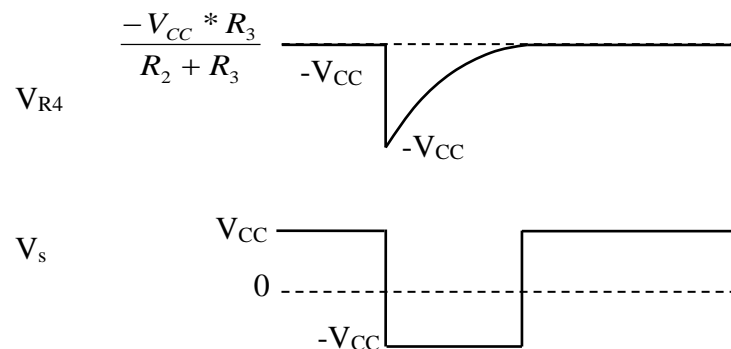


Figure VI-12 : Forme d'onde des tensions aux bornes de R_4 et de sortie du circuit de la figure VI-11.

La figure VI-13 montre un autre type de multivibrateur monostable à amplificateur opérationnel.

Si l'impulsion d'entrée est supérieure à V_T , la sortie changera d'état en passant à la saturation positive pour $t = C_1/5$ où C_1 est en μF . Le potentiomètre d'une valeur de $200K\Omega$ permet de régler la tension de sortie.

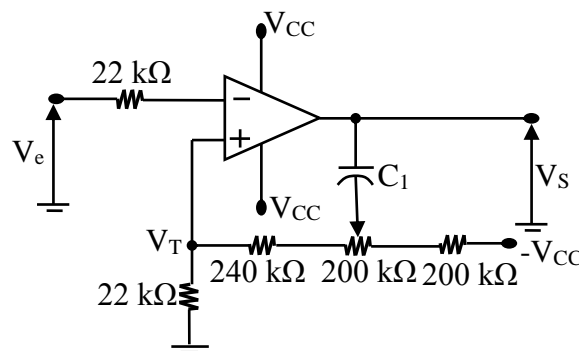


Figure VI-13 : Circuit d'un multivibrateur monostable à amplificateur opérationnel pour $V_{CC} = 15V$ et $V_T = 0.5V$.

L'horloge 555 constitue cependant le mode le plus intéressant de construction d'un multivibrateur monostable (figure VI-14).

Ce circuit fonctionne dès que l'entrée déclencheur (2) devient inférieure à $1/3$ de V_{CC} , il y a déclenchement du monostable suivant la constante τ .

$$\tau = 1.1 * R_{ext} * C_{ext} \dots\dots\dots (VI-12)$$

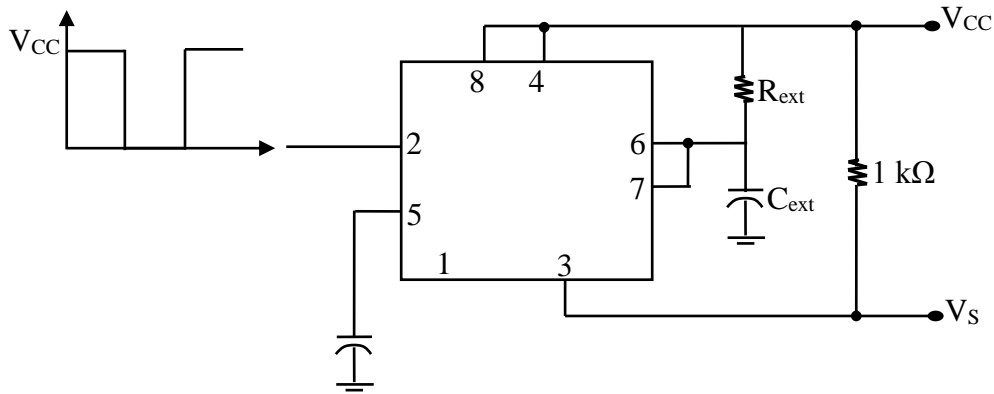


Figure VI-14 : Circuit d'un multivibrateur à base d'une horloge 555.

Remarque : il existe d'autres multivibrateurs monostables à circuits intégrés, comme le SN74121 et le SN74123.

IV- Multivibrateur bistable

Ce type de multivibrateur est aussi appelé flip-flop ou bascule (figure VI-15).

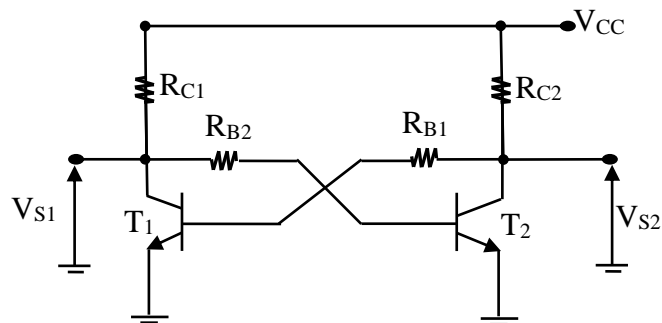


Figure VI-15 : Multivibrateur bistable ou bascule.

Un des deux transistors d'une bascule est toujours bloqué pendant que l'autre est saturé. Autre caractéristique distinguant une bascule des autres multivibrateurs : ses sorties possèdent deux états stables.

D'après le circuit de la figure VI-15, la bascule possède deux sorties dont l'une l'inverse de l'autre, la sortie principale étant toutefois V_{S2} .

Les valeurs des résistances R_{C1} et R_{C2} sont choisies pour limiter le courant de l'alimentation. Autrement dit, les résistances de base R_{B1} et R_{B2} reliées aux collecteurs opposés assurent la saturation.

Pour l'application d'un signal de basculement approprié externe, la sortie changera d'état et y restera tant qu'un autre signal externe ne sera pas appliqué au déclencher (figure VI-16). Une bascule présente un effet de mémoire, autrement dit-elle se souvient de l'impulsion de basculement [2].

- Si T_2 est saturé $\Rightarrow V_{S2} \approx 0V$, le transistor T_1 se bloque $\Rightarrow V_{S1} \ll V_{CC}$ du fait du diviseur de tension constitué par les résistances R_{C1} et R_{B2} .
- Si T_1 est saturé, c'est T_2 qui deviendra bloqué, $\Rightarrow V_{S1} \approx 0V$ et $V_{S2} \approx V_{CC}$.

La figure VI-16 montre le type de bascule RS (Reset Set : remise à zéro, mise à un) le plus courant.

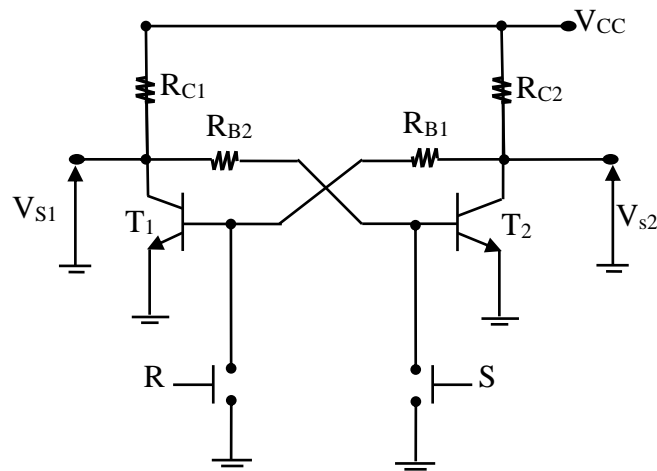


Figure VI-16 : Bascule RS.

La sortie prendra la valeur voulue par l'utilisateur. Le transistor, dont la base est mise à la masse, passe à l'état bloqué, ce qui sature. Mettre à la masse la base d'un transistor déjà bloqué ne produit aucun effet.

Le tableau VI-1 donne l'état des sorties en fonction des commandes R et S et de l'état initial des sorties.

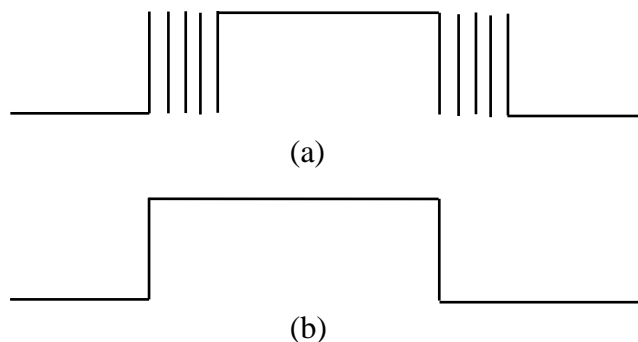
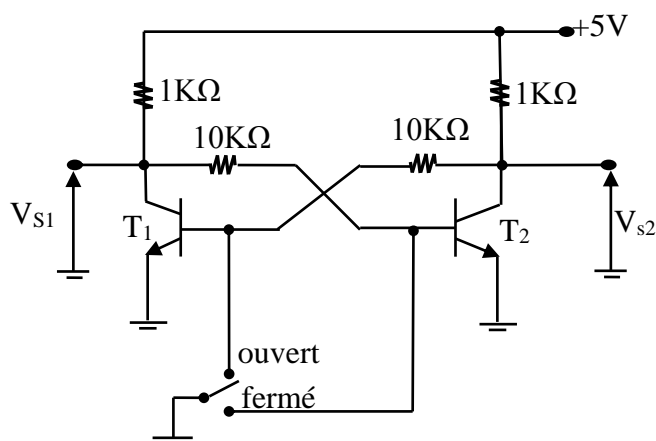
Etat initial des sorties		Commandes		Etat final des sorties	
V_{S1}	V_{S2}	R	S	V_{S1}	V_{S2}
V_{CC}	0	ouverte	ouverte	V_{CC}	0
V_{CC}	0	ouverte	fermée	0	V_{CC}

V_{CC}	0	fermée	ouverte	V_{CC}	0
V_{CC}	0	fermée	fermée	V_{CC}	V_{CC}
0	V_{CC}	ouverte	ouverte	V_{CC}	0
0	V_{CC}	ouverte	fermée	0	V_{CC}
0	V_{CC}	fermée	ouverte	V_{CC}	0
0	V_{CC}	fermée	fermée	V_{CC}	V_{CC}

Tableau VI-1 : Etat des sorties d'une bascule RS.

Il faudra faire attention à cette condition car elle ne fait pas partie de la définition de la bascule : dispositif à deux états stables, dont les sorties V_{S1} et V_{S2} sont complémentaires. Il faut donc éliminer les commandes RS correspondantes.

La bascule fait souvent office d'interrupteur parfait (sans rebonds). Nul n'a jamais, à ce jour, résolu mécaniquement le problème des rebonds d'un interrupteur (figure VI-17).

**Figure VI-17** : Action d'un interrupteur. (a) réel (à rebonds), (b) idéal (sans rebonds).**Figure VI-18** : Bascule faisant office d'interrupteur idéal.

Le circuit illustré à la figure VI-18 constitue un interrupteur idéal. Il envoie logique sous forme de signal électrique.

- ❖ Lorsque l'interrupteur passe à l'état de repos, en position ouvert, T_1 se bloque et T_2 se sature : la sortie V_{S2} est donc presque 0V.
- ❖ A l'instant où l'interrupteur bascule en position fermé, T_2 se bloque et T_1 se sature : V_{S2} s'élève jusqu'à près de V_{CC} (+5V).
- ❖ Quand l'interrupteur revient à sa position initiale, T_2 se sature car T_1 devenant bloqué la sortie V_{S2} tend vers 0V. La sortie V_{S1} se comporte à l'inverse de V_{S2} .

V- Multivibrateur astable

Ce type de multivibrateur est aussi appelé oscillateur ou générateur d'ondes rectangulaire. Ce circuit ne possède pas d'état stable, autrement dit il ne demeure pas définitivement dans un état ou dans un autre. La figure VI-19 montre le circuit de base d'un tel multivibrateur.

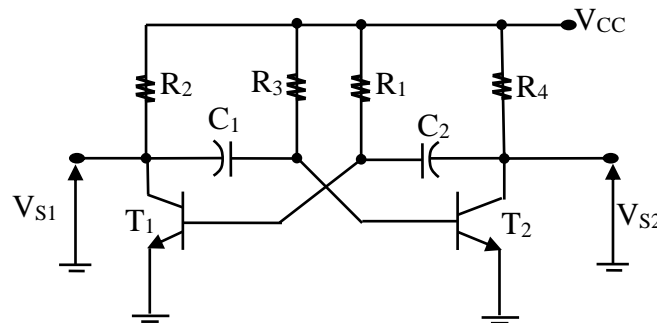


Figure VI-19 : Circuit de base d'un multivibrateur astable.

Comme dans le cas d'une bascule, les transistors T_1 et T_2 sont dans des états complémentaires, d'où la possibilité de deux sortie, V_{S1} et V_{S2} . On voit que ce circuit est composé de presque deux circuits monostables connectés bout à bout. Les résistances R_2 et R_4 sont choisies en fonction du raccordement que l'on veut effectuer soit à la sortie V_{S1} soit à la sortie V_{S2} (R_2 ou $R_4 \ll R = \text{charge connectée à la sortie}$).

Les résistances R_1 et R_3 assurant la saturation des transistors, leur valeur égale dix fois celle de la résistance du collecteur du transistor comme le montre l'expression VI-13 [2].

$$\begin{cases} R_1 = 10 * R_2 \\ R_3 = 10 * R_4 \end{cases} \dots\dots\dots (VI-13)$$

Si T_1 est bloqué et T_2 est saturé. La tension au collecteur de T_1 est proche de V_{CC} , celle au collecteur de T_2 est proche de 0V et C_2 se charge via R_1 jusqu'à V_{CC} . Mais une fois qu'entre en conduction pour se saturer. Le condensateur C_1 , chargé à V_{CC} applique cette tension en inverse à la jonction B-E de T_2 , ce qui bloque celui-ci comme nous l'avons déjà vu dans le cas du monostable. La sortie V_{S2} atteint V_{CC} , obligeant la base de T_1 à soutenir la saturation

commandée via la résistance R_1 et par la charge de C_2 via la résistance R_4 . Malgré cela, C_1 se charge à travers R_3 et lorsque la base de T_2 sera légèrement positivement positive, celui-ci se sature et applique une tension négative par l'entremise de C_2 , ce qui bloque T_1 . Le condensateur C_2 se charge à travers R_1 et lorsque la base de T_1 devient légèrement positive, T_1 se sature et le cycle se poursuivra indéfiniment.

Les condensateurs C_1 et C_2 sont aussi appelés des condensateurs de temporisation puisqu'ils déterminent le temps durant lequel chaque transistor demeure bloqué.

Le temps de blocage de T_1 dépend du condensateur C_2 et de la résistance R_1 tandis que le temps de blocage de T_2 dépend de C_1 et de R_3 .

Temps de blocage de T_1 = temps de saturation de $T_2 = 0.693 * R_1 C_2$

Temps de blocage de T_2 = temps de saturation de $T_1 = 0.693 * R_3 C_1$

D'où la période d'oscillation

$$T = 0.693 * (R_1 C_2 + R_3 C_1) \dots\dots\dots (VI-14)$$

Et la fréquence

$$f = \frac{1.44}{R_1 C_2 + R_3 C_1} \dots\dots\dots (VI-15)$$

Bibliographie

- [1] www.gecif.net/ Cours : Caractéristiques des signaux électriques
- [2] Louis Frédéric Dorval, “Techniques des impulsions-circuits impulsionnels et de commutation”, McGraw-Hill, 1983.
- [3] Marcel Dumas et André Pacaud, “Électronique impulsionnelle”, Techniques de l’Ingénieur, 2000.
- [4] Jean-Marc Poitevin, “Aide-mémoire électronique analogique et numérique”, Dunod, 2008.
- [5] Djamel Hamoudi, “Circuits électroniques”, Pages blues, 2004.
- [6] Tran Tien Lang, “Circuits fondamentaux de l’électronique analogique”, Tec & Doc, 1996.
- [7] Francis Cottet, “Traitement des signaux et acquisition de données”, Dunod, 2009.
- [8] R. Mérat, R. Moreau, L. Allay, J.P. Dubois, J. Lafargue, R. Le Golf, “Electronique”, Berti, 2008.
- [9] Yves Granjon, “Exercices et problèmes d’électronique”, Dunod, 2000.
- [10] Francis Milsant, “Problemes d’électronique avec leurs solutions”, Eyrolles, 1984.
- [11] F. Hobar, “Dispositifs électroniques et application”, tome 1. Edition : Université Mentouri-Constantine, (2003).
- [12] Hammoud Ladjouze, “Cours d’électronique”, Office des publications universitaires, 2005.
- [13] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Multivibrateur>
- [14] www.ele.uva.es/~jesman/BigSeti/ftp/Libros/Varios/MultiVibr_d19.pdf

Annexe

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

Exercice n°1 :

Considérer l'onde rectangulaire de la figure 1.

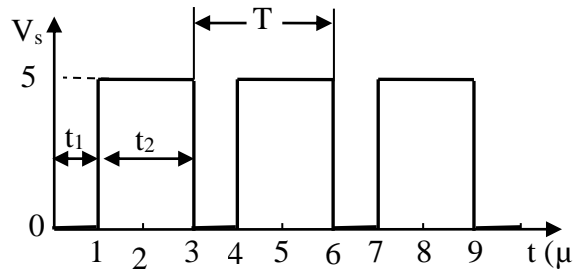


Figure -1-

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.

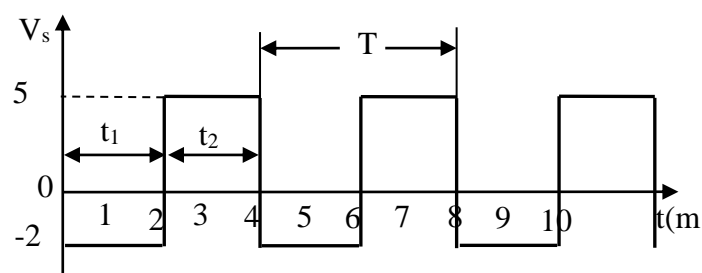


Figure -2-

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

Exercice n°3 :

Considérer l'onde triangulaire suivante :

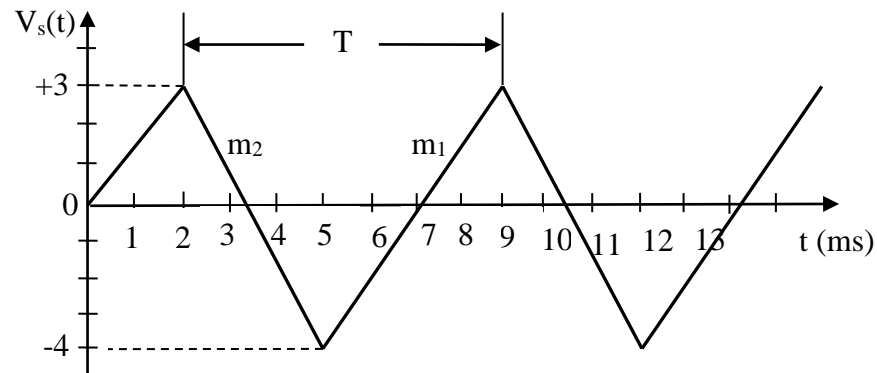


Figure -3-

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 :

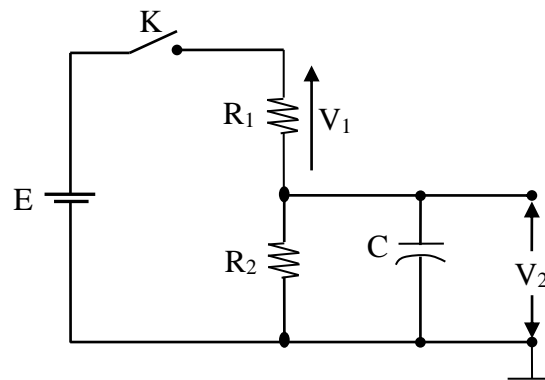


Figure -1-

- 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.

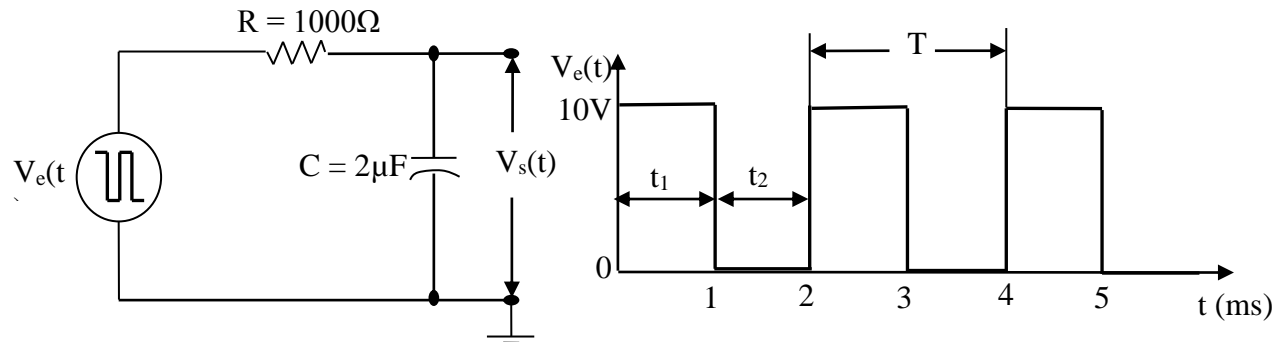


Figure -2-

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 :

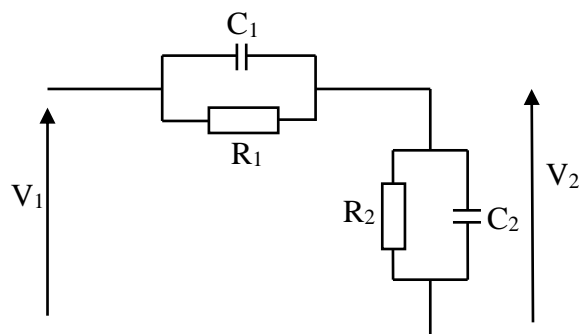


Figure -3-

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 :

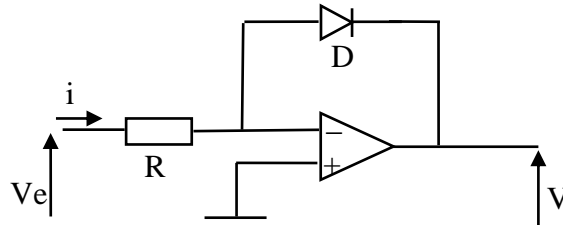


Figure -1-

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'appel-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 :

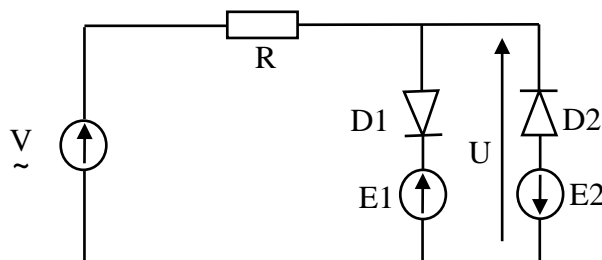


Figure -2-

- 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 :

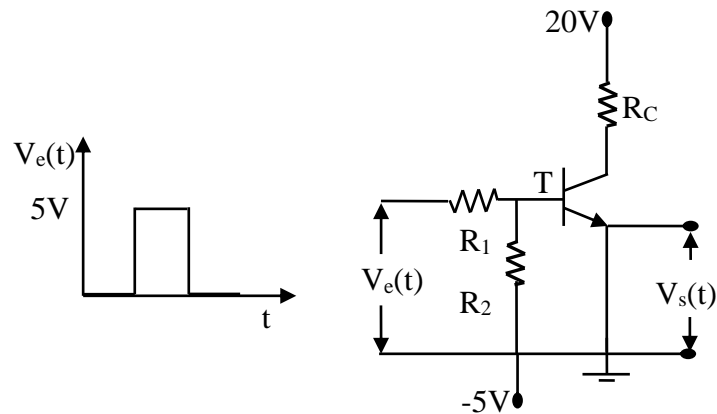


Figure -3-

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 :

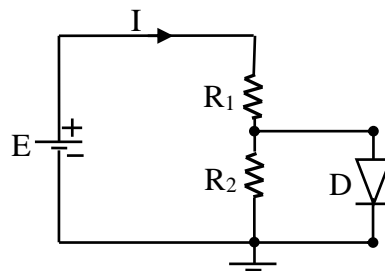


Figure -1-

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 :

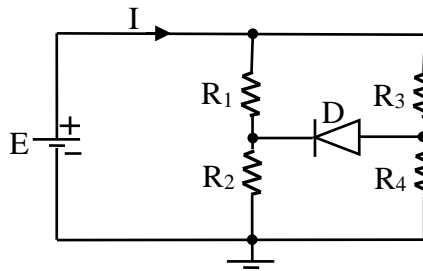


Figure -2-

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 :

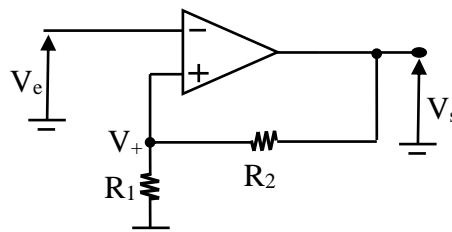


Figure -3-

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 :

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

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

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.

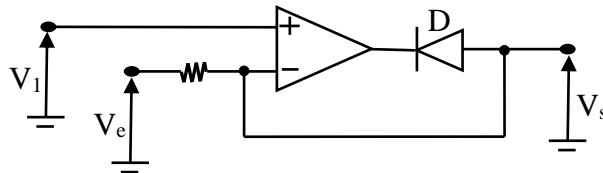


Figure -3-

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).

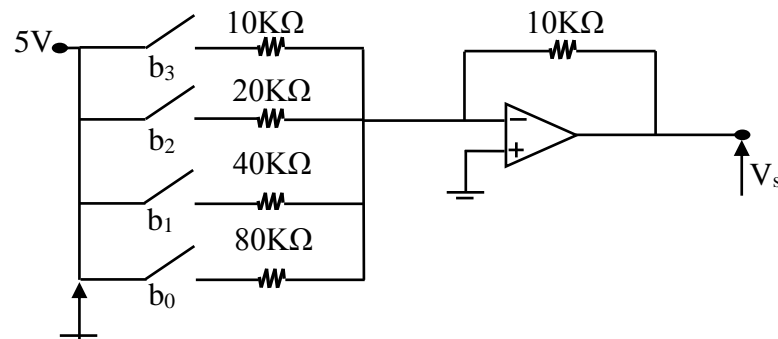


Figure -1-

- 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.

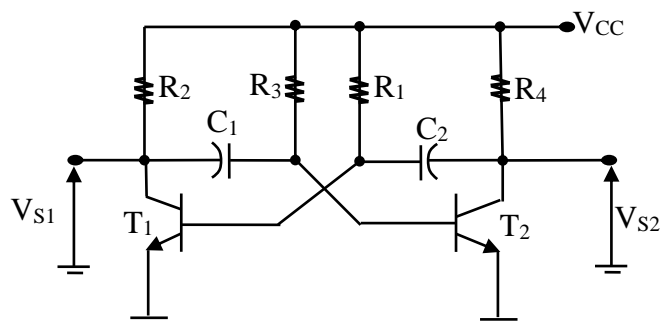


Figure -1-

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

Calculer la période et la fréquence d'oscillation ?.

Exercice n°2 :

On considère le montage de la figure 2.

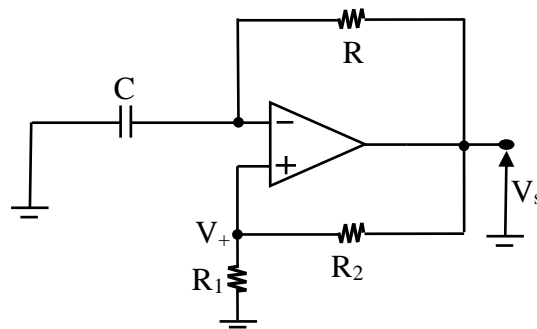


Figure -2-

- 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_- ?.