

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Djilali BOUNAAMA
Khemis Miliana

جامعة الجليلي بو نعامة خميس مليانة

Faculté des Sciences et de la Technologie

كلية العلوم
والتكنولوجيا

Adresse : Rue Thniet El Had, Khemis Miliana, Ain Defla , Algérie. Tel :(213) 27556844

Intitulé du polycopié

Electronique des impulsions

Destiné aux étudiants

Niveau

Licence 3eme Annee

Spécialité

Electronique

Auteur

Dr Mahdab Salim

Experts du polycopié	Grade	Etablissement d'affiliation
Moualdia Abdelhafid	Professeur	Universite Yahia Fares Medea
Tidjani Nawel	MCA	Universite Djilali Bounaama Khemis Miliana

Date de validation du polycopié par l'instance scientifique habilitée CSD
et/ou CSF:

CSD

.....

CSF

.....

Année universitaire : 2023/2024

Avant-propos

Cet ouvrage pédagogique intitulé <électronique des impulsions > est un recueil de cours et d'exercices du module électronique des impulsions licence électronique destiné aux étudiants de troisième année, ainsi qu'aux autres étudiants de master des autres spécialités du génie électrique dont l'utilité s'avère nécessaire. Avec un contenu conforme aux nouveaux programmes .il permet de fournir une formation de base basée sur une approche théorique et pratique des circuits en mode impulsions.

Ce document permet aussi aux étudiants de maîtriser l'outil mathématique et les astuces de calculs aux circuits électriques (loi des mailles ,loi des nœuds, théorème de thevenin,..). L'apport principale de cet ouvrage est la familiarisation des étudiants avec l'analyse des circuits impulsions et leurs composants électroniques.

ce polycopié a été expertisé par :

Pr: Moualidia abdelhafid Université Yahia Fares Médéa

Et

Dr: Tidjani nawel Université Djilali Bounaama Khemis Miliana

Table des matières

Table des matières	5
Introduction	5
1 Définitions et caractéristiques de l'impulsion	6
1.1 Définitions et caractéristiques de l'impulsion	6
1.1.1 Définition d'un signal analogique	6
1.1.2 Caractéristiques d'un signal analogique	7
1.1.3 Formes d'ondes d'un signal	7
1.1.4 Les signaux logiques	9
2 Circuit RC en commutation	10
2.1 Charge et décharge d'un condensateur d'un circuit RC	10
2.1.1 Charge du condensateur	10
2.1.2 Décharge du condensateur	12
2.1.3 Expression générale de la tension aux bornes du condensateur d'un circuit RC intégrateur	14
2.2 Conclusion:	15
2.2.1 Expression générale de la tension aux bornes de la résistance d'un circuit RC différentiateurs.	16
3 Composants actifs en commutation	18
3.1 Diode en commutation	18
3.1.1 1ère approximation: tension de seuil et résistance différentielle nulles (Diode idéale)	20
3.1.2 2ème approximation, tension de seuil non nulle et résistance différentielle nulle	21
3.1.3 3ème approximation, tension de seuil et résistance différen- tielle non nulle.	21
3.2 Diode Schottky	23
3.3 Transistor en commutation	23
3.3.1 Différents régimes de fonctionnement	24
3.3.2 Caractéristiques de sortie $I_C=f(V_{CE})$	25
3.3.3 Suiveur	26

4	CIRCUIT DE MISE EN FORME	29
4.1	Excréteurs-limiteurs	29
4.1.1	Détecteur de crêtes	29
4.1.2	Amplificateur opérationnel fonctionnant en comparateur . .	32
4.1.3	Circuit de base d'un comparateur	34
4.1.4	Bascule de schmitt	34
5	Conversion A/N et N/A	37
5.1	Introduction	37
5.1.1	La conversion analogique-numérique	38
5.1.2	Différentes types de convertisseur analogique-numérique . .	42
5.2	Echantillonneur/bloqueur	46
5.2.1	Définition d'un échantillonneur/bloquer	46
5.3	La conversion numérique-analogique	48
6	Les Multivibrateurs	50
6.1	Introduction	50
6.2	Multivibrateur monostable	50
6.3	Multivibrateur bistable	53
6.3.1	Multivibrateur astable	55

Introduction

L'électronique des impulsions, également connue sous le nom d'électronique impulsionnelle, fait référence à une branche de l'électronique qui traite de la génération, de la manipulation, de la détection et de la transmission d'impulsions électriques courtes, parfois appelées "impulsions électriques". Ces impulsions sont des signaux électriques de très courte durée, souvent de l'ordre de microsecondes, nanosecondes ou même picosecondes.

L'électronique des impulsions trouve des applications dans divers domaines, notamment :

1. Électronique de commutation : Les impulsions électriques courtes sont utilisées pour commuter des composants électroniques tels que les transistors et les diodes de manière très rapide.
2. Communications à haute vitesse : Les impulsions courtes sont utilisées pour transmettre des signaux à des débits très élevés, par exemple dans les réseaux de communication à fibre optique et les liaisons sans fil à haute fréquence.
3. Électronique de mesure et d'instrumentation : Les impulsions sont utilisées pour générer des signaux de test et de mesure dans des domaines tels que l'oscilloscopie, la spectroscopie à temps résolu et d'autres techniques de caractérisation.
4. Applications militaires et de défense : Les impulsions électriques courtes peuvent être utilisées dans des applications telles que la guerre électronique, la désactivation d'équipements électroniques ennemis et la génération d'impulsions électromagnétiques à haute énergie.
5. Électronique pour la recherche en physique et en sciences des matériaux : Les impulsions ultra-courtes sont souvent utilisées pour étudier des phénomènes à très haute résolution temporelle, par exemple pour observer des processus ultra-rapides tels que les réactions chimiques, les transitions de phase, etc.

DÉFINITIONS ET CARACTÉRISTIQUES DE L'IMPULSION

1.1 Définitions et caractéristiques de l'impulsion

1.1.1 Définition d'un signal analogique

Il s'agit d'un signe où la grandeur porteuse de l'information peut varier de manière infinie dans une plage spécifique. Un signal électrique, qu'il s'agisse de tension ou de courant, peut être soit constant (si son amplitude ne change pas sur un laps de temps donné), soit changeant (si son amplitude évolue de manière continue en fonction du temps).

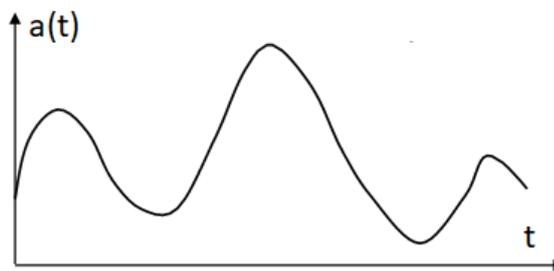


Figure 1.1: Signal analogique

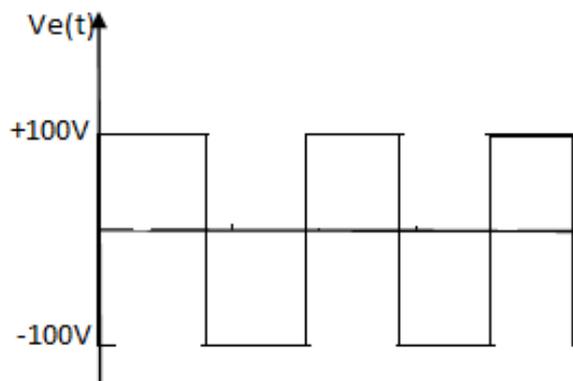


Figure 1.2: Signal analogique constant

Signal composite : Tout signal évoluant dans le temps (signal « variable »); qui est la somme algébrique d'une composante continue et d'une composante alternative .
tension composite = tension continue + tension alternative

1.1.2 Caractéristiques d'un signal analogique

Tout signal électrique 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.

1.1.3 Formes d'ondes d'un signal

Les principales formes de signaux largement utilisées en électricité, en particulier en électronique, sont les suivantes : a) Sinusoïdales ; b) Carrées et rectangulaires ; c) Triangulaires ; d) Trains d'impulsions rectangulaires ; e) En dents de scie (rampes).

a) Formes d'onde sinusoïdale

Cette configuration d'onde est la plus courante car elle est généralement fournie par les entreprises de distribution d'électricité pour alimenter les équipements domestiques et industriels. L'expression mathématique générale de la forme d'onde d'une

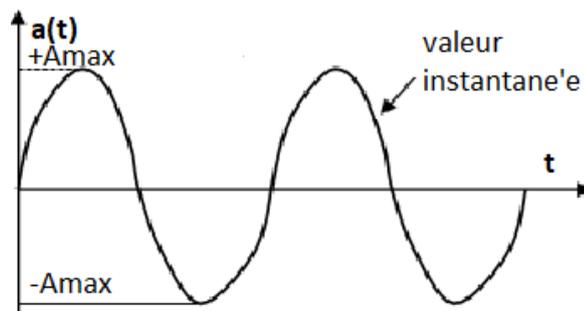


Figure 1.3: Signal sinusoïdal

tension sinusoïdale est donnée par l'équation suivante :

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 :

b) Onde carrées et ondes rectangulaires

La forme d'onde carrée est la deuxième plus courante après la forme d'onde sinusoïdale. Elle est généralement utilisée comme référence pour les tests de circuits et de systèmes. En d'autres termes, sa principale caractéristique est de présenter une symétrie temporelle.

Remarque : on obtient une onde carrée pour $t_1 = t_2 = T/2$.

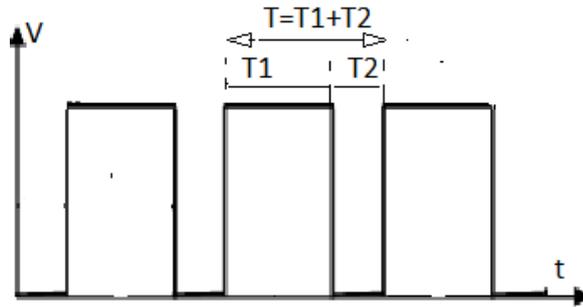


Figure 1.4: Onde rectangulaire

c) Trains d'impulsions rectangulaires

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

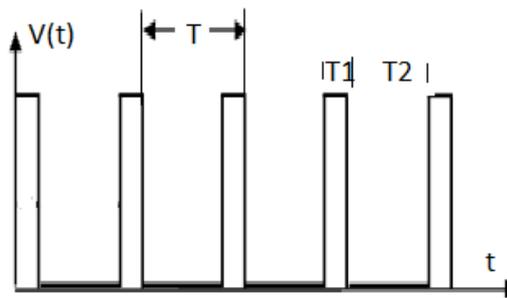


Figure 1.5: Train d'impulsion

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

d) Onde en dents de scie(rampe)

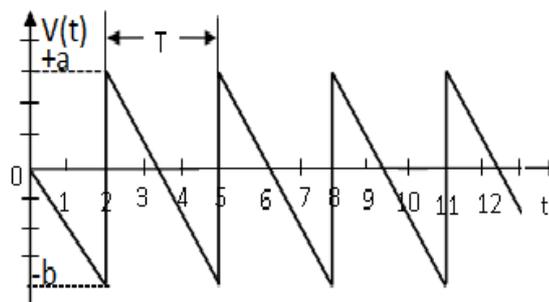


Figure 1.6: Dent de scie

1.1.4 Les signaux logiques

Temps caractéristiques d'une impulsion

L'impulsion se distingue des autres signaux par sa durée très brève. Elle démarre à partir de zéro, atteint une valeur maximale (V_{max}), reste à ce niveau pendant un laps de temps très court Δt , pour ensuite retourner à zéro. L'intervalle Δt est considérablement plus court que la période avant et après l'impulsion, comme illustré dans la figure I-17.

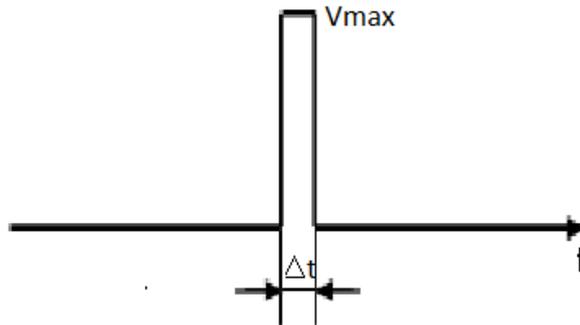


Figure 1.7: Impulsion logique

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.

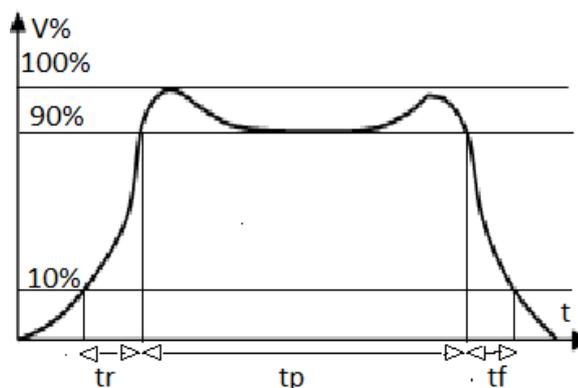


Figure 1.8: Impulsion réelle(pratique)

Durée ou largeur de l'impulsion (t_p) : c'est le temps pendant lequel la valeur de l'impulsion est supérieure à 90 pourcent de sa valeur finale.

Temps de montée (t_r) : c'est le temps requis par l'impulsion pour passer de 10 pourcent de sa valeur finale à 90 pourcent de sa valeur finale.

Temps de descente (t_f) : c'est le temps requis par l'impulsion pour passer de 90 pourcent de sa valeur finale à 10 pourcent de sa valeur finale.

CHAPTER 2

CIRCUIT RC EN COMMUTATION

2.1 Charge et décharge d'un condensateur d'un circuit RC

2.1.1 Charge du condensateur

Considérons le circuit RC représenté ci-dessous, où K représente un interrupteur, et où le condensateur C est initialement déchargé.

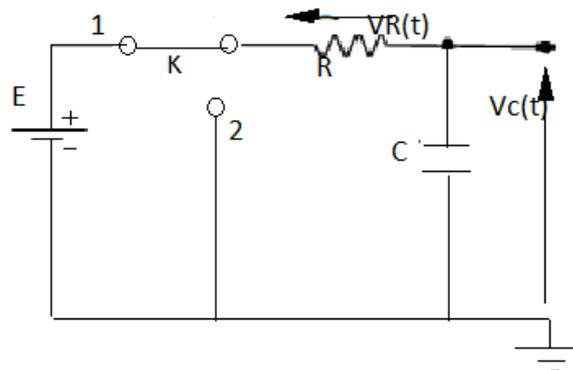


Figure 2.1: Charge du condensateur

Lorsque l'interrupteur K est fermé en (1), nous obtenons l'équation de la maille suivante :

$$E = Vr(t) + Vc(t) \quad (2.1)$$

Où :

$Vr(t)$: tension aux bornes de R ;

$Vc(t)$: tension aux bornes de C.

$$E = Ri(t) + \frac{1}{c} \int idt \quad (2.2)$$

Après différenciation de la dernière équation, on aura :

$$\frac{i}{c} + R \frac{di}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

Dont la solution est:

$$i(t) = K \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.4)$$

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

$$Vr(t) = Ri(t) = E \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.5)$$

Donc, la tension aux bornes du condensateur sera :

$$Vc(t) = E - Vr(t) = E\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right) \quad (2.6)$$

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 : $\tau = RC$.

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 2.1 et les courbes de la figure 2.2:

constante de temps τ	$i(t)$	$Vr(t)$	$Vc(t)$
τ	$0.37E/R$	$0.37E$	$0.63E$
2τ	$0.14E/R$	$0.14E$	$0.86E$
3τ	$0.05E/R$	$0.05E$	$0.95E$
5τ	$0.01E/R$	$0.01E$	$0.99E$

Table 2.1: Différentes valeurs de tensions et courant en fonction de la constante de temps τ

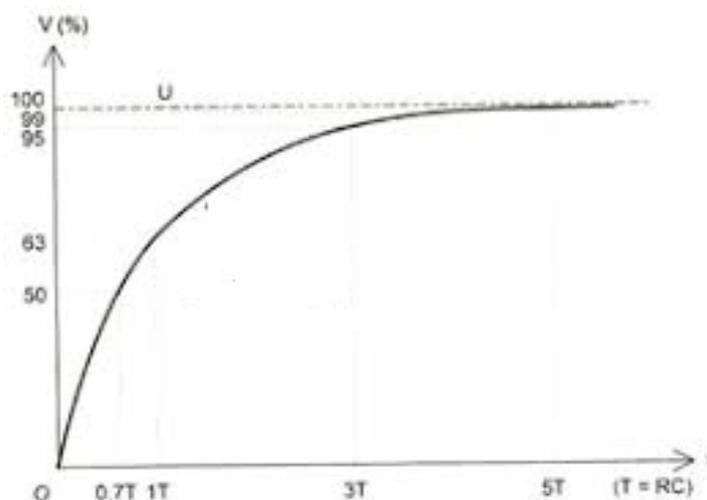


Figure 2.2: Charge d'un condensateur

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

$$V_c(t) \approx E \quad (2.7)$$

donc

$$V_r(t) = E - V_c(t) \approx 0 \quad (2.8)$$

Alors

$$i(t) = \frac{V_r(t)}{R} \approx 0 \quad (2.9)$$

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

$$Q = CV_c(t) = CE(1 - \exp(-\frac{t}{RC})) \quad (2.10)$$

A la charge complète du condensateur C on aura :

$$Q = CE \quad (2.11)$$

2.1.2 Décharge du condensateur

Lorsque l'interrupteur K est fermé dans la position 2, le condensateur C se décharge à travers la résistance R . Dans ce cas, l'équation de la maille s'écrit comme suit

$$V_c(t) + V_r(t) = 0 \quad (2.12)$$

$$\frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) = 0 \quad (2.13)$$

Sachant que:

$$i(t) = \frac{dq}{dt} \quad (2.14)$$

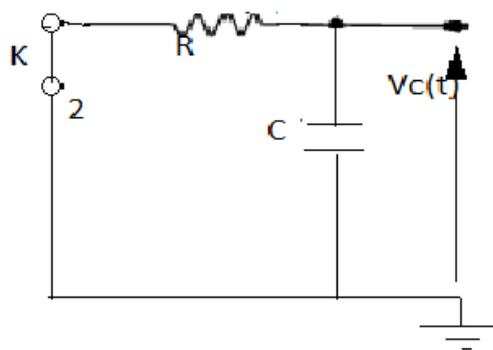


Figure 2.3: Décharge du condensateur a travers la résistance R

d'où en remplaçant dans l'équation précédente, on obtient :

$$\frac{q}{C} + R \frac{dq}{dt} = 0 \quad (2.15)$$

Ce qui donne:

$$\frac{dq}{q} = \frac{dt}{RC} = 0 \quad (2.16)$$

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

$$q = q_0 \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.17)$$

Avec

$$q_0 = EC \quad (2.18)$$

charge initiale avant la décharge.

De l'équation (2.17), on tire le courant de décharge :

$$i(t) = \frac{dq}{dt} \quad (2.19)$$

d'où:

$$i(t) = -\frac{E}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.20)$$

Le signe (-) désigne le sens du courant qui est inverse à celui de la charge. D'après l'équation (2.12), on obtient la tension aux bornes du condensateur :

$$V_c(t) = -V_r(t) = -Ri(t) = E \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.21)$$

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 2.2 et les courbes de la figure 2.4:

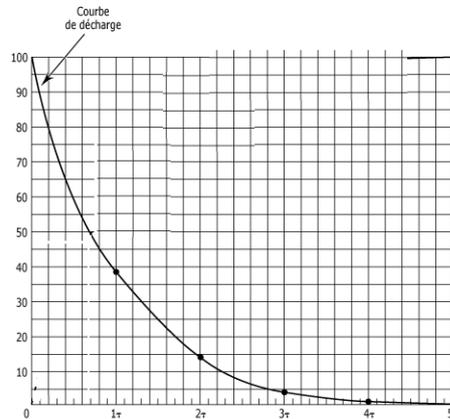


Figure 2.4: Décharge du condensateur

constante de temps τ	$i(t)$	$V_c(t)$
τ	$-0.37E/R$	$0.37E$
2τ	$-0.14E/R$	$0.14E$
3τ	$-0.05E/R$	$0.05E$
5τ	$-0.01E/R$	$0.01E$

Table 2.2: Différentes valeurs de tensions et courant de décharge en fonction de la constante de temps τ .

2.1.3 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 2.3 et 2.4.

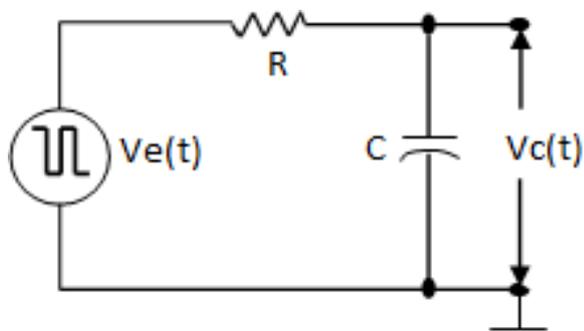


Figure 2.5: Circuit RC intégrateur

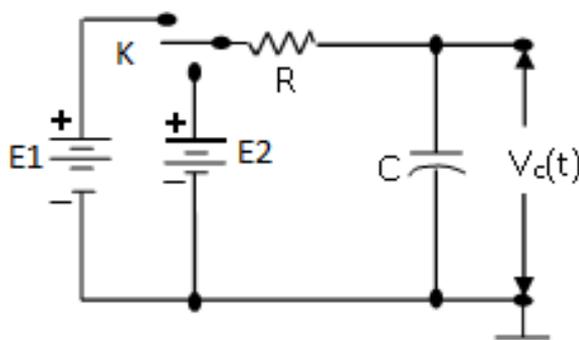


Figure 2.6: Circuit RC intégrateur équivalent

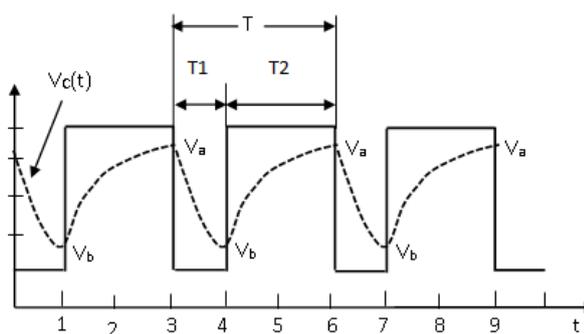


Figure 2.7: Allure de la tension d'entrée et de sortie aux bores d'un circuit RC intégrateur.

Expression générale de la tension $V_c(t)$

On remarque d'après la figure 2.5 que la tension $V_c(t)$ oscille entre E_1 et E_2 avec un maximum V_a et un minimum V_b .

$$V_c(t) = V_{finale} - (V_{finale} - V_{initiale}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.22)$$

Pendant la charge:

$$V_c(t) = E_1 - (E_1 - V_{initiale}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.23)$$

A l'instant $T=T_1$, on a $V_c(t)=V_b$

$$V_c(T_1) = E_1 - (E_1 - V_b) \exp\left(-\frac{T_1}{RC}\right) = V_a \quad (2.24)$$

Pendant la décharge:

$$V_c(t) = E_2 - (E_2 - V_{initiale}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.25)$$

A l'instant $T=T_2$, on a $V_c(t)=V_a$

$$V_c(T_2) = E_2 - (E_2 - V_a) \exp\left(-\frac{T_2}{RC}\right) = V_b \quad (2.26)$$

2.2 Conclusion:

Pour déterminer V_a , on pose:

$$\lambda_1 = \exp\left(-\frac{T_1}{RC}\right) \quad (2.27)$$

$$V_a = E_1 - (E_1 - V_b)\lambda_1 \quad (2.28)$$

Cette expression dans l'équation (2.26) donne:

$$V_b = E_2 - (E_2 - (E_1 - (E_1 - V_b)\lambda_1))\lambda_2 \quad (2.29)$$

On obtient alors:

$$V_b = \frac{E_2(1 - \lambda_2) + E_1\lambda_2(1 - \lambda_1)}{1 - \lambda_1\lambda_2} \quad (2.30)$$

De la même manière, on tire:

$$V_a = \frac{E_1(1 - \lambda_1) + E_2\lambda_1(1 - \lambda_2)}{1 - \lambda_1\lambda_2} \quad (2.31)$$

- 1er cas: $T_2 \gg T_1$.

$$\text{Lorsque } T_2 \gg T_1, \text{ alors } T_1/RC = 0, \text{ donc } : \lambda_1 = 0 \quad (2.32)$$

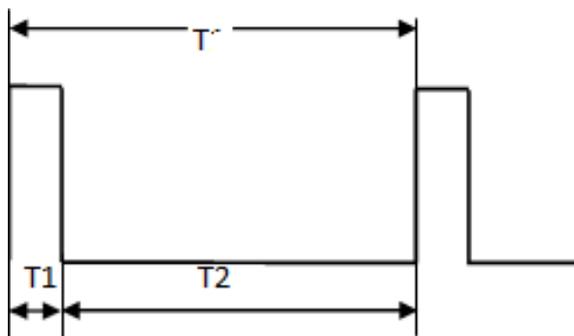


Figure 2.8: Impulsion avec $T_2 \gg T_1$.

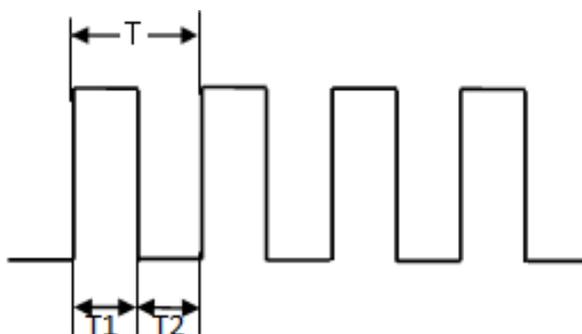


Figure 2.9: Impulsion carrée avec $T_1 = T_2$

- 2eme cas: $T_2 = T_1$

$$\text{Lorsque } T_1 = T_2, \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda = 0, \text{ donc : } V_a = \frac{E_1 + E_2\lambda}{1 + \lambda} \quad (2.33)$$

$$\text{Egalement : } V_b = \frac{E_2 + E_1\lambda}{1 + \lambda} \quad (2.34)$$

- 3eme cas: $E_2 = 0$

$$V_a = \frac{E_1}{1 + \lambda} \quad (2.35)$$

$$V_b = \frac{E_1\lambda}{1 + \lambda} \quad (2.36)$$

2.2.1 Expression générale de la tension aux bornes de la résistance d'un circuit RC différenciateurs.

le circuit RC différenciateur illustrés à la figure 2.8 est généralement utilisé pour coupler deux circuits afin d'éliminer l'effet du niveau cc.

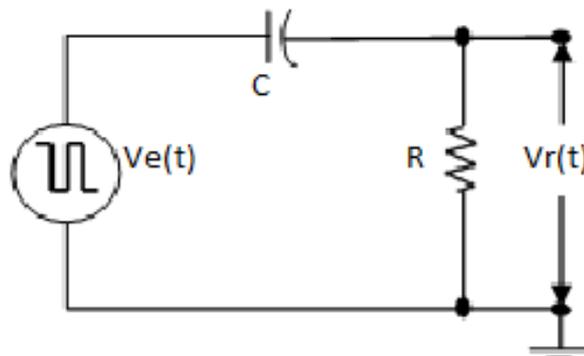


Figure 2.10: Circuit RC différenciateur.

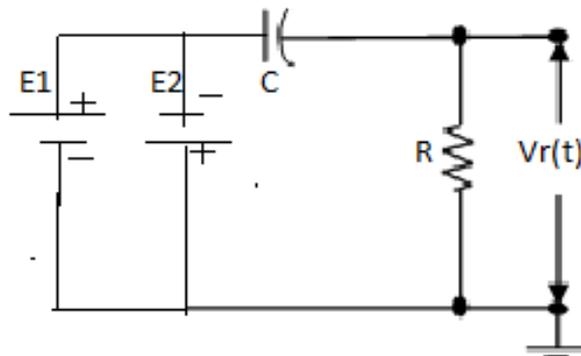


Figure 2.11: Circuit RC différenciateur équivalent

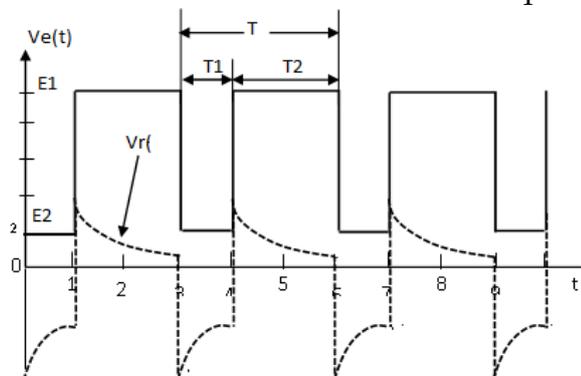


Figure 2.12: Tension d'entrée et de sortie d'un circuit RC différenciateur.

COMPOSANTS ACTIFS EN COMMUTATION

3.1 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 3.1 ; 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 de redressement, la seule qui nous intéresse. C'est une diode au Germanium, ou au Silicium ou une diode Schottky.

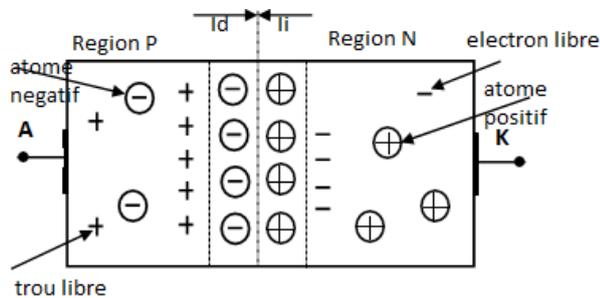


Figure 3.1: Diode a jonction

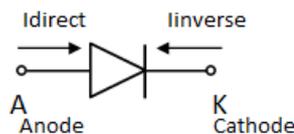


Figure 3.2: Symbole de la diode a jonction

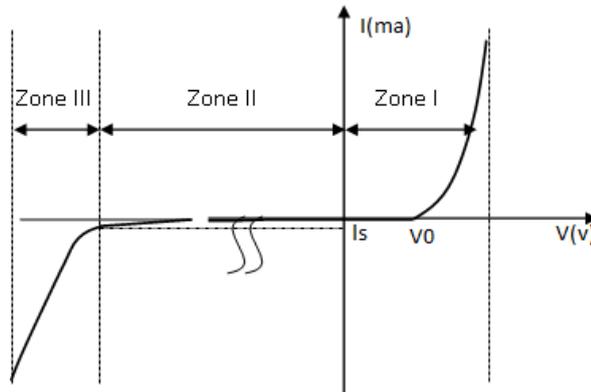


Figure 3.3: Caractéristique courant tension de la diode

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 :

$$I = I_s \left(\exp \left(\frac{qV}{KT} \right) - 1 \right) \quad (3.1)$$

Avec:

- $I(t)$: courant dans la diode en(A).
- I_s : courant de saturation en polarisation inverse (A).
- q : charge de l'électron = $1,6 \cdot 10^{-16}$ coulomb.
- K : constante de Boltzman = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/C.
- T : Température absolue(K).

Pour une température dans les conditions normales: $V_T = \frac{KT}{q} = 26mV$

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 suivante:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{V_{BR}} \right)^n} \quad (3.2)$$

- V_R : Tension appliquée a la diode.
- V_{BR} : Tension D'avalanche (Breakdown Voltage).

3.1.1 1ère approximation: tension de seuil et résistance différentielle nulles (Diode idéale)

En supposant que la résistance différentielle est négligeable, la première approximation implique de considérer la tension de seuil comme étant négligeable par rapport à une tension appliquée significativement plus élevée. La diode idéale se comporte alors comme un interrupteur fermé en polarisation directe et comme un interrupteur ouvert en polarisation inverse. En polarisation directe, elle agit comme un court-circuit, permettant au courant de circuler, tandis qu'en polarisation inverse, elle se comporte comme un circuit ouvert, empêchant le passage du courant jusqu'à ce que la tension d'avalanche soit atteinte. La caractéristique idéale de la diode est ainsi assimilée à un interrupteur électronique. La figure 3.4 présente la caractéristique idéale de la diode, ainsi que son équivalent en polarisation directe et inverse.

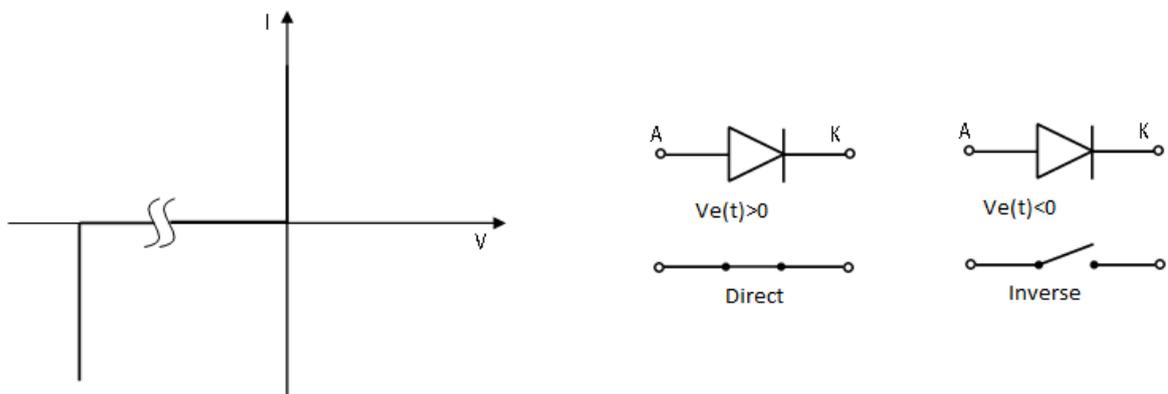


Figure 3.4: Caractéristiques d'une diode idéale et son équivalent sous polarisation : en direct et en inverse.

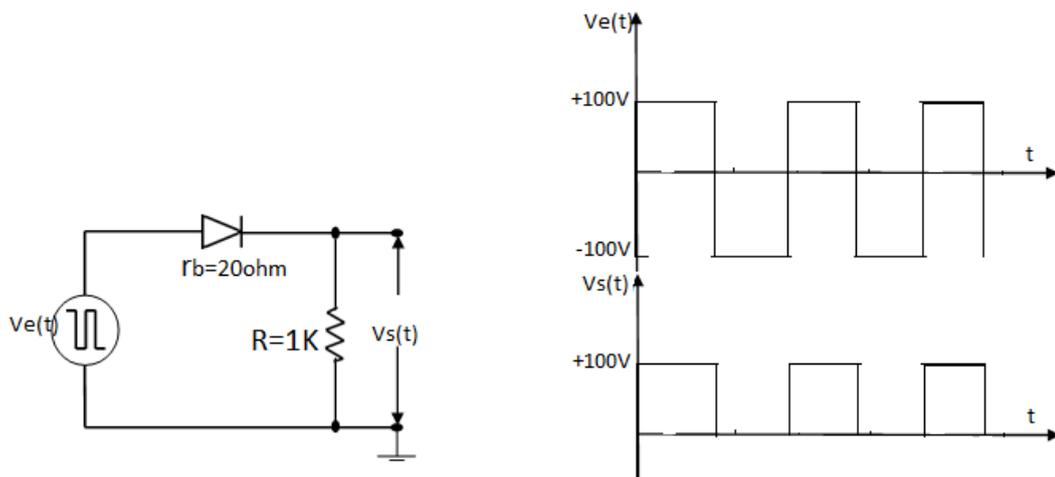


Figure 3.5: Exemple de circuit a diode en 1ère approximation avec visualisation de $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

3.1.2 2ème approximation, tension de seuil non nulle et résistance différentielle nulle

Dans la seconde approximation, bien que la résistance différentielle soit encore supposée nulle, la tension de seuil n'est plus négligeable par rapport à la tension appliquée. Dans ce contexte, la diode peut être assimilée à un interrupteur, mais il est essentiel de prendre en considération une barrière de potentiel à franchir, comme illustré dans la figure 3.6.

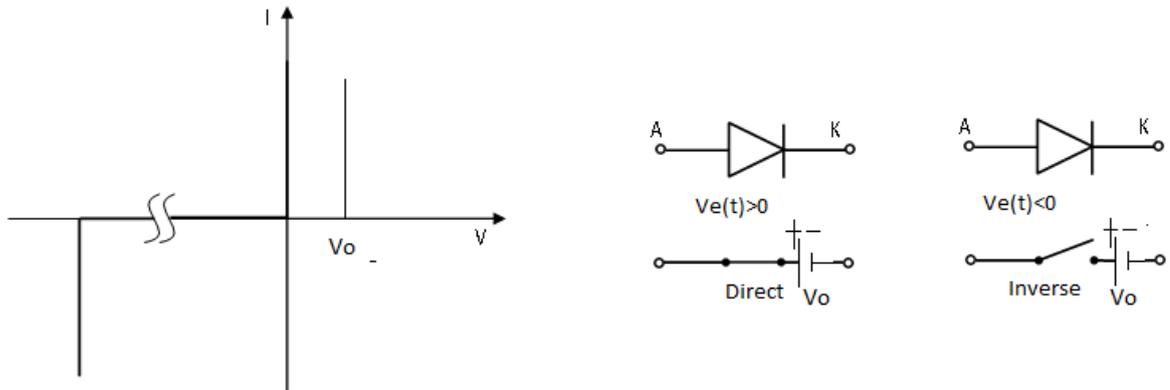


Figure 3.6: Caractéristique de la diode et son équivalent en 2ème approximation.

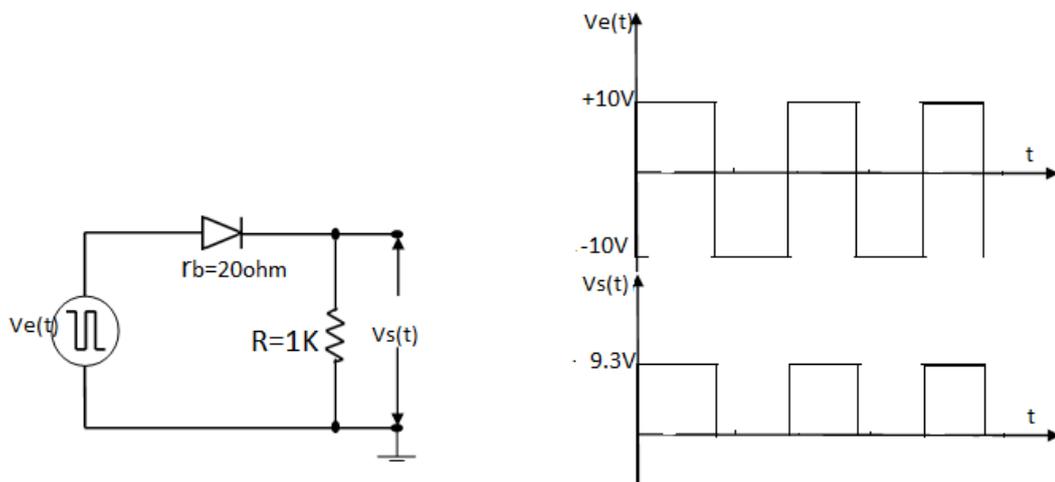


Figure 3.7: Exemple de circuit a diode en 2ème approximation avec visualisation de $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

3.1.3 3eme approximation, tension de seuil et résistance différentielle non nulle.

Dans la troisième approximation, la prise en compte de la tension de seuil persiste, mais cette fois, il est nécessaire d'introduire la résistance différentielle r_b , qui est

linéaire pour les matériaux dopés P et N. En général, la valeur de cette résistance se situe entre 1Ω et 30Ω .

$$r_b = \frac{V - V_s}{I}$$

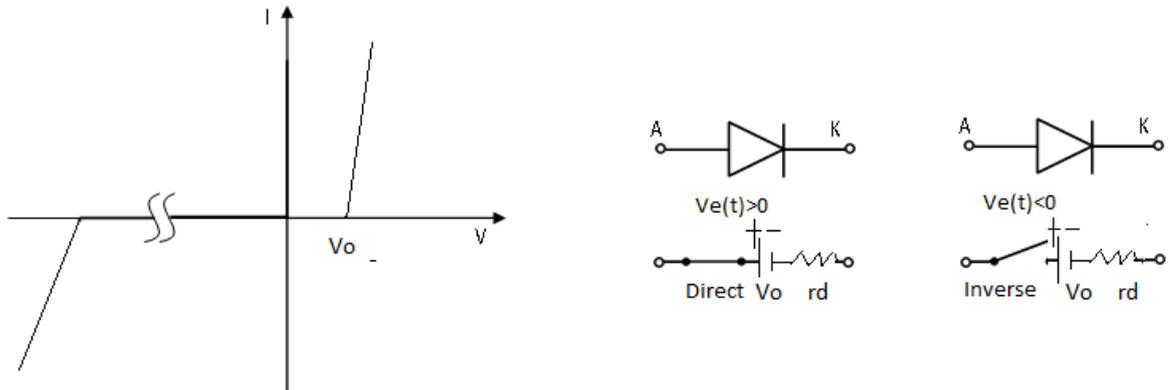


Figure 3.8: Caractéristique de la diode et son équivalent en 2ème approximation.

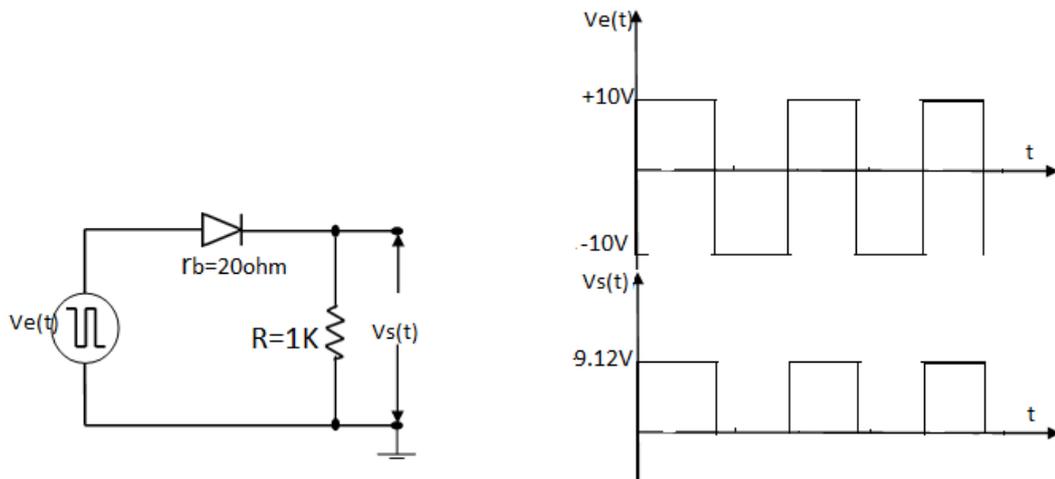


Figure 3.9: Exemple de circuit a diode en 3ème approximation avec visualisation de $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

D'après le circuit électrique de la figure 3.9, la tension de sortie $V_s(t)$ est donnée par l'expression suivant :

$$V_s(t) = RI \quad (3.3)$$

L'équation de la maille donne:

$$V_e(t) = V_0 + r_b I + RI \quad (3.4)$$

D'où :

$$I = \frac{V_e(t) - V_0}{r_b + R} \quad (3.5)$$

Application numérique:

$$I = \frac{10 - 0.7}{1000 + 20} = 9.12 \text{ ma} \quad (3.6)$$

$$V_s(t) = (1)(9.12) = 9.12 \text{ V} \quad (3.7)$$

3.2 Diode Schottky

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

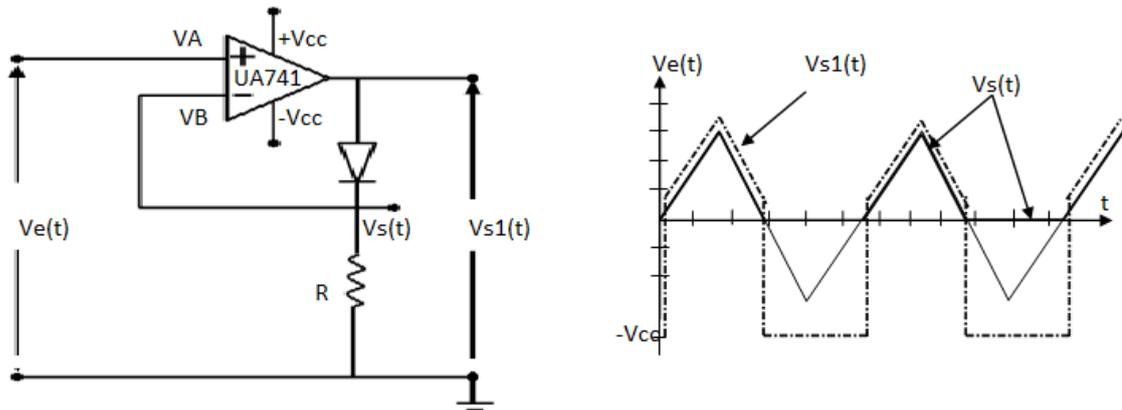


Figure 3.10: Configuration d'une super-diode avec entrée triangulaire.

Principe de fonctionnement :

- Si $V_e(t) > 0$: la diode est polarisée en direct, elle est passante. La boucle de réaction est fermée. $V_A = V_B$; $V_s(t) = V_e(t)$; alors : $V_{s1}(t) = V_s(t) + 0.7V$
- Si $V_e(t) < 0$: la diode est polarisée en inverse, elle est bloquée. La boucle de réaction est ouverte. $V_s(t) = 0$; alors : $V_{s1}(t) = -V_{cc}$

3.3 Transistor en commutation

La figure suivante illustre le schéma interne de fonctionnement du transistor bipolaire. Le transistor se compose de deux jonctions distinctes : la partie centrale, très

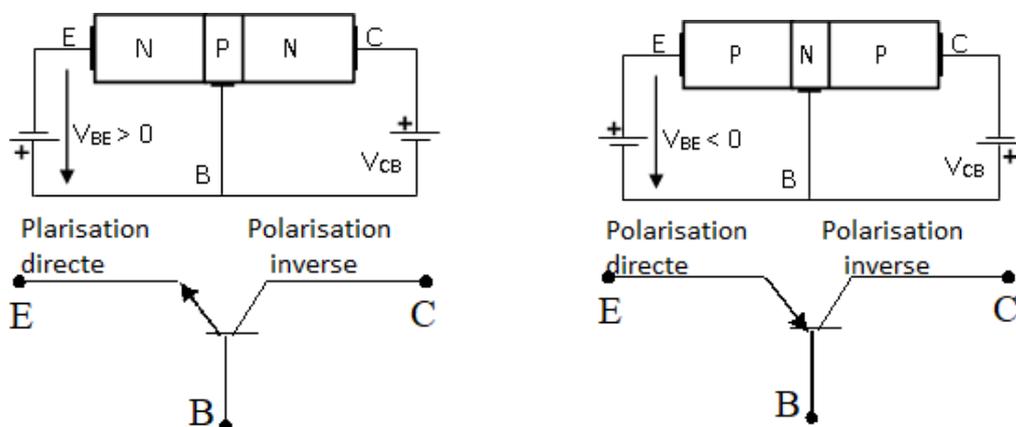


Figure 3.11: Transistor NPN et PNP.

fine et faiblement dopée, est désignée comme la Base, tandis qu'une des régions extrêmes fortement extrinsèques est appelée l'émetteur, et l'autre le Collecteur ; le volume du Collecteur est supérieur à celui de l'émetteur.

3.3.1 Différents régimes de fonctionnement

L'analyse se concentrera sur le transistor NPN, mais les conclusions seront également applicables au transistor PNP, avec la seule différence que les polarités des grandeurs électriques seront inversées. Trois modes de fonctionnement distincts sont identifiés

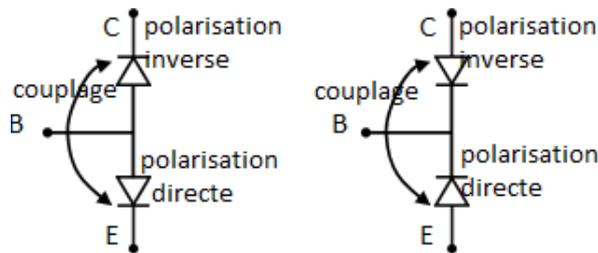


Figure 3.12: Différents types de polarisation PNP et NPN.

1. RÉGIME BLOQUÉ: Les deux jonctions (E-B et BC) sont polarisées en inverse. $V_{BE} < 0$ et $V_{CB} > 0$.
2. RÉGIME NORMALE: La jonction B-E polarisée en direct, et la jonction B- C polarisée en inverse. $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} > 0$.
3. RÉGIME SATURÉ: Les deux jonctions (E-B et BC) sont polarisées en direct. $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} < 0$.

a) Régime bloqué

Considérent le montage de la figure 3.13. On dit un transistor est bloqué si les deux

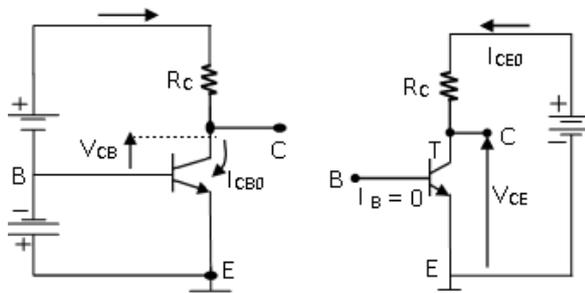


Figure 3.13: Exemple de montage de transistor bloqué.

jonctions E – B et B – C sont polarisées en inverses.

$$\begin{cases} V_{BC} > 0 \\ I_C = 0 \\ V_{CB} = V_{CC} \end{cases} \quad (3.8)$$

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 $\beta \cdot I_B$. Les figures 3.13 donnent deux possibilités de blocage .

b) Régime saturé

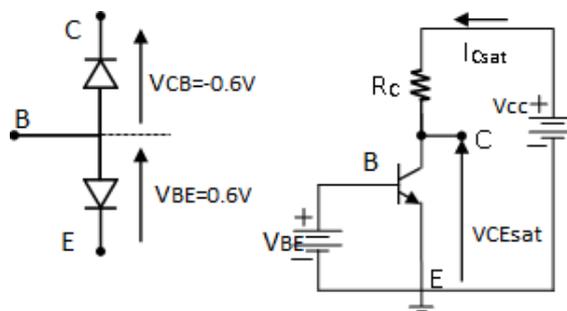


Figure 3.14: Circuit électrique d'un transistor saturé.

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

$$\begin{cases} V_{BE} \approx V_{CE}; \\ V_{CEsat} = V_{CB} + V_{CE} \approx 0 \\ V_{CC} \gg V_{CEsat} \end{cases} \quad (3.9)$$

la tension V_{CEsat} n'est pas tout à fait nulle. ($V_{CE(sat)} = 0.3V$).

On tire alors le courant I_C qui dépend de V_{CC} .

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{RC}} \quad (3.10)$$

3.3.2 Caractéristiques de sortie $I_C=f(V_{CE})$

La caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_B permet de définir le comportement de la sortie du transistor idéal.

D'après la caractéristique, 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.

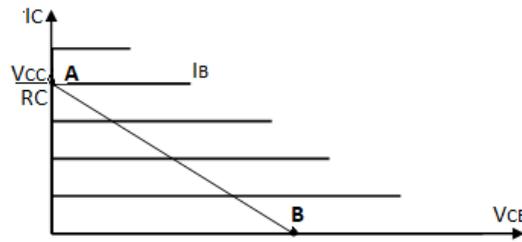


Figure 3.15: Caractéristique idéale du transistor.

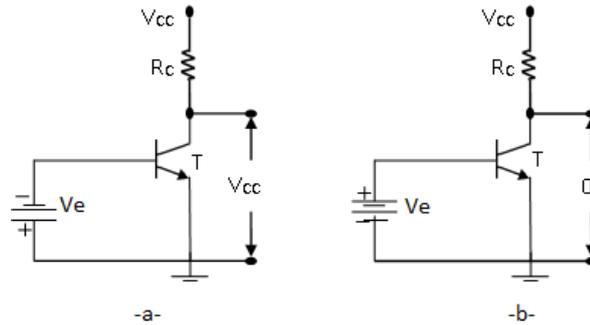


Figure 3.16: a) transistor bloqué: interrupteur ouvert; b) transistor saturé: interrupteur fermé.

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). Le transistor est dis passant (ON) et agit comme un interrupteur fermé si le courant collecteur est maximum. Dans ce cas, le courant I_{Cmax} dépend de la résistance R_C et de la tension de polarisation V_{CC} (figure 3.15).

Exemple :

On désire déterminer les paramètres d'un transistor et ses données (Figure 3.16), 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 .

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 :

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C}$$

$$R_C = \frac{20V}{20ma} = 1K$$

$$\text{D'où: } I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{20ma}{40} = 0.5ma$$

$$\text{Nous avons: } R_B = \frac{V_e}{I_B} = \frac{5V}{0.5ma} = 10K$$

La figure 3.17 illustre en formes d'ondes d'entrée et de sortie.

3.3.3 Suiveur

On considère le circuit suivant: Les équations s'écrivent relativement:

$$V_s(t) = V_e(t) - R_B I_B - 0.7 \tag{3.11}$$

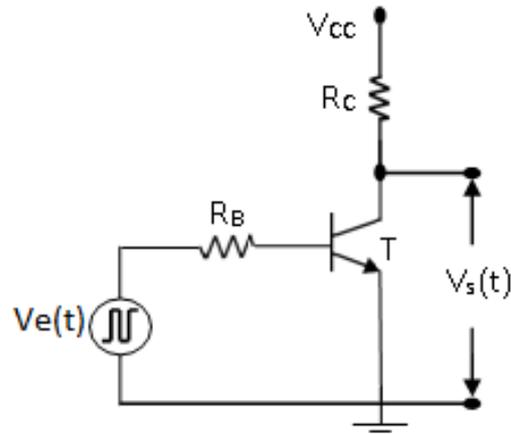


Figure 3.17: Circuit de détermination des paramètres d'un transistor idéal.

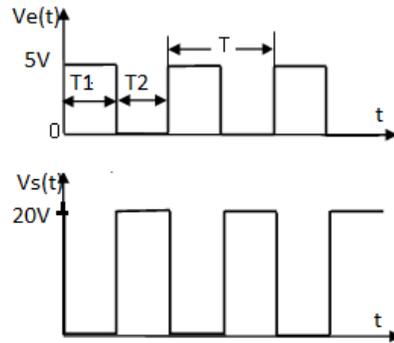


Figure 3.18: Formes d'onde du signal d'entrée et de sortie

$$V_s(t) \approx (\beta + 1)R_E I_B \approx \beta R_E I_B \quad (3.12)$$

De cette équation ,on tire:

$$I_B = \frac{V_s(t)}{\beta R_E} \quad (3.13)$$

En remplaçant le courant IB dans l'expression 3.11;on obtient:

$$V_s(t) = V_e(t) - R_B \frac{V_s(t)}{\beta R_E} - 0.7 \quad (3.14)$$

$$V_s(t) = \frac{(V_e(t) - -0.7)\beta R_E}{\beta R_E + R_B} \quad (3.15)$$

$$V_s(t) = \frac{(V_e(t) - -0.7)R_E}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \quad (3.16)$$

Remarque: On constate 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} .

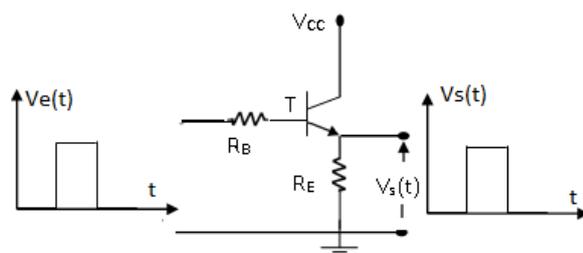


Figure 3.19: Transistor suiveur.

CIRCUIT DE MISE EN FORME

4.1 Excréteurs-limiteurs

Dans les systèmes de radar, ainsi que dans les ordinateurs et autres dispositifs électroniques, il est parfois nécessaire de réguler une tension ou un courant afin de le maintenir à une valeur spécifique, comme illustré dans les exemples suivants.

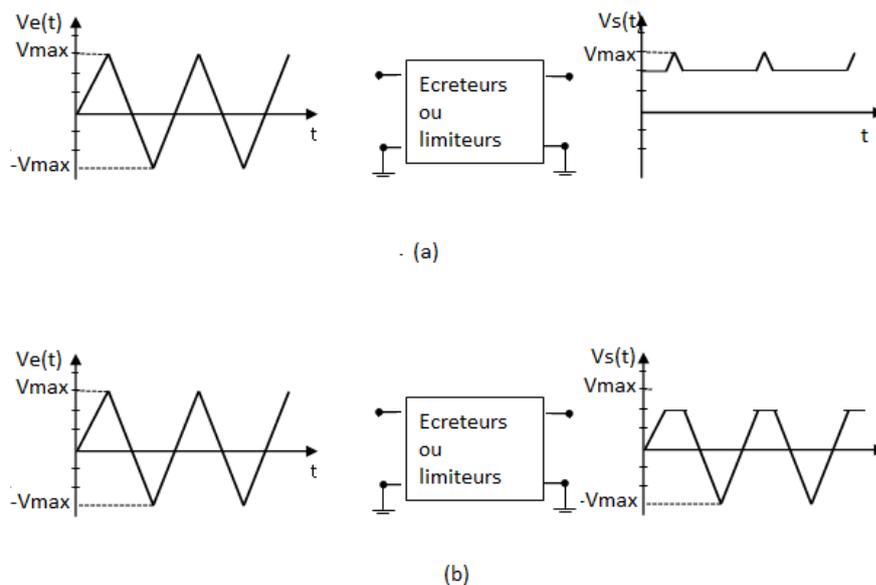


Figure 4.1: Différents types d'excréteurs : (a) inférieur, (b) supérieur.

Pour concevoir des excréteurs ou limiteurs, on utilise le plus souvent des diodes et des transistors. La figure 4.2 illustre les circuits les plus courants d'écrtage d'un signal à 0V.

4.1.1 Détecteur de crêtes

un détecteur de crête est un circuit dont le rôle sert a afficher les crêtes d'une onde. La figure 4.2 illustre le comportement de la tension $V_s(t)$ à travers la cellule (R et C) lorsque la constante de temps RC est considérablement plus grande que la période T du signal appliqué ($RC \gg T$). Au cours du premier quart de l'alternance positive,

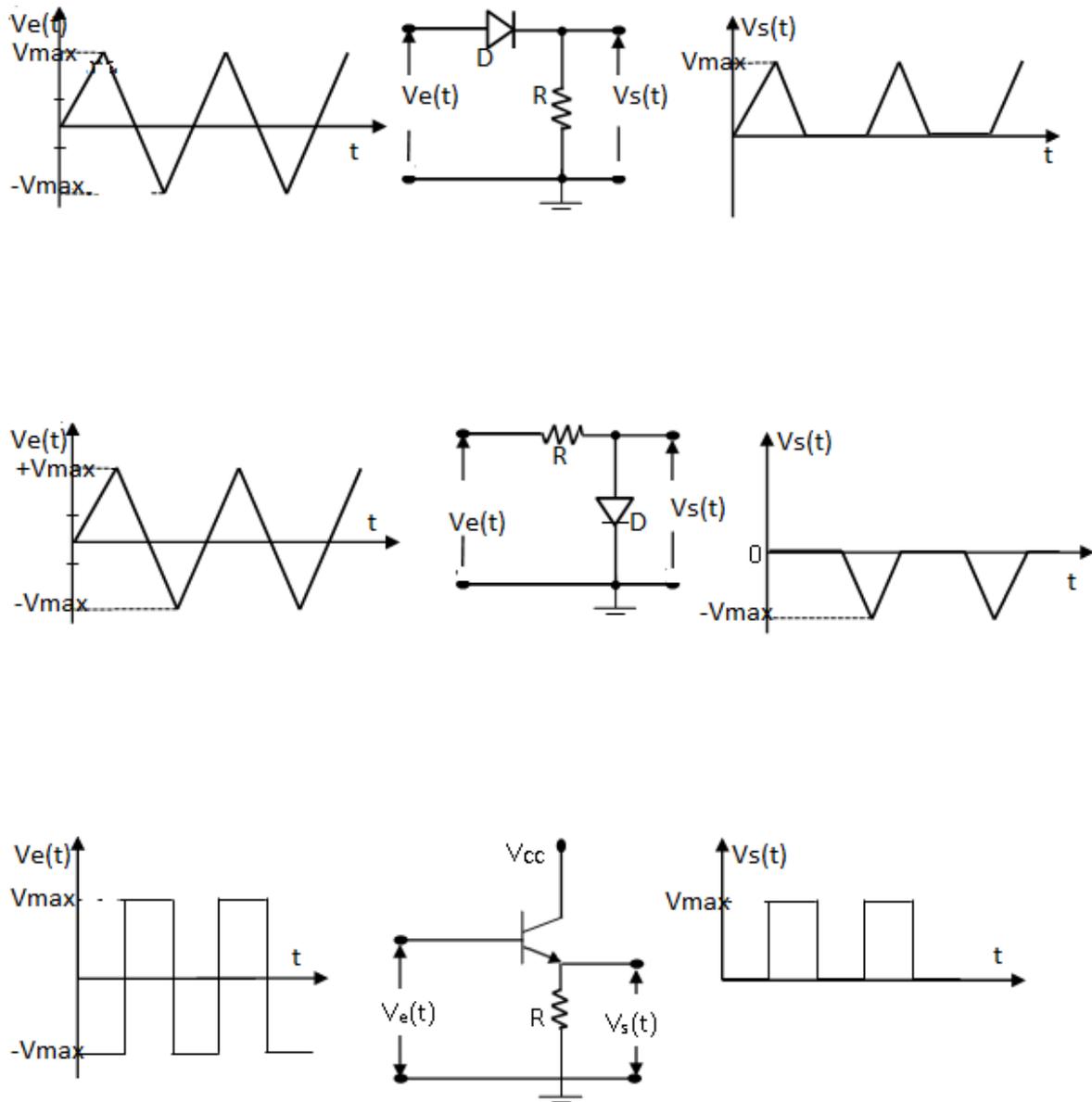


Figure 4.2: Différents types de circuits ecreteurs a 0V les plus utilisés.

le condensateur se charge via la diode jusqu'à atteindre la valeur crête du signal appliqué, marquée par $V_s(T/4) = V_{max}$. Après $t = T/4$, le condensateur se décharge très lentement pendant une période du signal appliqué. Ensuite, la diode ne conduit que pendant un laps de temps très court τ , nettement inférieur à la période T : $\tau = (t_1 - t_2) \ll T$.

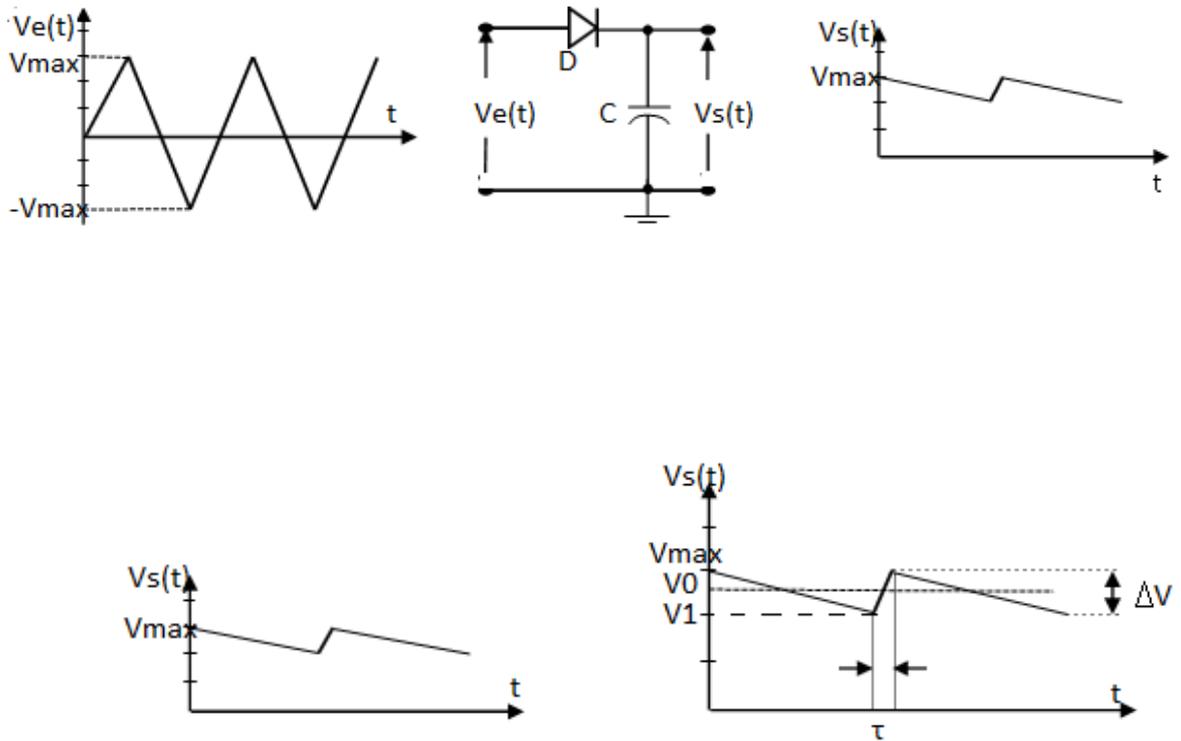


Figure 4.3: Allure de la tension redressée aux bornes d'un détecteur de crête.

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'écrira :

$$V_1 = V_{max} \exp\left(-\frac{t_d}{RC}\right) \approx V_{max}\left(1 - \frac{T}{RC}\right) \quad (4.1)$$

Avec $t_d = (T - \tau)$; et $RC \gg \tau$.

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 : $\Delta V = V_{max} - V_1 = V_{max} \frac{T}{RC}$

$$\text{et } V_0 = V_{max} - \frac{\Delta V}{2} = V_{max}\left(1 - \frac{T}{2RC}\right).$$

Alors, on définit le taux d'ondulation de la tension redressée par:

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \frac{\Delta V}{V_{max}} = \left(\frac{T}{2RC}\right) \quad (4.2)$$

4.1.2 Amplificateur opérationnel fonctionnant en comparateur

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

Le concept d'opérationnel était initialement associé à des amplificateurs intégrés dans des circuits de calcul, destinés à effectuer des opérations telles que l'addition, la soustraction, ou l'intégration. Son importance a considérablement augmenté à mesure que son champ d'application s'est élargi pour inclure des fonctions telles que les mesures, les processus de contrôle, les asservissements, etc. À l'heure actuelle, il est devenu une composante aussi couramment utilisée que le transistor.

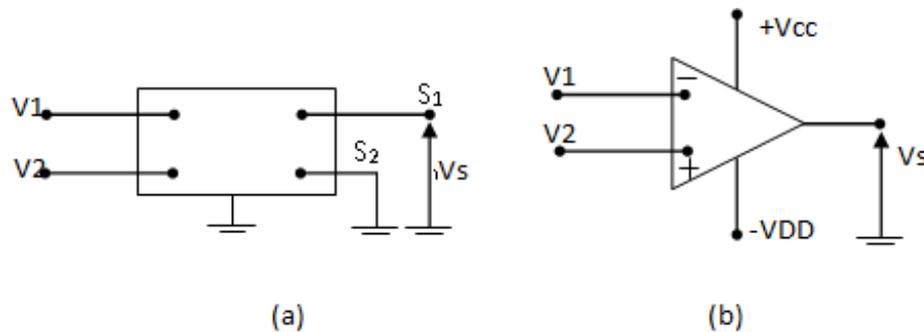


Figure 4.4: : Représentation d'un amplificateur opérationnel et son symbole.

L'amplificateur opérationnel est un cas particulier de l'amplificateur différentiel représenté par la figure IV-9 (a). La borne de sortie S2 est reliée à la masse et la sortie s'effectue entre S1 et la masse. On le représente par le symbole de la figure IV-9 (b). Les tensions de polarisation +VCC et -VDD sont souvent entendues. Il possède deux entrées symétriques repérées + et -. Ces deux signes + et - ont la signification suivante :

- Si l'entrée s'effectue entre V1 et V2, avec V2 à la masse, la sortie est déphasée de π par rapport à l'entrée ; V1 est l'entrée inverseuse ;
- Si l'entrée s'effectue entre V2 et V1, avec V1 à la masse, la sortie est en phase avec l'entrée ; V2 est l'entrée non inverseuse ;

2- Caractéristique de fonctionnement

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 ;

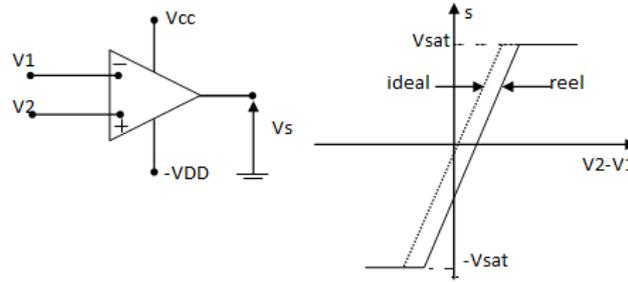


Figure 4.5: Caractéristiques $V_s = f(V_2 - V_1)$.

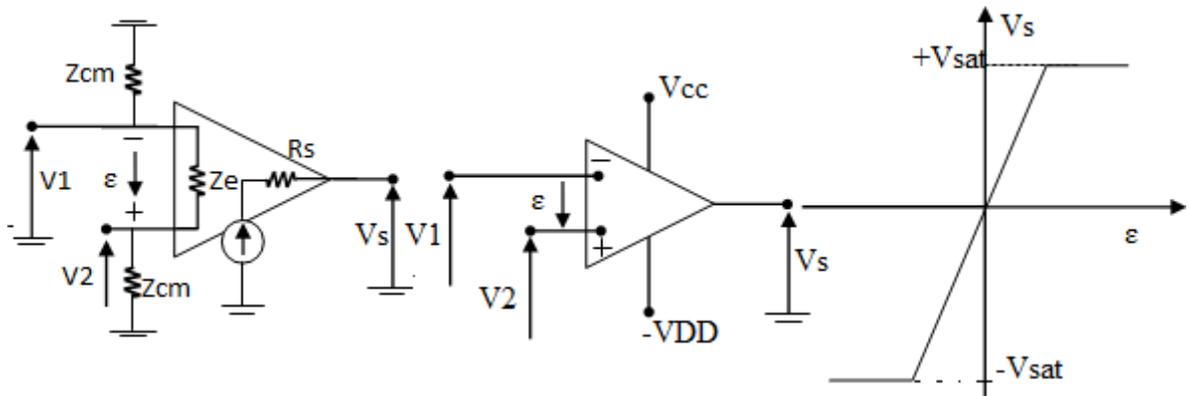


Figure 4.6: Schéma équivalent d'un A.O.P idéal

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

Ces caractéristiques justifient le modèle très simple de l'amplificateur opérationnel indiqué ci-dessus à la figure 4.5.

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

$$\begin{cases} V_1 = V_2; \\ \delta = V_2 - V_1 \approx 0 \\ V_s = A.O.D(\delta) < V_{sat} \end{cases} \quad (4.3)$$

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 :

$$I_d = 0; \quad (4.4)$$

4.1.3 Circuit de base d'un comparateur

En raison de son gain en tension extrêmement élevé et, par conséquent, de sa plage de linéarité très restreinte, un amplificateur opérationnel dépourvu de boucle de contre-réaction présente un fonctionnement défini par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \text{si } V_+ > V_-; \text{ alors } V_s = V_H \\ V_+ < V_-; \text{ alors } V_s = V_B \end{cases} \quad (4.5)$$

La sortie du comparateur alterne entre deux états, haut et bas, en réaction à la disparité entre les signaux appliqués aux entrées (voir figure 4.6). Le changement d'état survient lorsque la différence ϵ atteint zéro. Par ailleurs, les niveaux V_H et V_B se situent généralement à proximité des tensions d'alimentation V_{CC} et $-V_{DD}$.

Les valeurs des tensions V_+ et V_- , doivent être comprises entre V_H et V_B .

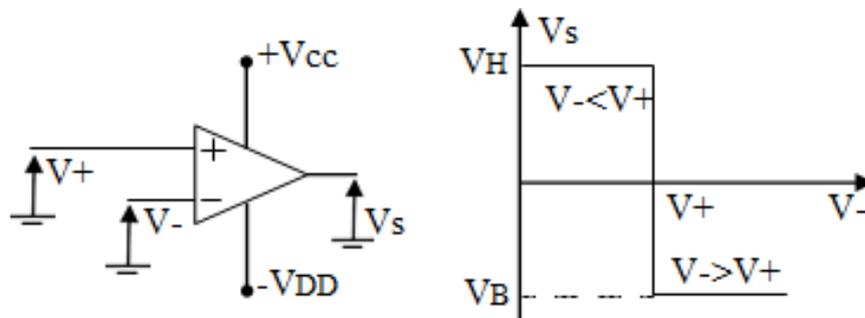


Figure 4.7: Amplificateur opérationnel comparateur.

4.1.4 Bascule de schmitt

L'hystérésis est induite par une rétroaction positive (borne +) obtenue par le biais d'un diviseur de tension constitué de R_1 et R_2 . C'est cette rétroaction positive qui permet au système de basculer rapidement à chaque changement de signe de la différence $V_+ - V_-$. Les caractéristiques de l'hystérésis sont les suivantes :

$$\Delta V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_M - V_m) \quad (4.6)$$

Le dispositif transforme un signal d'entrée de n'importe quelle forme en un signal carré, avec un temps de montée indépendant de la forme du signal d'entrée.

D'après la figure 4.7, on trouve:

$$\begin{cases} V_e(t) = -\epsilon - R_1 i \\ V_s(t) = -(R_1 + R_2) i \end{cases} \quad (4.7)$$

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

$$V_e(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_s(t) \quad (4.8)$$

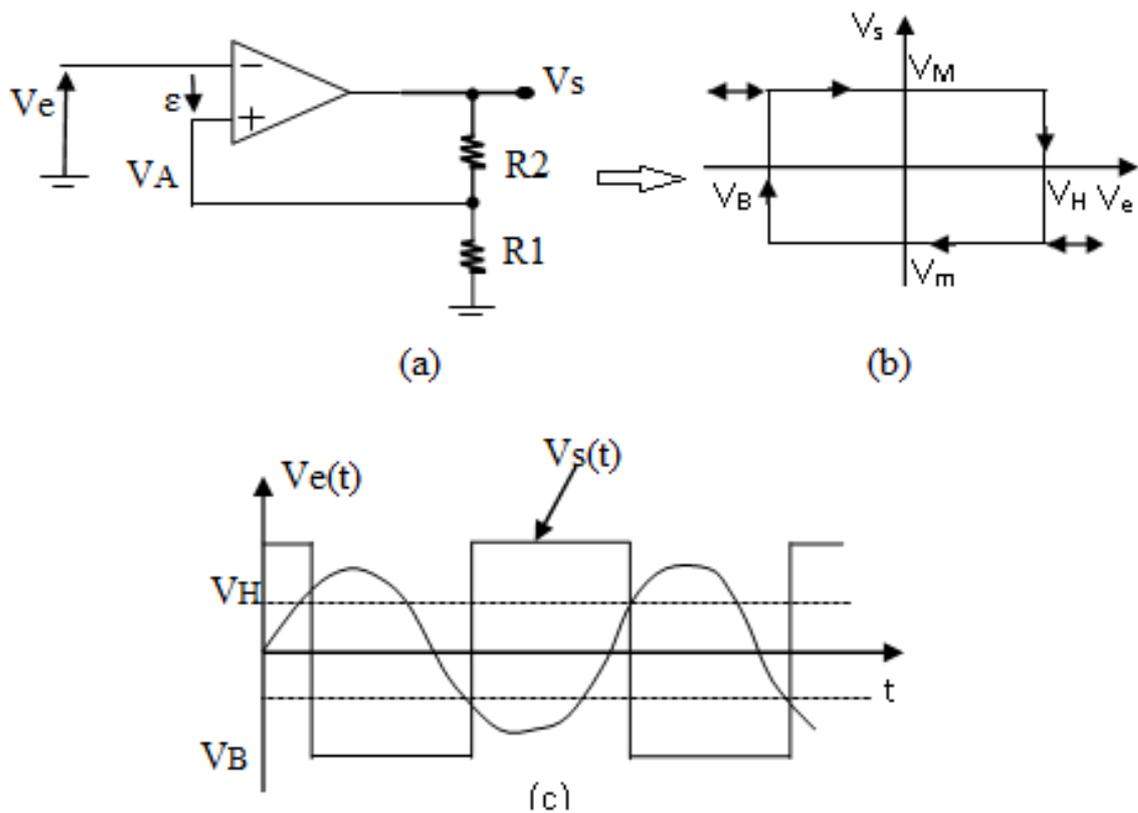


Figure 4.8: Bascule de schmidt

Lorsque $V_s(t)=V_M$, on a :

$$V_H = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)V_M \quad (4.9)$$

Lorsque $V_s(t)=V_m$, on a :

$$V_B = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)V_m \quad (4.10)$$

Autre montage de bascule de schmidt:

La figure suivante 4.8 montre un autre montage du comparateur à hystérésis, dont la formule peut s'écrire :

$$\epsilon = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_e(t) + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)V_s(t) \quad (4.11)$$

Les tensions de basculement sont:

$$\begin{cases} V_H = \frac{R_1}{R_2}V_{SM} \\ V_B = \frac{R_1}{R_2}V_{Sm} \end{cases} \quad (4.12)$$

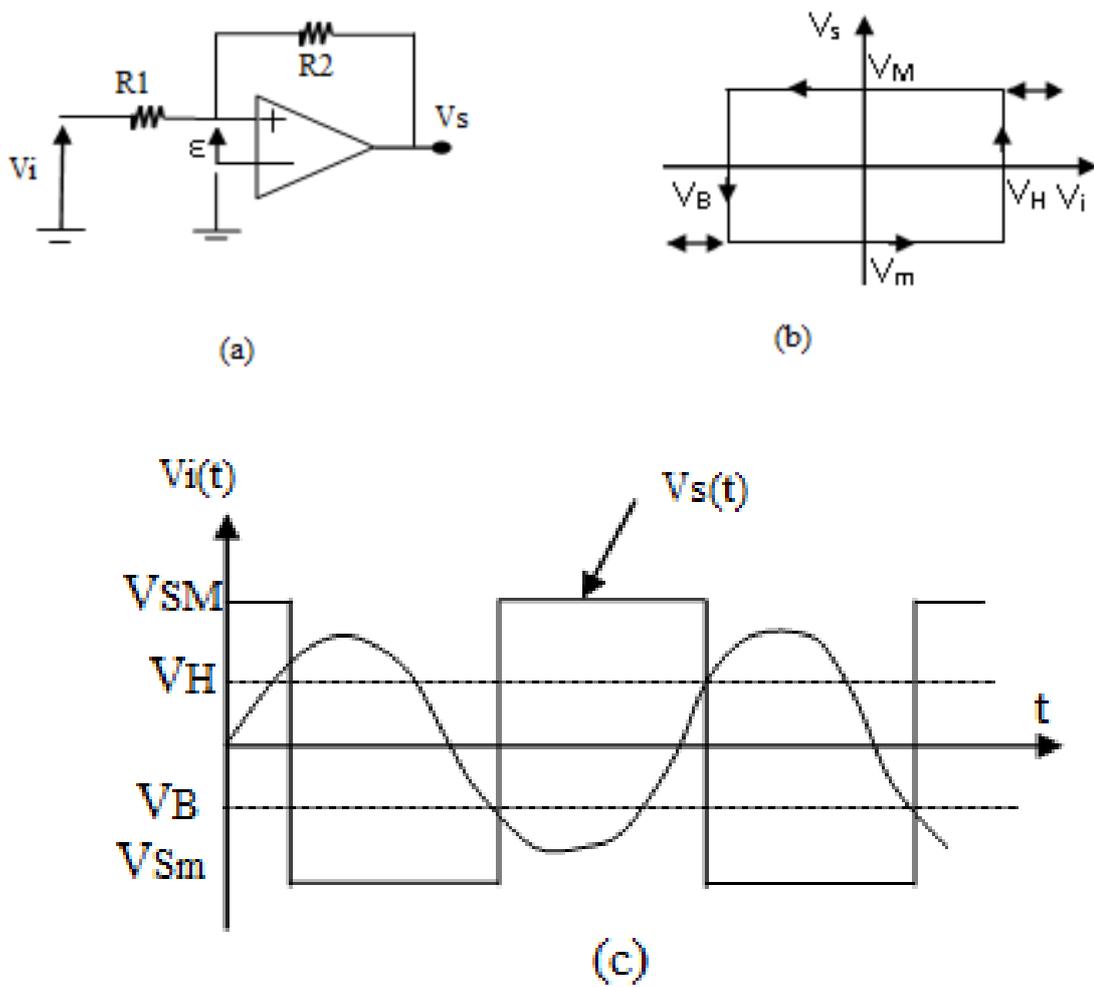


Figure 4.9: Bascule de schmitt.

CONVERSION A/N ET N/A

5.1 Introduction

Les convertisseurs analogique-numérique (CAN ou A/N) et numérique-analogique (CNA ou N/A) facilitent la transition entre le domaine analogique des grandeurs physiques et le domaine numérique des ordinateurs, comme illustré dans la figure 5.1.

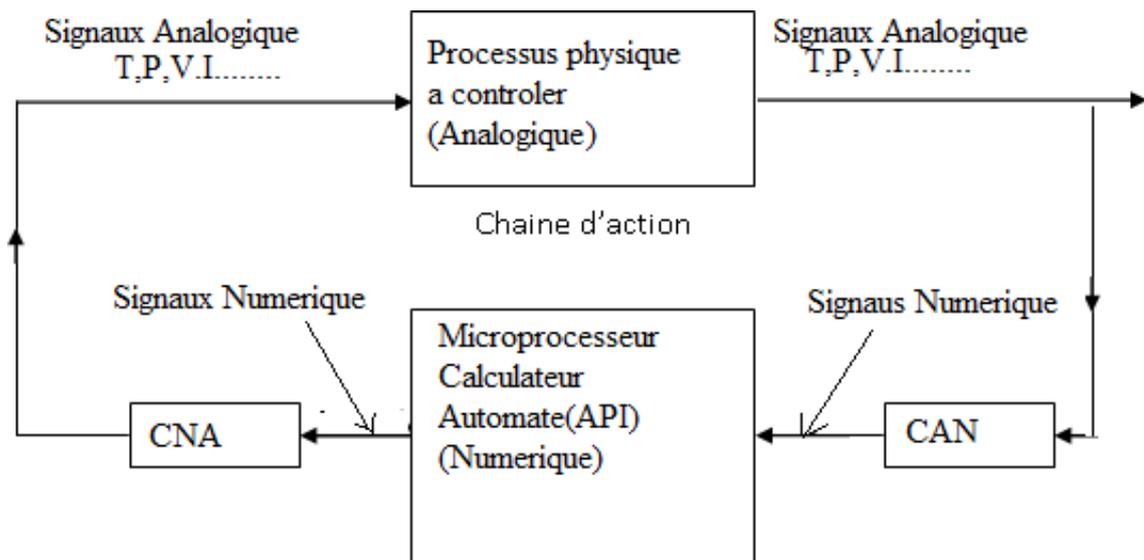


Figure 5.1: Chaîne de commande industrielle.

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).

$$N = b_{n-1}.b_{n-2}.....b_1.b_0 \quad (5.1)$$

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).

$$N_{Decimal} = b_{n-1}.2^{n-1} + b_{n-2}.2^{n-2} + \dots + b_1.2^1 + b_0.2^0 \quad (5.2)$$

Exemple: Pour $n=3$, Nous aurons : $N_{Decimal} = b_2.2^2 + b_1.2^1 + b_0$

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 :

$$V_{volt} = q_{volt}.N_{Decimal} \quad (5.3)$$

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.

5.1.1 La conversion analogique-numérique

Réaliser une conversion analogique-numérique (CAN ou A/N) implique la recherche d'une expression numérique dans un code spécifique pour représenter une information analogique (voir figure 5.2). Un convertisseur A/N est un dispositif qui prend en entrée un signal analogique continu et le convertit en un signal discret, respectant la fréquence d'échantillonnage. Il existe divers types de convertisseurs qui se distinguent par leur temps de conversion et leur coût.

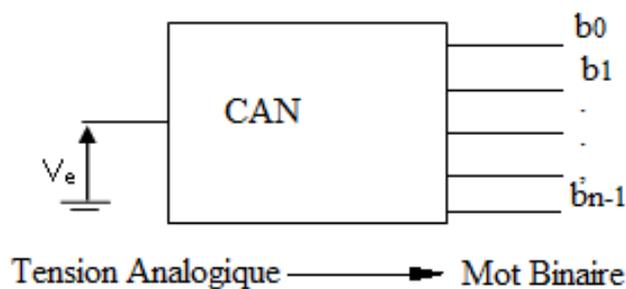


Figure 5.2: Schéma fonctionnel d'un convertisseur analogique numérique.

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 5.3) :

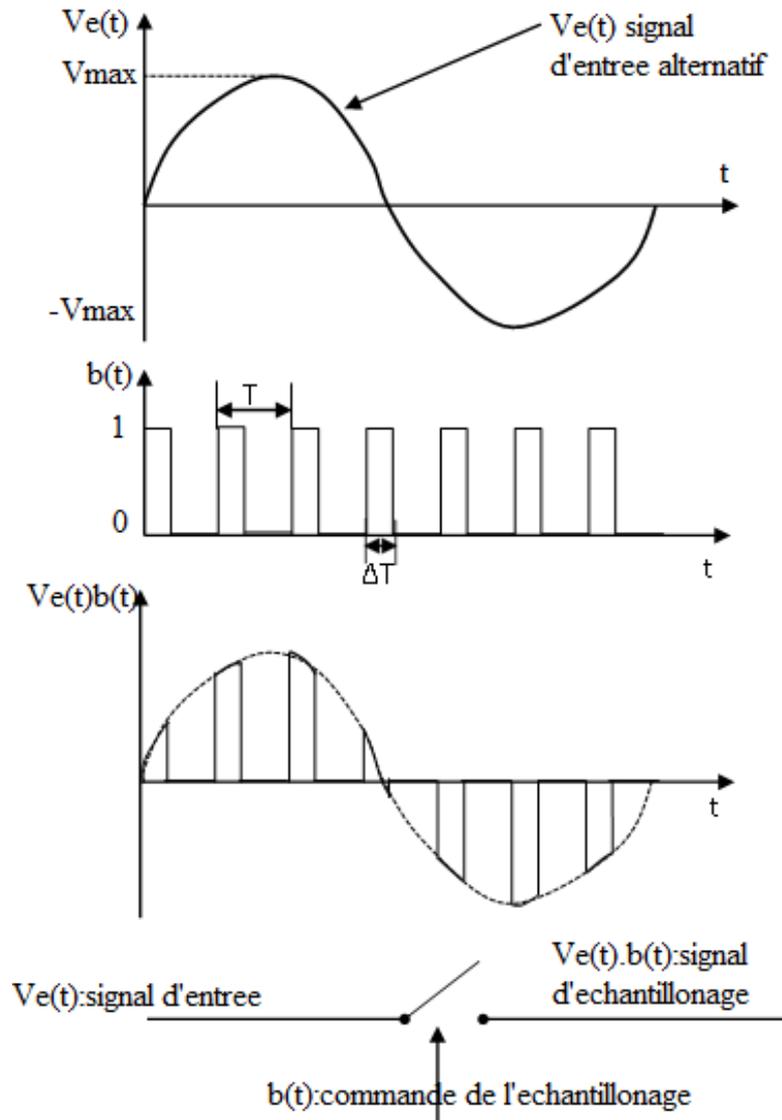


Figure 5.3: Échantillonnage d'un signal.

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.

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 (5.5) :

$$F_e = \frac{1}{T_e} \geq 2.F_{max} \quad (5.4)$$

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

c- Théorie de quantification

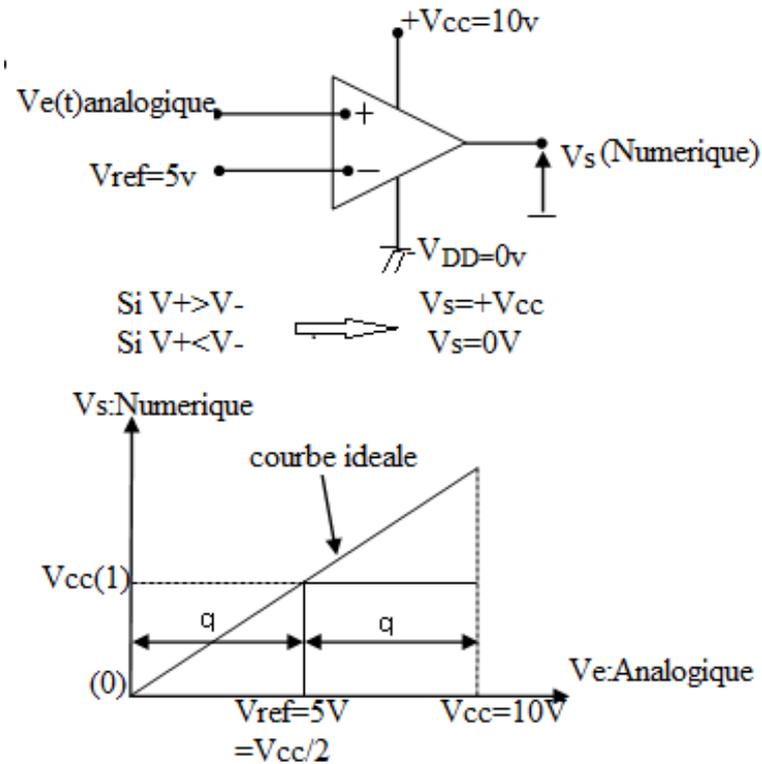


Figure 5.4: Exemple de quantification pour n égale a 1 bit.

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 :

$$Quantium = \frac{\text{calibre}}{2^n} \quad (5.5)$$

Exemple d'un CNA a 3bits.

- pour un calibre (V_{CC}) = 10V et $n = 3$ bits on a $q = 1.25V$ (figure 5.5).

$$V_e = N_{decimal} \cdot q \quad (5.6)$$

$$\text{pour } \left\{ \begin{array}{l} V_e = 0V \implies N_{decimal} = 0 \\ V_e = 1V \implies N_{decimal} = 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ V_e = 10V \implies decimal = 7 \end{array} \right. \quad (5.7)$$

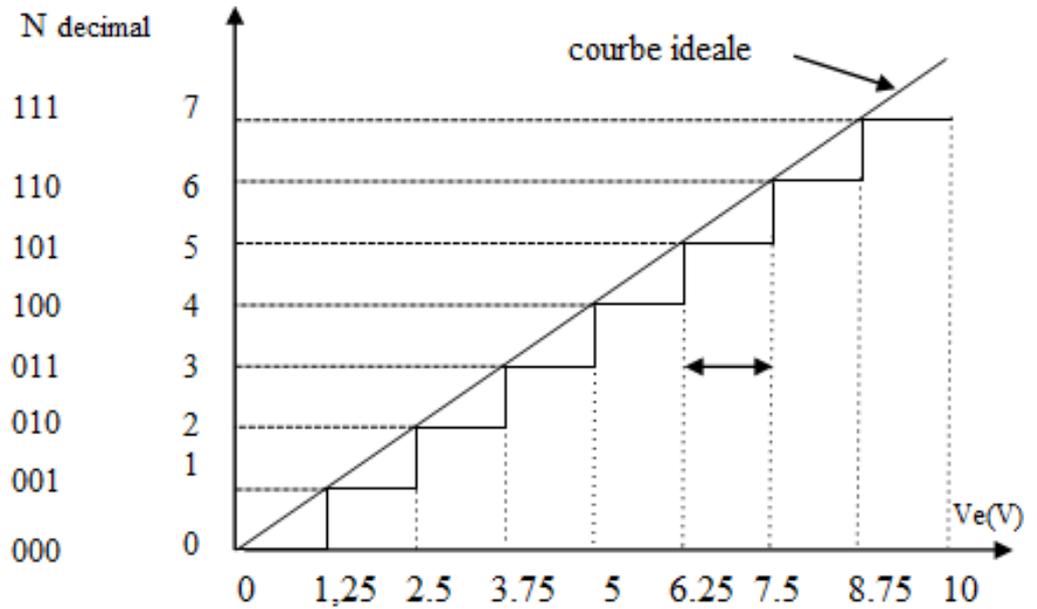


Figure 5.5: Exemple d'un CNA a 3 bits

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.

$$Erreur = N.q - V_e \quad (5.8)$$

Pour diminuer l'erreur de quantification on décale les valeurs de référence d'un demi-quantum

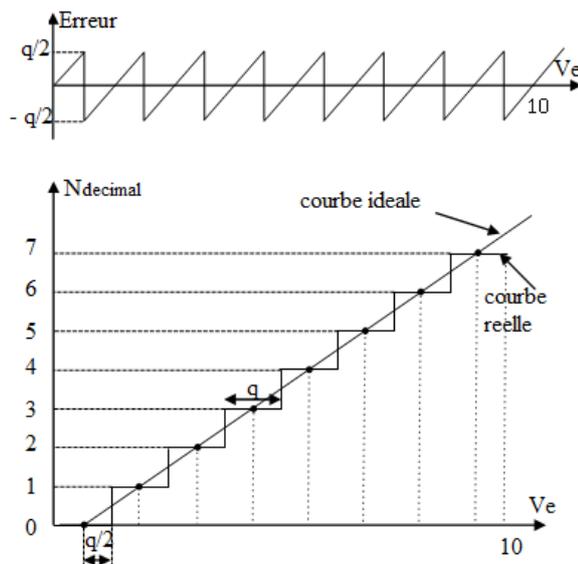


Figure 5.6: Exemple de l'erreur de demi-quantification pour n égale à 3 bits.

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

$$|\epsilon_q|_{max} = \frac{q}{2} \quad (5.9)$$

D'après l'équation (5.9) on a deux types de l'erreur :

$$erreur_{absolu} < \frac{q}{2} = \frac{calibre}{2^{n+1}}$$

$$erreur_{relative} < \frac{q}{2V_e} = \frac{calibre}{2^{n+1}V_e}$$

$$Precision = \frac{q/2}{calibre} = \frac{1}{2^{n+1}} \quad (5.10)$$

Remarque: Pour un CAN de 8 bits, on obtient une précision = $1/29 \approx 0.2$

5.1.2 Différentes 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.

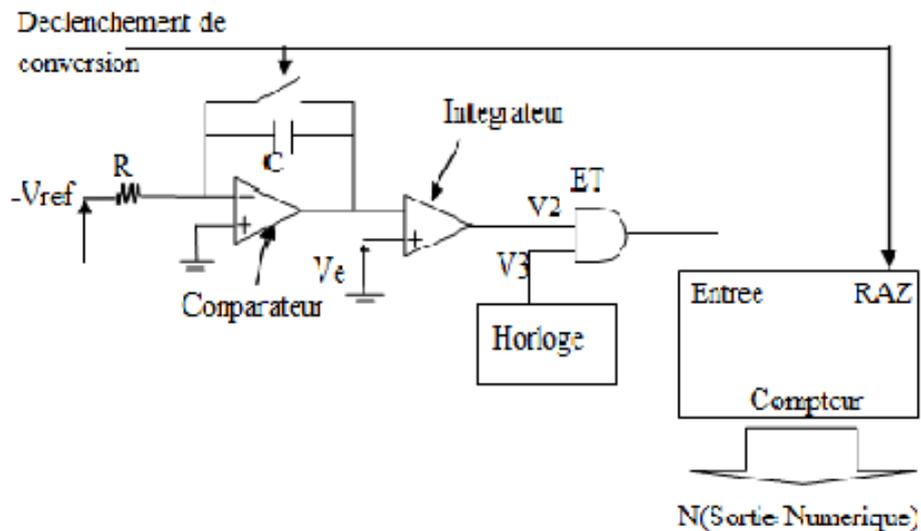


Figure 5.7: Convertisseur à intégration simple rampe.

La figure 5.7 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 5.7) 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 :

$$t_1 - T_0 = V_e \cdot \left(\frac{R \cdot C}{V_{ref}} \right) = N \cdot \delta \quad (5.11)$$

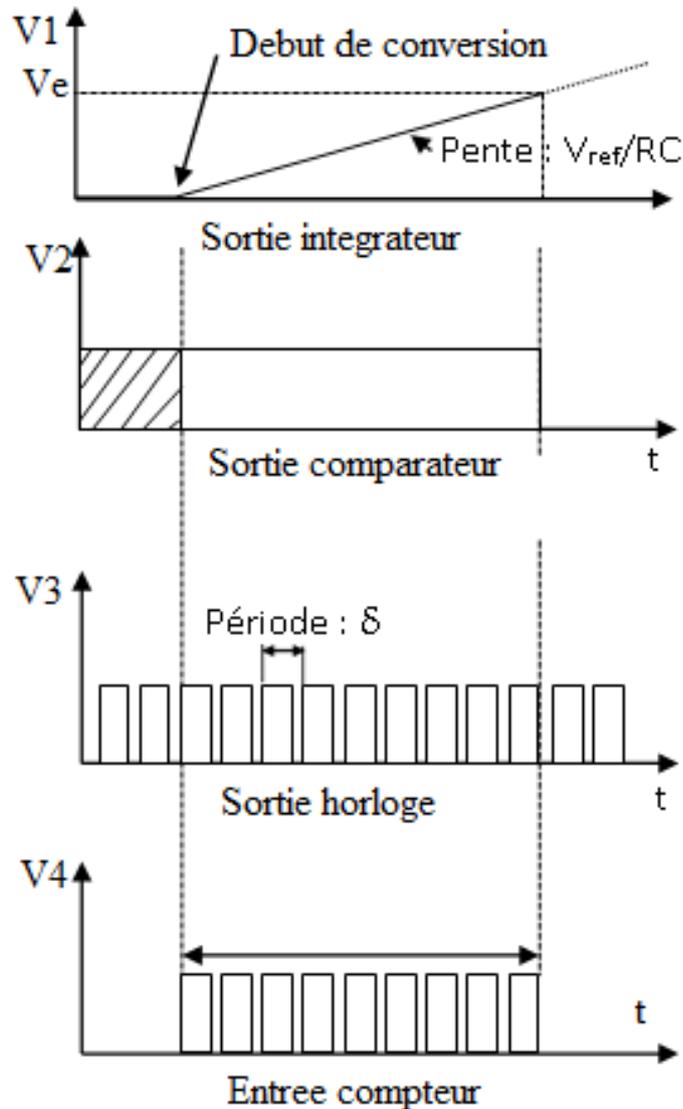


Figure 5.8: Chronogramme d'un convertisseur à intégration simple rampe.

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 :

$$t_1 - T_0 = V_e \cdot \left(\frac{R \cdot C}{V_{ref} \cdot \delta} \right) \quad (5.12)$$

Le temps de conversion sera donc directement proportionnel à la valeur $N \cdot \delta$. 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 $255 \mu s$. 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 approximations successives

Ce convertisseur va utiliser une logique de commande lui permettant de faire une recherche dichotomique dans l'ensemble des codes binaires. Le CAN à approximation successive utilise un CNA en contre réaction (figure 5.9). Le fonctionnement de ce convertisseur est illustré sur la figure 5.10. 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.

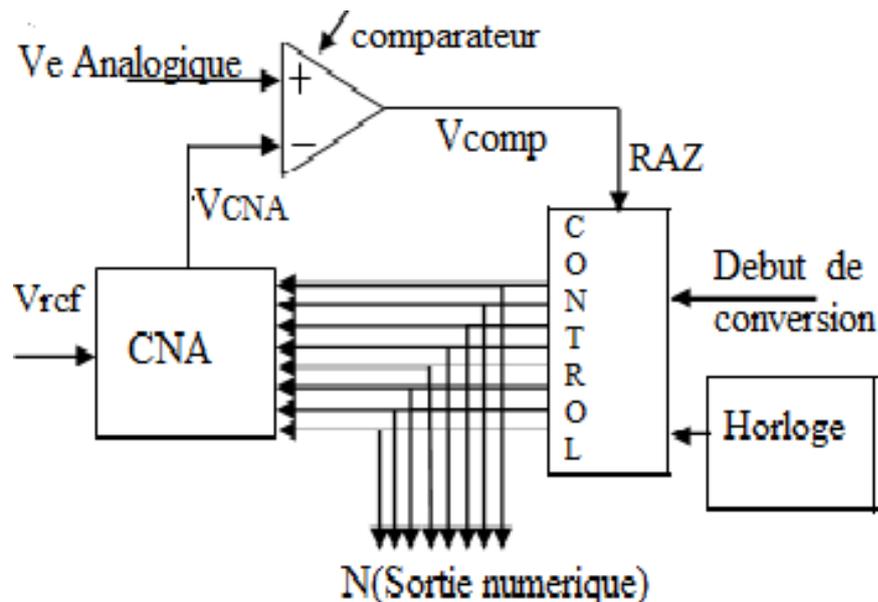


Figure 5.9: Convertisseur AN à approximations successives.

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.

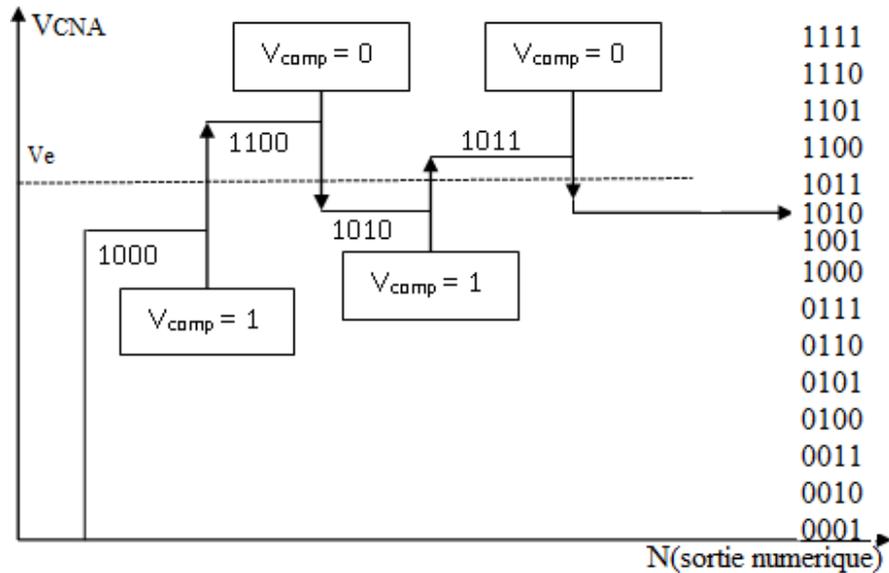


Figure 5.10: Diagramme des temps d'un convertisseur A/N à approximations successives.

c- 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.

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

Un CAN flash de 2 bits nécessite 4 résistances et 3 comparateurs.

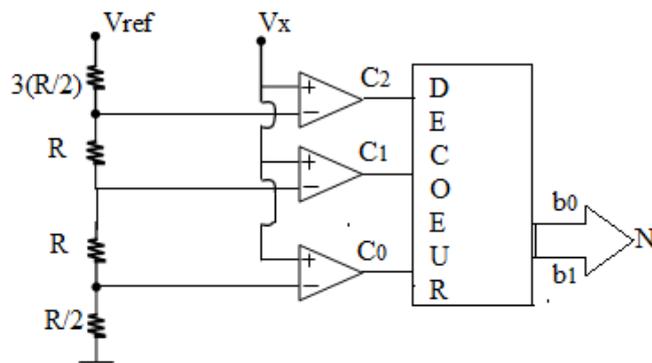


Figure 5.11: Exemple d'un convertisseur flash à 2 bits.

V_x	C2 C1 C0	b1 b0
0 - 1.25V	0 0 0	0 0
1.25 - 3.75V	0 0 1	0 1
3.75 - 6.25V	0 1 1	1 1
>6.25V	1 1 1	1 1

Table 5.1: Tableau de conversion a 2 bit

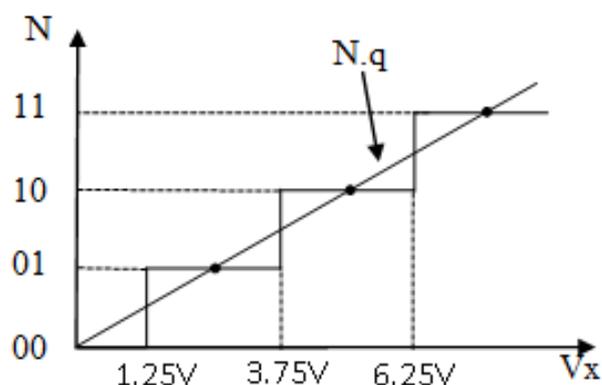


Figure 5.12: Allure d'un convertisseur flash à 2 bits.

5.2 Echantillonneur/bloqueur

5.2.1 Définition d'un échantillonneur/bloquer

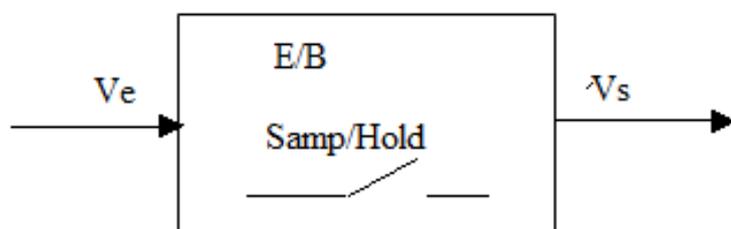


Figure 5.13: Représentation symbolique de l'E/B.

Le but fondamental d'un échantillonneur bloqueur (E/B) est de maintenir stable l'amplitude de l'échantillon prélevé pendant chaque intervalle de temps T_e nécessaire à sa conversion, comme illustré dans la figure 5.13. Cette stabilité est cruciale pour les signaux qui varient rapidement par rapport au temps de conversion, afin

d'assurer une conversion significative. Le fonctionnement de l'échantillonneur bloqueur se décline en deux états, comme illustré dans la figure 5.14.

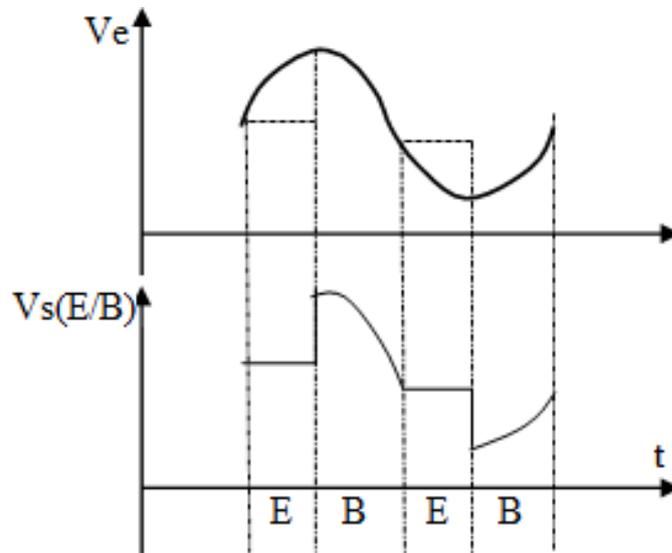


Figure 5.14: Allure des tensions en entrée et sortie d'un E/B (Sample and Hold).

- 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.

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

La figure 5.15 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.

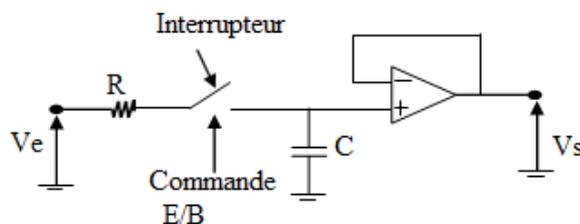


Figure 5.15: Schéma de principe d'un échantillonneur-bloqueur.

5.3 La conversion numérique-analogique

La conversion numérique-analogique, que nous appellerons CNA, implique la transformation d'une information existante sous forme binaire en une forme analogique (figure 5.16).

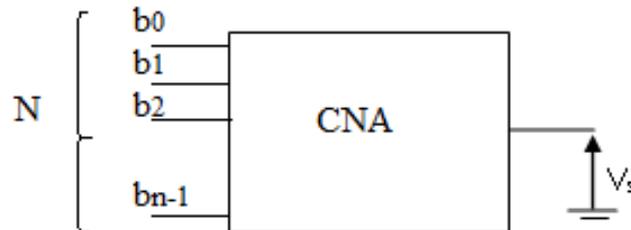


Figure 5.16: Schéma fonctionnel d'un convertisseur numérique-analogique.

$$\text{pour } \begin{cases} N = b_{n-1}.2^{n-1} + b_{n-2}.2^{n-2} + \dots + b_1.2 + b_0 \\ V_s = q.N \end{cases} \quad (5.13)$$

La valeur analogique maximale V_{smax} sera donc :

$$V_{smax} = q.(2^n - 1) \quad (5.14)$$

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

$$V_{smin} = q \quad (5.15)$$

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. ;

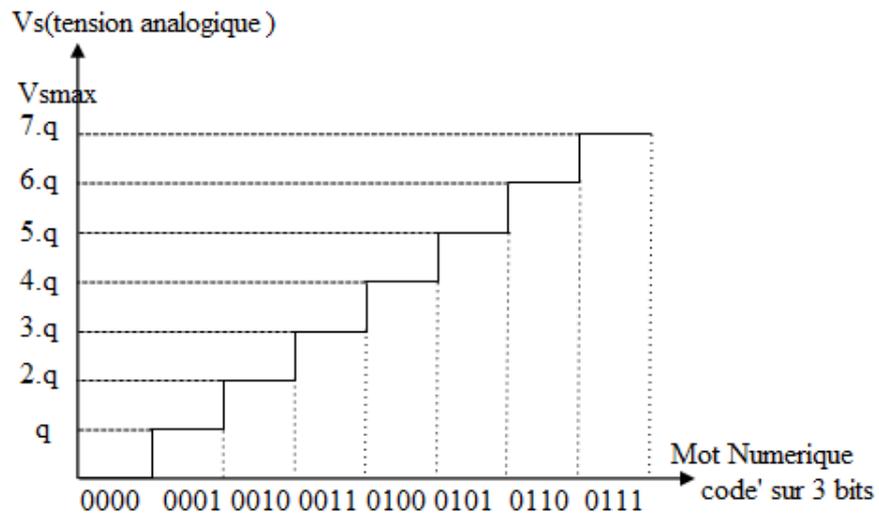


Figure 5.17: Courbe de transfert numérique-analogique.

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.

CHAPITRE 6

LES MULTIVIBRATEURS

6.1 Introduction

Ce chapitre présente une catégorie de circuits communément désignés sous le nom de multivibrateurs. Ces circuits exhibent diverses propriétés intéressantes, car certains d'entre eux sont capables d'accomplir une vaste gamme de fonctions, telles que le stockage de valeurs binaires, la génération d'ondes rectangulaires, la division de fréquences, le comptage d'impulsions, la mise en forme de courbes et la production d'ondes pendant une durée spécifiée. L'attention se concentre ici sur trois types de multivibrateurs, à savoir les multivibrateurs monostables, les multivibrateurs bistables et les multivibrateurs astables.

6.2 Multivibrateur monostable

Ce genre de multivibrateur présente uniquement un état stable et peut temporairement basculer d'état sous l'influence d'un signal de déclenchement. Pour mieux appréhender son fonctionnement, examinons le circuit représenté à la figure 6.1.

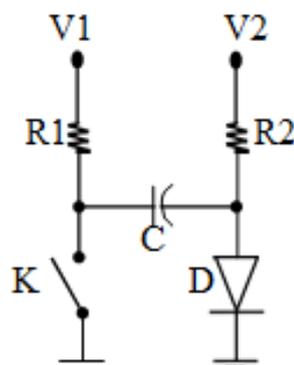


Figure 6.1: Schéma du principe de fonctionnement du multivibrateur monostable.

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 :

$$V_c = V_1 - V_D = V_1 - 0.7 \quad (6.1)$$

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 . 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 suivante:

$$\begin{cases} V_D = V_{finale} - (V_{finale} - V_{initiale}).exp - \left(\frac{t}{RC}\right) \\ V_D = V_2 - (V_2 - 0.7 + V_1).exp - \left(\frac{t}{RC}\right) \end{cases} \quad (6.2)$$

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

$$V_D = 0.7 = V_2 - (V_2 - 0.7 + V_1).exp - \left(\frac{t}{RC}\right) \quad (6.3)$$

De l'équation (6.3), on obtient t :

$$t = RC. \ln \frac{V_1 - V_D + V_2}{V_2 - V_D} \quad (6.4)$$

Exemple: Monostable a transistors

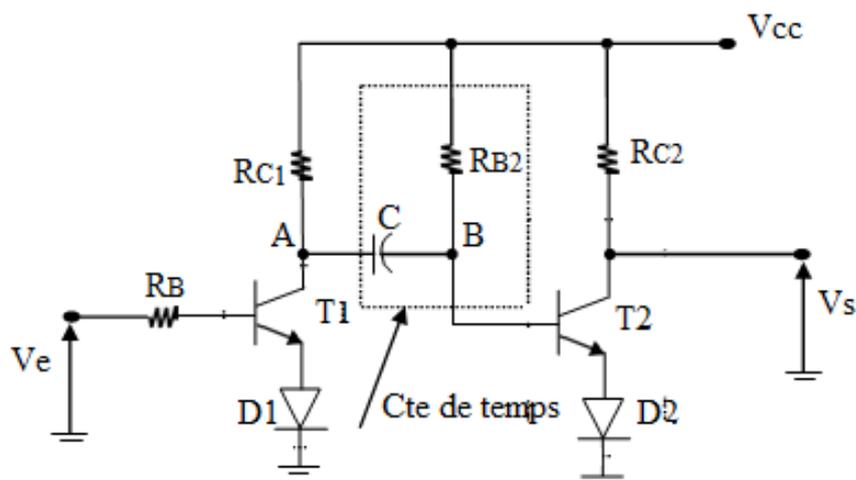


Figure 6.2: Multivibrateur monostable à transistors

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 $V_{BE} \gg -5V$.

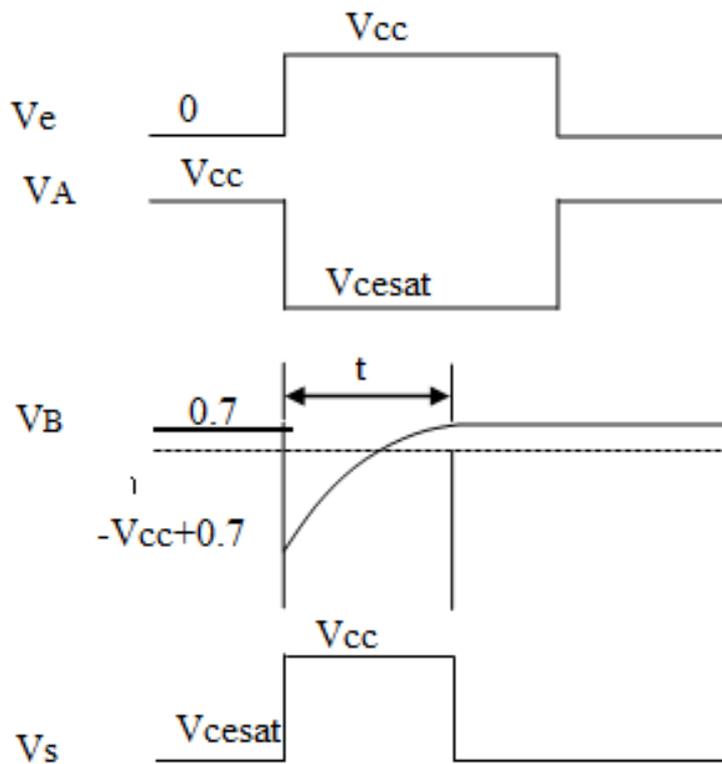


Figure 6.3: Forme d'onde du multivibrateur monostable

Exemple: Multivibrateur monostable a circuit intégrés

Ce genre de multivibrateur monostable est fait a base d'un amplificateur opérationnel dont l'une des entrées met la sortie à un niveau stable La figure 6.4 représente un multivibrateur monostable a base d'amplificateur opérationnel qui dans notre exemple est le ua 741 en vue de ces nombreuses caractéristiques et ses performances. En effet le signal d'entrée est appliquée a un diviseur de tension constitué des résistances R2 et R3, qui 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, ceci entraînera notre système vers un basculement a un état instable.

La sortie se met en saturation négative et le condensateur C2 dans la boucle de réaction se charge à travers R4 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 R4 est égale à:

A l'état stable, la tension aux bornes de R4 est égale à:

$$V_{R4} = -\frac{V_{cc}.R_3}{R_2 + R_3} \tag{6.5}$$

A l'état instable, cette tension suit une courbe exponentielle à partir de $-V_{CC}$ (figure 6.5)

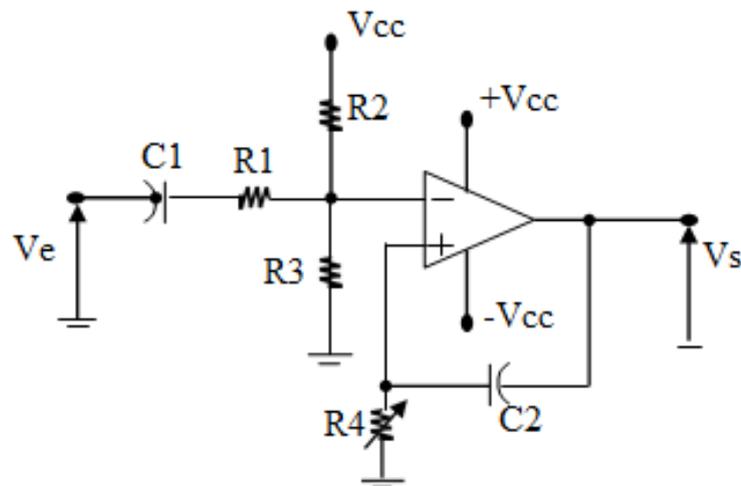


Figure 6.4: Multivibrateur monostable à amplificateur opérationnel.

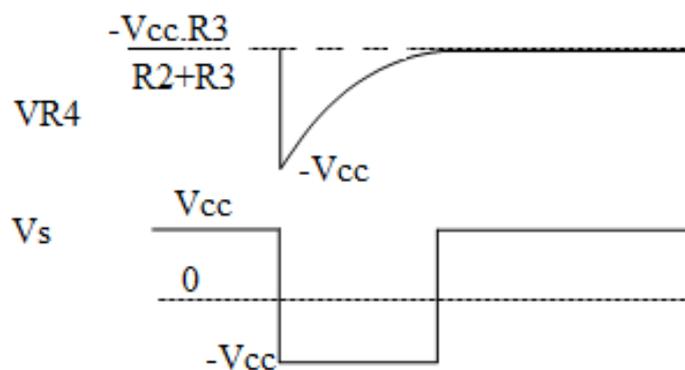


Figure 6.5: Forme d'onde des tensions aux bornes de R4 et de la sortie.

6.3 Multivibrateur bistable

Ce type de multivibrateur est aussi appelé flip-flop ou bascule (figure 6.6).

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 6.6, la bascule possède deux sorties dont l'une l'inverse de l'autre, la sortie principale étant toutefois VS2. Les valeurs des résistances RC1 et RC2 sont choisies pour limiter le courant de l'alimentation. Autrement dit, les résistances de base RB1 et RB2 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 6.6). Une bascule présente un effet de mémoire, autrement dit-elle se souvient de l'impulsion de basculement [2].

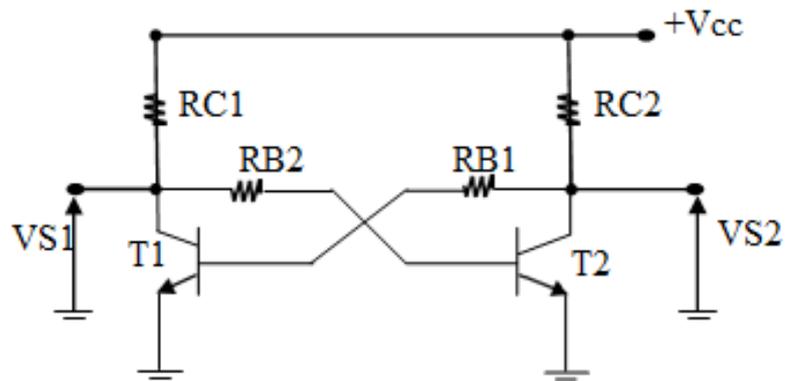


Figure 6.6: Multivibrateur bistable ou bascule.

- Si T2 est saturé
 $VS2 = 0V \Rightarrow VS1 \ll VCC$
 le transistor T1 se bloque du fait du diviseur de tension constitué par les résistances RC1 et RB2.
- Si T1 est saturé, c'est T2 qui deviendra bloqué, $\Rightarrow VS1 = 0V$ et $VS2 = VCC$.

Exemple: Bascule RS (Reset Set : remise à zéro, mise à un) le plus courant.

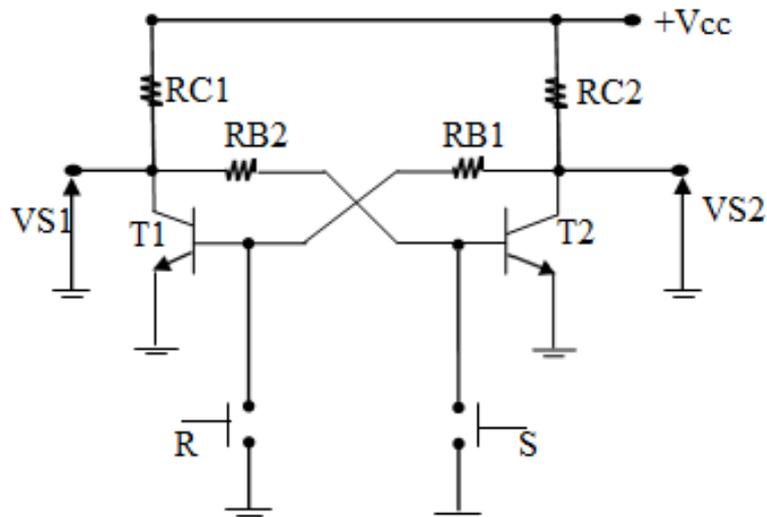


Figure 6.7: Bascule RS.

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 saturé. Mettre à la masse la base d'un transistor déjà bloqué ne produit aucun effet.

6.3.1 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 6.8 montre le circuit de base d'un tel multivibrateur.

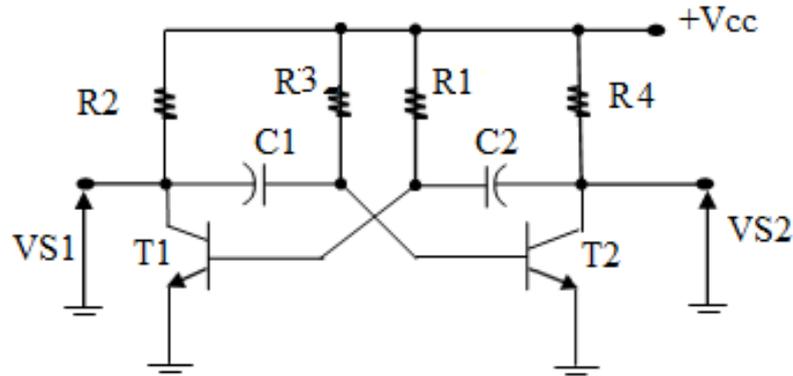


Figure 6.8: Multivibrateur astable a transistor

Principe de fonctionnement

Comme dans le cas d'une bascule, les transistors T1 et T2 sont dans des états complémentaires, d'où la possibilité de deux sortie, VS1 et VS2. On voit que ce circuit est composé de presque deux circuits monostables connectés bout à bout. Les résistances R2 et R4 sont choisies en fonction du raccordement que l'on veut effectuer soit à la sortie VS1 soit à la sortie VS2 ($R2$ ou $R4 \ll R = \text{charge connectée à la sortie}$).

Les résistances R1 et R3 assurant la saturation des transistors, leur valeur égale dix fois celle de la résistance du collecteur du transistor comme le montre l'expression :

$$\begin{cases} R_1 = 10.R_2 \\ R_3 = 10.R_4 \end{cases} \quad (6.6)$$

Si T1 est bloqué et T2 est saturé. La tension au collecteur de T1 est proche de VCC, celle au collecteur de T2 est proche de 0V et C2 se charge via R1 jusqu'à VCC. Mais une fois qu'entre en conduction pour se saturer. Le condensateur C1, chargé à VCC applique cette tension en inverse à la jonction B-E de T2, ce qui bloque celui-ci comme nous l'avons déjà vu dans le cas du monostable. La sortie VS2 atteint VCC, obligeant la base de T1 à soutenir la saturation

commandée via la résistance R1 et par la charge de C2 via la résistance R4. Malgré cela, C1 se charge à travers R3 et lorsque la base de T2 sera légèrement positivement positive, celui-ci se sature et applique une tension négative par l'entremise de C2, ce qui bloque T1. Le condensateur C2 se charge à travers R1 et lorsque la base de T1 devient légèrement positive, T1 se sature et le cycle se poursuivra indéfiniment. Les condensateurs C1 et C2 sont aussi appelés des condensateurs de temporisation puisqu'ils déterminent le temps durant lequel chaque transistor demeure bloqué.

Le temps de blocage de T1 dépend du condensateur C2 et de la résistance R1 tandis que le temps de blocage de T2 dépend de C1 et de R3. Temps de blocage de T1 = temps de saturation de $T_2 = 0.693.R_1.C_2$.

Temps de blocage de T2 = temps de saturation de $T_1 = 0.693.R_2.C_1$.

D'où la période d'oscillation:

$$T = 0.693.(R_1.C_2 + R_3.C_1) \quad (6.7)$$

On en déduit la fréquence:

$$f = \frac{1.44}{(R_1.C_2 + R_3.C_1)} \quad (6.8)$$

Bibliographie

1. Principes d'électronique - 8e éd. - Cours et exercices corrigés de Malvino, Albert Paul, Bates, David J.: ISBN: 9782100747351 sur amazon.fr
2. Jean-Marc Poitevin, "Aide-mémoire électronique analogique et numérique", Dunod, 2008.
3. Francis Milsant, "Problèmes d'électronique avec leurs solutions", Eyrolles, 1984.
4. Louis Frédéric Dorval, "Techniques des impulsions-circuits impulsions et de commutation", McGraw-Hill, 1983.
5. Yves Granjon, "Exercices et problèmes d'électronique", Dunod, 2000.
6. Francis Cottet, "Traitement des signaux et acquisition de données", Dunod, 2009.

