الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Ministère de l’Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université MSB Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة محمد الصديق بن يحي - جيجل
كلية العلوم و التكنولوجيا

Département : Électronique
CYCLE : Licence L3
Matière : Électronique des impulsions

Contenu de la matière (pour 7 semaines) :

Responsable de la Matière : Abdelkrim Boukabou, Professeur
Jijel, Mars 2020

Chapitre 3 : Composants actifs en commutation

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, on aborde les composants actifs, en particulier la diode et le transistor en commutation. Ainsi, on traite leurs caractéristiques essentielles en commutation ainsi que leurs modes de fonctionnement.

3.2. Diode en commutation

La diode est un composant qui met à profit les propriétés d'une jonction PN. Elle est constituée d'une jonction PN 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.

Il existe différents types de diodes. Parmi les plus utilisées citons :

- Les diodes de redressement : elles permettent de redresser une tension. Elles tolèrent donc des courants directs élevés.
- Les diodes de signal (ou de commutation) : utilisées plutôt pour la mise en forme de signaux de faibles puissance (protection, portes logiques câblées, etc.)
- Les diodes Zener : Elles permettent de stabiliser une tension à une valeur définie par la tension de Zener
- Les diodes Schottky : utilisées pour leur rapidité de commutation et pour leur faible tension de seuil.
- Les photodiodes : il s'agit de capteurs de lumière Les diodes électroluminescente (DEL ou LED): on les utilise pour émettre de la lumière (indicateur lumineux, barrière optique, etc...)
- Les diodes électroluminescentes (LED) : utilisées pour émettre de la lumière.

La caractéristique I(V) de la diode 1N4001 est donnée par la figure suivante :

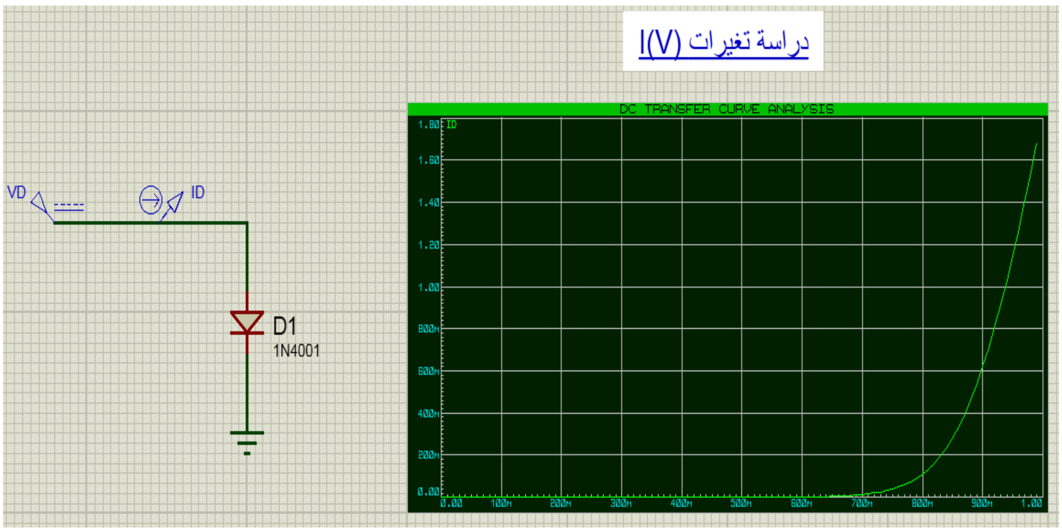
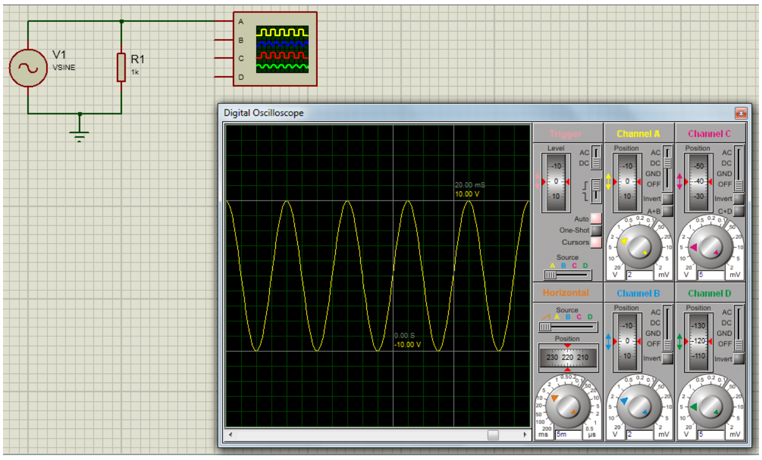


Figure 3.1 : Caractéristique I(V) d'une diode à jonction (1N4001).

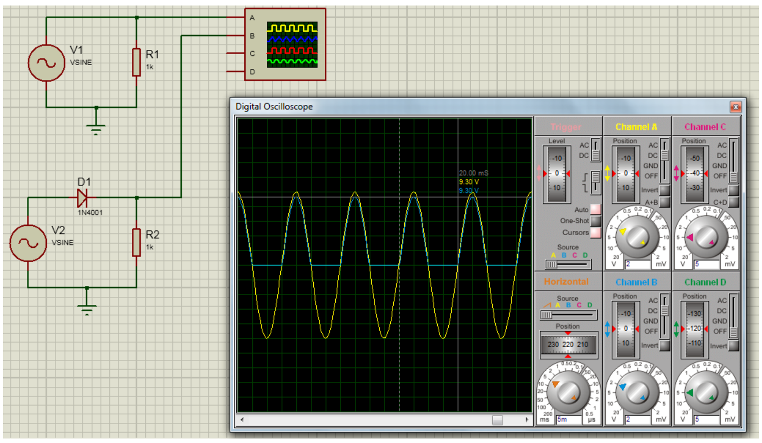
La relation du courant donné en fonction de la tension v(t) est donnée par l'équation suivante:

$$I(t) = I_s(e^{-qV/kT} - 1)$$

avec I(t) : courant dans la diode (A) ; Is : 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) ; et V(t) : tension appliquée aux bornes de la diode (V). En régime dynamique, la diode est utilisée pour redresser la tension d'entrée.
Dans ce cas, on peut comparer la diode à un interrupteur sauf qu'il faut tenir compte de la tension de seuil à surmonter ainsi que la résistance différentielle linéaire des matériaux dopés P et N.
L'une des utilisations les plus courantes de la diode est de redresser la tension alternative pour créer une alimentation en courant continu. Puisqu'une seule diode ne peut conduire le courant que dans un sens, lorsque l'onde d'entrée devient négative, il n'y aura pas de courant, comme dans le circuit redresseur mono-alternance de la Figure 3.2.



(a)



(b)

Figure 3.2 : Redressement mono alternance avec la diode 1N4001.
(a) Signal original. (b) Signal redressé.

Exemple 3.1 :

Soit le circuit suivant :

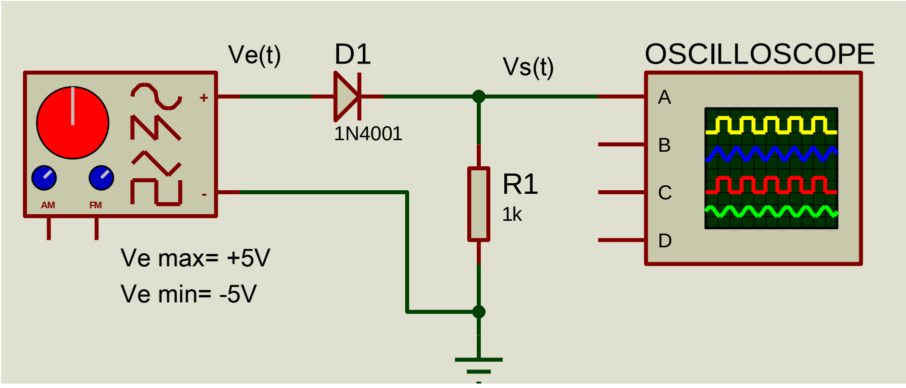


Figure 3.3 : Circuit de commutation par diode (1N4001).

D'après le circuit électrique de la figure 3.3, la tension de sortie Vs(t) est donnée par l'expression suivante :

$$V_e(t) = RI + V_D + r_D I \Rightarrow I = \frac{V_e(t) - V_D}{R + r_D},$$

avec V_D la tension de seuil de la diode et r_D la résistance différentielle linéaire des matériaux dopés P et N de la diode.

A.N.

$$I = \frac{5 - 0.7}{1000 + 20} = 4.21mA \Rightarrow V_s(t) = 4.21V.$$

La figure 3.4 représente le résultat de simulation pour un signal d'entrée de fréquence 1KHz.

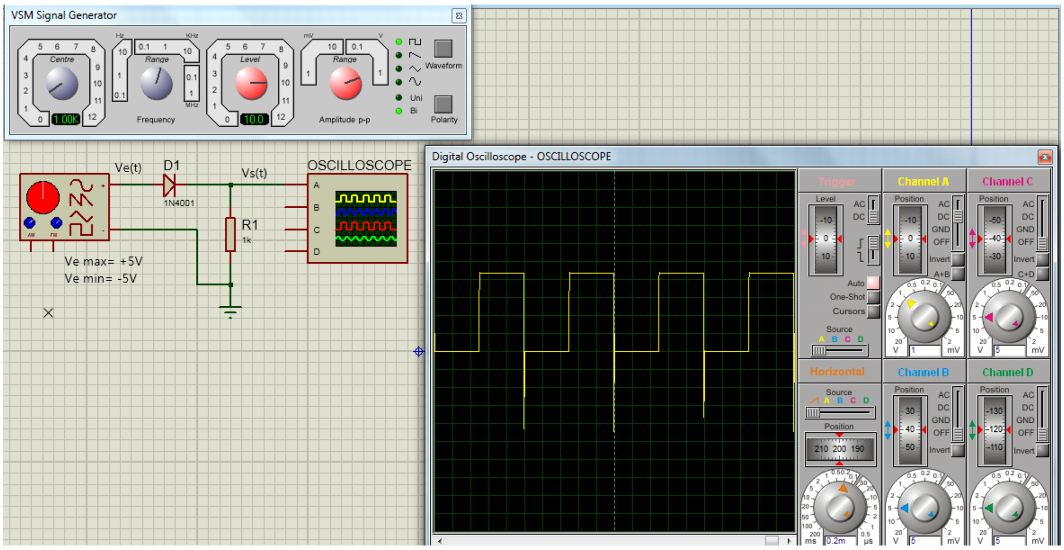


Figure 3.4 : Circuit de commutation par diode (1N4001).

3.3. Transistor en commutation

Un Transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor « BJT » en anglais) se compose de trois régions semi-conductrices dopées différemment, la région de l'émetteur (E), la région de base (B) et la région de collecteur (C). Ces régions sont respectivement de type P, de type N et de type P dans un PNP, et de type N, de type P et de type N dans un transistor NPN (Figure 3.5). Chaque région semi-conductrice est connectée à un terminal.

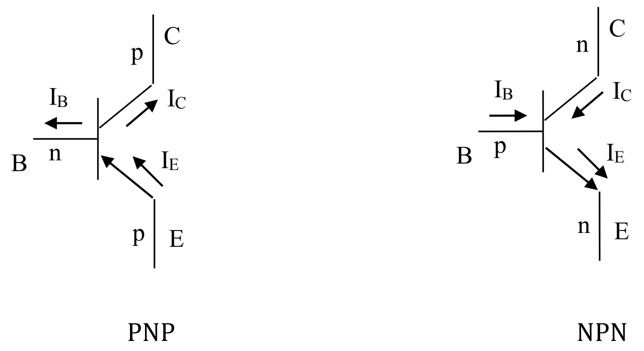


Figure 3.5 : Les symboles schématiques pour les BJT de type PNP et NPN.

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.
Il existe trois types de connexions de circuit pour faire fonctionner un transistor.

- Base commune ;
- Emetteur commun ;
- Collecteur commun CC.

Exemple 3.2
Analyse de la configuration Collecter Commun :

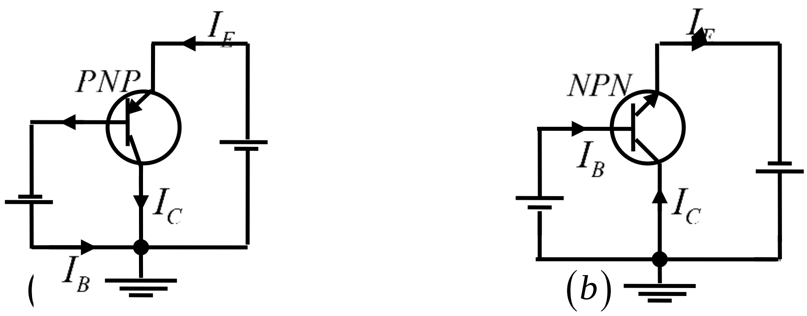


Figure 3.6 : Analyse de la configuration Collecter Commun

On note que l'entrée est appliquée entre la base et le collecteur, tandis que la sortie est extraite de l'émetteur-collecteur.

Le courant I_B représente le courant d'entrée. Ainsi, le gain de courant est donné par l'équation suivante :

$$\frac{I_E}{I_B} = \frac{I_E}{I_C} \cdot \frac{I_C}{I_B} = \frac{\beta}{\beta/(1+\beta)}$$

D'où on obtient,

$$I_E = (1+\beta) I_B$$

La caractéristique I(V) du transistor 2N2222 est donnée par la figure suivante :

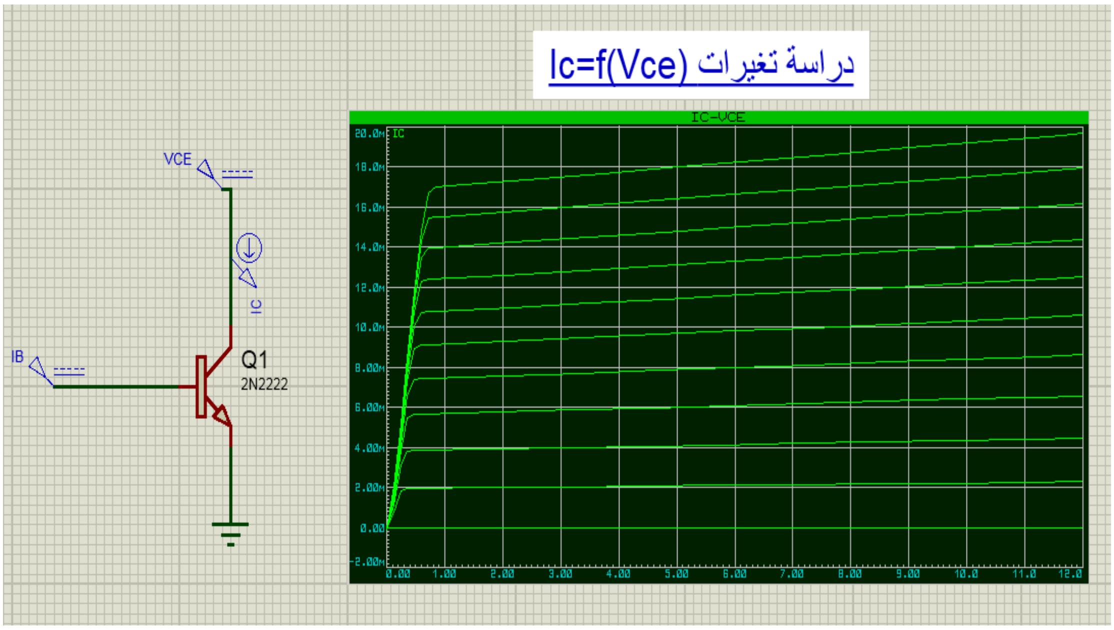


Figure 3.7 : Caractéristique Ic=f(Vce) d'un transistor (2N2222).

Les courbes de caractéristique IC = f(VCE) pour différentes valeurs de IB permettent de définir le comportement de la sortie du transistor.

a) **Le régime linéaire :** correspond au fonctionnement normal du transistor : Jonction Emetteur Base en direct Jonction Base Collecteur en inverse

b) **Le régime saturé :** Si le potentiel du Collecteur est trop faible (pour un NPN), la jonction Collecteur-Base n'est plus polarisée en inverse, le gain du transistor s'effondre rapidement. On a alors : Jonction Emetteur Base en direct Jonction Base Collecteur en direct => On dit que le transistor est en régime SATURÉ Le transistor se comporte comme un court-circuit entre Collecteur et Emetteur (résistance de quelques dizaines d'ohms) et une diode en direct entre Base et Emetteur.

c) **Le régime bloqué :** Un troisième régime existe, le transistor ne conduit aucun courant : Jonction Emetteur Base en inverse Jonction Base Collecteur en inverse => On dit que le transistor est BLOQUÉ. Lorsqu'on fait travailler un transistor en interrupteur, on le fait en général travailler dans ces deux derniers régimes : - Le régime saturé lorsque le transistor est conducteur (état "on") - Le régime bloqué lorsque le transistor est en circuit ouvert (état "off")

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (ou inversement) ne s'effectue pas instantanément. Ce phénomène doit être systématiquement étudié si les commutations sont fréquentes.

A la fermeture (transition off-on) : Un retard de croissance de i_C apparaît à la saturation. On définit le temps de retard (delay time) noté t_d et le temps de croissance (rise time) noté t_r. La tension V_{CE} est alors imposée par le circuit extérieur (charge, alimentation) et par l'allure de iC.

A l'ouverture (transition on-off) : Le courant de collecteur iC ne s'annule pas instantanément. On définit le temps de stockage (storage time), noté ts, correspondant à l'évacuation des charges stockées (ce temps dépend du coefficient de saturation $\beta.iB/i_{Csat}$) et le temps de descente (fall time) noté t_f.

Exemple 3.3

Soit le montage donné par la figure suivante :

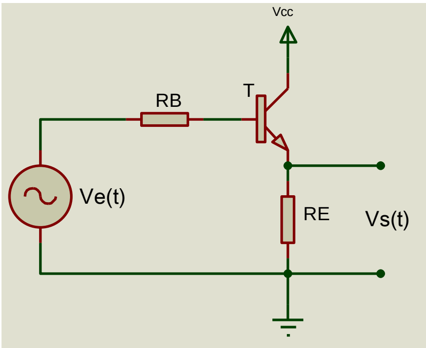


Figure 3.8 : Transistor en commutation.

D'après le circuit, on a:

$$V_s(t) = V_e(t) - R_B I_B - V_{BE}$$

Et

$$V_s(t) = R_E I_E + V_{CE} = (\beta+1) I_B + V_{CE} \approx (\beta+1) I_B \text{ avec } V_{CE} = 0.2V .$$

D'où on obtient :

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

On remplace dans on déduit :

$$V_s(t) = \frac{V_e(t) - V_{BE}}{\beta R_E + R_B}$$

On remarque 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 4 : Circuit de mise en forme

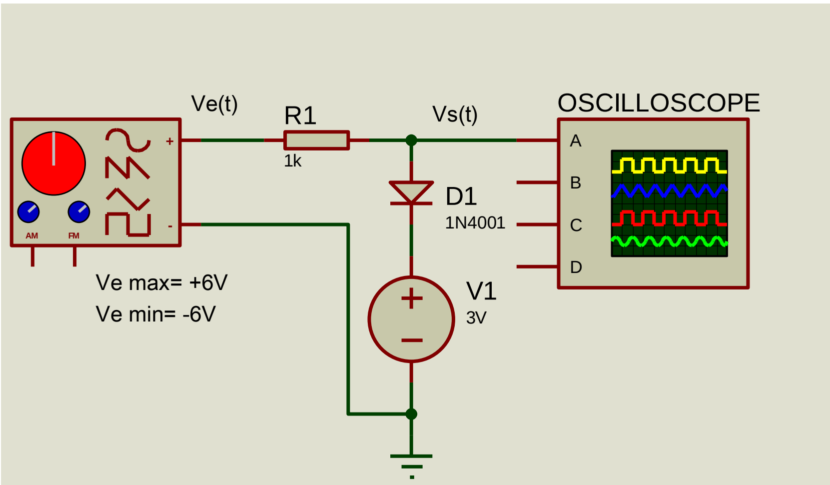
4.1. Introduction

Le but de ce chapitre est d'étudier l'application des applications des composants actifs dans les circuits d'écrêtage et de mise en forme.

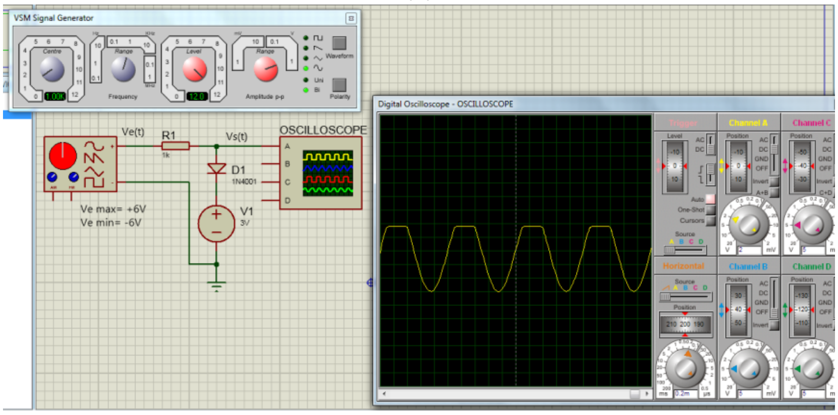
Souvent, lors du développement de circuits électroniques, il est nécessaire que les tensions soient limitées d'une manière ou d'une autre pour éviter d'endommager les circuits. De plus, la limitation ou l'écrêtage des tensions peut être très utile dans le développement de circuits de mise en forme d'onde.

4.2. Le circuit d'écrêtage

Un circuit d'écrêtage typique est illustré sur la figure 4.1. Dans ce circuit, la tension de sortie ne peut jamais être supérieure à 3 V. La diode idéale devient polarisée en direct à vo(t) = 3 V et cela relie la sortie directement au 3V.



(a)



(b)

Figure 4.1 : Circuit typique d'écrêtage à base de diode. (a) Montage. (b) Simulation.

D'après le graphe de fonction $V_s(t) = f(V_e(t))$, on a :

Si $V_e(t) \geq E \Rightarrow i_d(t) \geq 0$: D est passante (c.c), Vd = 0 et $V_s(t) = E$;

Si $V_e(t) < E \Rightarrow i_d(t) = 0$: D est bloquée (c.o), $V_e(t) = R\, i_d(t) + Vs(t) \Rightarrow V_s(t) = V_e(t)$.

4.3. Le détecteur de crêtes : Circuit RC :

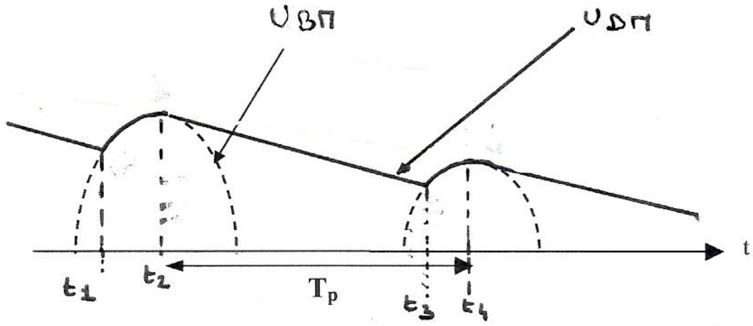
Son rôle est d'éliminer la porteuse et de ne conserver que le signal modulant (plus la composante continue).

Principe de fonctionnement :

On considère le circuit ci-contre avec les notations du schéma. La loi d'additivité des tensions donne:

$U_{BM}(t) = U_{BC}(t) + U_{DM}(t)$ soit $U_{BC}(t) = U_{BM}(t) - U_{DM}(t)$

Réalisons un zoom de l'enveloppe de la tension:



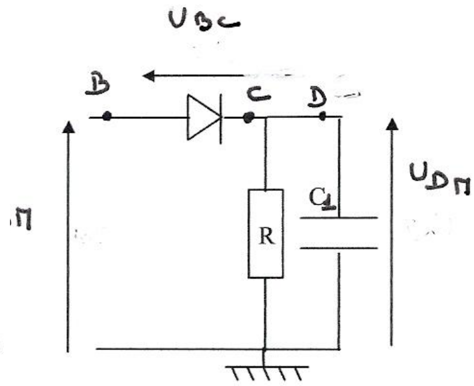


Figure 4.2 : Détecteur de crêtes.

Sur la partie t_1t_2 de la courbe $U_{BM}(t)$ augmente: la diode est passante et se comporte comme un interrupteur fermé, donc $U_{BC}(t) = 0$ soit $U_{BM}(t) = U_{DM}(t)$ d'après (1).

Le condensateur se charge et la tension $U_{DM}(t)$ reproduit les variations imposées par $U_{BM}(t)$. Après le t_2, la tension $U_{BM}(t)$ commence à diminuer : la tension $U_{DM}(t)$ devient supérieure à $U_{BM}(t)$. D'après (1): $U_{BC}(t) = U_{BM}(t) - U_{DM}(t) < 0$.

La diode devient bloquante et se comporte comme un interrupteur ouvert.

Le condensateur se décharge alors dans la résistance R: la tension $U_{DM}(t)$ diminue alors exponentiellement avec une constante de temps $\tau = R.C$.

La décharge se poursuit jusqu'à t_3 pour lequel : $U_{DM}(t) = U_{BM}(t)$. A ce moment la diode redevient passante et le processus recommence.

4.4. 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.

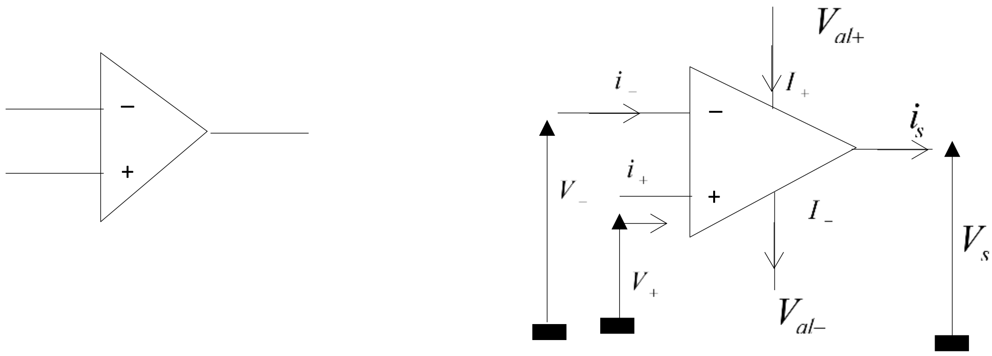


Figure 4.3 : Amplificateur opérationnel.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'amplificateur opérationnel, il faut noter que :

- La tension différentielle $\varepsilon = V_+ - V_-$ est fortement amplifiée, soit $V_s = A \times (V_+ - V_-)$, avec $A >> 1$.

De plus, V_s ne peut pas dépasser les tensions d'alimentation, $V_{al-} \leq V_s \leq V_{al+}$

D'où la définition du fonctionnement linéaire de l'AO et ses conséquences :

- Régime linéaire si $V_{al-} < V_s < V_{al+}$, d'où $\varepsilon \approx 0$ car $A >> 1$, donc $V_+ \approx V_-$.
- Régime non linéaire si $V_s = V_{al-}$ ou V_{al+}, saturation, et $\varepsilon \neq 0$, $V_+ \neq V_-$.

D'autre part, pour ce qui concerne les courants, noter que ce sont les alimentations qui fournissent le courant de sortie i_s, car les courants différentiels sont négligeables $i_+ \approx 0$, $i_- \approx 0$. Loi des nœuds : $i_s = I_+ - I_- + i_+ + i_- \approx I_+ - I_-$.

4.4.1. Application en régime linéaire

Le montage suiveur ci-après fonctionne en régime linéaire Il utilise une contre réaction de la sortie V_s vers l'entrée V_-. En effet $V_s = A(V_e - V_s)$ est alors possible si $V_s(1+A) = V_e A$ soit $V_s = \frac{A}{1+A} V_e \approx V_e$, donc $V_s \approx V_e$ et $\varepsilon \approx 0$.

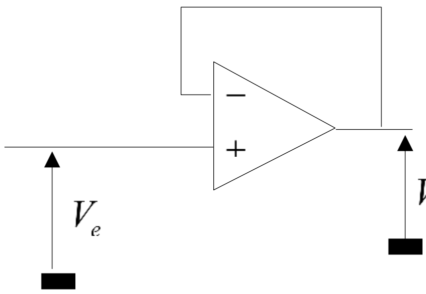


Figure 4.4 : Amplificateur opérationnel en régime linéaire.

4.4.2. Application en régime non linéaire

Le montage ci-dessous est nécessairement en régime non linéaire, c'est le principe du comparateur électronique qui donne le signe d'une différence de tension. En effet, $V_s = V_{al+}$ si $V_2 > V_1$ et $V_s = V_{al-}$ si $V_2 < V_1$.

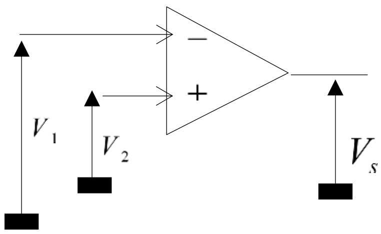


Figure 4.5 : Amplificateur opérationnel en régime nonlinéaire.

4. Autre application

Le gain énorme $A \approx 10^6$ d'un AO peut transformer une diode réelle avec un seuil v_d et une résistance dynamique R_d en une diode idéale:

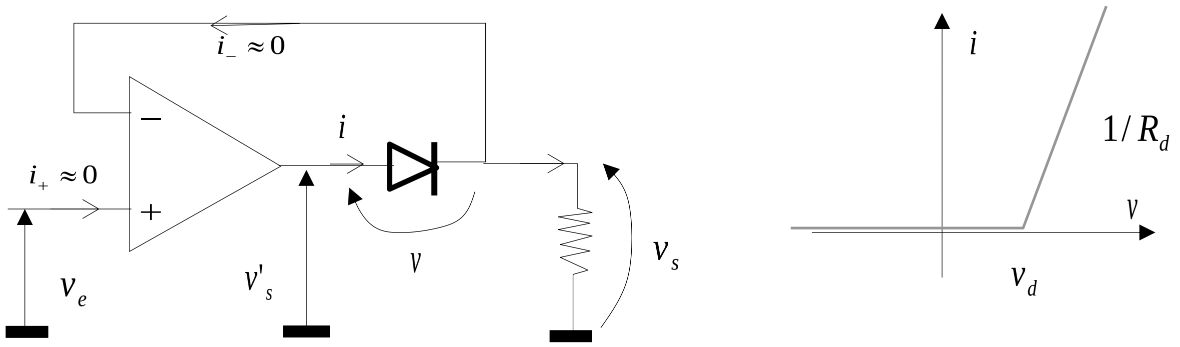


Figure 4.6 : Amplificateur opérationnel en régime nonlinéaire.

Il faut considérer deux cas :

1/ La diode conduit, c'est à dire $i > 0$ et donc $v > v_d$:

$$\begin{aligned} v'_s &= v + v_s \\ &= v_d + R_d i + Ri \\ &= vd + (R_d + R)i \\ &= v_d + \frac{R_d + R}{R} v_s \end{aligned}$$

Il faut également $v'_s = A(v_e - v_s)$, avec $A >> 1$ et $v'_s < V_{al+}$, donc

$$v_d + \frac{R_d + R}{R} v_s = A(v_e - v_s),$$

Soit ;

$$v_s(A + \frac{R_d + R}{R}) = A v_e - v_d$$

D'où ,

$$v_s = \frac{A}{A + \frac{R_d + R}{R}} v_e - \frac{v_d}{A + \frac{R_d + R}{R}} \approx v_e$$

C'est donc possible, en régime linéaire, mais pour $v_s = v_e > 0$.

2/ La diode bloquée, $i = 0, v < v_d$.

Donc, $v_s = 0$, c'est aussi $v_- = 0$ et $v'_s = v < v_d$ implique que $v_e < 0$ plus précisément $A(v_+ - v_-) = A v_e < v_d$. Dés que $v_e < 0$, on a $v'_s = V_{al-} < 0$.

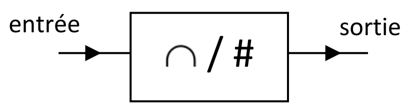
En définitive, si on reprend la discussion pour les deux cas, on a $v_s = v'_s = v_e$ si $v_e > 0$, et $v_s = 0$ si $v_e < 0$, ce qui représente un circuit équivalent avec une diode idéale ($v_d = 0, R_d = 0$).

Chapitre 5 : Conversions numériques

5.1. Introduction

Depuis un temps très proche, le traitement numérique des données prend le pas sur les approches purement analogiques. Le recours au numérique permet en effet un stockage important de l'information ainsi qu'une excellente reproductibilité des traitements.
L'interface nécessaire entre le monde analogique et un traitement numérique donné est réalisé par des convertisseurs analogique – numérique (CAN, ou ADC pour Analog to Digital Converter en anglais) et numérique – analogique (CNA, ou DAC pour Digital to Analog Converter). Le rôle d'un CAN est de convertir un signal analogique en un signal numérique pouvant être traité par une logique numérique, et le rôle d'un CNA est de reconvertir le signal numérique une fois traité en un signal analogique

5.2. Conversion analogique-numérique (CAN)



5.2.1. Rôle

Cette fonction transforme (convertie) la tension analogique Ve en signal numérique sur N bits.

5.2.2. Caractéristique de transfert

La caractéristique d'un convertisseur analogique / numérique est la courbe représentant la grandeur de sortie en fonction de la grandeur d'entrée.

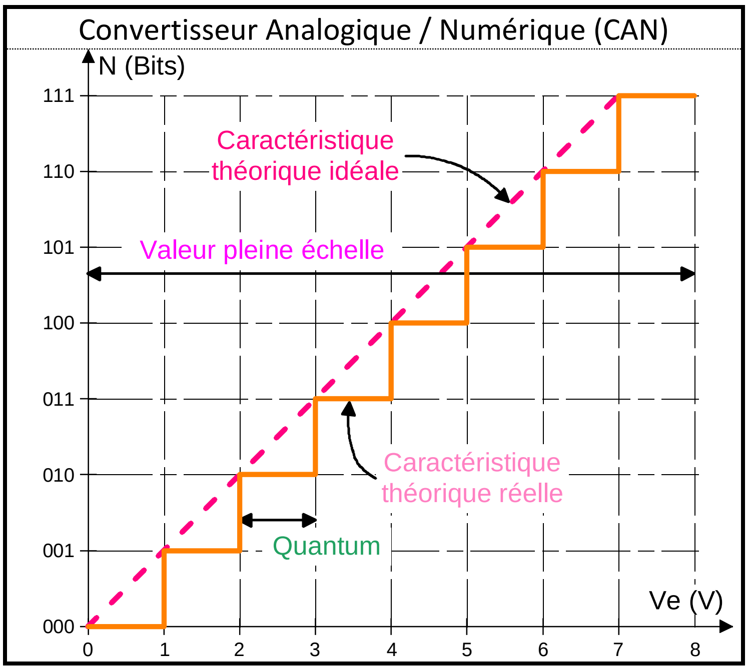


Figure 5.1 : Caractéristique de transfert d'un CAN.

5.2.3. Résolution

La résolution d'un CAN est la plus petite variation du signal analogique d'entrée qui provoque un changement d'une unité sur le signal numérique de sortie.
La valeur du quantum dépend de la tension Pleine Echelle (PE, FS), elle est donnée par la relation :

$$\boxed{q = \frac{\text{Valeur Pleine échelle}}{2^{\text{nombre de bits}}} = \frac{\text{Valeur}_{MAX} - \text{Valeur}_{min}}{2^{\text{nombre de bits}}}}$$

D'autre part, elle représente l'écart de tension d'entrée qui fait passer d'un nombre en sortie au suivant.

$$u_e = qN \Rightarrow U_{pe} = q\,N_{max} \text{ avec } N_{max} = 1+2+\ldots+2^{n-1} = 2^n - 1$$

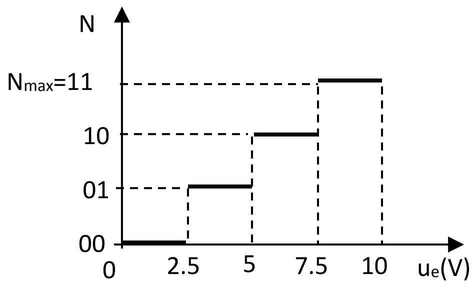
Remarques : $V_{réf} = U_{pe} + q$ donc

$$q = \frac{U_{pe}+q}{N_{max}+1}$$

D'où on utilise souvant la relation $q = V_{réf}/2^n$
Exemples de CAN : convertisseurs Flash, approximations successives (haute résolution), etc.

Exemple 5.1

Soit le graph suivant :



1/ Quelle est la valeur q du quantum ?
2/ Quelle est la valeur de N pour une tension d'entrée continue de 3.0V ?
3/ On remplace ce CAN par un CAN 4 bits : déterminer N_{max} et q sachant que la tension pleine échelle est encore 7.5V.

Solution

1/ Le quantum est l'écart de tension qui permet de passer d'un nombre binaire au suivant : ici q=2.5V par lecture graphique. On retrouve ce résultat en appliquant la formule suivante :

$$q = U_{pe}/N_{max} = 7.5/3.$$

2/ Pour u_e=3V, on a N=01 par lecture graphique.
3/ $N_{max} = 2^4 - 1 = 15$ donc $q = U_{pe}/N_{max} = 7.5/15 = 0.5$V

Exercice 5.1

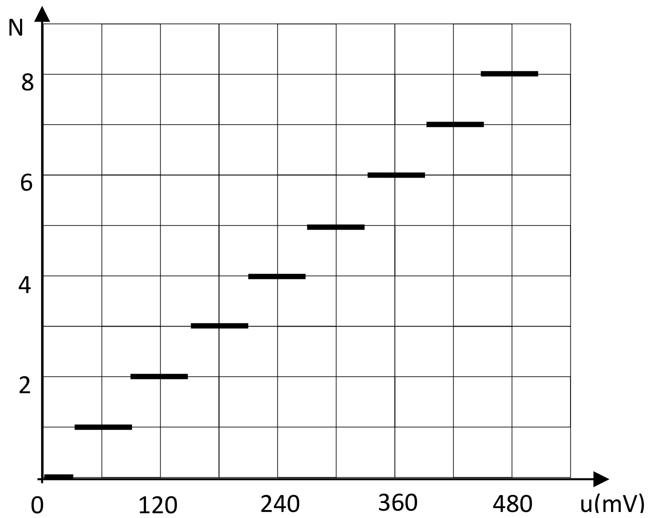
On mesure une tension u proportionnelle à la hauteur d'un bac de lait d'une usine.

Pour numériser cette tension u on emploie un CAN. On notera N la valeur décimale du mot numérique codé en binaire naturel. On considère que l'afficheur placé à la suite du CAN indique sur 3 digits la valeur de N comme le montre la figure.

1/ Sachant que l'afficheur peut indiquer jusqu'à une hauteur de 2 mètres, montrer qu'un CAN 8 bits convient pour ce système.

2/ Déterminer le quantum q.

3/ Déterminer pour une tension u de 4.5V, le nombre N correspondant. En déduire l'indication de l'afficheur.

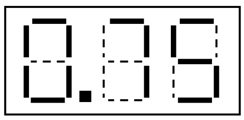


Solution

1/ Pour N=125 correspond H=1.25m. Donc à H=2m correspond N=200. Or un CAN 8 bits donne un nombre maximum de 255, donc 8 bits suffisent.

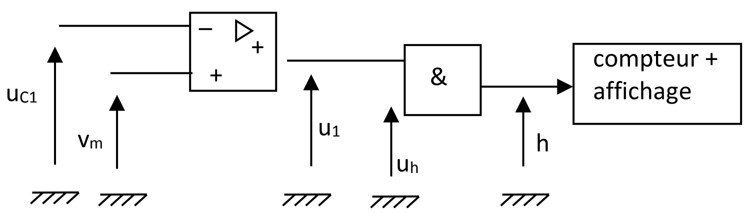
2/ Le quantum est l'écart de tension qui permet de passer d'un nombre binaire au suivant : ici q=60mV par lecture graphique. On retrouve ce résultat en appliquant q=u/N=480/8=60mV.

3/ u=qN $\Rightarrow$ N=u/q=75 donc l'afficheur indique :



Exercice 5.2

Le montage permet de convertir la tension $v_m(t)$ en mot binaire. Les circuits logiques et analogiques sont parfaits et alimentés en {0 ;15V}.



1/ La tension $u_{C1}(t)$ est issue d'un intégrateur. Sachant que

$$\frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{V_{ref}}{RC}$$

et qu'à t =0, u_{C1} = 0V, exprimer u_{C1} en fonction du temps t.

V_{ref} = – 10 V , R = 100 kΩ ; C = 0,10 μF : montrer que $u_{C1}(t_1)$=5V avec t_1= 5ms.

2/ v_m=5V. Donner la valeur de la tension $u_l(t)$ si $0<t<t_1$ puis si $t_l < t < t_2$ = 15ms

3/ Tracer les courbes $u_1(t)$ et h(t); on se limitera à l'intervalle $0 < t \leq t_2$.

Solution

1/ Il faut intégrer l'expression suivante :

$$\frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{V_{ref}}{RC} \Rightarrow u_{C1} = -\int \frac{V_{ref}}{RC}\, dt$$

Donc

$$u_{C1} = -\frac{V_{ref}}{RC} t + k, \text{ or à } t=0,\ u_{C1} = 0V$$

Donc, k=0 (en remplaçant)

$$u_{C1} = -\frac{V_{ref}}{RC} t = 1000\, t \text{ (avec } V_{ref} = -10\ V,\ R = 100\ k\Omega\ ;\ C = 0,10\ \mu F).$$

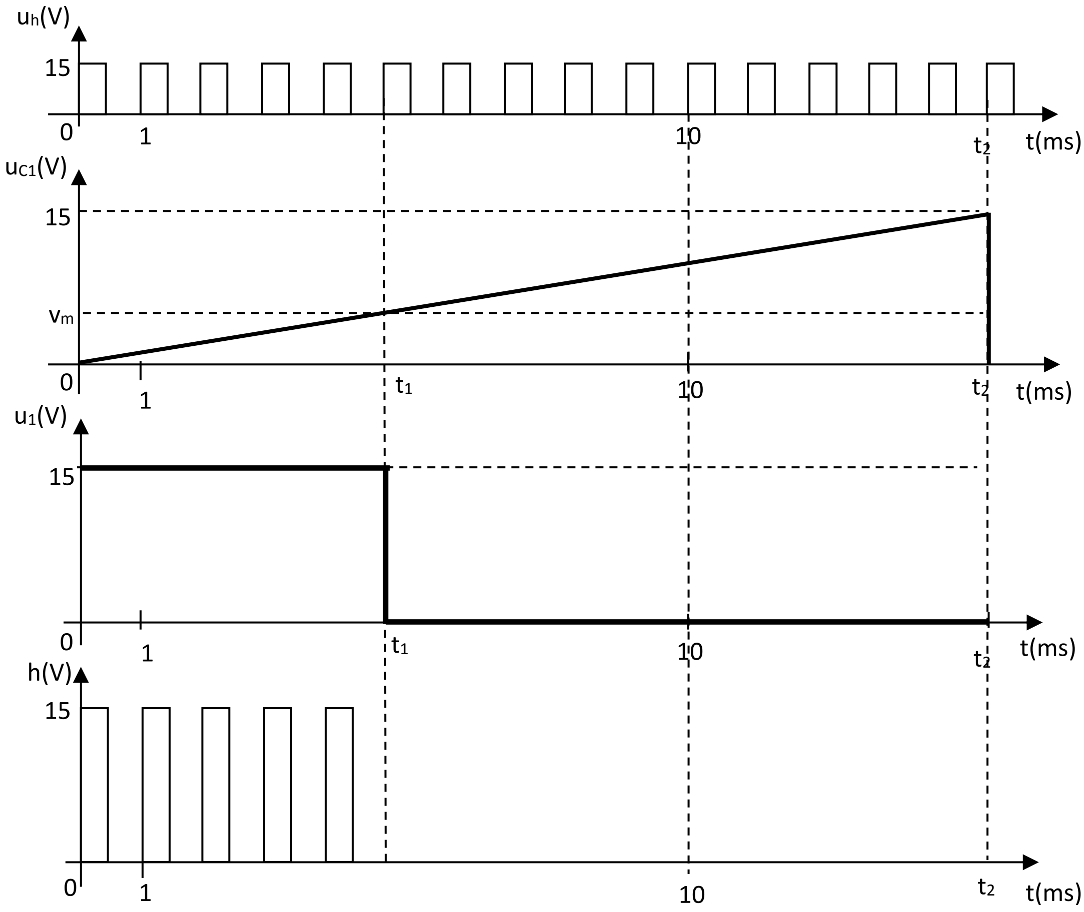
Pour t_1=5ms, $u_{C1}(t_1)=1000\times5.10^{-3}$=5V.

2/ Le comparateur est alimenté en {0 ;15V}et il est parfait donc V_{sat}^{+}=15V et V_{sat}^{-}=0V.

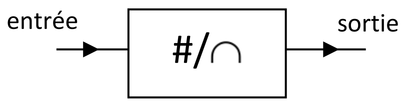
Si $0<t<t_1$: $u_{C1}<v_m$ donc $V^{-}<V^{+} \Rightarrow u_1=V_{sat}^{+}$=15V.

Si $t_l < t < t_2$: $u_{C1}>v_m$ donc $V^{-}>V^{+} \Rightarrow u_1= V_{sat}^{-}$=0V.

3/



5.3 Conversion numérique-analogique (CNA)



5.3.1. Principe

Tracer $u_s(N)$ et la droite théorique. La caractéristique est une succession de points non reliés qui s'appuie sur une droite pour un convertisseur idéal qui est la caractéristique idéale.

5.3.2. Caractéristique de transfert

La caractéristique d'un convertisseur numérique / analogique est donnée par la figure suivante.

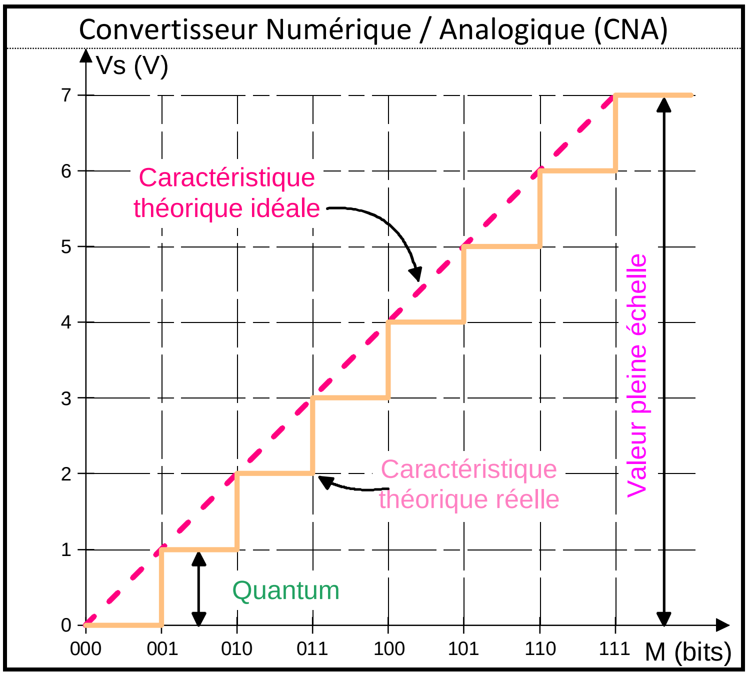


Figure 5.2 : Caractéristique de transfert d'un CNA.

5.3.3. Résolution

La valeur du quantum dépend de la tension Pleine Echelle (PE, FS), elle est donnée par la relation :

$$\boxed{q = \frac{\text{Valeur Pleine échelle}}{(2^{\text{nombre de bits}} - 1)} = \frac{\text{Valeur}_{MAX} - \text{Valeur}_{min}}{(2^{\text{nombre de bits}} - 1)}}$$

Exemple 5.3

Calculer la tension de sortie d'un CNA pour une entrée N=01001, sachant que le quantum est de 0,2V.

Solution

$$N=01001 \text{ et } q=0.2V \Rightarrow ue= q\times N = q\ (1+0+0+23+0) = 0.2\times 9 = 1.8V$$

Exemple 5.4

Calculer la tension de sortie d'un CNA pour une entrée N=01001, sachant que le quantum est de 0.2V.

Solution

$$u=q\times N=0.2 \times 9 = 1.8V \text{ car } (01001)_2=(9)_{10}$$

Exemple 5.5

Un CNA de 3 bits avec une tension pleine échelle de 10V. Déterminer le quantum.

$u=qN \Rightarrow u_{max}=qN_{max}$

$\Rightarrow q= u_{max}/N_{max}= 10/7 = 1.43V$

car u_{max} est la tension pleine échelle et N_{max} est $2^3-1=7$

Exemple 5.6

On notera $[N]_2$ un nombre binaire et N son équivalent décimal.

Le convertisseur utilisé est un convertisseur 10 bits, de pleine échelle 1.023V et présentant une erreur maximale de ± 4.

1. Calculer N_{max} et la valeur du quantum q.
2. En déduire l'erreur maximale (en mV) correspondant à l'erreur maximale du convertisseur.

Solution

1/ $N_{max}=2^{10}-1=1023$; $q=V/N=1.023/1023=1mV$

2/ L'erreur maximale correspond à ± 4 quantums =± 4mV

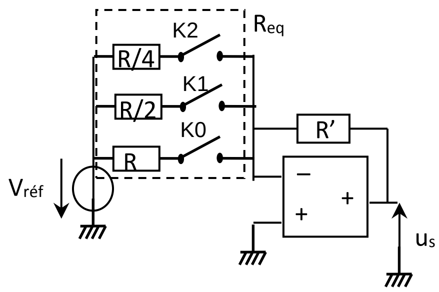
Types de CNA :

1/ Echelle de résistances pondérées

Le mot binaire est noté $N=[a_2,a_1,a_0]$.

En décimal : $N=2^0a_0+2^1a_1+2^2a_2$

K_i fermé $\Rightarrow a_i=1$ et K_i ouvert $\Rightarrow a_i=0$.



On définit $G_{eq}=1/R_{eq}$ avec R_{eq} la résistance équivalente de R/4, R/2 et R en parallèle.

$$G_{eq}=a_0\frac{1}{R}+a_1\frac{2}{R}+a_2\frac{4}{R}$$

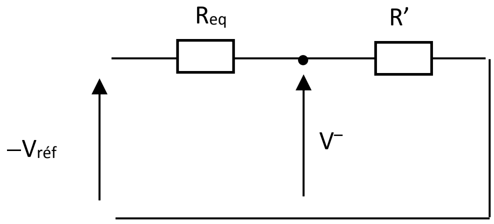
$$= (a_0+2a_1+4a_2)\frac{1}{R} =(2^0a_0+2^1a_1+2^2a_2)\frac{1}{R}$$

$$= \frac{N}{R}$$

L'amplificateur opérationnel fonctionne en linéaire car l'entrée inverseuse est reliée à la sortie, donc $V^+=V^-$.

- $V^+=0$
- L'AO est parfait donc $i^- =0$, on peut alors dessiner le schéma équivalent ci-dessous :

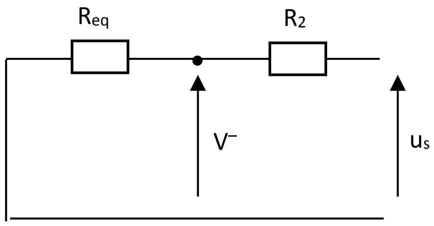
<u>$V_{réf}$ seule :</u>



D'après le pont diviseur de tension on a :

$$V^- = \frac{Vréf\, R'}{Req+R'}$$

<u>u_s seule :</u>



Dans ce cas, on a

$$V^- = \frac{usReq}{Req+R'}$$

D'autre part, le théorème de superposition :

$$V^- = \frac{Vréf\, R'}{Req + R'} + \frac{us\, Req}{Req + R'}$$
$$= \frac{Vréf\, R' + us\, Req}{Req + R'}$$

L'égalité $V^+=V^-$ donne, en remplaçant,

$$\frac{Vréf\, R' + us\, Req}{Req + R'} = 0$$

$$\Rightarrow -Vréf\, R' + usReq = 0$$

$$\Rightarrow us = Vréf \frac{R'}{Req} = R'\, Vréf\, Geq$$

D'où on obtient :

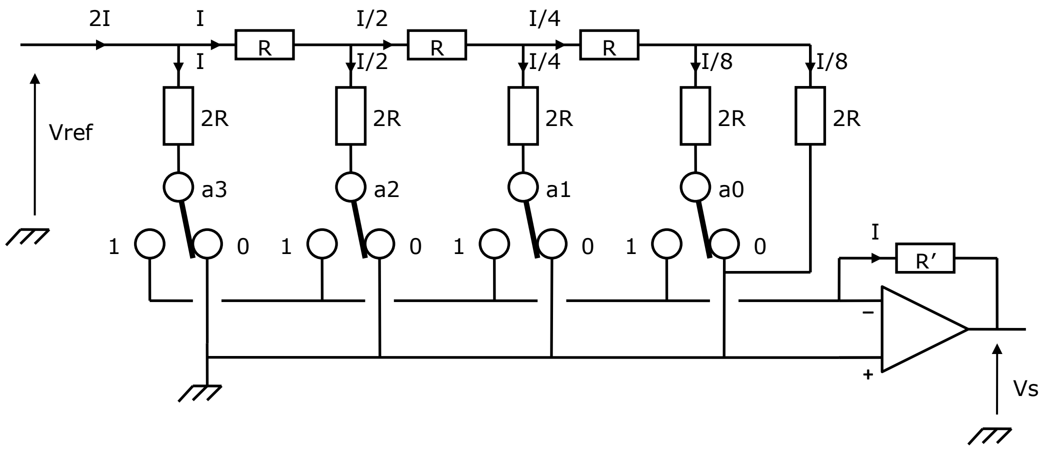
$$us = Vréf \frac{R'}{R}\ N$$

Si R=R; on déduit

$$us = N\, Vréf$$

2/ Réseau R-2R

Soit le circuit suivant :



D'après le circuit précédent, on a :

$$Vs = -R'.I = -R'\left(a_4 I + a_3 \frac{I}{2} + a_2 \frac{I}{4} + a_1 \frac{I}{8} + a_0 \frac{I}{16}\right), \text{ avec } I = \frac{Vref}{2R}$$

$$Vs = -\frac{R'}{R}\frac{Vref}{32}\left(2^4 a_4 + 2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2^1 a_1 + 2^0 a_0\right)$$

Si $R' = R$, on obtient

$$Vs = -\frac{Vref}{32}\left(2^4 a_4 + 2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2a_1 + a_0\right)$$

Exemple 5.7

Faire le montage Réseau R-2R pour n bits. Déterminer le quantum.

Vérifier que $Vs = -\frac{Vref}{2^n}\left(2^{n-1} a_{n-1} + \cdots + 2a_1 + a_0\right)$.