

Chapitre 1 :**Rappel sur les amplificateurs à base de transistor****1.1 Rappel de la théorie de semi conducteur****1.1.1 Structure de semi conducteur**

Dans un cristal de silicium « Si » ou de germanium « Ge », chaque atome est lié par liaison de covalente à ses quatre voisins de façon a ce que la couche extérieure de chaque atome paraisse remplie avec huit électrons (figure 1.1). Donc, chaque électron est fortement lié aux atomes.

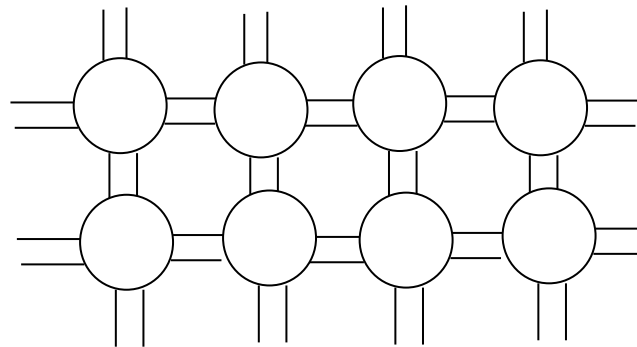


Figure 1.1 : cristal de silicium ou de germanium intrinsèque

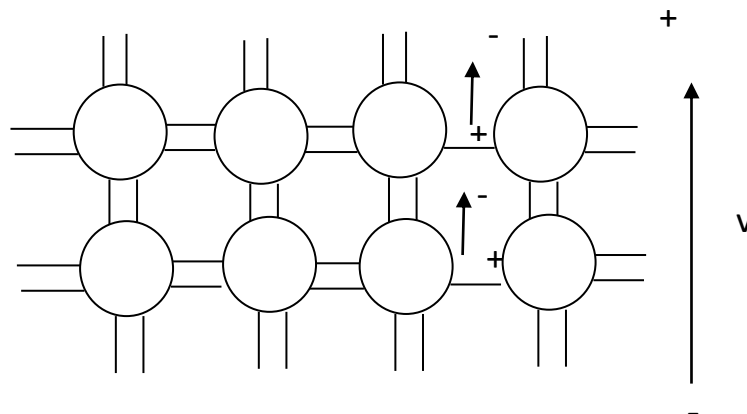
1.1.2 Courant intrinsèque

Figure 1.2 : courant intrinsèque

A température ambiante, le silicium et le germanium sont des isolants parfaits. Mais, un faible courant apparaît dès qu'une tension est appliquée dit ***courant intrinsèque*** (Figure 1.2). En effet, lorsqu'on applique une tension, les électrons libérés dans la bande de conduction, qui

nous donne un *courant d'électrons*. Les électrons situés dans la bande de covalence sont toujours liés à son cristal. Cet électron se déplace dans un trou approximé avec peu de changement de son niveau énergétique. Ils ont créés par leurs mouvements un courant qui s'appel un *courant de trous*.

1.1.3 Dopage

Quand on ajoute quelques impuretés à un cristal de semi conducteur de manière que quelques atomes de cette impureté prennent la place d'atome de silicium ou de germanium, le cristal en question dit dopé ; Le dopage conduit a un matériau de type P ou N.

- **Dans un matériau de type P** (figure 1.3); les atomes d'impureté ne possèdent que trois électrons en mesure d'entrée dans la liaison de covalente. Dans ce type de matériau, il y 'aura un trou associé à chaque atome d'impureté. Donc, les trous sont les porteurs de charge majoritaires et les électrons sont les porteurs de charge minoritaires.

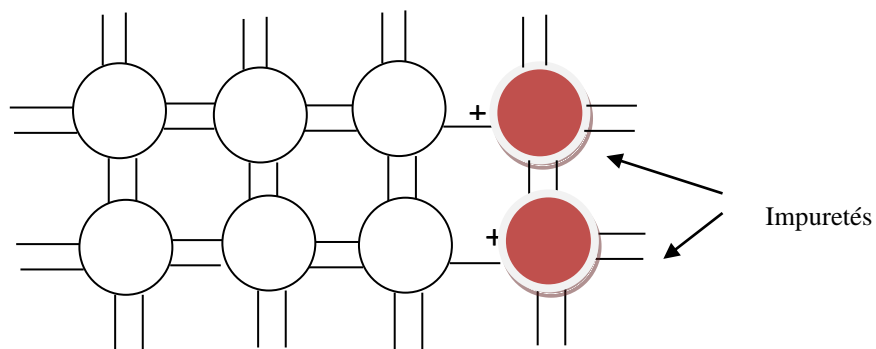


Figure 1.3 : matériau de type P

- **Dans un matériau de type N** (figure 1.4); les atomes d'impureté possèdent un électron en plus qui n'est pas nécessaire pour compléter la liaison de covalente. Il en résulte que cet électron n'est pas fortement lié à son atome (un électron libre). Donc, les électrons sont les porteurs de charge majoritaires et les trous sont les porteurs de charge minoritaires.

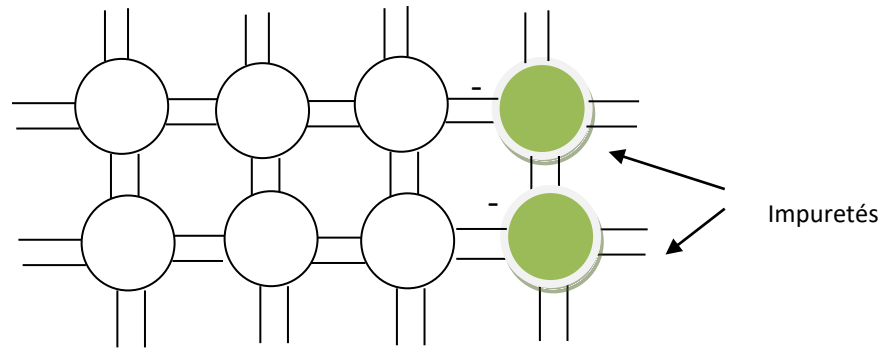


Figure 1.4 : matériau de type N

1.1.4 Jonction P-N :

Quand des matériaux P et N cohabitent dans le même cristal ; le résultat une jonction P-N. Quand une jonction de ce type est formée, il existe au voisinage de l'interface une région dite région de déplétion (voir figure 1.5). Il n'ya pas dans cet espace aucun porteur de charge. Elle agit donc comme un isolant.

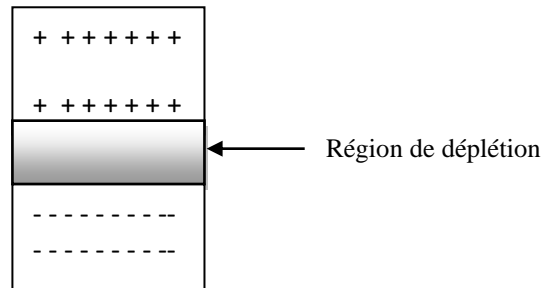


Figure 1.5: Jonction P-N

➤ **Jonction P-N en polarisation directe :**

Si l'on applique une tension positive au matériau P et une tension négative au matériau N, les porteurs de charge se déplacent vers la jonction comme montre la figure 1.6. La taille de la région de déplétion diminue et la jonction dite en état de polarisation directe.

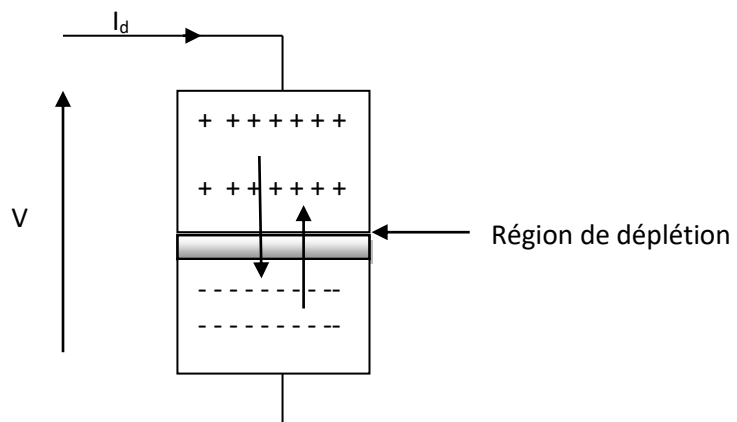


Figure 1.5: Jonction P-N en polarisation directe

Remarque 1.1 : Il faut approximativement 0.2V pour polariser directement une jonction P-N de Germanium et 0.7V pour polariser directement une jonction P-N de Silicium.

➤ **Jonction P-N en polarisation inverse :**

Si l'on applique une tension négative au matériau P et une tension positive au matériau N, les porteurs de charge s'éloignent à la jonction comme montre la figure 1.7. La taille de la région de déplétion augmente dans cette polarisation. Il n'y a pas de courant à travers la jonction P-N.

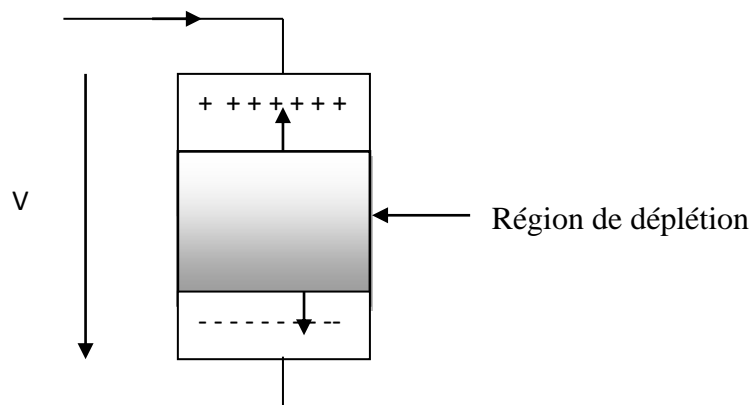


Figure 1.6: Jonction P-N en polarisation inverse

Remarque 1.2 : Si la polarisation inverse est suffisamment élevée, la barrière s'effondre et le courant passe. Le point où ce phénomène intervient correspond à la tension de Zéner.

1.2 Diode :

La diode est une composante à semi conducteur, c'est-à-dire qu'elle ne conduira le courant que sous certaines conditions. Elle est composée de deux jonctions de dopage opposé.

➤ **Caractéristique de la diode :**

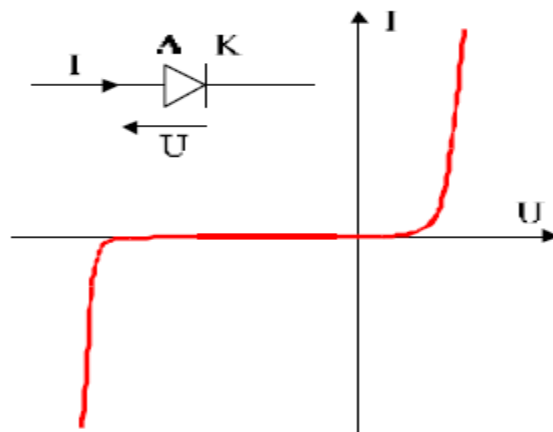


Figure 1.7: Caractéristiques de la diode

La diode possède deux régimes de fonctionnement :

1. Si elle laisse le courant, on dit qu'elle passante.
2. Si elle ne laisse pas le courant, on dit qu'elle bloquée.

Ces régimes vont dépendre de la tension appliquée à ses bornes et du courant I_d la traversant. La différence de potentielle suffisante pour rendre la diode passante est appelée tension de seuil (V_s ou V_d).

1.3 Transistors bipolaires

Les transistors bipolaires est constitué par trois couches semi-conducteur de type N-P-N (ou P-N-P) :

- Un émetteur fortement dopé E
- Une base très mince B
- Un collecteur peu dopé C

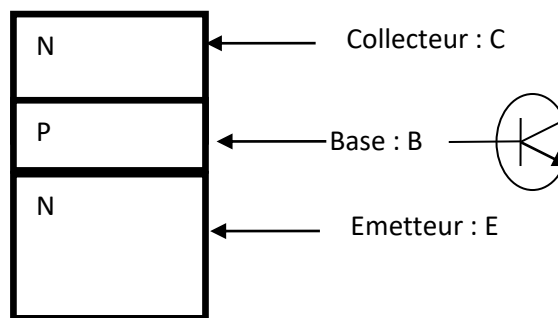


Figure 1.8: Transistor NPN

➤ Principe de fonctionnement

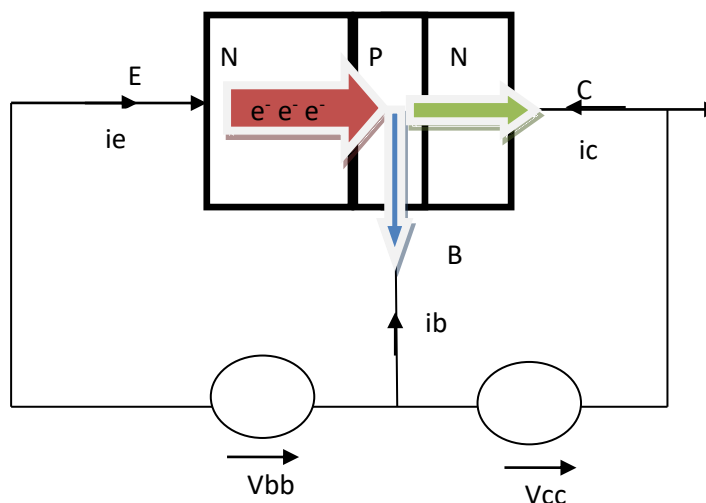


Figure 1.9: Polarisation d'un transistor NPN

- En fonction normale (linéaire)

La jonction base-émetteur est polarisée en directe dans le sens passant $V_b \succ V_e$. La jonction base-collecteur est polarisée en inverse $V_c \succ V_b$. En effet, pour un dopage d'émetteur très supérieure à la base, le courant est essentiellement constitué par les porteurs de charge négatifs (les électrons) passent de E vers B (voir figure 1.8). Et comme la largeur de la base étant inférieure à la longueur de diffusion de ces électrons, la plus grande partie entre eux parvient dans la région de charge d'espace de la jonction BC d'où la relation suivante :

$$I_C = \alpha I_E, \alpha \approx 1 \quad (1.1)$$

Et d'après la loi des nœuds, on a

$$I_E = I_C + I_B \quad (1.2)$$

En substituant (1.1) dans (1.2), on obtient :

$$I_C = \beta I_B, \beta = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \quad (1.3)$$

avec, β est le gain en courant du transistor. Il est très grand (pratiquement varie entre 100 et 200).

- **En fonction bloquée :**

La jonction base-émetteur est polarisée en inverse, c.-à-d. :

$$I_B = 0 \text{ et } I_C = 0 \quad (1.4)$$

- **En fonction saturée :**

La jonction base-émetteur est polarisée en directe et la jonction base-collecteur est polarisée en directe ;

$$I_B \succ 0, I_C = I_{C_{sat}} \quad (1.5)$$

1.3.1 Transistor en régime statique:

Polariser un transistor consiste à définir son état de fonctionnement par l'adjonction de sources de tension continues et de résistances. Le point de fonctionnement (point de repos) caractérise les variables du transistor : $(i_B, v_{BE}, i_C, v_{CE})$. Il doit être choisi dans la zone linéaire, mais en dehors des zones interdites et doit être sensible aux variations de température.

Soit le circuit suivant:

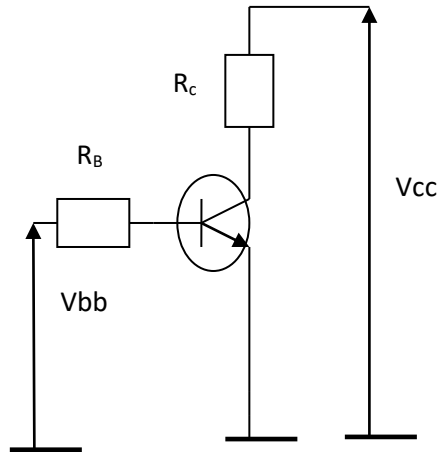


Figure 1.10: Circuit de polarisation d'un transistor NPN

➤ Droite d'attaque statique

Nous appliquons la loi de mail sur le circuit d'entrée, on trouve :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \tag{1.6}$$

La figure suivante montre le point de fonctionnement de circuit de commande.

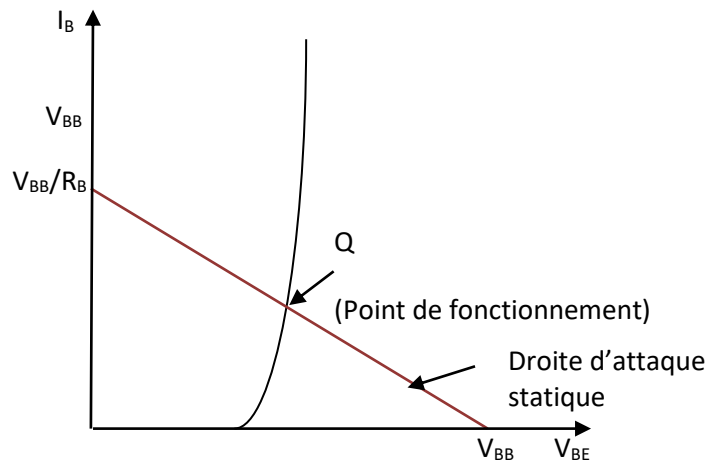


Figure 1.11: Circuit de polarisation d'un transistor NPN

La figure ci-dessous montre la caractéristique $I_c = f(I_B)$.



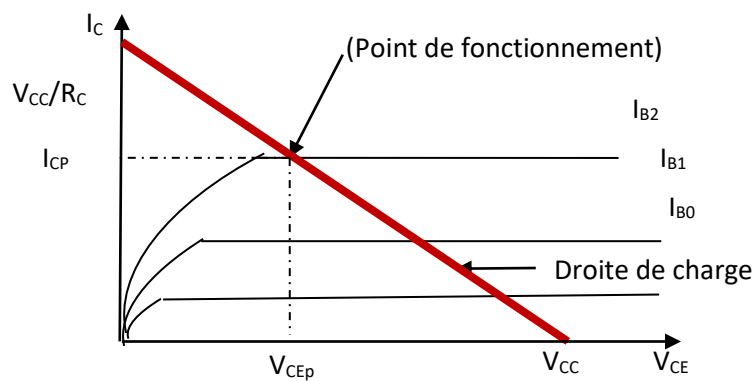
Cette caractéristique montre qu'il y'a deux zones principales :

- zone de saturation; dans cette zone, $I_B \succ 0, I_C = I_{Csat}$.
- zone linéaire: Lorsque le transistor travaille dans la zone linéaire, il peut être considéré comme un amplificateur de courant : le courant de sortie, I_C est proportionnel au courant d'entrée, I_B . Le rapport I_C/I_B , est une des caractéristiques fondamentales de celui-ci.
- Droite de charge statique

Nous appliquons la loi de mail sur le circuit de sortie, on trouve :

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (1.7)$$

La figure suivante montre le point de fonctionnement de circuit à contrôler.



Lorsque le courant le courant I_C augmente, la tension V_{CE} diminue. Quand V_{CE} atteint la valeur $V_{CE} \approx 0$, I_C cesse à augmenter et atteint sa valeur max $I_{cmax} \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$ et la relation (1.3) n'est plus valable.

1.3.3 Transistor en régime dynamique (amplificateur à un seul étage) :

D'après le principe de superposition, il est possible de séparer l'étude du régime continu (polarisation) de celle du régime variable. EN effet, le transistor est placé par polarisation dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires. On applique sur sa base un signal variable qui va provoquer des variations du courant i_b . Ces variations sont amplifiées par le transistor et son courant de sortie présente des variations i_c par rapport à la valeur au repos. Le schéma suivant montre un amplificateur à émetteur commun.

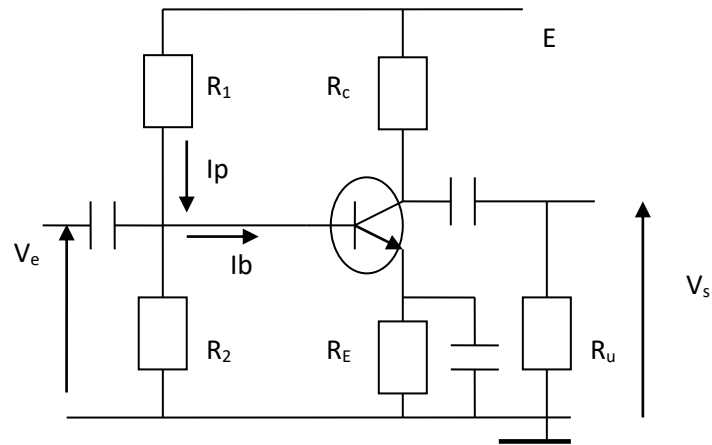


Figure 1.12: Amplificateur à émetteur Commun

Les condensateurs C_E et C_s sont des condensateurs de liaison, leur rôle est de permettre le passage des signaux d'entrée et de sortie sans que les potentiels continus présents sur la base et le collecteur du transistor influent le fonctionnement du générateur et de l'étage suivante (dans le cas d'un transistor à plusieurs étages). Leurs impédances infinies en continu doit être très faible en régime variable (condensateur de forte valeur $C > 50\mu F$). La résistance R_E est nécessaire pour polariser correctement le transistor. Mais sa présence diminue beaucoup le gain en régime variable. On place, en parallèle à cette résistance, un condensateur de forte valeur C_d qui se comporte comme un court-circuit en alternatif et comme impédance infinie en continu. C_d est un condensateur de découplage et ce montage est nommé émetteur commun découplé.

➤ Schémas équivalents:

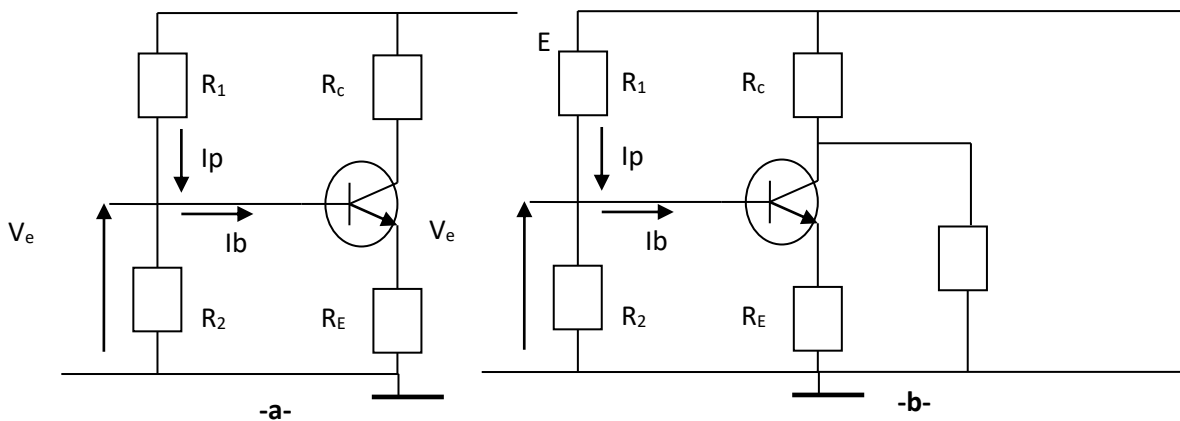


Figure 1.12: Schémas équivalents d'un amplificateur à émetteur Commun (a : régime statique, b : régime dynamique)

➤ **Paramètres en H (hybride) du montage et circuit équivalent du transistor :**

L'examen des caractéristiques du transistor montre qu'il existe des zones où son comportement est pratiquement linéaire. Si l'on choisit le point de fonctionnement dans ces zones linéaires, on peut écrire que les variations des grandeurs d'entrée et de sortie sont reliées par les relations:

$$\begin{bmatrix} v_{BE} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{bmatrix}.$$

h_{11} : c'est la résistance d'entrée du transistor, $h_{11} = \left. \frac{v_{BE}}{i_b} \right|_{v_{CE}=cte} \approx \frac{26\beta}{I_C}$ (h_{11} en Ω , I_C en mA).

h_{21} : $h_{21} = \left. \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right|_{i_b=cte} \approx 0$, typiquement sera toujours négligé est l'ordre de 10^{-5} .

h_{22} : c'est le gain en courant du transistor, $h_{22} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{CE}=cte} \approx \beta$.

h_{12} : $h_{12} = \left. \frac{i_c}{v_{CE}} \right|_{I_B=cte}$, c'est l'admittance de sortie. Elle est en générale faible et h_{12}^{-1} est l'ordre de $20K\Omega$. Pour des courants collecteurs de l'ordre de quelque milliampère.

Le schéma équivalent simplifié d'un transistor est donné par la figure suivante :

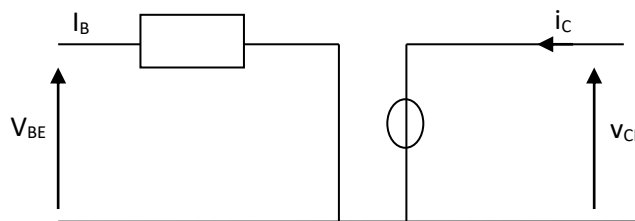


Figure 1.13: Schéma équivalent d'un transistor

➤ **Schéma équivalent du montage en régime variable :**

La figure 1.14 illustre le schéma équivalent simplifié d'un amplificateur à émetteur découplé en régime dynamique.

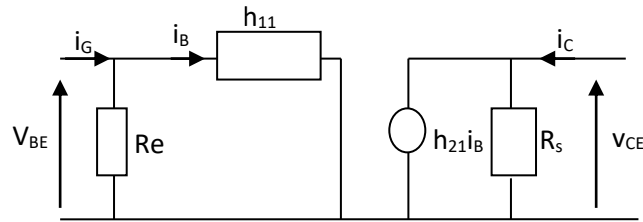


Figure 1.14: Schéma équivalent simplifié d'un amplificateur à émetteur découplé.

➤ Paramètres du montage :

- Impédance d'entrée

En appliquant les lois de nœuds sur le circuit d'entrée, on a :

$$v_E = (R_1 // R_2)(i_G - i_b) \quad \text{et en tenant compte la relation suivante :}$$

$$i_b = \frac{v_e}{h_{11}} \quad \text{la tension d'entrée peut s'écrire sous la forme suivante :}$$

$$v_E = \left((R_1 // R_2) // h_{11} \right) i_G \tag{1.8}$$

- Impédance de sortie et le gain de l'amplificateur :

La tension de sortie v_s est donnée par :

$$v_s = (R_u // R_s)(i_s - i_c) \tag{1.9}$$

i_c est le courant de sortie est défini par :

$$i_c = \frac{v_{CE}}{h_{11}} \tag{1.10}$$

Nous considérons les relations (1.9) et (1.10), nous trouvons :

$$v_s = (R_u // R_s)i_s - h_{21} \frac{v_E}{h_{11}} (R_u // R_s)i_c \tag{1.11}$$

Dans la dernière équation les termes $(R_u // R_s)$ et $h_{21} \frac{v_E}{h_{11}} (R_u // R_s)$ sont, respectivement,

l'impédance de sortie du montage et le gain du montage en tension.

- Schéma équivalent simplifié d'un amplificateur

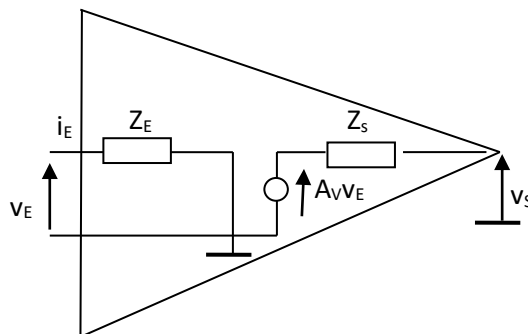


Figure 1.15: Schéma équivalent simplifié d'un amplificateur à émetteur découplé.

Chapitre 2 :**Amplificateur opérationnel et montages à base de l'AO****2.1 Généralité :**

Un Amplificateur Opérationnel (aussi dénommé ampli-op AO, et AOP) est un amplificateur électronique qui amplifie la différence de potentiel électrique présentée à ses entrées.

Initialement, Les amplificateurs opérationnels ont été conçus pour effectuer des opérations mathématiques de base (l'addition, la soustraction, l'intégration, etc.) dans les calculatrices analogiques. Par la suite les AO sont les utilisés dans de nombreuses applications comme les amplificateurs à courant alternatif et à courant continu, les appareils de mesure, les oscillateurs, etc.

Physiquement un OP est constitué des transistors ou n'importe quels d'autres composants électroniques. On le trouve communément sous la forme circuit intégré :

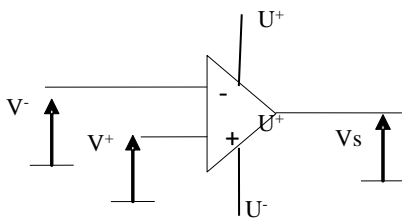


figure 2 : Circuit intégré d'un AO

figure 1 : Symbole d'un AO

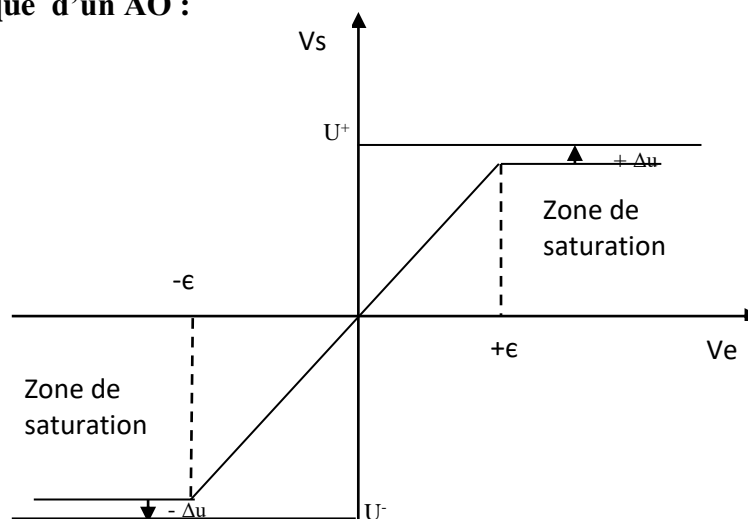
2.2 Caractéristique d'un AO :

Figure 3 : Caractéristique de transfert

- La tension de sortie est limitée entre l'intervalle : $U^+ + \Delta U \leq V_s \leq U^- - \Delta U$.

Typiquement ΔU est de l'ordre 1V à 2V (pour L'AO 741) ou bien 10 mV (pour le transistor CMOS).

Remarque 2.1 : Puisque l'OA est composé de transistors polarisés en zones actives par des sources DC (U^+ et U^-).

- La tension d'entrée : on distingue deux régions : Une région linéaire autour de OV pour la quelle, la tension d'entré est limitée entre l'intervalle : $-\varepsilon \leq V_e \leq +\varepsilon$.

Typiquement : $\varepsilon \approx 12mV$ et $V_s = A_v \cdot V_e$

avec : A_v est le gain d'amplificateur assez élevé(il est l'ordre 10^5). , $V_e = (V^+ - V^-)$ est très petit.

- Une région de saturation autour de OV pour la quelle, la tension d'entré est limitée entre l'intervalle : $|\varepsilon| \succ V_e$.

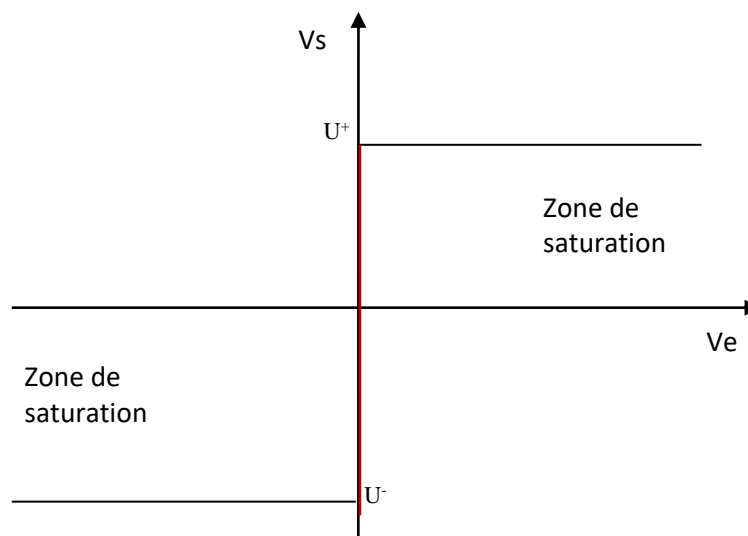
2.3 Amplificateur Opérationnel dans la région linéaire

Dans le montage amplificateur, l'amplificateur opérationnel est toujours utilisé en boucle fermée (contre-réaction).

2.3.1 Amplificateur Opérationnel idéal :

Pour AO idéal, nous avons les caractéristiques suivantes :

- Une impédance d'entré étant infinie: $\begin{cases} V^+ = V^- \\ i^+ = i^- \end{cases}$
- Une impédance de sortie nulle et un gain est infini : la tension de sortie étant finie



2.3.2 Applications

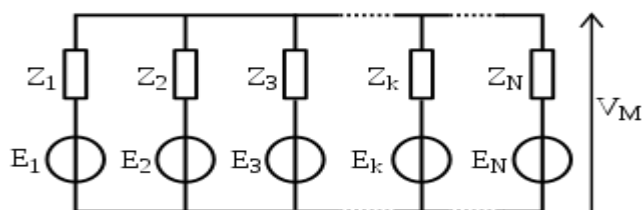
Montage suiveur**Montage Inverseur****Montage Non inverseur****Rappels**

Loi des nœuds : La somme des intensités des courants qui arrivent à un nœud est égale à la somme des intensités des courants qui en sortent.

LOI DES MAILLES : La somme algébrique des tensions rencontrées dans une maille est nulle.

LOI MILLMAN : La formule pour calculer V_M est:

$$V_M = ((E_1/Z_1) + (E_2/Z_2) + (E_3/Z_3) + \dots + (E_N/Z_N)) / ((1/Z_1) + (1/Z_2) + (1/Z_3) + \dots + (1/Z_N))$$



2.4 Amplificateur Opérationnel dans la région de saturation (régime non linéaire)

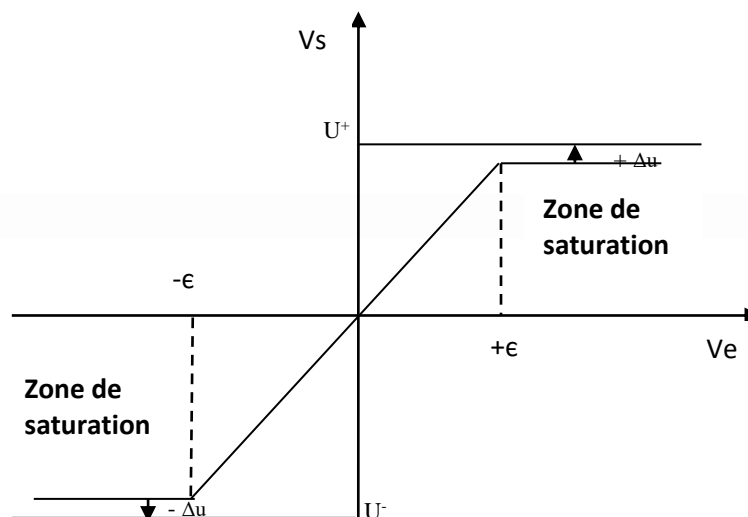
Dans ce cas, l'AO ne fonctionne plus en régime linéaire et il n'y a plus proportionnalité entre les tensions d'entrée et de sortie, et la tension de sortie ne pourra prendre que deux valeurs : U^+ ou bien U^- .

2.4.1 Condition de fonctionnement en régime de saturation :

Un AO peut saturer dans les conditions suivantes:

- 1) Si l'AO n'est pas rétroactionnée (monté en boucle ouverte).
- 2) Si l'AO est rétroactionnée sur son entrée non inverseuse \oplus
- 3) Si l'AO est rétroactionnée sur son entrée inverseuse \ominus avec une amplitude du signal d'entrée trop grande.

2.4.2 Caractéristiques réelles d'un AO en régime de saturation:



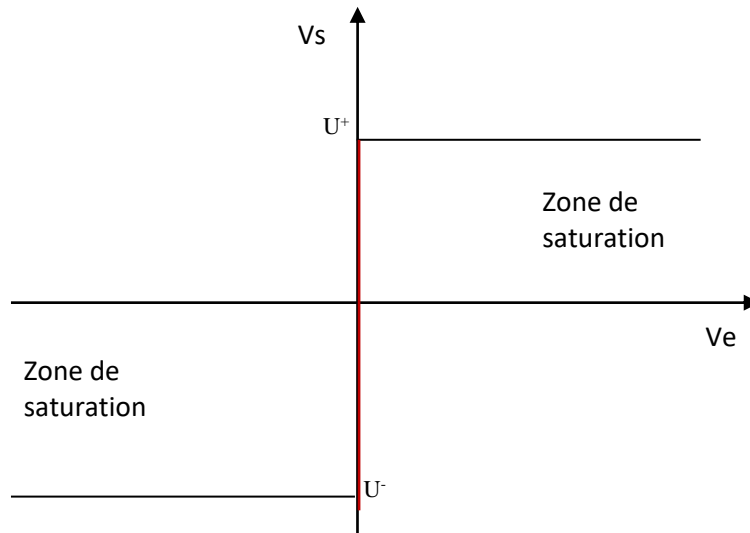
Si $V_e > \varepsilon$, l'AO est en saturation basse : $V_s = U^+$.

Si $V_e < -\varepsilon$, l'AO est en saturation haute: $V_s = U^-$

2.4.3 Caractéristiques idéales d'un AO en régime de saturation:

Si $V_e > 0$, l'AO est en saturation basse : $V_s = U^+$.

Si $V_e < 0$, l'AO est en saturation haute: $V_s = U^-$



Remarque 2.2 : Si V_e varie au cours de temps de signe \ominus vers signe \oplus on aura donc, **un basculement** d'un état de saturation à l'autre lorsque V_e change le signe.

2.4.4 Applications :

Comparateur simple non inverseur :

Comparateur simple inverseur :

1. Introduction:

Les filtres électriques, inventés par Zobel dès 1923 ont permis l'extension considérable des télécommunications. Jusqu'à ces dernières années, ils étaient presque uniquement réalisés à l'aide de composants passifs par exemples : inductances, capacités, quartz...etc. L'avènement du transistor, et plus récemment de l'amplificateur opérationnel intégré, a permis de construire des filtres d'un type nouveau dits filtres actifs. Ils, présentent de nombreux avantages surtout dans le domaine des basses fréquences. Ils sont légers, peu encombrants et d'un coût modique [1].

3.2 Principe de base:

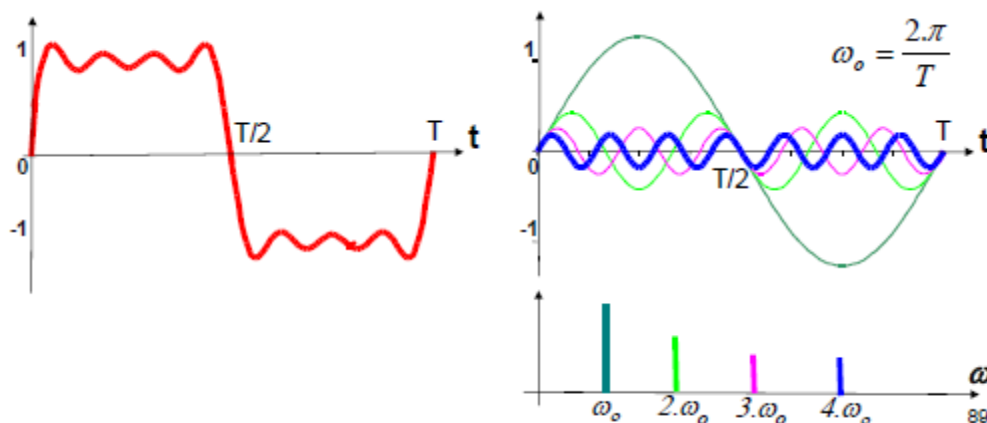
Un signal périodique se décompose en une série infinie de fonctions sinusoïdales:

$$x(t) = x_o + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin(n\omega_o t)$$

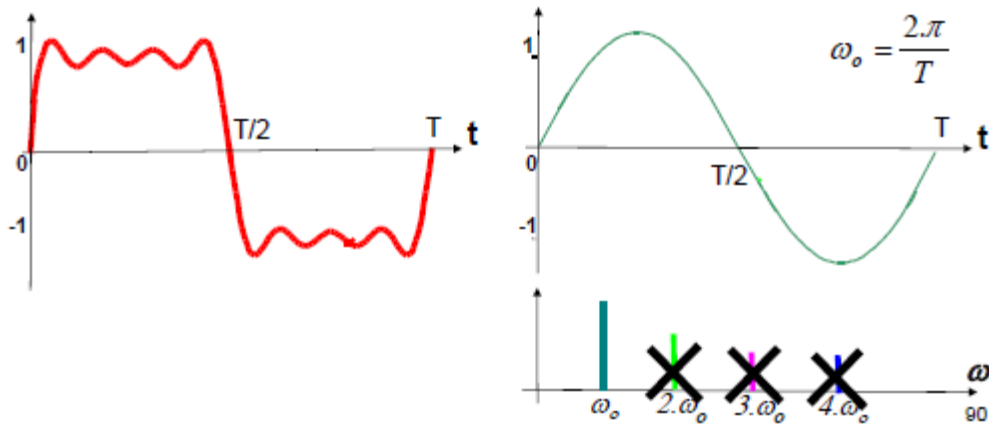
Ou bien de la forme

$$x(t) = x_o + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega_o t - \varphi_N)$$

Exemple: La courbe en rouge est la somme des 4 premières harmoniques :



On peut extraire de la courbe rouge la courbe verte en éliminant les autres sinusoïdes.



3.3 Définition:

La fonction filtrage de supprimer des signaux de fréquences non désirées.

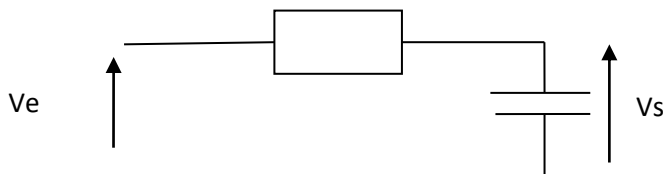
3.4 Classe des filtres

3.4.1 Filtres numériques : sont réalisés à partir de structure intégré micro-programmable.

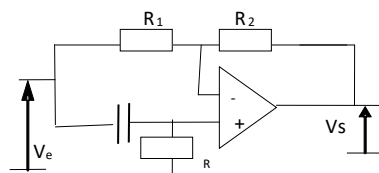
3.4.2 Filtres analogiques : sont réalisés à partir de composants analogiques.

Filtres passifs : Ils ne sont composés que d'éléments passifs (capacités, résistances, bobines, etc.)

Exemple



Filtres actifs : Il y a en plus une amplification du signal d'entrée par un élément actif.



Caractéristiques d'un filtre :

Les tracés du diagramme de bode en amplitude et en phase permettent de mettre en évidence les principales caractéristiques d'un filtre et notamment :

1. Sa bande passante à [-3db] c'est-à dire, le domaine de fréquences dans lequel le gain en décibels subit une atténuation maximal de 3db par rapport à sa valeur G_0 appelé gain dans la bande passante, en régime harmonique (voir figure ci-dessous [2]).

2. La fréquence de coupure f à -3db définie par : $G_{db}(fc) = 20 \log |H(jw_c)| = G_0 - 3db$

Ou bien, on peut le calculer par l'utilisation de valeur efficace du module

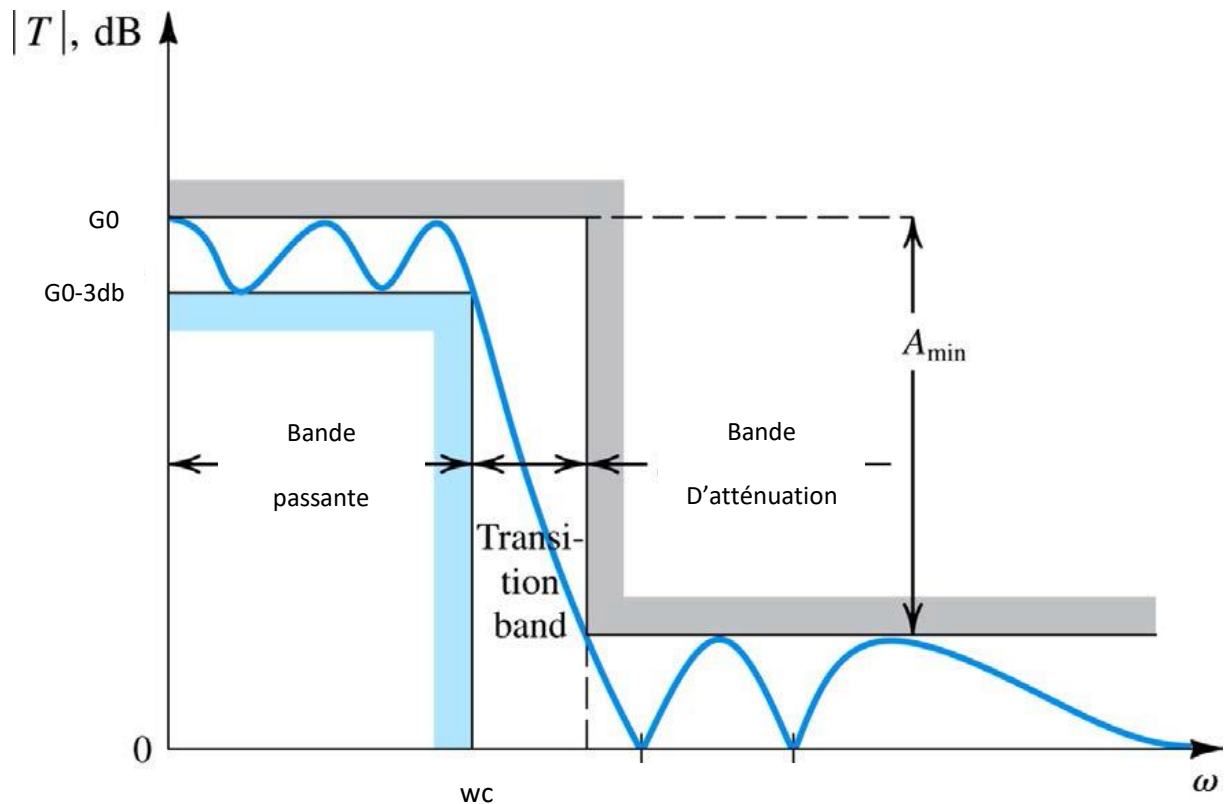
$$|H(jw_c)| = \frac{\max |H(jw)|}{\sqrt{2}}$$

3. Son atténuation, c'est à dire la (ou les) pente(s) du diagramme de bode en amplitude. Dans le domaine de fréquences éliminées. Elle vaut, suivant les structures des filtres $-20db/décade$

$-40db/décade$

ou

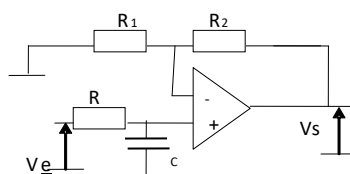
Pratiquement, plus cette pente est élevée, plus le filtre est efficace.



Les filtres passe-bas :

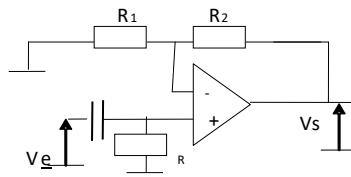
Ils ne laissent passer que les fréquences basses.

Exemple



Les filtres passe-haut :

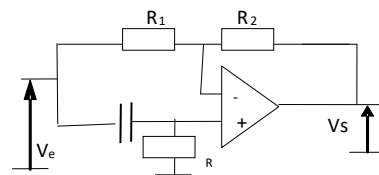
Ils ne laissent passer que les fréquences hautes.



Les filtres passe-tout:

Ils ne laissent passer que les fréquences hautes.

Exemple :



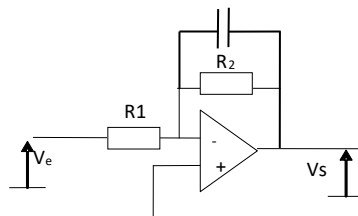
Autres filtres

Les filtres passe-bande : Ils ne laissent passer qu'une plage de fréquences.

Les filtres coupe-bande : Ne laissent pas passer une plage de fréquences.

Le tableau suivant résume tout [3].

Exemple d'application:



En appliquant la loi de millmane, on a:

$$v^+ = v^- = \frac{\frac{v_s}{z_s} + \frac{v_s}{R_1}}{\frac{1}{z_s} + \frac{1}{R_1}}$$

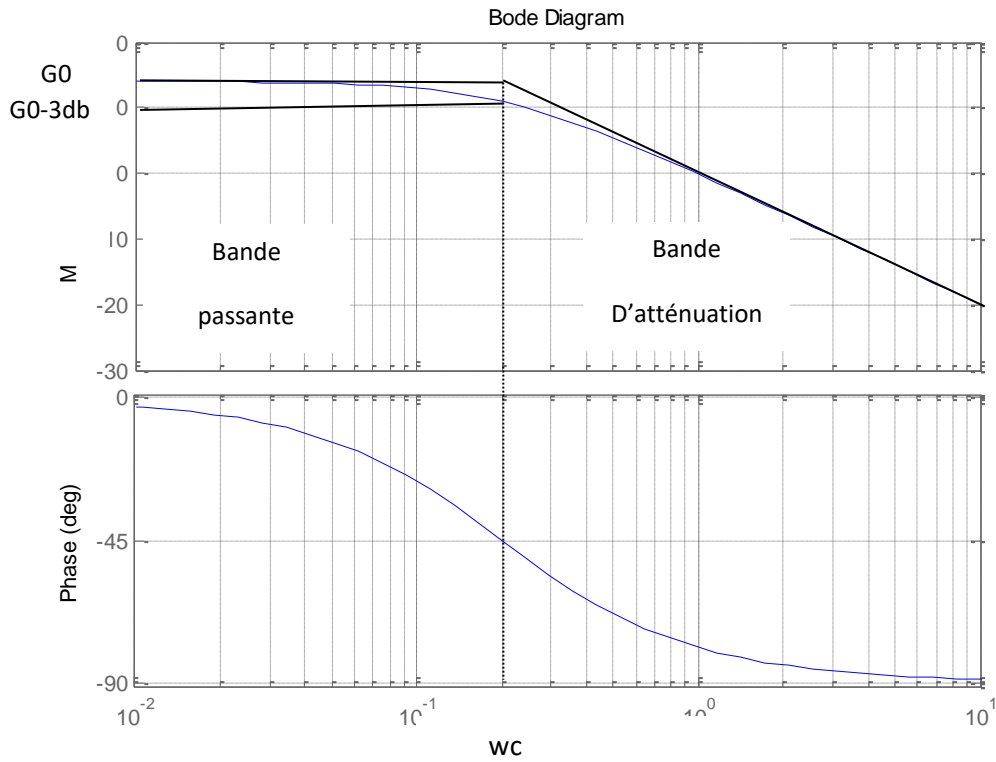
$$v^- = 0$$

$$\frac{v_s(S)}{v_e(S)} = \frac{-1}{(R_1/R_2)CS + 1}$$

C'est un filtre passe bas (voir diagramme de bode ci-dessous)

$$|H(j\omega_c)| = \frac{\max|H(j\omega)|}{\sqrt{2}} = \frac{R_1/R_2}{\sqrt{2}}$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_2CS}$$



Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $ T $	Passive Realization	Op Amp-RC Realization
<p>(a) Low pass (LP)</p> $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$			<p>$CR = \frac{1}{\omega_0}$ DC gain = 1</p>	<p>$CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$ DC gain = $-\frac{R_2}{R_1}$</p>
<p>(b) High pass (HP)</p> $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$			<p>$CR = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain = 1</p>	<p>$CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain = $-\frac{R_2}{R_1}$</p>
<p>(c) General</p> $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$			<p>$(C_1 + C_2)(R_1 // R_2) = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ DC gain = $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ HF gain = $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$</p>	<p>$C_2 R_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ DC gain = $-\frac{R_2}{R_1}$ HF gain = $-\frac{C_1}{C_2}$</p>

Références :

[1] : cours disponible sur site :

http://l2ep.univ-lille1.fr/pagesperso/francois/files/L2_en_cours_6_filtres_imp.pdf

[2] : <https://www.technologuepro.com/cours-electronique-analogique-2/chapitre-4-les-filtres-actifs.pdf>

[3] : cours disponible sur site :

[http://wcours.gel.ulaval.ca/2017/h/GEL3000/default/5notes/2017/Cours%207%20fevrier%20-%20Filtres%20actifs\(1\).pdf](http://wcours.gel.ulaval.ca/2017/h/GEL3000/default/5notes/2017/Cours%207%20fevrier%20-%20Filtres%20actifs(1).pdf)

Chapitre 4 : Générateurs de signaux

4.1 Générateur de signaux sinusoïdaux

4.1 Générateur de signaux sinusoïdaux

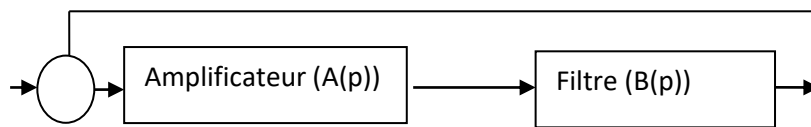
4.1.1 Généralité sur les oscillateurs électronique:

Un oscillateur électronique à ampli-op, alimenté en continu, qui délivre un signal périodique de fréquence bien déterminée par les conditions d'oscillations électroniques.

4.1.2 Oscillateur quasi sinusoïdaux à rétroaction

Un oscillateur à réaction est un système bouclé réalisé avec une chaîne directe (transmittance $A(p)$) et d'une chaîne de retour (transmittance $B(p)$).

- La chaîne directe est une chaîne réalisée avec un amplificateur non inverseur.
- La chaîne de retour est un filtre de transmettre $B(p)$.



Condition d'oscillation

Le système en boucle fermée :

$$\frac{Y(P)}{X(P)} = \frac{A.B(P)}{1 - AB(P)}, Y(P)(1 - AB(P)) = X(P)A.B(P)$$

Le signal d'entrée $x(t)$ est nul $X(P) = 0$, on peut écrire que $(1 - AB(P)) = 0$

avec $Y(P) \neq 0$

$$\frac{Y(P) \neq 0}{X(P)} = \frac{A.B(P)}{1 - AB(P)}, Y(P)(1 - AB(P)) = X(P)A.B(P)$$

D'où la condition d'auto oscillation :

$$(1 + AB(jw)) = 0, Re(AB(jw)) = -1, Im(AB(jw)) = 0, |AB(jw)| = 1, Arg(AB(jw)) = \Pi + 2K\Pi$$

Oscillateurs à pont de Wien [1]

La réaction étant de type tension - série. Le quadripôle de réaction (R, C) est appelé « réseaux de Wien » ou « pont de Wien ».

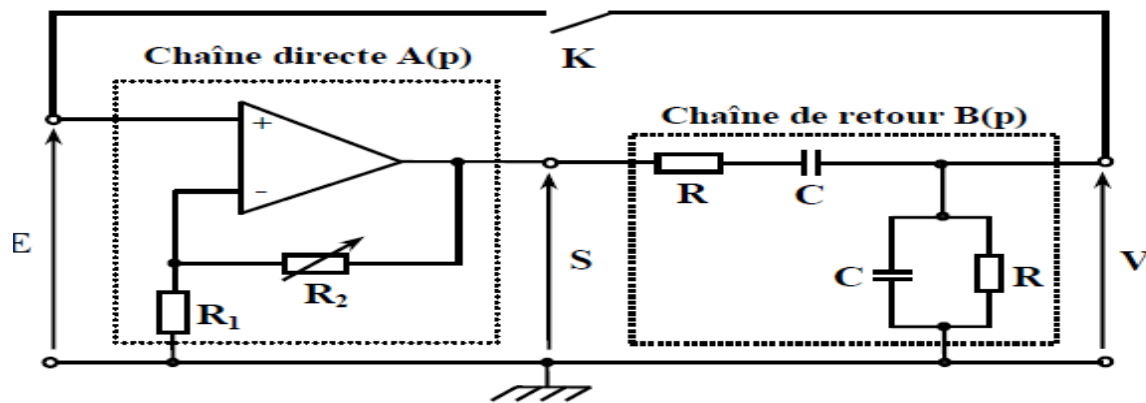


Figure 5.1 Oscillateurs à pont de Wien [1]

Chain directe:

$$A(P) = \frac{S(P)}{E(P)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Chain de retour:

$$B(P) = \frac{S(P)}{E(P)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{RCP}{1 + 3RCP + (RCP)^2} \quad R_2 = 2R_1, \omega_{osci} = \frac{1}{RC}, f_{osci} = \frac{1}{2\pi RC}$$

D'autres types des oscillateurs (voir ref [1]).

4.2 Générateur d'impulsion

4.2.1 Amplificateur Opérationnel dans la région de saturation (régime non linéaire)

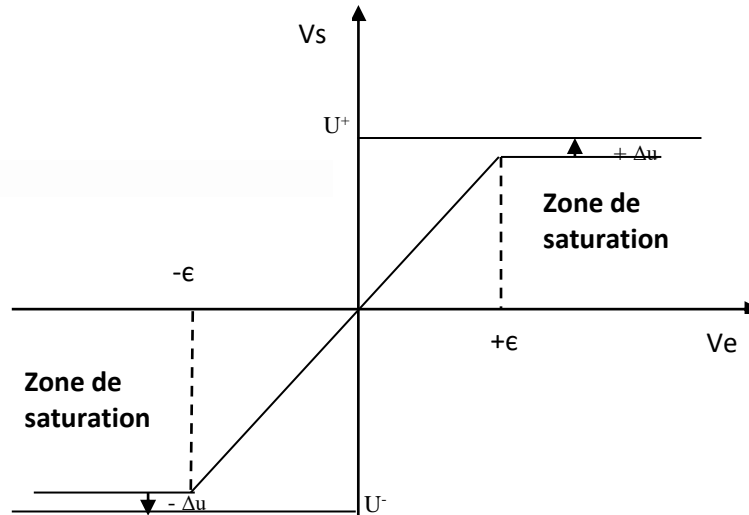
Dans ce cas, l'AO ne fonctionne plus en régime linéaire et il n'y a plus proportionnalité entre les tensions d'entrée et de sortie, et la tension de sortie ne pourra prendre que deux valeurs : U^+ ou bien U^- .

Condition de fonctionnement en régime de saturation :

Un AO peut saturer dans les conditions suivantes:

- 1) Si l'AO n'est pas rétroactionnée (monté en boucle ouverte).
- 2) Si l'AO est rétroactionnée sur son entrée non inverseuse \oplus
- 3) Si l'AO est rétroactionnée sur son entrée inverseuse \ominus avec une amplitude du signal d'entrée trop grande.

Caractéristiques réelles d'un AO en régime de saturation:



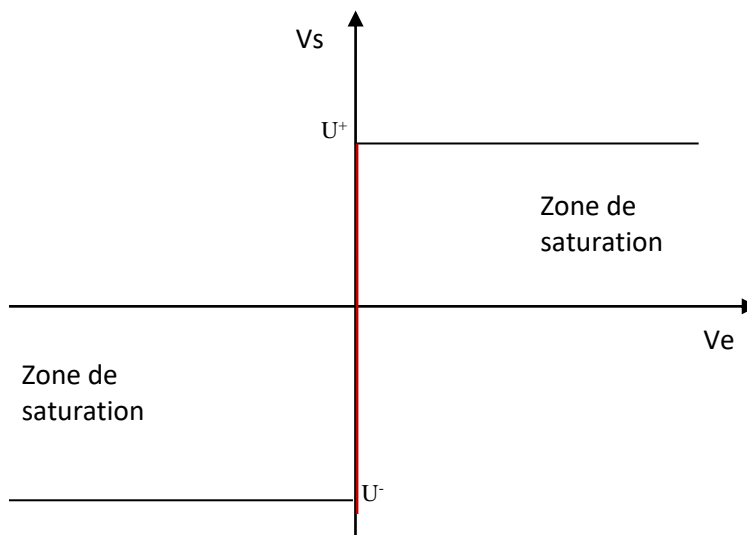
Si $V_e \succ \epsilon$, l'AO est en saturation basse : $V_s = U^+$.

Si $V_e \prec -\epsilon$, l'AO est en saturation haute: $V_s = U^-$

2.4.3 Caractéristiques idéales d'un AO en régime de saturation:

Si $V_e \succ 0$, l'AO est en saturation basse : $V_s = U^+$.

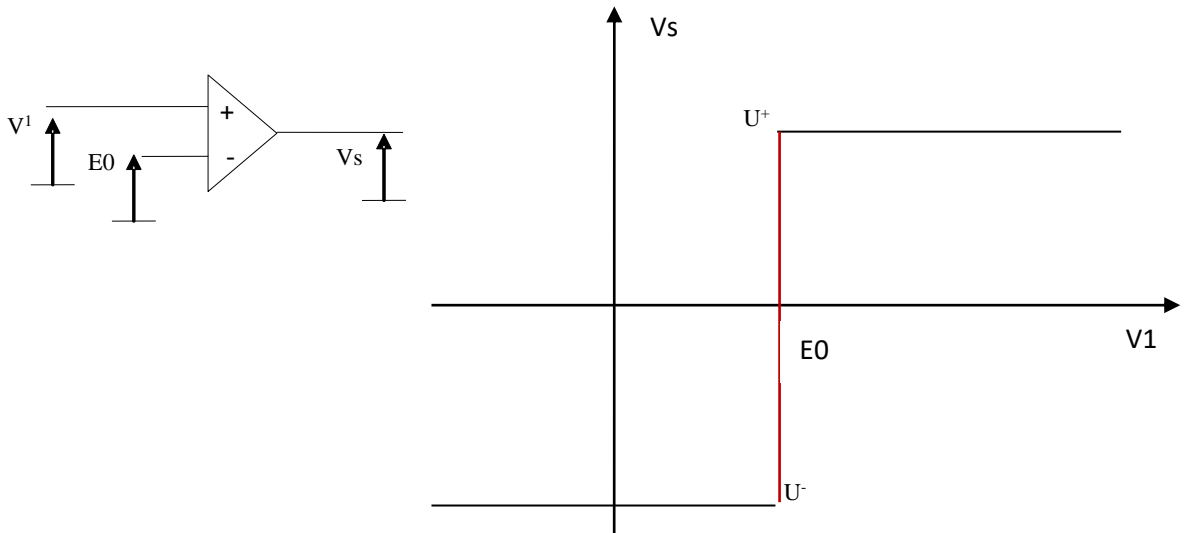
Si $V_e \prec 0$, l'AO est en saturation haute: $V_s = U^-$



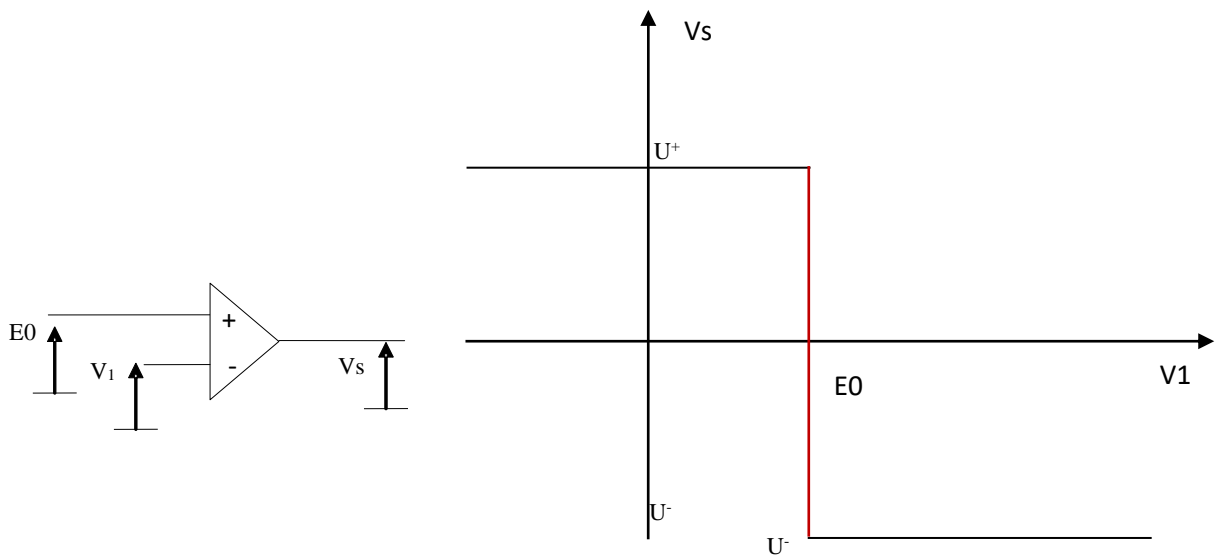
Remarque 2.2 : Si V_e varie au cours de temps de signe \ominus vers signe \oplus on aura donc, **un basculement** d'un état de saturation à l'autre lorsque V_e change le signe.

2.4.4 Applications :

Comparateur simple non inverseur :



Comparateur simple inverseur :



4.2.2 Générateur d'un signal rectangulaire

Trigger de Schmitt inverseur:

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

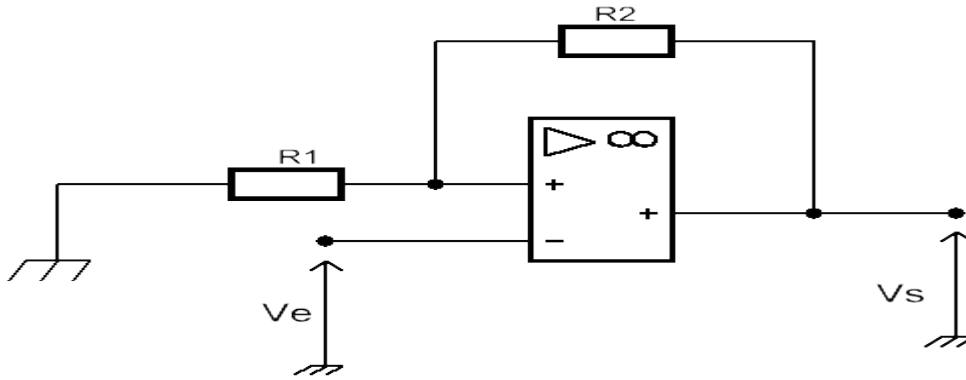


Figure 5.2 Montage à base d'un AO de trigger de schmitt

Si V^- est supérieur à V^+ , alors $V_s = -V_{sat}$ et si V^- est inférieur à V^+ , $V_s = +V_{sat}$.

D onc, on peut considérer V^+ constitue le seuil de notre comparateur,

$$V^+ = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \alpha V_s, \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

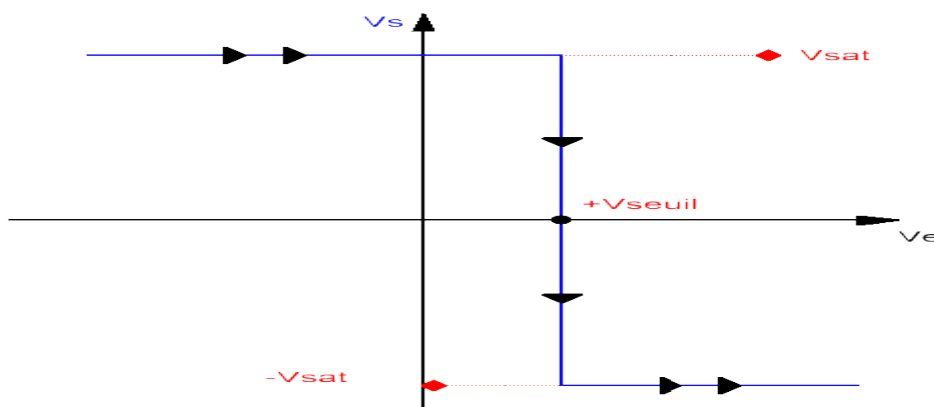
- **Cas1** : $V_s = +V_{sat}$. Donc, $V_{seuil} = V_{sat} R_1 / (R_1 + R_2)$. Mettre V_e dans le sens de croissance, on a :

$$t = 0_s, V_s = +V_{sat}, V^+ = \alpha V_{sat}, \varepsilon = V^+ - V^- = V^+ - V_e$$

$$\varepsilon = \alpha V - V_e$$

$$\begin{cases} \varepsilon > 0, \alpha V_s > V_e \\ \varepsilon < 0, \alpha V_s < V_e \end{cases}$$

La figure ci-dessous montrent l'évolution V_s en fonction de V_e ($V_s = f(V_e)$) .



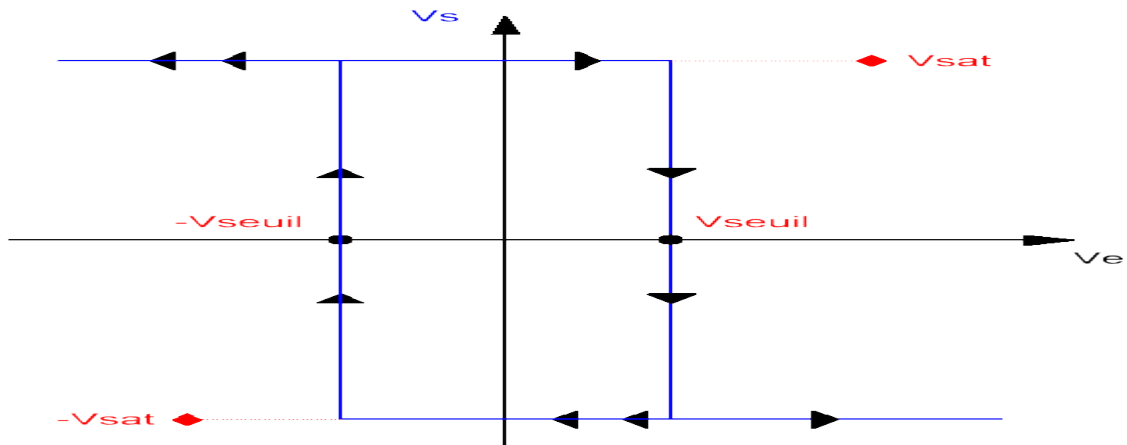
Cas2: Maintenant $V_s = -V_{sat}$. Donc, $V_{seuil} = -V_{sat} R_1/R_1+R_2$. Mettre V_e dans le sens de décroissance, on a :

$$t = 0_s, V_s = -V_{sat}, V^+ = \alpha V_s, \varepsilon = V^+ - V^- = V^+ - V_e$$

$$\varepsilon = -\alpha V_s - V_e$$

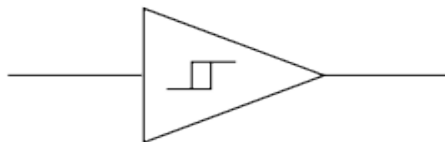
$$\begin{cases} \varepsilon > 0, -\alpha V_s > V_e \\ \varepsilon < 0, -\alpha V_s < V_e \end{cases}$$

Si l'on assemble ces deux cas, on obtient un phénomène dit **d'hystérésis** qui caractérise le principe fondamental de ce montage. Les points de basculement diffèrent selon le sens d'évolution de V_e :



Ce trigger est dit *inverseur* car le signal d'entrée est appliqué à l'entrée inverseuse de l'AOP, ce qui fait basculer ce dernier à $-V_{sat}$ lorsque l'on dépasse le seuil positif, et à $+V_{sat}$ lorsque l'on passe en dessous du seuil négatif.

Le symbole d'un trigger de schmitt est le suivant :



4.2.2 Multivibrateur astable générateur de signal carré :

Les multivibrateurs astables []

Les multivibrateurs sont des montages destinés à générer en sortie une tension rectangulaire. Les niveaux hauts et bas des tensions de sortie sont plus ou moins stables. En fonction de cette stabilité, on peut de ce fait distinguer :

- Les multivibrateurs astables.
- Les multivibrateurs monostables.
- Les multivibrateurs bistables.

On s'intéresse dans notre cours aux multivibrateurs astables. Les astables, générateurs de signaux rectangulaires, sont, donc, des autos-oscillateurs, car ces circuits ne reçoivent aucune impulsion de l'extérieur contrairement aux monostables et les bistables qui sont considérés comme des oscillateurs de déclenchement.

On remarque alors que tous les multivibrateurs comportent essentiellement:

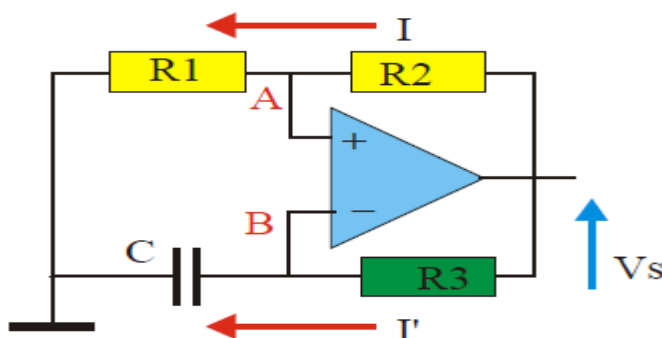
- Un élément actif tel que le transistor, l'amplificateur opérationnel
- Un organe qui permettra l'accumulation de l'énergie tel que le condensateur.
- Un organe qui dissipera de l'énergie tel que la résistance.

En fonction de l'élément actif, on distingue donc différents multivibrateurs soit alors à transistor, à porte logiques et enfin les multivibrateurs à circuit intégré tel que le NE555 ou à base d'amplificateur opérationnel.

Un astable ou horloge ne possède donc aucun état stable et par conséquent aucune entrée de déclenchement. Ce dispositif change d'état spontanément sans qu'il soit nécessaire de lui appliquer une impulsion de commande après avoir gardé l'état actif pendant un temps T_H et repasse spontanément à un état inactif pendant un temps T_L et ainsi de suite. L'astable est donc considéré comme un oscillateur non-sinusoidal puisqu'il délivre à sa sortie un signal rectangulaire caractérisé par sa période T et son rapport cyclique $\beta = T_H/T$, où T_H : durée du niveau haut. Il existe différents montages astables,

Montages astable

- **Montage Astable à ampli opérationnel** On présente dans la figure suivante le circuit astable à base de l'amplificateur opérationnel :



Principe de fonctionnement

- Etape 1 (courbe de chargement):** R1 et R2 forment un pont diviseur. Si $V_A > V_B$, alors $V_S = +U$ (V_{sat}). Le condensateur C se charge à travers la résistance R3. Le potentiel au niveau du point B croît jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur V_A , puis le montage bascule et $V_S = -U$ ($-V_{sat}$).

Calcul de la période

On suppose au départ que $V_S = U$ (V saturation)

$$V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S$$

$$R_3 I' = V_S - V_B = R_3 C \cdot dV_B(t)$$

En utilisant la transformée de Laplace :

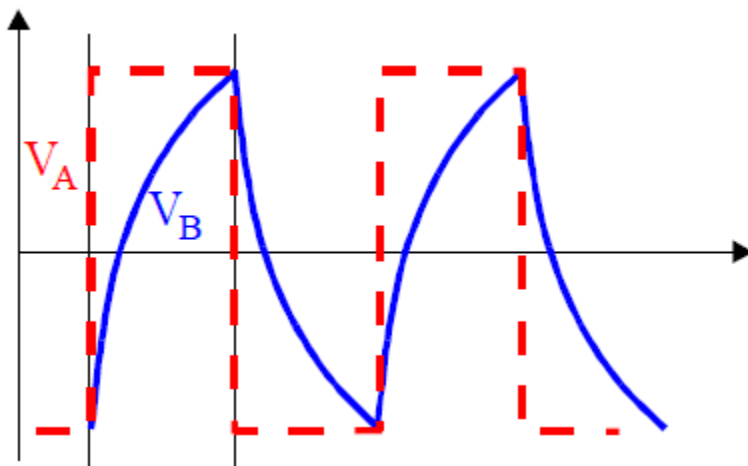
$$V_B(S) = \frac{V_S(S)}{(1 + \tau S)} + \frac{V_B(0)}{(1 + \tau S)}$$

$$\text{avec } \tau = R_3 C$$

En la transformation inverse de Laplace, la tension V_B sous la forme :

$$V_B(0) = -V_A = -U \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_B(t) = U - U \cdot \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} e^{-t/\tau}$$



L'expression de la période T, on a:

A l'instant $t=0$; Croit jusqu'à $t=t_1=T/2$ pour atteindre la valeur V_A à l'instant $T/2$. Donc:

$$V_B\left(\frac{T}{2}\right) = U - U \cdot \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} e^{-t/\tau} = U \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\rightarrow \frac{T}{2} = \tau \cdot \ln\left(1 + 2 \cdot R_1 / R_2\right)$$

$$\rightarrow T = 2R_3 C \ln\left(1 + R_1 / R_{2,1}\right)$$

Etape 2 (courbe de déchargement): Le potentiel au point A devient négatif et $V_A < V_B$. Le condensateur se décharge à travers la résistance R3. V_B décroît jusqu'à ce qu'il devienne inférieur à V_A et le montage bascule à nouveau.

Le système va alors osciller interminablement entre ces deux états avec une période qui dépendra essentiellement des valeurs des éléments du circuit.

Il existe autre montage de multivibrateur astable à titre d'exemple

- **Montage à base de transistors**
- **Montage astable à circuit intégré NE555[]**

4.1.Introduction

Dans ce chapitre, on va représenter le convertisseurs analogique – numérique (CAN, ou ADC (pour *Analog to Digital Converter* en anglais) et numérique – analogique (CNA, ou DAC pour *Digital to Analog Converter*). En effet, depuis une vingtaine d'années, le traitement numérique des données prend le pas sur les approches purement analogiques. Le recours au numérique permet en effet un stockage aisé de l'information, une excellente reproductibilité des traitements, la possibilité de développer relativement aisément des fonctionnalités complexes, une réduction des coûts de production, etc.

L'interface nécessaire entre le monde analogique et un traitement numérique donné est réalisé par des convertisseurs analogique – numérique et numérique – analogique. Le rôle d'un CAN est de convertir un signal analogique en un signal numérique pouvant être traité par une logique numérique, et rôle d'un CNA est de reconverter le signal numérique une fois traité en un signal analogique (Fig. 4.1) [1].

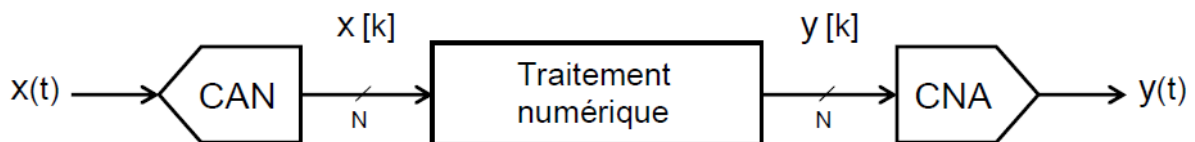


Fig. 4.1 – Conversions et traitement numérique des données.

4.2-DEFINITIONS :

Signal analogique : signal continu en temps et en amplitude.

Signal numérique : signal discret en temps et en amplitude

4.3 Conversion analogique numérique.

4.3.1 Principe de la conversion analogique numérique.

Un convertisseur analogique – numérique (CAN) est un dispositif électronique permettant la de convertir un signal analogique (une tension ou un courant) en un signal numérique (nombre binaire qui lui est proportionnel). La figure 4.2 [2] montre son symbole.

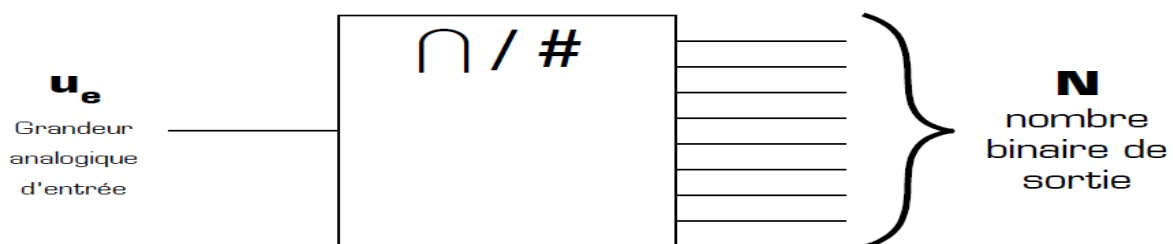


Figure 4.2 : Symbole d'un convertisseur analogique numérique.

Conceptuellement, la conversion analogique – numérique peut être divisée en trois étapes :

l'échantillonnage temporel, la quantification et le codage.

La figure 4.3 présente successivement ces trois étapes pour un CAN dont la sortie du signal numérique est sur 3 bits :

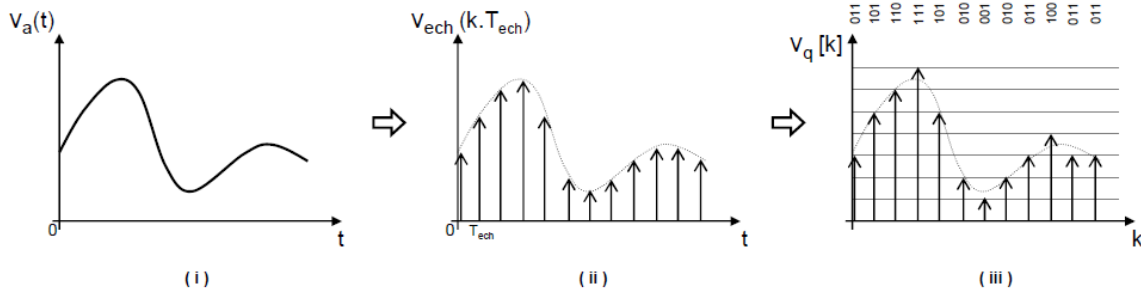


Figure 4.3 Conversion analogique – numérique

l'échantillonnage. Un signal analogique, $v_a(t)$ continu en temps et en amplitude (i) est échantillonné à une **période d'échantillonnage** constante T_{ech} . On obtient alors un signal échantillonné $V_{ech}(kT_e)$ discret en temps et continu en amplitude (ii).

L'obtention d'un signal échantillonné $x(k.T_{ech})$ à partir d'un signal analogique $x(t)$ peut être modélisée mathématiquement dans le domaine temporel par la multiplication de $x(t)$ par un peigne de Dirac de période T :

$$V_{ech}(kT_{ech}) = x(t) \cdot \delta_{ech}(t)$$

L'échantillonnage est illustré graphiquement dans le domaine temporel aux points (i), (ii) et (iii) de la figure 4.4.

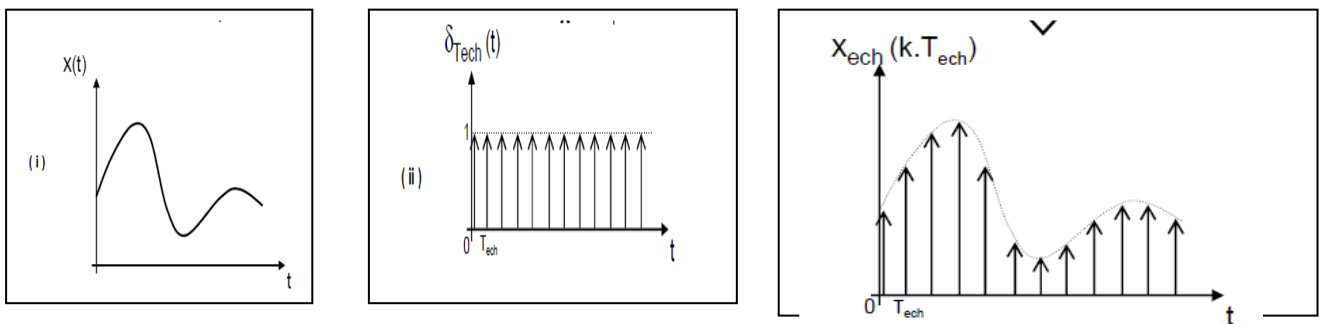


Figure 4.4 échantillonnage d'un signal analogique

I.3. Quantification

Le signal échantillonné est ensuite quantifié, on obtient alors un signal numérique $v[k]$ discret en temps et en amplitude.

On ne s'intéressera dans le cadre de ce cours qu'aux seuls CAN à quantification uniforme.

Le pas de quantification et la précision d'un CAN dépendent du nombre de bits en sortie, appelé **résolution**. Pour un CAN à N bits, le nombre d'états possibles en sortie est 2^N , ce qui permet d'exprimer des signaux numériques de 0 à 2^N-1 en code binaire naturel.

Un CAN est caractérisé également par la plage de variation acceptable de la tension analogique d'entrée, appelée **Pleine Echelle** (FS pour *Full Scale* en anglais) et que nous noterons V_{PE} .

La pleine échelle est divisée en autant de plages 'égale d dimension (cas de la quantification uniforme) qu'il y a d'états possibles de la sortie numérique. Chaque plage est associée à un code numérique représentant la tension analogique 'entrée.

La figure 4.5 [1] représente la caractéristique de transfert idéale (sans défaut) en escalier d'un CAN à 3 bits.

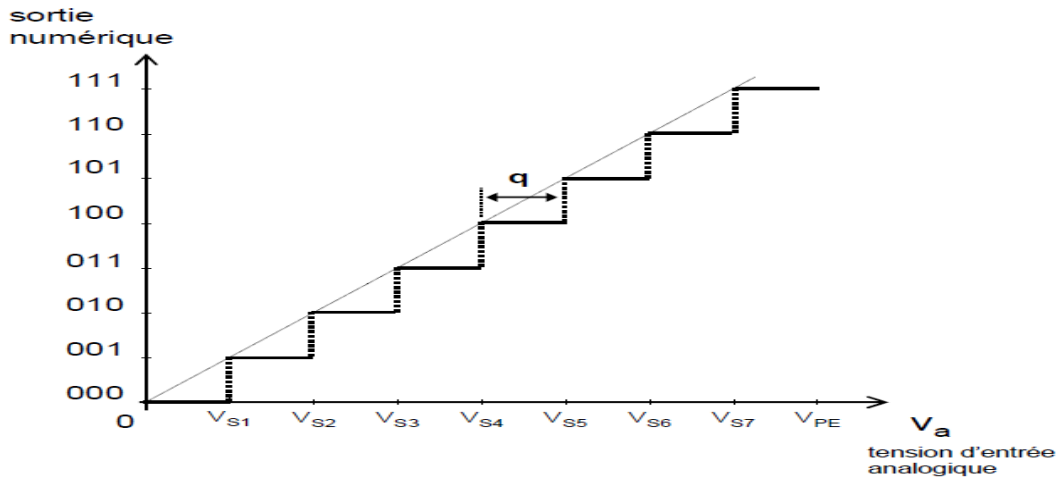


Figure. 4.5 – Caractéristique de transfert idéale d'un CAN à quantification linéaire par défaut.

On définit le **quantum**, ou **LSB** (pour *Least Significant Bit*, le bit de poids faible) comme étant la dimension de ces plages. On le note q et l'obtient par :

$$q = LSB = \frac{V_{be}}{2^n}$$

Les tensions de seuil V_{SK} , correspondant aux transitions entre les codes de sortie, sont telles que :

$$V_{SK} = K.q, K \in \{1, \dots, 7\}$$

ce qui correspond à une quantification linéaire par défaut.

Plus la résolution d'un CAN est élevée, plus la sortie numérique est une image précise du signal analogique d'entrée comme l'illustre le tableau II.1 pour une tension de pleine échelle de 5V.

N	quantum
8	19,5 mV
10	4,8 mV
12	1,22 mV
14	305 μ V

Tab. 4.1 – Quantum d'un CAN en fonction de sa résolution ($V_{PE}=5V$).

Codage : en mode unipolaire le codage le plus couramment utilisé est le code binaire naturel. Un mot binaire s'écrit : $b_1 b_2 \dots b_N$, avec b_1 le bit de poids fort (PF, ou MSB Most Significant Bit) et b_N le bit de poids faible (pf, ou LSB Less Significant Bit) [1].

Exemple d'un circuit réaliser un CAN [3]

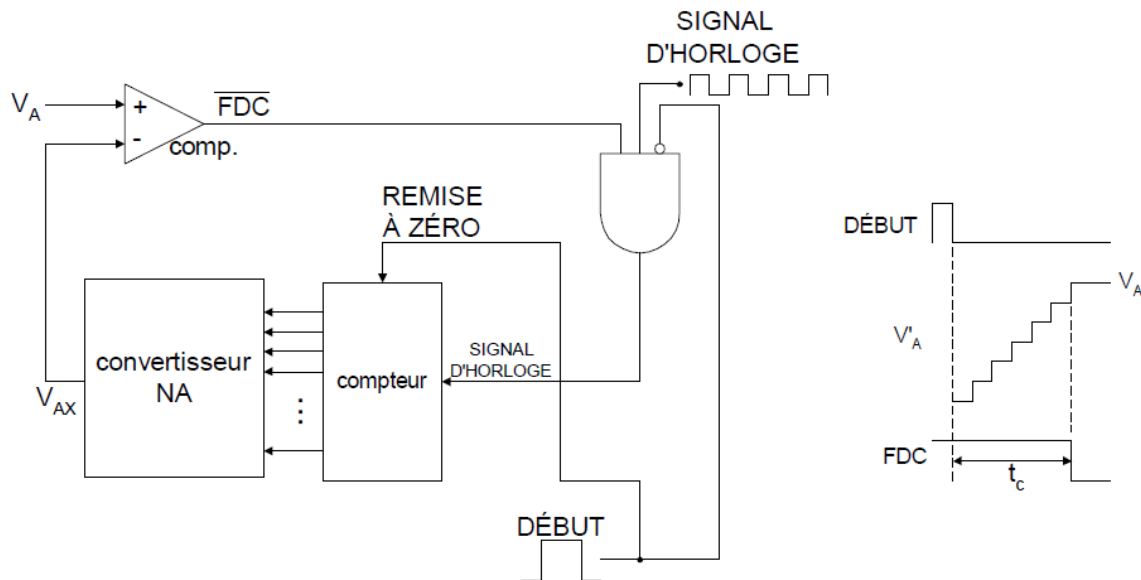


Figure. 4.6 – Schéma fonctionnel général de cette catégorie de CAN

La figure 4.6 nous montre le schéma fonctionnel général de cette catégorie de CAN. La synchronisation de la conversion est assurée par un signal d'horloge d'entrée. L'unité de commande renferme les circuits logiques qui génèrent la séquence appropriée d'opérations après l'arrivée de la commande début qui initie le processus de conversion. Le comparateur (un ampli op) a deux entrées analogiques et une sortie numérique qui prend un état ou l'autre, selon l'entrée analogique qui est la plus grande.

Voici le fonctionnement de base des convertisseurs AN de cette catégorie:

1. La commande début lance la conversion.
2. À une cadence déterminée par le signal d'horloge, l'unité de commande modifie sans arrêt le nombre binaire mémorisé dans le registre.
3. Le nombre binaire du registre est converti en une tension analogique V_{AX} par le convertisseur NA.
4. Le comparateur compare V_{AX} avec l'entrée analogique V_A . Tant que $V_{AX} < V_A$, la sortie du comparateur demeure au niveau HAUT. Quand V_{AX} dépasse V_A d'une valeur au moins égale à V_T (tension seuil), la sortie du comparateur passe au niveau BAS et met fin au processus de progression du nombre dans le registre. À ce point, V_{AX} est une très bonne approximation de V_A et le nombre numérique qui se trouve dans le registre, qui est

l'équivalent numérique de VAX, est également l'équivalent numérique de VA, à l'intérieur des limites de résolution et de précision propres à ce système.

5. La logique de commande valide le signal FDC, fin de conversion, quand la conversion est achevée.

4.4 Conversion numérique analogique.

4.4.1. Convertisseurs N/A idéaux.

Un convertisseur numérique- analogique – (CNA) est un dispositif électronique permettant la de convertir un signal numérique (nombre binaire qui lui est proportionnel) en un signal analogique (une tension ou un courant).

La figure 4.7 [4] montre son symbole.

Généralement, il peut être suivi, ou non, d'un filtre de lissage (passe bas) (figure 4.6).

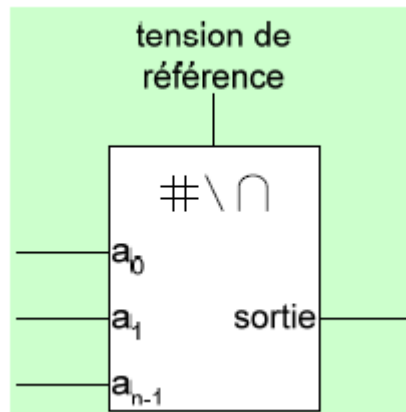


Figure 4.7 : Symbole d'un convertisseur numérique analogique.

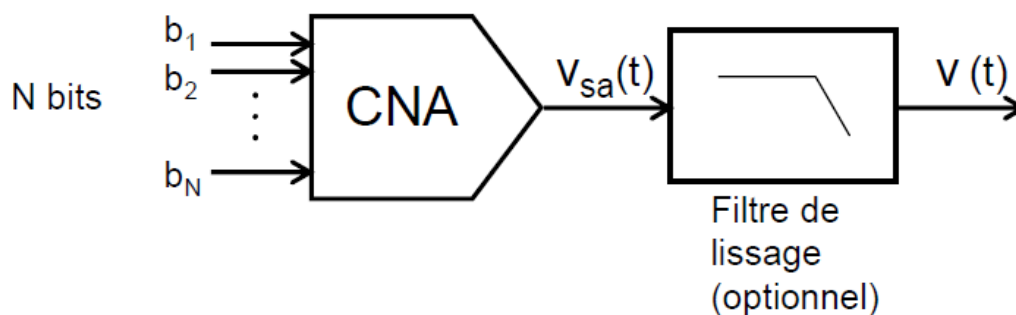


Figure 4.8 [1]. Convertisseur numérique analogique avec un filtre de lissage

Chacun des 2^N mots binaires pouvant être appliqué en entrée est associé à une tension analogique de sortie $v_{sa}(t)$ (il peut s'agir également d'un courant⁵) telle que [1] :

$$v_{sa} = \left(b_1 \cdot 2^{N-1} + b_2 \cdot 2^{N-2} + \dots + b_{N-1} \cdot 2^1 + b_N \cdot 2^0 \right) \cdot \frac{V_{PE}}{2^N - 1}$$

en prenant b_1 comme MSB.

La figure 4.9 présente la caractéristique de transfert idéale pour une entrée sur 3 bits.

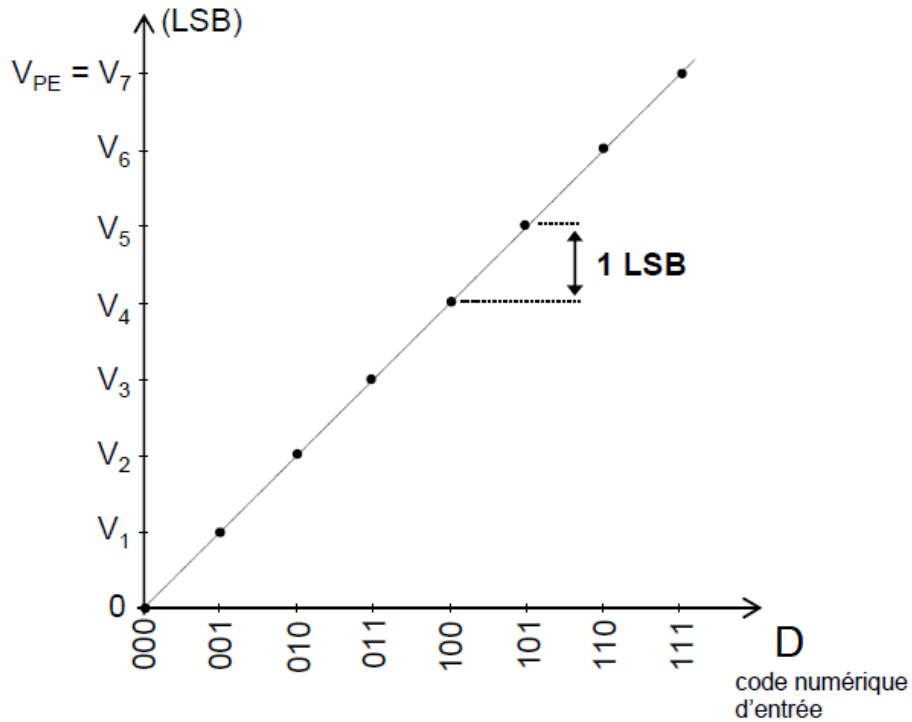


Figure. 4.9– Caractéristique de transfert idéale d'un CNA 3 bits.

On définit le LSB, ou quantum, comme étant la plus petite variation possible de la tension de sortie (cf. Fig. III.2) correspondant à un changement du bit de poids faible [1]:

$$1 \text{ LSB} = V_{PE} / (2^N - 1) = V_{ref} / 2^N$$

La figure 4.8 illustre la conversion N/A d'une série de mots binaires (i) pour $N = 3$.

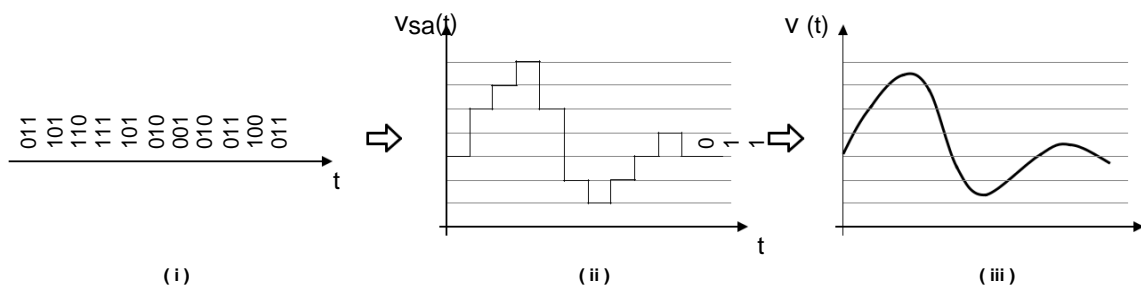


Fig. 4.8 – Exemple de conversion pour un CNA 3 bits.

La sortie analogique (cf. ii) $v_{sa}(t)$, est quantifiée. On ajoute parfois en sortie du CNA un filtre analogique passe-bas ou filtre de lissage [1].

d'un circuit réaliser CAN [3].

La figure 4.8) nous montre le circuit de base d'un type de convertisseur NA de 4 bits. Les entrées A, B, C et D sont des entrées binaires qui, par l'hypothèse,

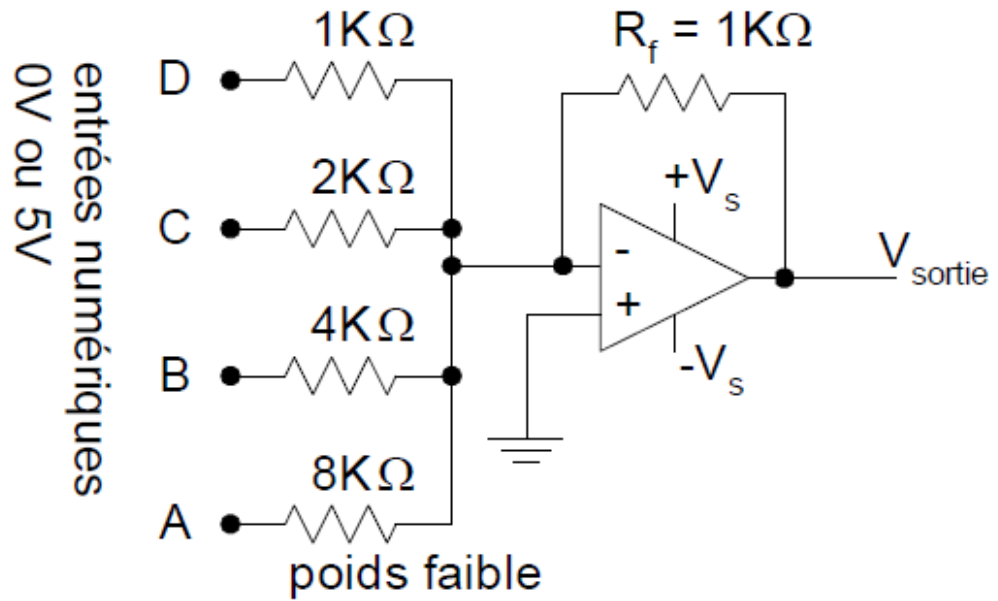
prennent la valeur 0 V ou 5 V. L'*amplificateur opérationnel* est employé comme amplificateur de sommation dont la sortie est égale à la somme pondérée des tensions d'entrée. . L'expression de sortie de l'amplificateur est donc :

$$V_{SORTIE} = - (V_D + 0,5V_C + 0,25V_B + 0,125V_A)$$

De cette façon, il est facile de voir que la sortie de l'amplificateur de sommation est une tension analogique qui représente la somme pondérée des entrées numériques, comme l'indique le tableau de la figure 2.6b). Ce tableau énumère toutes les conditions d'entrée possibles et la tension de sortie résultante de l'amplificateur. La sortie est calculée, pour une condition d'entrée quelconque, en mettant les entrées pertinentes soit à 0 V, soit à 5 V. Par exemple, si l'entrée numérique est 1010, alors $V_D = V_B = 5 \text{ V}$ et $V_C = V_A = 0 \text{ V}$. Il vient donc d'après l'équation (2.3):

$$\begin{aligned} V_{SORTIE} &= - (5V + 0V + 0,25*5V + 0V) \\ &= - 6,25V \end{aligned}$$

La résolution de ce convertisseur NA est le poids le plus faible, soit $0,125 \times 5 \text{ V} = 0,625 \text{ V}$. Comme le montre le tableau, les sorties analogiques croissent par pas de 0,625 V quand le nombre binaire d'entrée avance d'un bit.



a)

code entrée

D	C	B	A	V_{sortie} (volts)
0	0	0	0	0
0	0	0	1	-0,625
0	0	1	0	-1,250
0	0	1	1	-1,875
0	1	0	0	-2,500
0	1	0	1	-3,125
0	1	1	0	-3,750
0	1	1	1	-4,375
1	0	0	0	-5,000
1	0	0	1	-5,625
1	0	1	0	-6,250
1	0	1	1	-6,875
1	1	0	0	-7,500
1	1	0	1	-8,125
1	1	1	0	-8,750
1	1	1	1	-9,375

← poids faible

← pleine échelle

b)

Référence :

[1] Conception avancées des circuits intégrés analogiques. Convertisseurs A/N et N/A :

cours disponible sr le site : https://www.emse.fr/~dutertre/documents/cours_convertisseurs.pdf

[2] La conversion Numérique / Analogique et la conversion Analogique / Numérique

cours disponible sr le site :

http://www.gecif.net/articles/genie_electrique/cours/terminale/cours/can_et_cna.pdf

[3] CONVERTISSEURS NUMÉRIQUES-ANALOGIQUES ET ANALOGIQUES-NUMÉRIQUES cours disponible sr le site

http://www.mcours.net/cours/pdf/scien/CONVERTISSEURS_NUMERIQUES_ANALOGIQUES_ET_ANALOGIQUES_NUMERIQUES.pdf

[4] Conversion de données ; cours disponible sr le site : <http://fabrice.sincere.pagesperso-orange.fr/>