

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 :

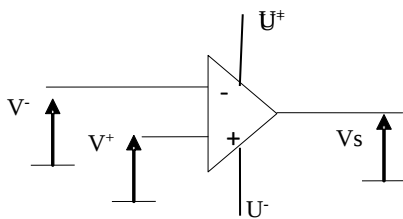


figure 1 : Symbole d'un AO



figure 2 : Circuit intégré d'un AO

2.2 Caractéristique d'un AO :

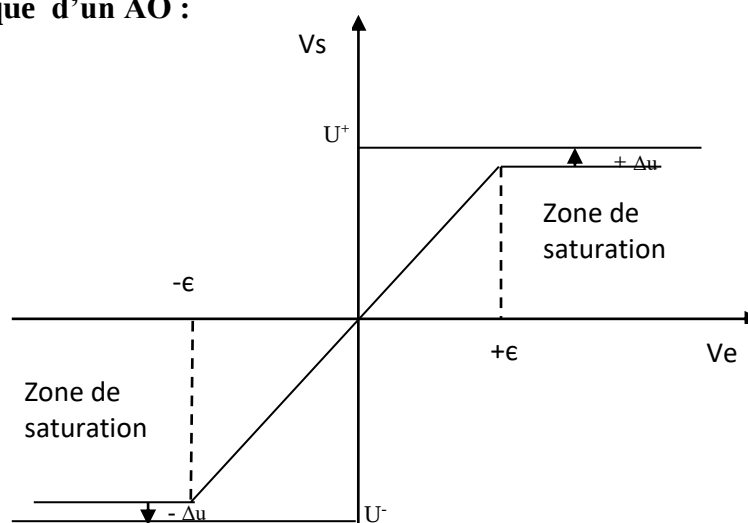


Figure 3 : Caractéristique de AO.

- 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 laquelle, la tension d'entrée 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 laquelle, la tension d'entrée est limitée entre l'intervalle : $|\varepsilon| \succ V_e$.

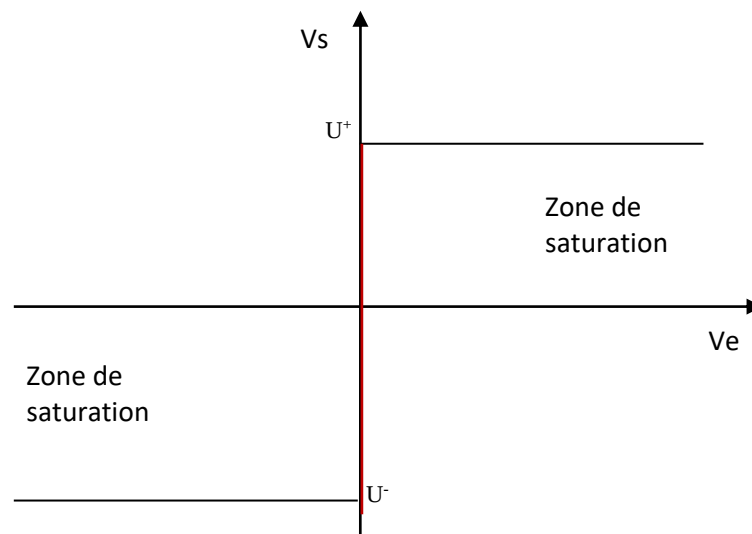
2.3 Amplificateur Opérationnel dans la région linéaire

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

2.3.1 Amplificateur Opérationnel idéal :

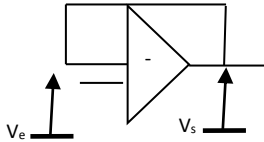
Pour AO idéal, nous avons les caractéristiques suivantes :

- Une impédance d'entrée 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



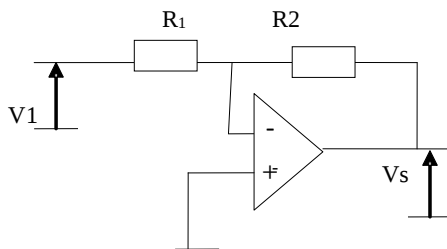
2.3.2 Applications

Montage suiveur



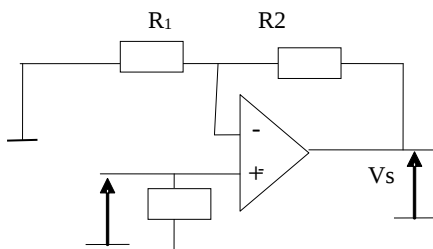
$$V_s = V_e$$

Montage Inverseur



$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

Montage Non inverseur



$$V_s = \frac{R_2 + R_1}{R_1} V_e$$

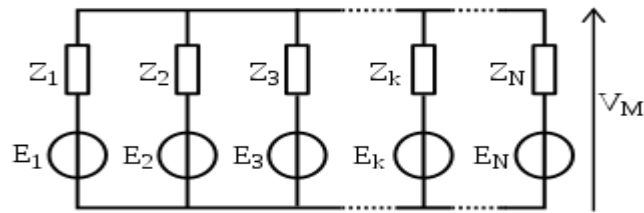
Rappels :

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)

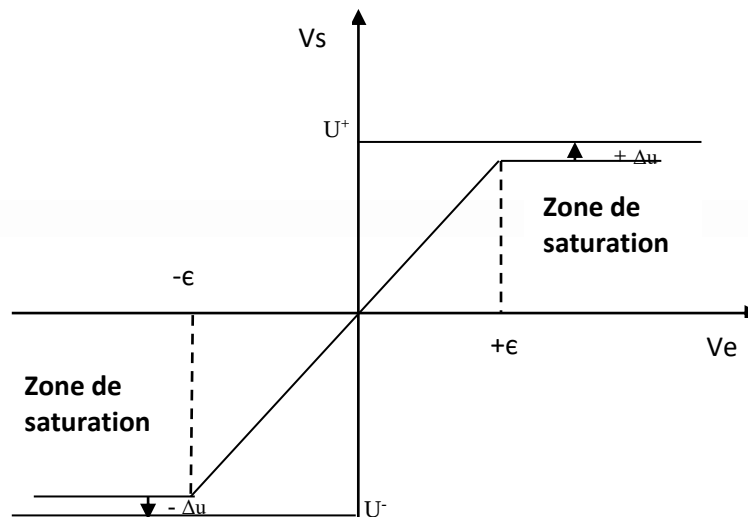
Dans ce cas, l'AO ne fonctionne plus en régime linéaire et il n'y a plus proportionnalité entre les tensions d'entrée et de sortie, et la tension de sortie ne pourra prendre que deux valeurs : U^+ ou bien U^- .

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:



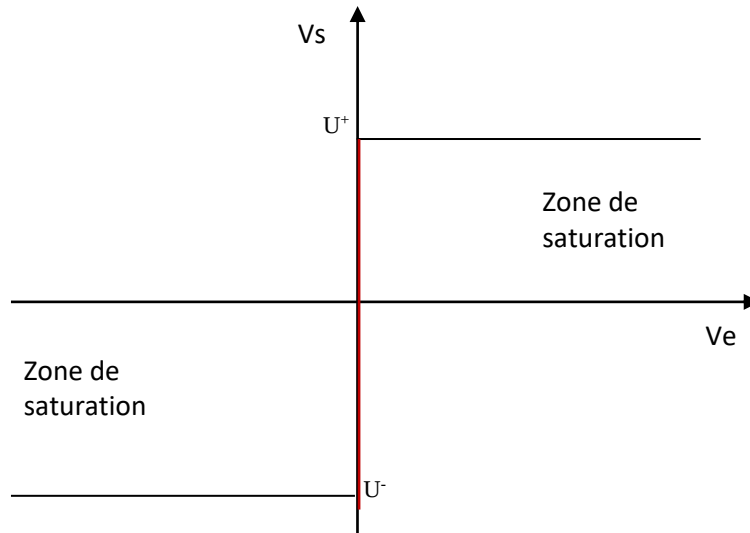
Si $V_e \succ \varepsilon$, l'AO est en saturation basse : $V_s = U^-$.

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

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

Si $V_e \succ 0$, 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

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:

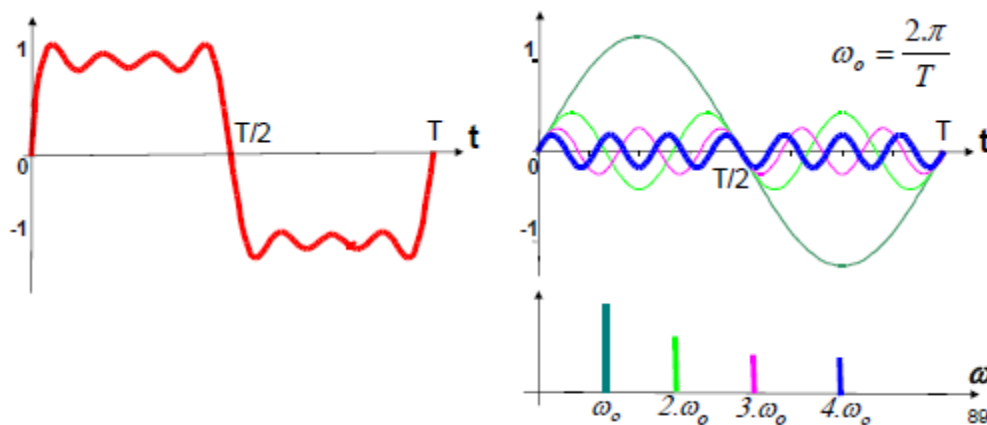
Un signal périodique se décompose en une série infinie de fonctions sinusoïdales:

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

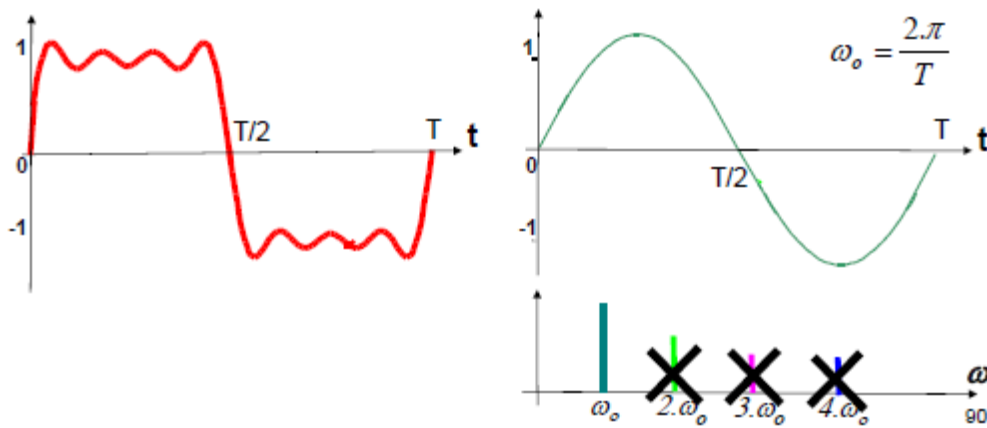
Ou bien de la forme

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

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.

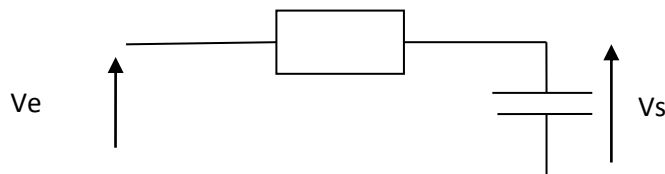
3.4 Classe des filtres

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

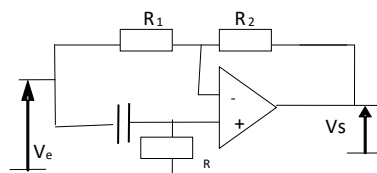
3.4.2 Filtres analogiques : sont réalisés à partir de composants analogiques.

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 :

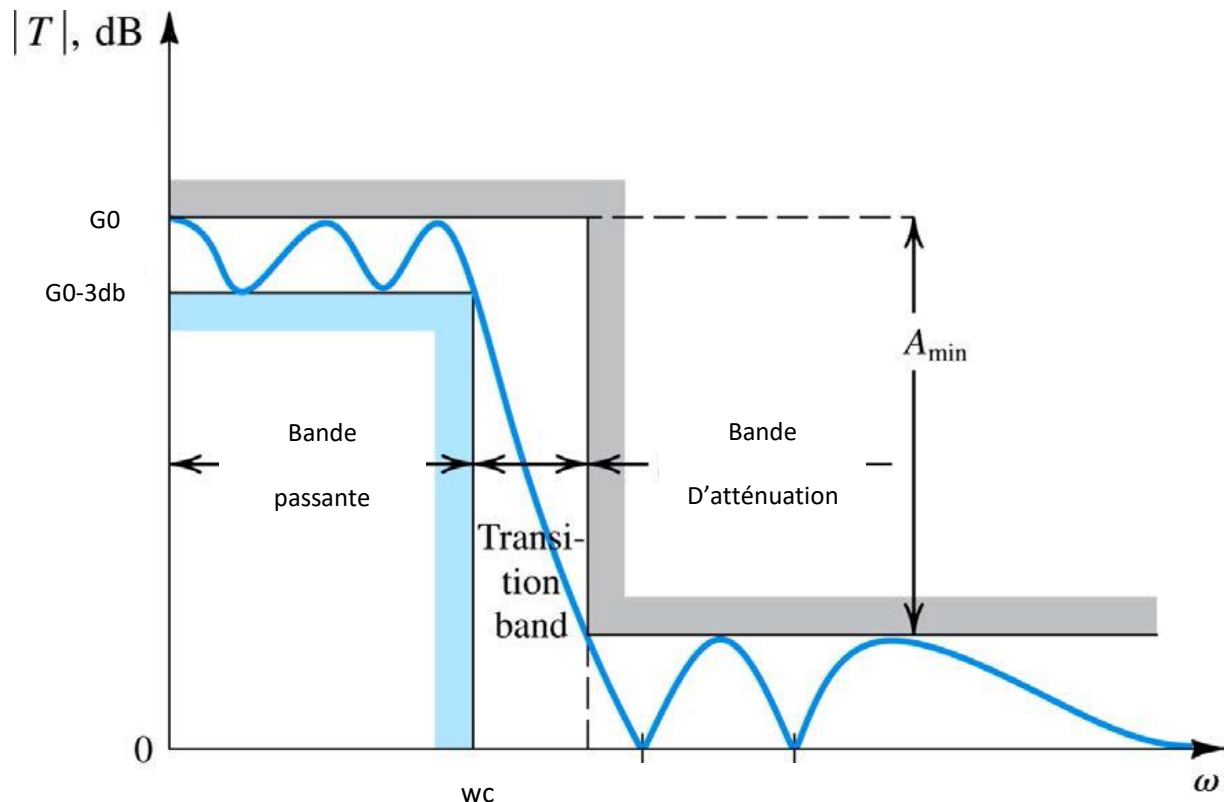
1. Sa bande passante à $[-3\text{db}]$ c'est-à-dire, le domaine de fréquences dans lequel le gain en décibels subit une atténuation maximal de 3db par rapport à sa valeur G_0 appelé gain dans la bande passante, en régime harmonique (voir figure ci-dessous [2]).
2. La fréquence de coupure f à -3db définie par : $G_{db}(f_c) = 20 \log |H(j\omega_c)| = G_0 - 3\text{db}$

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

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

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
ou
 -40db/décade

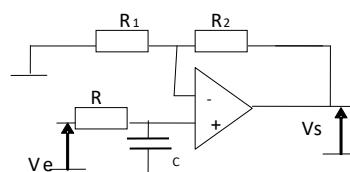
Pratiquement, plus cette pente est élevée, plus le filtre est efficace.



Les filtres passe-bas :

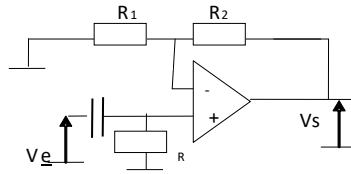
Ils ne laissent passer que les fréquences basses.

Exemple

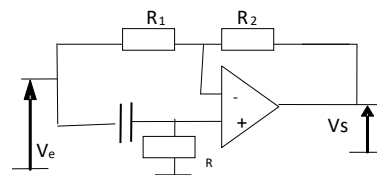


Les filtres passe-haut :

Ils ne laissent passer que les fréquences hautes.

**Les filtres passe-tout:**

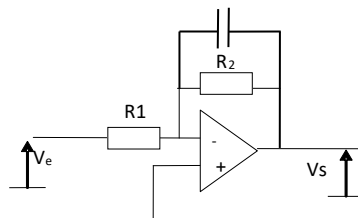
Ils ne laissent passer que les fréquences hautes.

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:

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

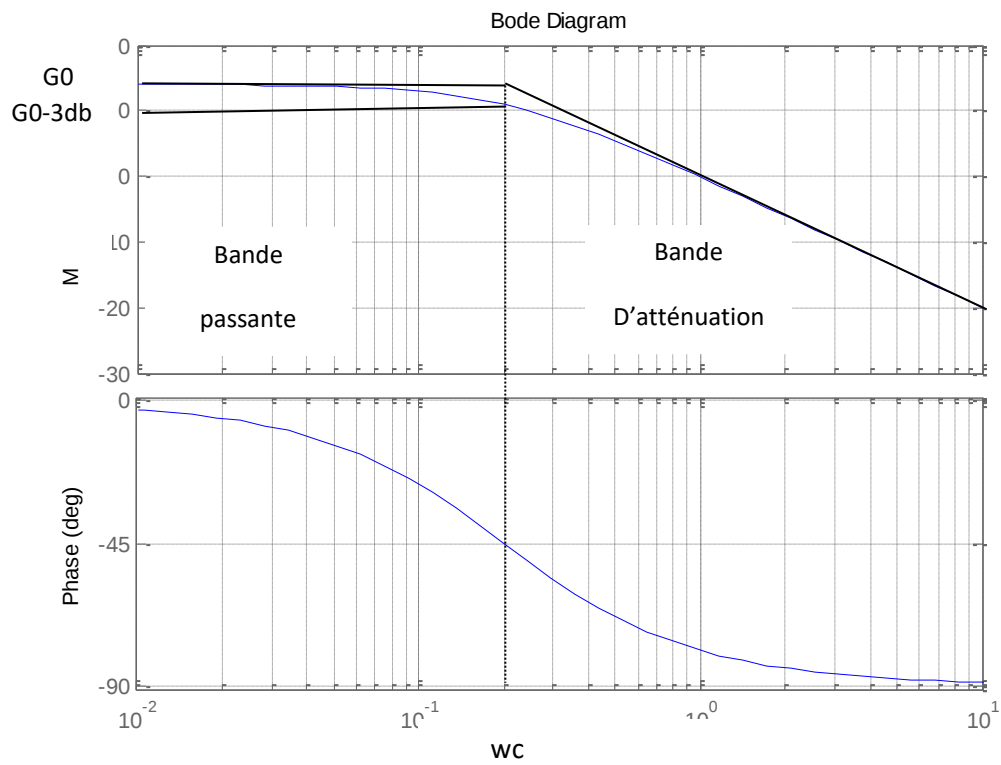
$$v^- = 0$$

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

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

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

$$\omega_c = \frac{1}{R_2 C S}$$



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

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)

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 reconvertir le signal numérique une fois traité en un signal analogique (. Fig. 4.1) [1].

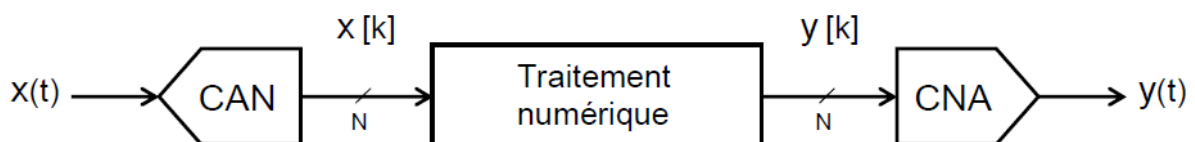


Fig. 4.1 – Conversions et traitement numérique des données.

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.

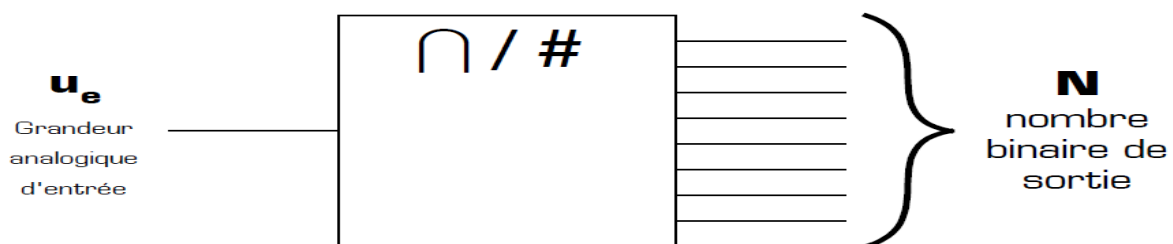


Figure 4.2 : Symbole d'un convertisseur analogique numérique.

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 :

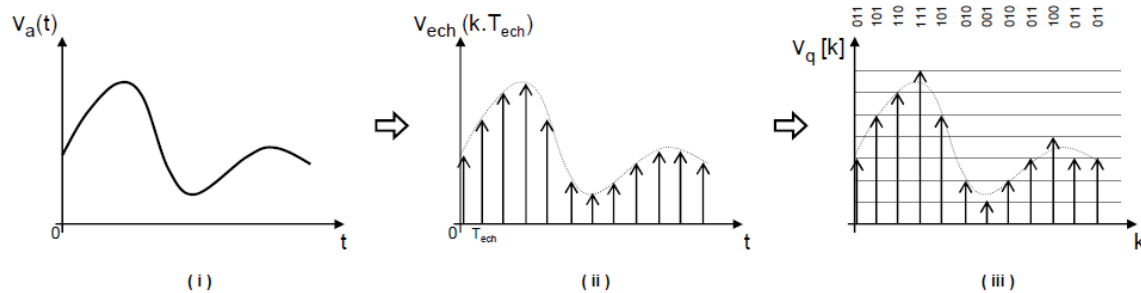


Figure 4.3 Conversion analogique – numérique

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 $x(k \cdot T_{ech})$ 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.

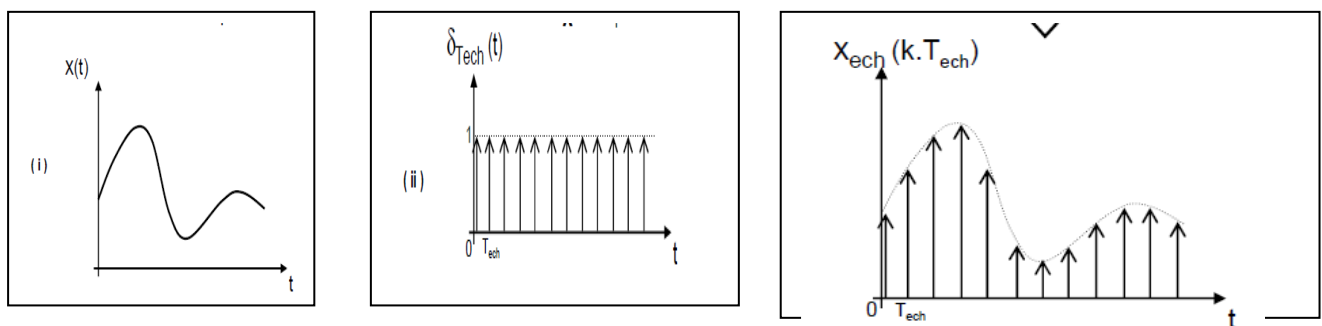


Figure 4.4 échantillonnage d'un signal analogique

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.

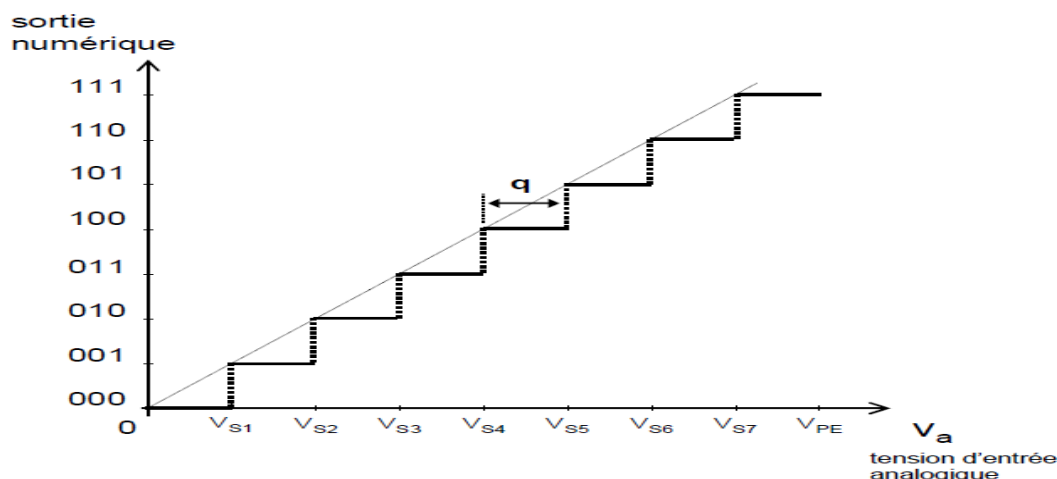


Figure. 4.5 – Caractéristique de transfert idéale d'un CAN à quantification linéaire par défaut.

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 μV

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]

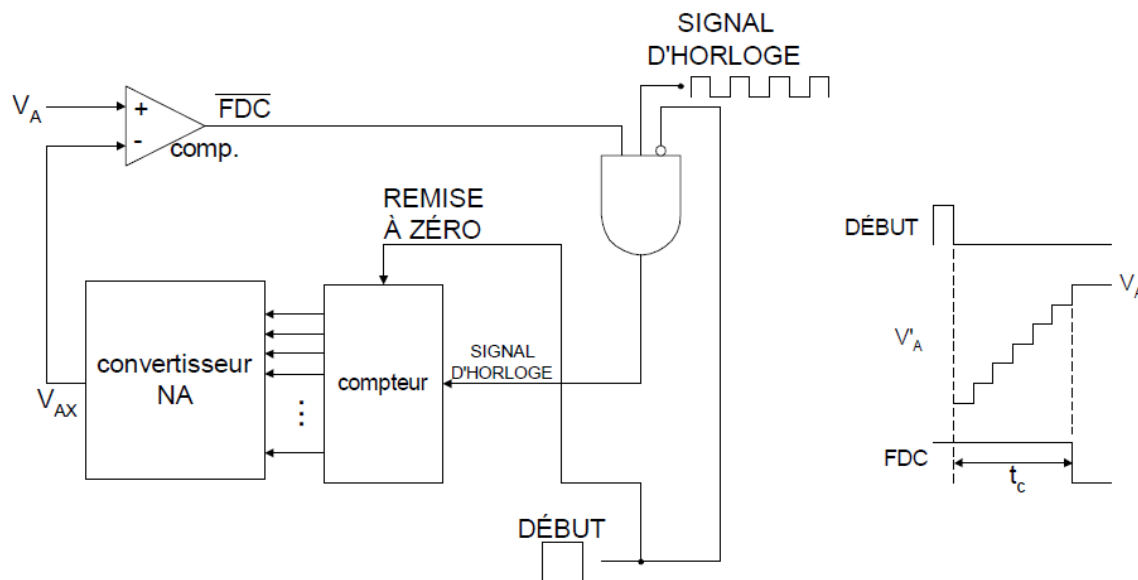


Figure. 4.6 – Schéma fonctionnel général de cette catégorie de CAN

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).

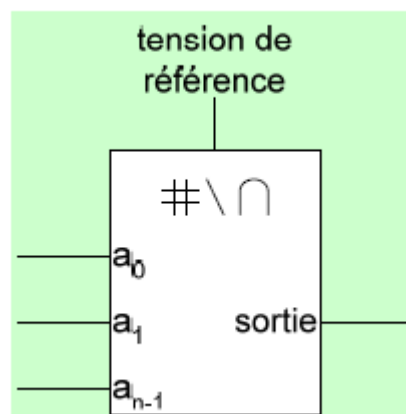


Figure 4.7 : Symbole d'un convertisseur numérique analogique.

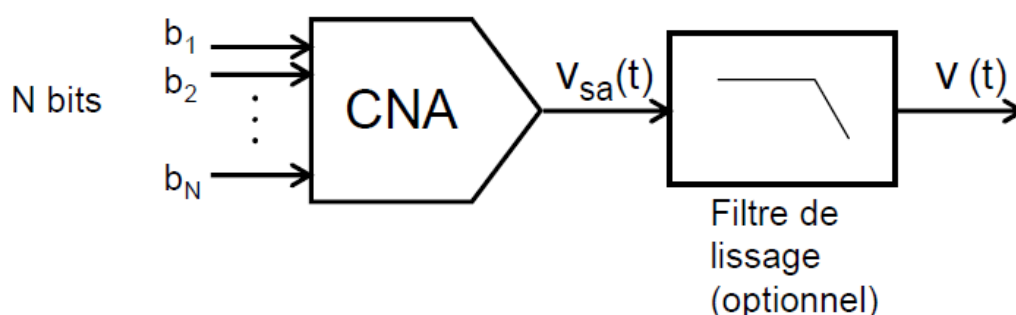


Figure 4.8 [1]. Convertisseur numérique analogique avec un filtre de lissage

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.

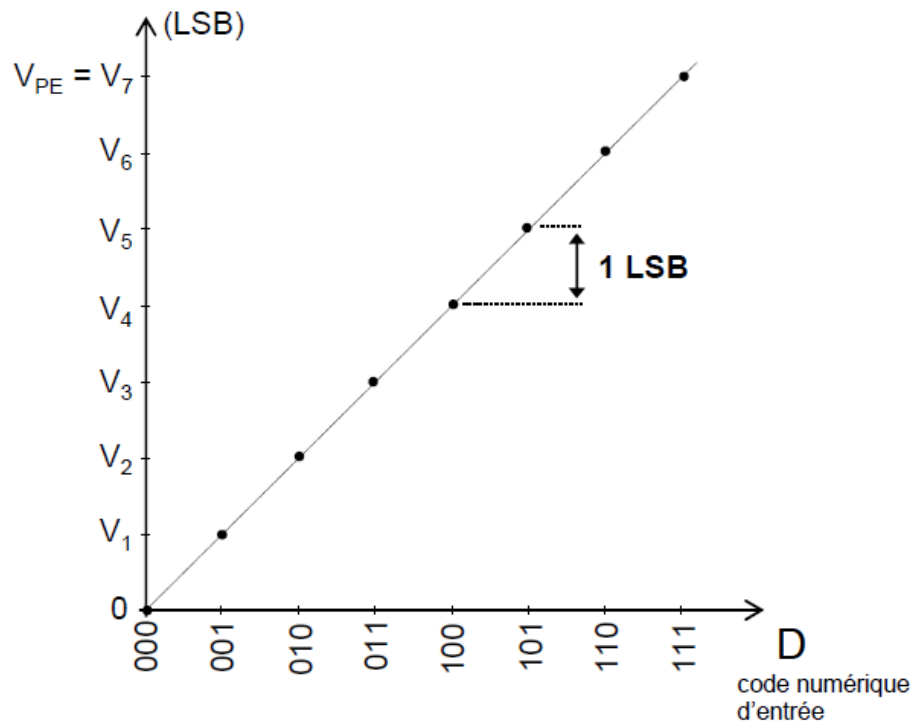


Figure. 4.9– Caractéristique de transfert idéale d'un CNA 3 bits.

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 $N = 3$.

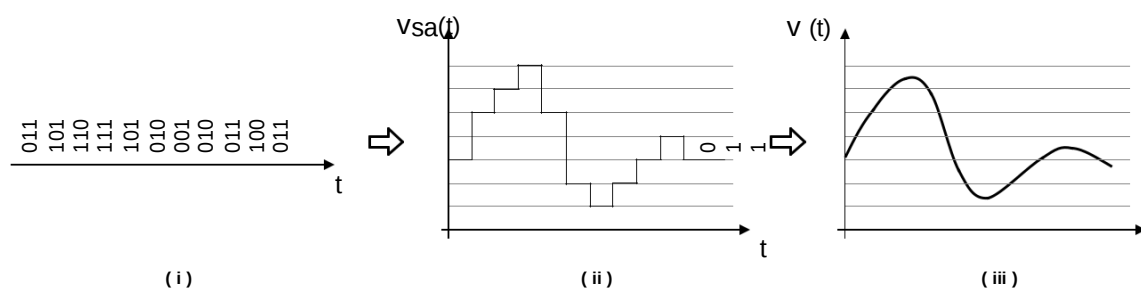


Fig. 4.8 – Exemple de conversion pour un CNA 3 bits.

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 :

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

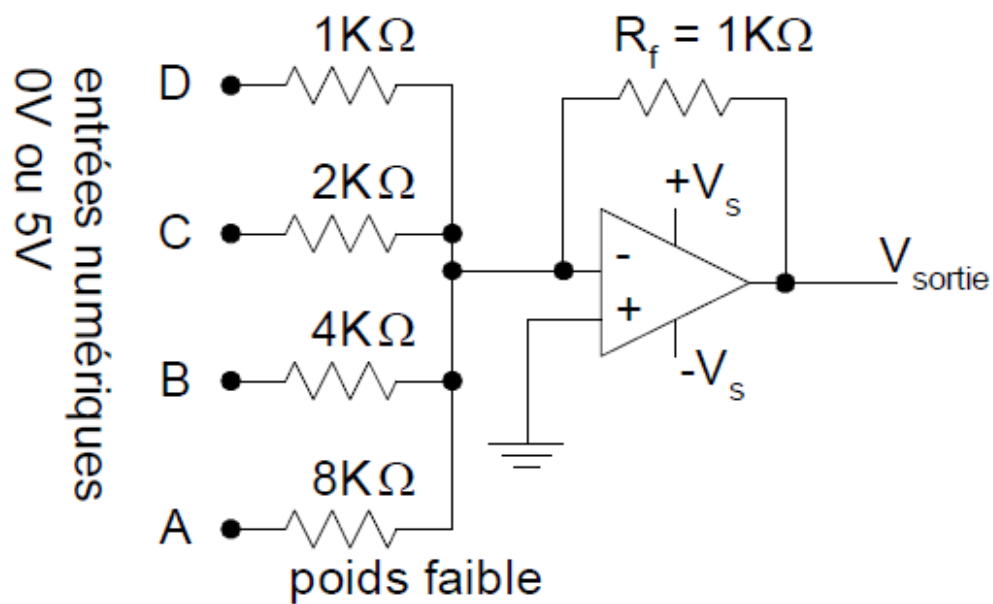
De cette façon, il est facile de voir que la sortie de l'amplificateur de sommation est une tension analogique qui représente la somme pondérée des entrées numériques, comme l'indique le tableau de la figure 2.6b). Ce tableau énumère toutes les conditions d'entrée possibles et la tension de sortie résultante 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/>