Les CAN et CNA

I. NOTIONS GÉNÉRALES :

1. CONVERSION ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE :

a. Définitions :

- **Plage de conversion :**

Le convertisseur délivrera en sortie un nombre fini de codes numériques, correspondant à une gamme de tension analogique d'entrée bornée : c'est la **plage de conversion** du convertisseur. Cette plage de conversion sera couramment de 0-5V, 0-10V, ou encore ±5V ou ±10V.

- **Résolution : Quantum**

La **résolution** du CAN la plus petite tension ayant $(1)_2$ comme correspondant binaire.

Par conséquent on : $q = LSB = \dfrac{\Delta\ V_{MAX}}{2^N}$ (1) en volts ;

Avec : ΔV_{MAX} : plage de conversion et N: le nombre de bits du convertisseur ;

b. Exemple : CAN 3 bits

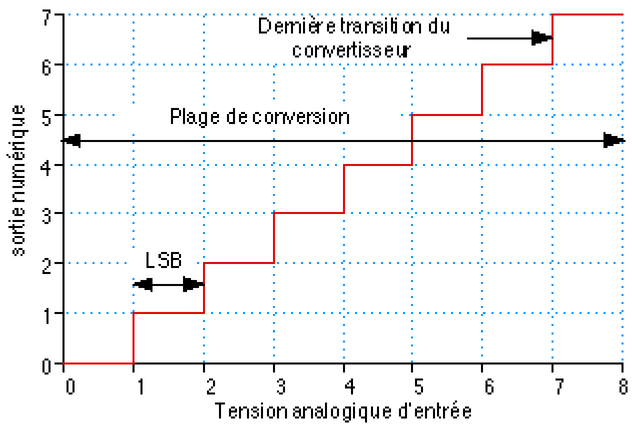


Figure 1 : Fonction de transfert d'un CAN 3 bits

Dans ces conditions, la plage de conversion est de 8V, divisée en $2^3 = 8$ portions correspondant chacune à un LSB valant 8V/8=1V. On retrouve le résultat de l'équation (1).

2. CONVERSION NUMÉRIQUE/ANALOGIQUE :

a. Principe :

À chaque valeur numérique, on fera correspondre une valeur analogique (et une seule) ; la tension analogique de sortie variera par " bonds ", et non plus continûment. La fonction de transfert sera la même que celle de la figure 1 mais inversée. En pratique, on va filtrer cette tension pour lisser ces discontinuités et essayer de se rapprocher au mieux du signal d'origine (Figure 2).

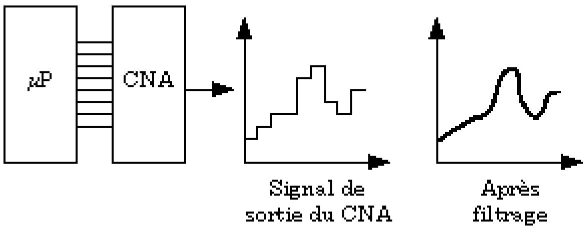


Figure 2 : Conversion numérique analogique.

b. <u>Définitions</u> :

- **<u>Résolution</u> : ou Quantum :**

La **résolution** du CNA sera la variation de tension de sortie correspondant à la variation d'une unité du nombre binaire en entrée. La définition est équivalente à celle du CAN. $LSB = \dfrac{\Delta V_{Max}}{2^N - 1}$

- **<u>Plage de conversion</u> :**

La plage de conversion numérique va de 0 à 2^N-1, N étant le nombre de bits du convertisseur, et à chaque valeur numérique correspond une valeur analogique de sortie et une seule. Par rapport à celle du CAN, la plage de conversion s'arrêtera donc un LSB plus tôt (sur l'échelle analogique du CAN, ceci correspond à la dernière transition numérique).

c. Exemple : CNA 3 bits.

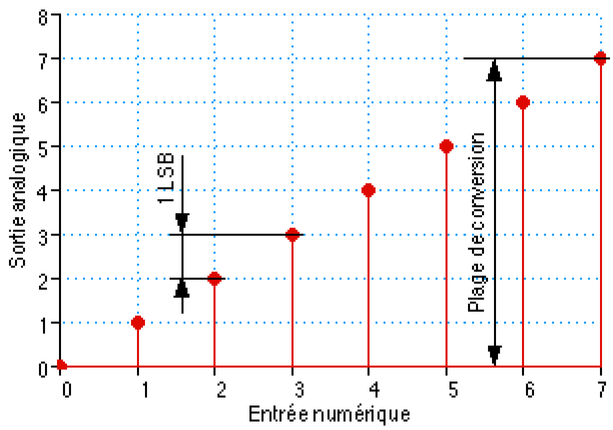


Figure 3 : Fonction de transfert d'un CNA 3 bits.

3. <u>CARACTERISTIQUES DE CONVERSION</u> :

a. Temps d'établissement (CNA) :

Les étages de sortie des CNA sont généralement des amplificateurs opérationnels. On a vu que la tension de sortie va varier " par bonds " quand le code binaire d'entrée va changer. De ce fait, l'ampli de sortie va fonctionner en mode impulsionnel. La stabilisation de la tension de sortie n'est pas immédiate : elle peut être du type premier ordre ou oscillatoire amortie (deuxième ordre et plus).

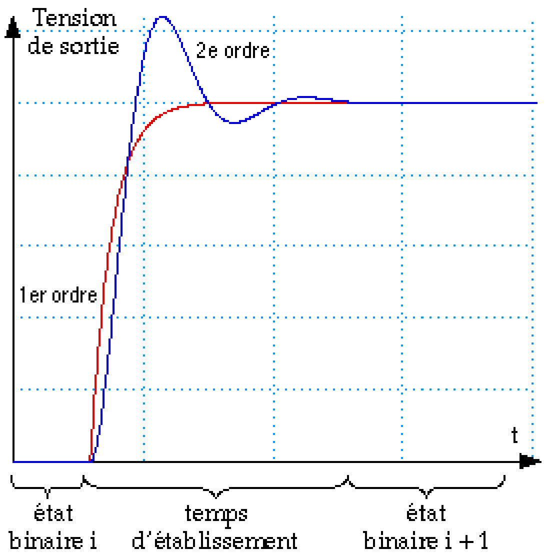


Figure 4: Temps d'établissement.

Pour une variation du code numérique d'entrée, le **temps d'établissement** c'est le temps nécessaire pour que la tension de sortie atteigne la valeur finale avec une précision donnée ±ε%.

b. Temps de conversion (CAN) :

Lorsqu'on numérise un signal, on envoie au CAN un ordre de conversion, et on récupère la valeur binaire en sortie au terme d'un délai appelé **temps de conversion**.

c. Précision du convertisseur :

Pour obtenir la précision globale du convertisseur, il faut cumuler toutes les erreurs. En général, ces erreurs sont données soit en % de la pleine échelle, soit en fraction de quantum (± 1/2 LSB par exemple).

II. CONVERSION NUMÉRIQUE / ANALOGIQUE :

1. CNA À RÉSISTANCES PONDÉRÉES :

Il est basé sur un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur.

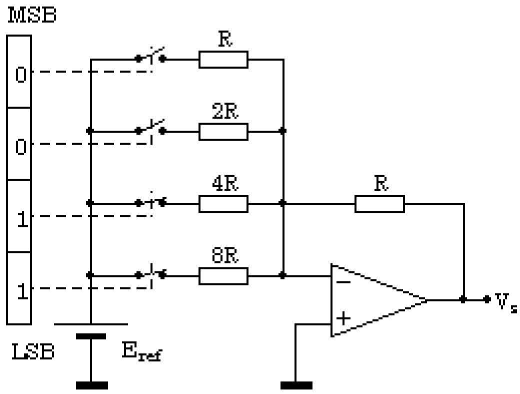


Figure 5 : Schéma de principe d'un CNA à résistances pondérées (4 bits).

Nous appellerons a_0 le LSB, a_1 le bit suivant, ..., et a_{N-1} le MSB d'un convertisseur à N bits.

Dans le cas de notre convertisseur 4 bits, la solution est :

$$V_s = \frac{-E_{réf}}{32}(2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2^1 a_1 + 2^0 a_0) \; V_s = \frac{-E_{réf}}{8}(2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2^1 a_1 + 2^0 a_0)$$

On peut calculer la résolution (LSB) de ce convertisseur : c'est la variation de la tension de sortie lorsque l'entrée numérique varie d'une unité, soit : $LSB = \frac{E_{réf}}{8}$

Dans le cas général d'un convertisseur à N bits, on aurait : $LSB = \frac{E_{réf}}{2^{N-1}}$

Avantages / inconvénients :

L'avantage d'un tel montage est la simplicité. Malheureusement, il souffre d'un certain nombre d'inconvénients :

- La résistance vue de la source est variable en fonction du nombre à convertir ;
- L'écart entre la plus petite et le plus grande des résistances (facteur 2^{n-1}) est trop important par rapport à la précision requise sur des résistances ;
- Les interrupteurs sont sollicités dynamiquement (une de leur borne passe de 0 à Vréf lorsque l'interrupteur change d'état), ce qui limite la vitesse du convertisseur à cause des inévitables capacités à charger et décharger ;
- Les résistances ne sont pas soumises au même régime thermique lorsque les interrupteurs correspondants sont dans un état ou dans l'autre, ce qui limite la précision sur la valeur de ces résistances en raison de leur coefficient thermique.

Ces défauts font que ce convertisseur n'est pas viable économiquement, surtout si on le compare au CNA à réseau R/2R, plus facile à intégrer.

2. CNA À RÉSEAU R/2R :

Il est bâti autour d'un réseau de résistances composé de seulement deux valeurs, R et 2R. Il n'y a donc plus le défaut inhérent à la grande dynamique de valeurs des résistances.

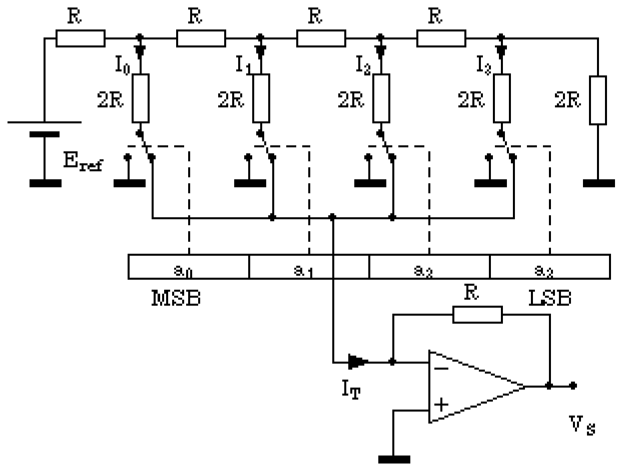


Figure 6 : Schéma de principe d'un CNA à réseau R/2R (4 bits).

Pour simplifier le raisonnement, nous allons donc étudier le réseau suivant :

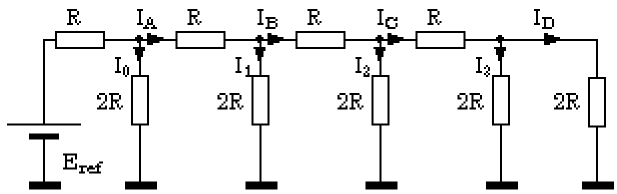


Figure 7 : Réseau R/2R.

On a donc : $I_3 = I_D = \frac{I_c}{2}$

Le circuit devient :

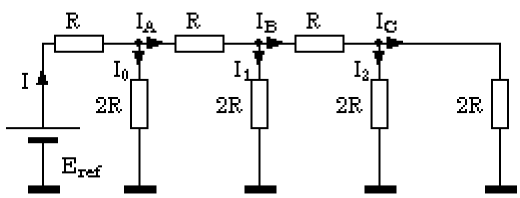


Figure 8 : Réseau réduit équivalent.

On retombe strictement sur le même type de réseau que précédemment. On en déduit facilement : $I_2 = I_C = \frac{I_B}{2}, I_1 = I_B = \frac{I_A}{2}, I_0 = I_A = \frac{I}{2}$

L'étape finale du raisonnement donne le réseau suivant :

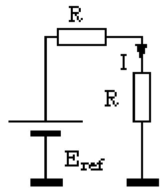


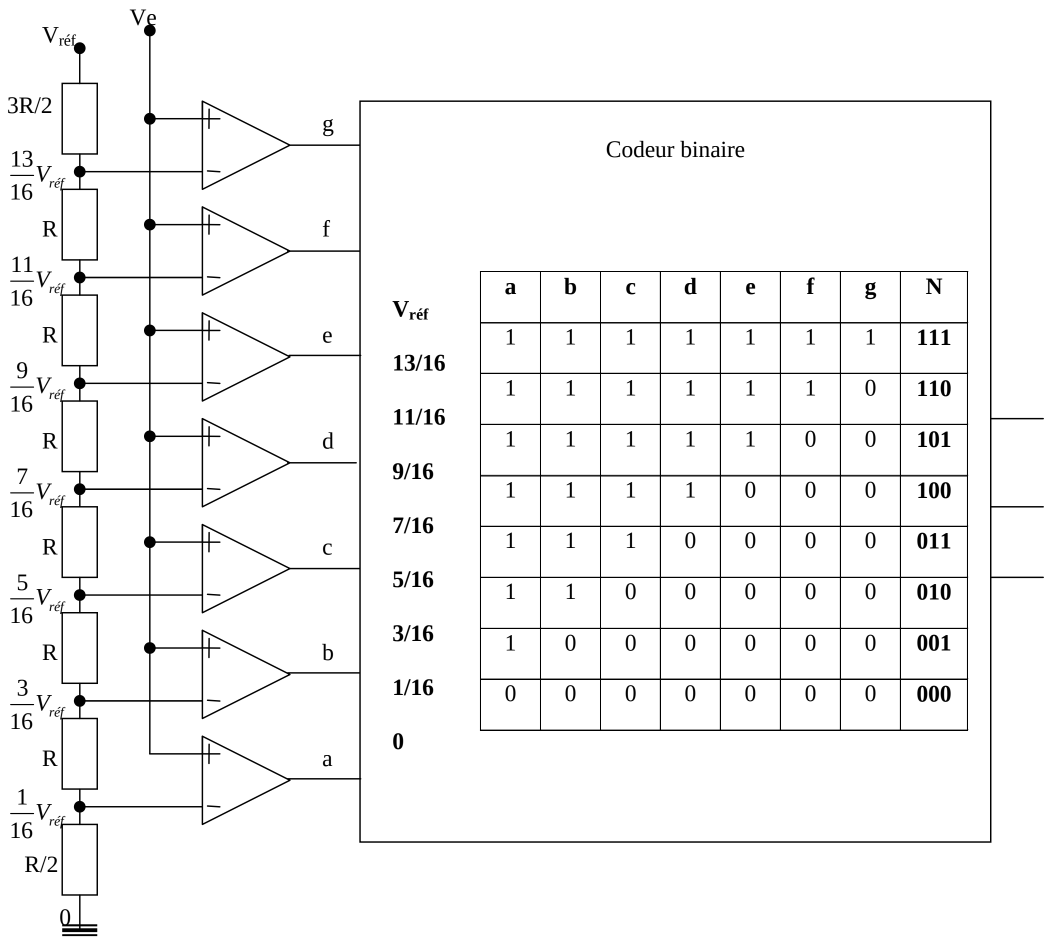
Figure 9 : Réseau final.

On en déduit la valeur des courants : $I_0 = \frac{E_{réf}}{4R}, I_1 = \frac{E_{réf}}{8R}, I_2 = \frac{E_{réf}}{16R}, I_3 = \frac{E_{réf}}{32R}$

La tension V_s du convertisseur sera égale à : $V_s = \frac{-E_{réf}}{32}(2^3 a_0 + 2^1 a_2 + 2^2 a_1 + 2^0 a_3)$

III. CONVERSION ANALOGIQUE / NUMÉRIQUE :

1. CAN PARALLÈLE :



Vréf	a	b	c	d	e	f	g	N
13/16	1	1	1	1	1	1	1	**111**
11/16	1	1	1	1	1	1	0	**110**
9/16	1	1	1	1	1	0	0	**101**
7/16	1	1	1	1	0	0	0	**100**
5/16	1	1	1	0	0	0	0	**011**
3/16	1	1	0	0	0	0	0	**010**
1/16	1	0	0	0	0	0	0	**001**
0	0	0	0	0	0	0	0	**000**

Figure 1 : CAN parallèle à 3 bits.

Les **convertisseurs parallèles** (ou flash en Anglais), très rapides, mais limités en précision. La tension à mesurer est comparée simultanément à 2^N-1 tensions de référence, N étant le nombre de bits du convertisseur. 0 est l'état logique supplémentaire qui fait 2^N états au total pour un convertisseur à N bits.

Dans le principe, ce CAN pourrait être relativement précis. En pratique, on butte sur un inconvénient de taille : il faut 2^N-1 comparateurs pour un convertisseur à N bits, soit 63 comparateurs pour un 6 bits et 255 pour un 8 bits ! Le procédé devient donc vite limitatif.

1. CAN À APPROXIMATIONS SUCCESSIVES :

Les **convertisseurs à approximations successives**, moins rapides que les précédents, mais avec des possibilités en résolution bien supérieures (8 à 16 bits). Ils couvrent un vaste champ d'applications en mesure, de la carte d'acquisition de données pour micro ordinateur aux CAN intégrés dans des micro contrôleurs qui servent à piloter les applications les plus variées... Un schéma de principe est donné figure 11.

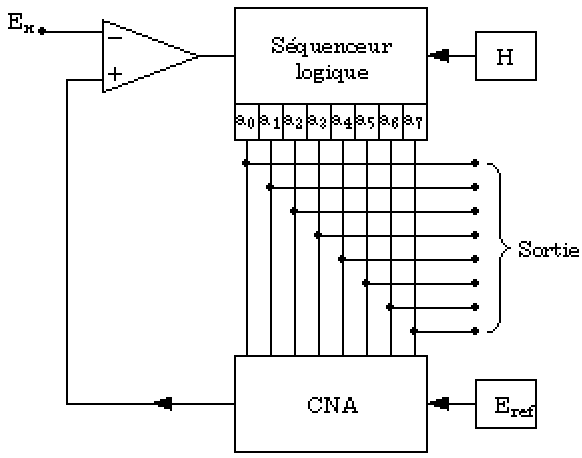


Figure 2 : CAN à approximations successives.

Les décodeurs fonctionnent en fait sur le principe de la dichotomie (figure 12) :

- on compare d'abord la tension à mesurer E_x à une tension de référence correspondant à tous les bits à 0 sauf le MSB à 1 (étape 1). Si cette tension de référence est inférieure à E_x, on laisse le MSB à 1, sinon, on le positionne à 0.

- tout en laissant le MSB dans l'état déterminé précédemment, on fixe le bit suivant à 1 et on applique le mode opératoire précédent (étape 2).

- on procède ainsi de bit en bit, N fois pour un convertisseur à N bits

La conversion est faite rapidement, et le temps de conversion est le même quelle que soit la tension d'entrée.

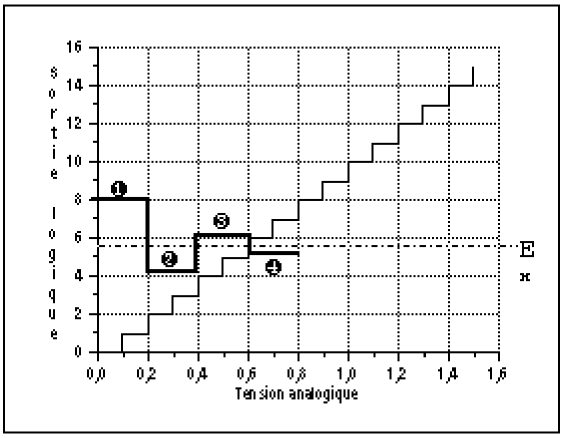


Figure 3 : Approximations par dichotomie.

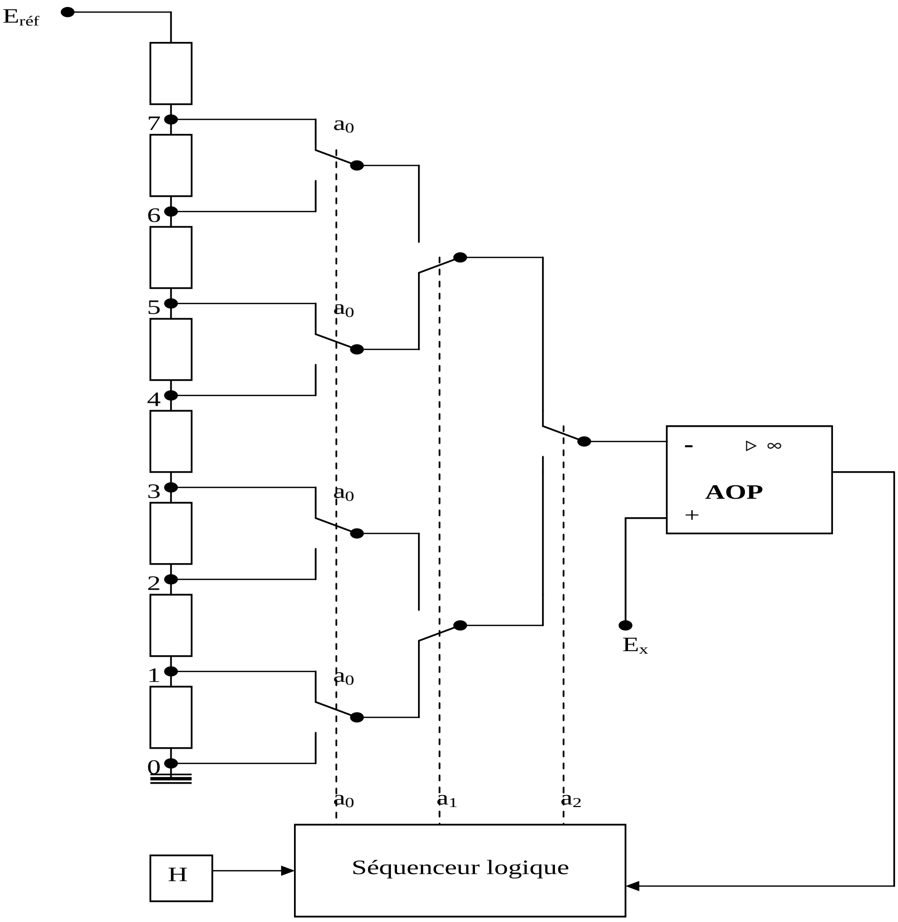


Figure 4 : Exemple de CAN à approximations successives.

On retrouve le réseau de résistances du convertisseur parallèle de la figure 10, mais chaque nœud de ce réseau est connecté non pas à un comparateur, mais à un réseau de commutateurs de connection dont le point final est relié à l'entrée d'un comparateur ; l'autre entrée de ce comparateur est reliée à la tension à mesurer E_x. Chaque sortie logique du séquenceur actionne **simultanément** tous les commutateurs de même niveau.

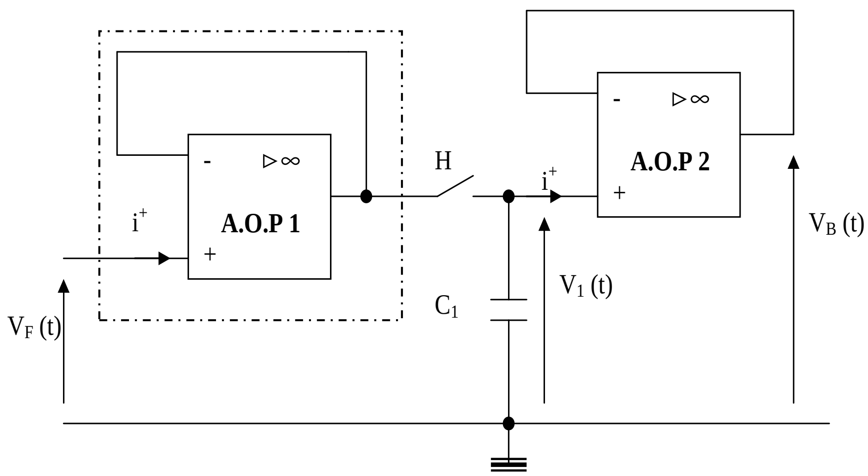
Sur le schéma, $a_2a_1a_0$ est égal à la valeur binaire 101, soit 5. Si on suit le chemin des commutateurs fermés, on tombe bien sur la référence de tension correspondant à la valeur logique 5, soit 101 en binaire.
En appliquant la règle de séquencement précédente, on trouve le code logique en 3 approximations (CAN à 3 bits).

Précision : Ces convertisseurs sont précis : il suffit d'un bon comparateur associé à un CNA de la résolution voulue pour obtenir la précision désirée.

La rapidité sera limitée par le temps d'établissement du CNA, la vitesse de réaction du comparateur, et la complexité de la logique.

Les convertisseurs 12 bits courants (qui sont beaucoup utilisés en instrumentation) ont un temps de conversion de l'ordre de 10 à 200µs, ce qui fait des cadences d'échantillonnage comprises entre 5 et 100kHz environ.

Important : la conversion prend un certain temps ; de plus, vu le principe utilisé, la comparaison ne se fait pas avec des codes binaires successifs. Il est **impératif** dans ce cas de **figer la tension d'entrée pendant la conversion**.



Cette fonction va être réalisée par un **échantillonneur / bloqueur (E/B)** : lorsque l'ordre de conversion est donné par le séquenceur logique, la sortie de l'E/B prend la valeur courante du signal et se fige à cette valeur (effet mémoire).

Il faudra veiller à ce que sa précision soit compatible avec le CAN placé en aval : inutile de mettre un CAN 16 bits ultra précis derrière un E/B de deuxième catégorie.

2. CAN À COMPTAGE D'IMPULSIONS :

- les **convertisseurs à comptage d'impulsion** sont très précis, et par construction, sont aptes à filtrer des bruits importants. En contrepartie, ils sont très lents, donc destinés à faire des mesures de signaux stabilisés. Cette catégorie de convertisseur est très répandue : tous les multimètres " de poche " fonctionnent sur ce principe. Ils offrent une grande précision pour un faible coût, mais de par leur principe, ils ne

peuvent mesurer que des tensions statiques ou faire des moyennes, contrairement aux convertisseurs précédents qui échantillonnent le signal instantané.
On trouve 4 types de convertisseurs à rampe (de simple à quadruple rampe : le principe reste globalement le même, les rampes supplémentaires venant compenser diverses erreurs), ainsi que des convertisseurs tension-fréquence.
Tous ces convertisseurs sont basés sur une opération de chronométrage (comptage d'impulsions) pendant un temps proportionnel à la tension d'entrée.

a. Convertisseur simple rampe :

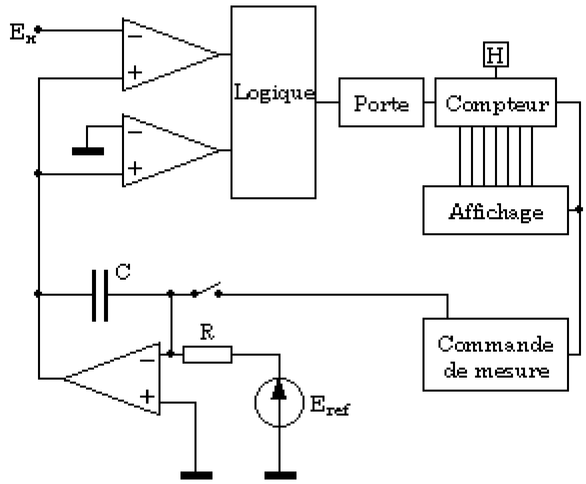


Figure 5 : Convertisseur simple rampe.

Lorsque la logique commande le démarrage d'une mesure, il y a remise à zéro de l'intégrateur (rampe) et des compteurs ; ensuite, la tension de rampe croît linéairement avec le temps (figure 15).
Quand le premier comparateur bascule à t_0, la porte autorise le comptage des impulsions délivrées par l'horloge.
Quand le deuxième comparateur bascule, il ferme cette porte, et la valeur contenue dans les compteurs est verrouillée et transmise aux afficheurs.

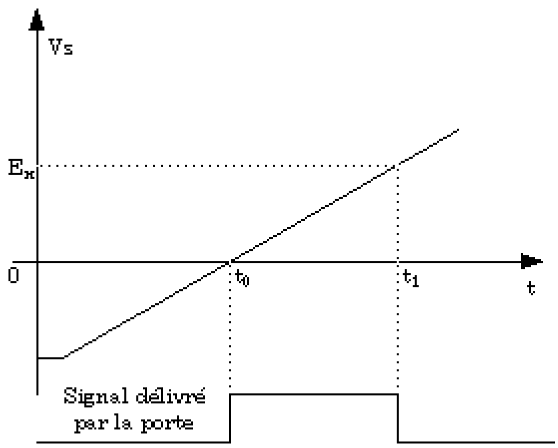


Figure 6 : Tension en sortie d'intégrateur et porte.

On a donc fait un chronométrage des impulsions de l'horloge pendant un temps proportionnel à la tension à mesurer.

Cette tension est égale à : $E_x = \frac{E_{réf}}{RC}(t_1 - t_0)$

Si N est le nombre d'impulsions comptées et F la fréquence de l'horloge, on a :
$E_x = \frac{E_{réf}}{RC}\frac{N}{F}$

La pleine échelle sera donnée en nombre de points N_{max}, c'est à dire le comptage maximum autorisé par la dynamique des compteurs. Dans ce cas, la résolution sera l'inverse de N_{max}, et elle sera d'autant meilleure que N_{max} sera grand.
Le résultat montre qu'on aura intérêt à avoir une fréquence d'horloge élevée à rampe donnée pour avoir une bonne résolution.
Il indique aussi le plus gros défaut de ce convertisseur : la mesure dépend de la fréquence d'horloge, de la tension de référence, et des composants R et C de l'intégrateur.
Si on sait faire des horloges à quartz stables et des références de tension de précision, il en est tout autrement avec les capacités servant dans l'intégrateur : la précision initiale est moyenne (sauf tri), et les dérives (vieillissement, température...) difficiles à maîtriser.
L'autre gros défaut est une grande sensibilité au bruit : si la tension d'entrée varie sous l'effet d'une perturbation quelconque, le deuxième comparateur peut fermer la porte et arrêter le processus de comptage : la valeur lue sera fausse.
Il faut noter ici que la tension d'entrée doit impérativement être **fixe**, sinon, on mesure n'importe quoi !
Comme le comptage dure un certain temps, on voit que toutes ces conditions sont difficiles à réunir.

b. Convertisseur double rampe :

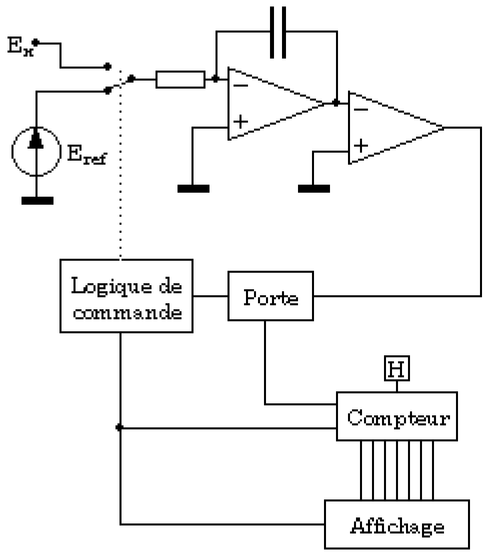


Figure 7 : Schéma de principe du convertisseur double rampe.

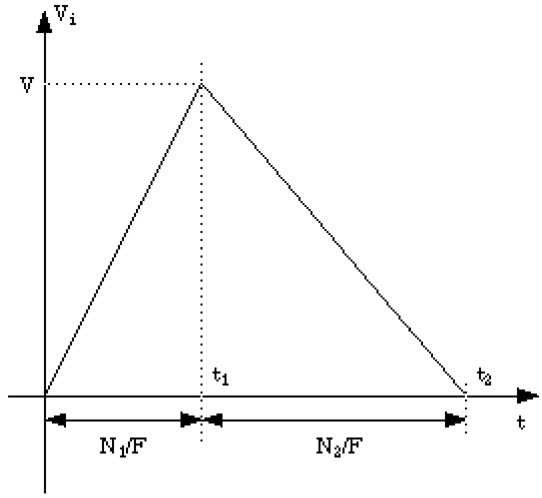


Figure 8 : Tension en sortie d'intégrateur.

La mesure se fait en deux temps :

- l'intégrateur ayant été remis à zéro, on commute son entrée sur la tension à mesurer. Le comptage démarre.

- quand il atteint un nombre N_1 déterminé, on commute l'entrée de l'intégrateur sur une tension de référence E_{ref} de polarité opposée à E_x. On compte les impulsions d'horloge jusqu'à ce que la tension de sortie de l'intégrateur s'annule, soit N_2.

Si F est la fréquence de l'horloge, on peut écrire : $\frac{E_x}{RC}\frac{N_1}{F}=\frac{E_x}{RC}\frac{N_2}{F} \Rightarrow E_x = E_{réf}\,\frac{N_2}{N_1}$

La valeur affichée est directement proportionnelle au comptage, et elle est indépendante des composants R et C, et aussi de la fréquence de l'horloge. On pourrait comparer cette méthode à la double pesée avec une balance...

L'autre gros avantage du montage double rampe est son immunité au bruit : le signal étant intégré, seule la valeur moyenne du bruit sera prise en compte, soit une valeur nulle dans la plupart des cas. Si un parasite perturbe le signal lors de la mesure, seule son intégrale sera prise en compte ; s'il est bref, elle sera négligeable, et le résultat très peu modifié.