

## Les Convertisseurs Analogique Numérique

### I - Identification de la fonction C.A.N.

On appelle *Convertisseur Analogique Numérique* [**C.A.N.**] tout dispositif électronique qui transforme une grandeur analogique d'entrée  $u_e$  en un nombre binaire de sortie  $N$  proportionnel à cette grandeur  $u_e$ . En anglais, le *Convertisseur Analogique Numérique* est appelé *Analogic Digital Conversion* [**A.D.C.**]

#### I - 1 - Symbole d'un C.A.N.

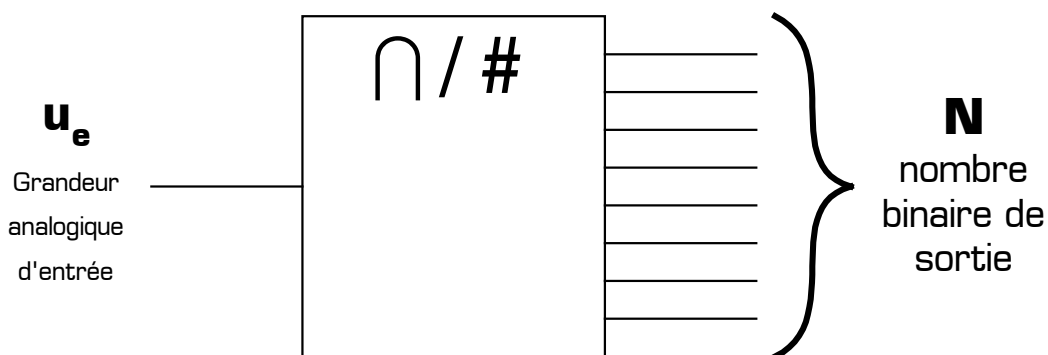


Figure 1 : Symbole de la fonction Conversion Analogique / Numérique

Le signe  $\cap$  indique que la grandeur est de type **analogique** (il s'agit ici de l'entrée).  
Le signe  $\#$  indique que la grandeur est de type **numérique** (il s'agit ici de la sortie).

#### I - 2 - Caractéristique de transfert $N = f(u_e)$

Si la grandeur d'entrée  $u_e$  est une tension, alors :

$$N = k \cdot u_e \quad \text{avec } k \text{ en } V^{-1}$$

Le nombre  $N$  ne peut prendre que des valeurs discrètes alors que la tension  $u_e$  accepte toutes les valeurs dans une plage donnée : l'évolution se fera par paliers.

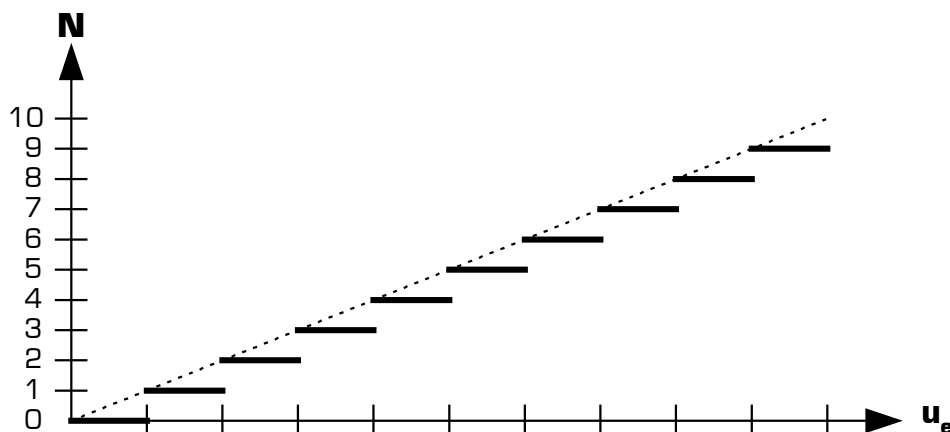


Figure 2 : Caractéristique de transfert d'un C.A.N.

La caractéristique de transfert  $N = f(u_e)$  est constituée par une suite de paliers dont l'origine s'appuie sur la droite d'équation  $N = k.u_e$  [figure 2].

### **I - 3 - Résolution d'un C.A.N.**

La résolution d'un C.A.N. est la valeur de la variation de la tension d'entrée  $u_e$  qui provoque un changement d'1 LSB sur le nombre  $N$  en sortie.

C'est donc la largeur d'un palier de la caractéristique de transfert. Plus la résolution est petite, plus la conversion est précise.

### **I - 4 - Techniques de conversion Analogique / Numérique**

Il existe diverses techniques de conversion  $\cap / \#$  :

- \* Les convertisseurs à intégration :
  - C.A.N. simple rampe
  - C.A.N. double rampe
  - C.A.N. delta-sigma
- \* Les convertisseurs à comptage :
  - C.A.N. à rampe numérique
  - C.A.N. à poursuite
  - C.A.N. à conversion Tension / Fréquence
- \* Les autres techniques de conversion :
  - C.A.N. flash
  - C.A.N. à approximation successive

Ces 8 techniques de conversion  $\cap / \#$  présentent toutes des performances différentes, notamment pour les trois caractéristiques contradictoires suivantes :

- \* La précision du résultat numérique obtenu
- \* La rapidité de conversion
- \* La complexité de mise en œuvre

## **II - Les convertisseurs à intégration**

### **II - 1 - Le C.A.N. simple rampe**

Le signal échantillonné  $V_x$  est mémorisé et isolé sous forme analogique dans un dispositif capacitif dit bloqueur. Au temps  $t_0$  on déclenche simultanément :

- \* une porte reliant le signal  $V_x$  bloqué et un comparateur
- \* une rampe de tension  $V_s$  conçue autour d'un intégrateur et envoyée vers l'autre entrée du comparateur
- \* une porte ET permettant la transition d'un signal d'horloge de période  $T$  vers un compteur, cette porte ET possède 3 entrées l'une de contrôle mise à 1 à l'instant  $t_0$ , l'autre issue du comparateur est aussi à 1 au temps  $t_0$  et enfin la troisième reçoit le signal d'horloge qui est donc normalement transmis.

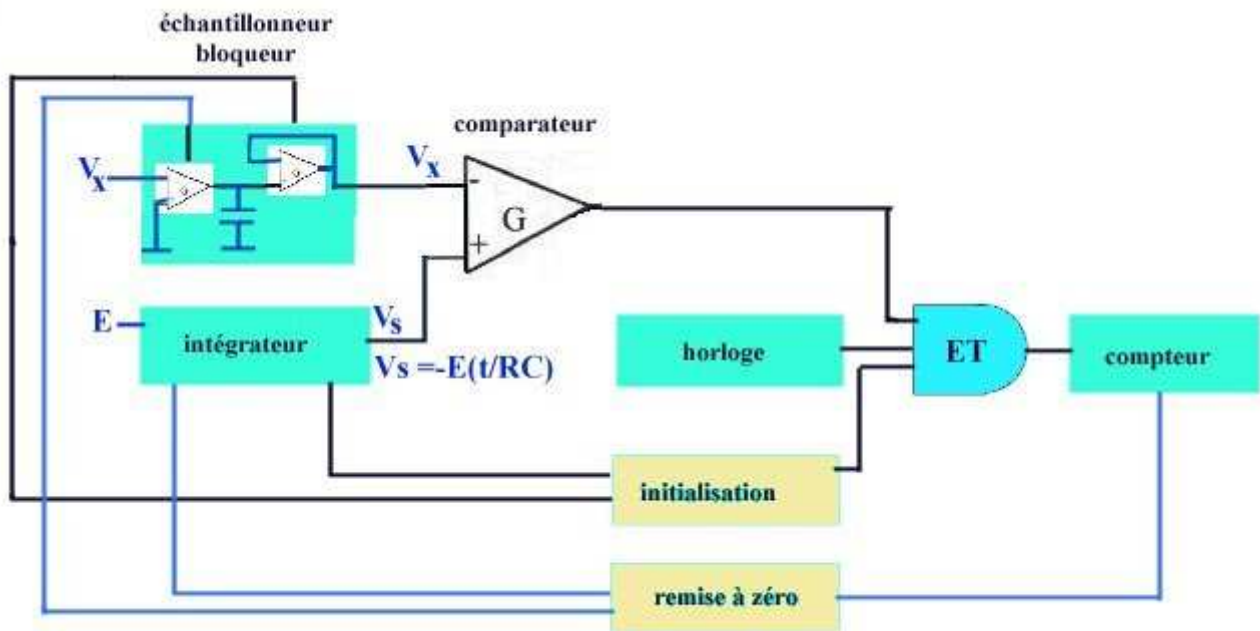


Figure 3 : Principe du C.A.N. simple rampe

Lorsque la rampe de tension, qui varie linéairement avec le temps, atteint la valeur  $V_x$ , à l'instant  $t_1$ , le comparateur change d'état, sa sortie passe à zéro et la porte ET ne transmet plus les impulsions d'horloge. Le contenu du compteur, égal au temps écoulé depuis  $t_0$ , est alors directement proportionnel à  $V_x$ .

En effet la sortie de l'intégrateur est du type  $V_s = -E[t/RC]$  où  $t$  est le temps écoulé depuis l'enclenchement du processus.

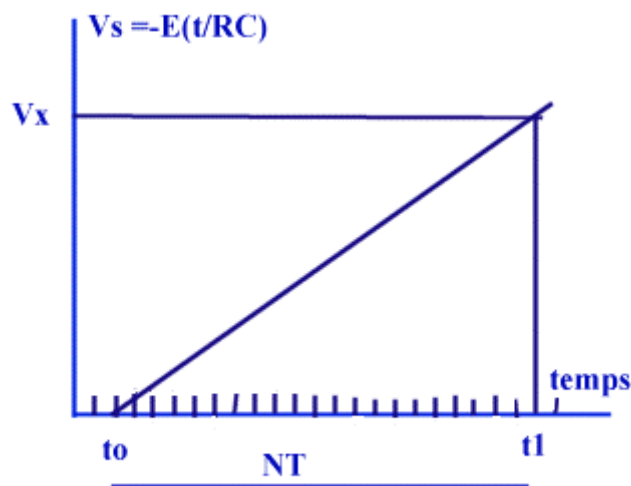


Figure 4 : Correspondance temps-tension

Si  $N$  est le nombre de périodes d'horloge comptées on a :

$$V_x = -E \cdot \frac{t_1 - t_0}{R.C} = N.T$$

Le nombre binaire de sortie  $N$  est bien proportionnel à la tension d'entrée  $V_x$ .

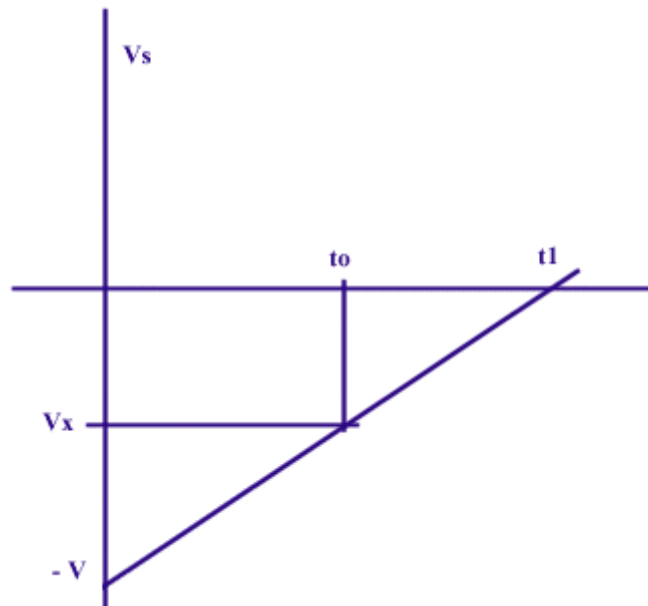


Figure 5 : Cas d'une tension négative

Dans le cas où  $V_x$  n'est pas de même polarité que  $V_s$  on devra employer un double comparateur. La rampe débutera alors à  $-V$ , mais le comptage ne débutera, pour les valeurs négatives, que lorsque  $V_s = V_x$  et s'arrêtera alors pour  $V_s = 0$ . Pour les valeurs positives de  $V_x$  le comptage démarrera quand la rampe passera à 0 et s'arrêtera comme dans le cas précédent quand on aura  $V_s = V_x$ . Le montage permettant ce double comptage implique une porte OU-Exclusif-NON sur les sorties des comparateurs reliées à la porte ET :

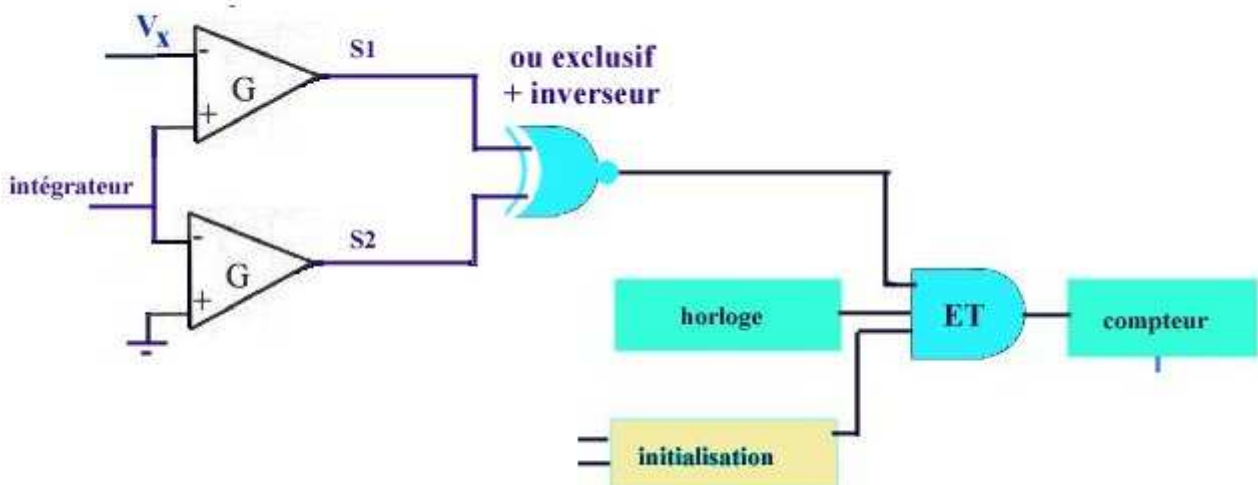


Figure 6 : Convertisseur à double comparateur

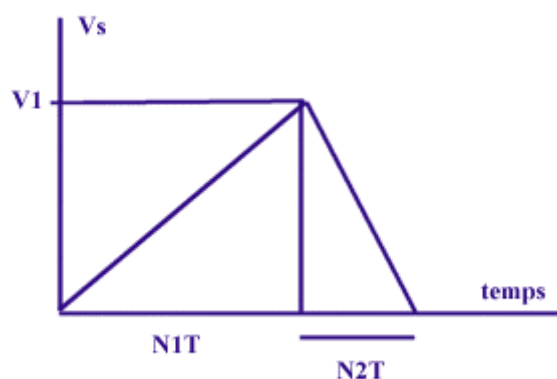
propriétés de ce type de CAN:

- \* simplicité et économie du principe
- \* précision  $10^{-3}$
- \* mais sensibilité au bruit
- \* variation de RC avec la température, et dans le temps [vieillessement des composants]
- \* nécessité d'une horloge stable et surtout d'un intégrateur de qualité

- \* la résolution augmente avec la fréquence mais elle résulte en fait d'un compromis entre diverses contraintes contradictoires.
- \* le temps de conversion est variable, selon la valeur de  $V_x$
- \* rappelons qu'une erreur sur la fréquence d'horloge se traduit par l'équivalent de l'erreur de gain et qu'une erreur de synchronisation entre l'ouverture de la porte ET et l'instant de démarrage de l'intégration se traduit par un offset.
- \* une autre source d'erreur est liée à la précision de l'instant d'échantillonnage. En effet sur un convertisseur procédant, par exemple à un échantillonnage toute les microsecondes une fluctuation de l'horloge de quelques centaines de picosecondes n'est pas rare, il en résulte que les mesures ne sont pas espacées correctement dans le temps et, si le phénomène suivi est fortement variable, une incertitude supplémentaire du même ordre de grandeur que les autres sources d'erreur.
- \* En outre l'échantillonneur bloqueur introduit une autre difficulté : il comporte généralement deux amplificateurs suiveurs, l'un en entrée et l'autre en sortie alternativement reliés au condensateur de mémorisation. Sachant qu'un tel A.L.I. nécessite 150 ns pour se stabiliser et que les MOS de commande des divers dispositifs qui doivent être synchronisés nécessitent 10 ns pour conduire, on voit qu'il faudra anticiper de 140 ns la commande de sortie de l'échantillonneur pour garantir l'application de  $V_x$  à l'entrée du comparateur simultanément au démarrage de l'intégrateur [sinon il y a risque de fluctuations aléatoires du comparateur, voire d'arrêt immédiat du comptage].
- \* Enfin la qualité du comparateur est essentielle, il faut qu'il bascule exactement à l'égalité de ses deux entrées et que ce basculement soit instantané, c'est à dire que sa sortie doit avoir un front parfaitement raide sous peine de rajouter quelque[s] quantum[s] d'erreur supplémentaire avant la fermeture de la porte ET et l'arrêt du comptage.

## **II - 2 - Le C.A.N. double rampe**

Pour s'affranchir des principaux défauts du système à simple rampe, on a imaginé un système à double rampe. On applique la tension à mesurer à un intégrateur pendant un temps prédéterminé  $t_1 = N_1.T$  on obtient alors une tension  $V_1 = -V_x.t_1/RC$ .



*Figure 7 : Principe de la double rampe de tension*

Puis on commute l'intégrateur sur une tension de référence  $E$  de polarité opposée à  $V_x$ .  $V_s$  va alors décroître linéairement de  $V_1$  jusqu'à 0 et on compte ce temps de décroissance. On

obtient évidemment  $V_1 = -E N_2.T/RC$ . En égalant les deux relations on obtient  $V_x = E N_2/N_1$  **et le résultat ne dépend plus de RC**. L'avantage du C.A.N. double rampe par rapport au C.A.N. simple rampe est donc une indépendance totale du résultat vis à vis des valeurs des composants R et C : une variation de la constante de temps RC n'introduit plus d'erreur sur la valeur de N.

Caractéristiques du C.A.N. double rampe :

- \* précision environ  $10^{-5}$
- \* nécessité d'une tension de référence stable et d'un comparateur de qualité
- \* si  $t_1$  est un multiple de 20ms on élimine l'influence du 50Hz
- \* l'inconvénient est évidemment qu'alors le temps de conversion est supérieur à 20ms ce qui est souvent excessif.
- \* notons le risque de dérive du zéro de l'intégrateur.
- \* et la nécessité d'un organe de calcul numérique pour obtenir  $V_x$

### **II - 3 - Le C.A.N. delta-sigma**

Le convertisseur à modulateur delta-sigma est une sorte de CAN à double rampe *switchée* continûment. La charge intégrée dans le condensateur est maintenue nulle en moyenne au moyen d'une boucle de contrôle. Comme le montre la figure 8, la tension  $V_x$  à convertir est additionnée à une tension de référence V alternativement positive ou négative selon la position du commutateur S.

Examinons d'abord la situation en absence de tension  $V_x$ . Dans ce cas à la sortie de l'intégrateur on a une onde triangulaire symétrique [de faible amplitude, quelques microvolts] synchronisée sur la fréquence d'horloge [f], mais de période double. L'ensemble comparateur bascule D est en pratiquement équivalent à un détecteur de polarité, puisqu'à chaque signal d'horloge l'état du comparateur induit la sortie de la bascule D qui entraîne le changement d'état du commutateur S et donc l'inversion de charge qui se traduit très vite par une inversion de polarité donc un basculement du comparateur qui sera recopié au coup d'horloge suivant, etc.

Le processus a une durée T fixée par le monostable. Il en résulte qu'aux N coups d'horloge pendant ce temps T correspond N/2 changement de la sortie de la bascule D et donc N/2 impulsions transmises au compteur.

Par contre si une tension  $V_x$  différente de zéro [positive] est présente, une dissymétrie va s'instaurer puisque l'entrée de l'intégrateur sera alternativement  $V + V_x$  et  $V_x - V$ . La charge sera plus rapide que la décharge. Il en résultera que le changement d'état de la sortie de la bascule D sera lui aussi dissymétrique et par conséquent le nombre n d'impulsions transmises au compteur sera réduit.

Un calcul élémentaire montre que :

$$V_x = V \cdot \frac{2n - N}{N}$$

Ce résultat peut être obtenu aisément en exploitant un compteur-décompteur et une logique un peu plus sophistiquée exploitant les deux sorties de la bascule D et deux portes ET différentes l'une pour l'entrée compteur, l'autre pour l'entrée décompteur.

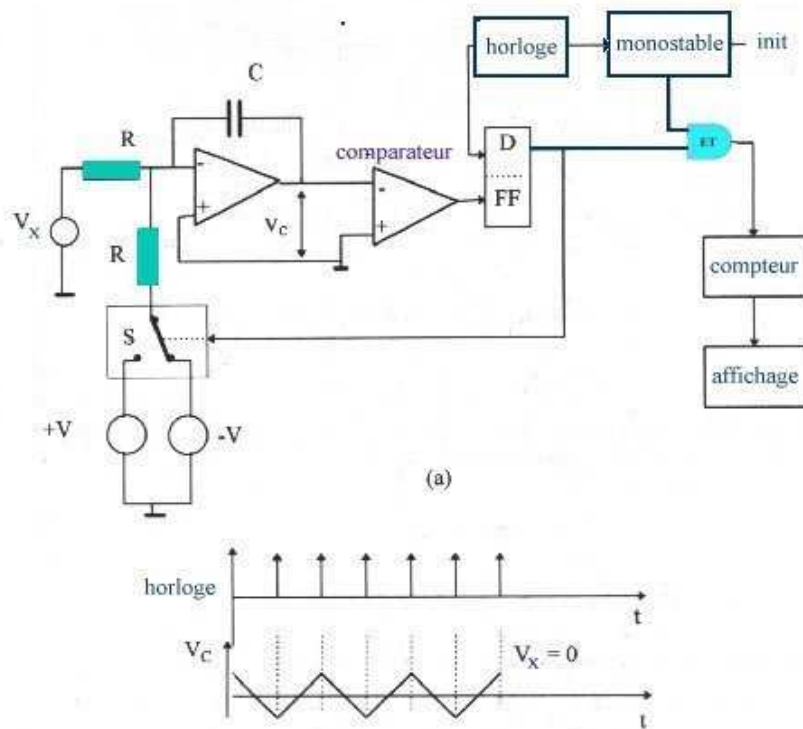


Figure 8 : Principe du C.A.N. Delta-Sigma

Caractéristiques essentielles du C.A.N. Delta-Sigma :

- \* La précision ne dépend évidemment plus de la qualité de l'intégrateur, mais seulement de la stabilité de  $V$  et de l'égalité des résistances.
- \* La durée de conversion est identique quelle que soit  $V_x$
- \* La résolution est directement liée au choix de  $N = T.f$ , c'est à dire à  $T$  et  $f$

### III - Les convertisseur à comptage

#### III - 1 - Le C.A.N. à rampe numérique

La rampe de tension peut être générée non pas par un intégrateur mais par un CNA alimenté par un compteur. Ce montage est intéressant puisqu'il aura la linéarité et la stabilité du CNA ce qui est plus facile à garantir que celle d'un intégrateur à circuit RC. La sortie du CNA sera comparée à la tension à convertir, et le comparateur en changeant d'état lors de l'égalité, arrêtera le comptage. On obtient alors à la sortie du compteur un nombre  $N$  proportionnel à  $V_x$ .

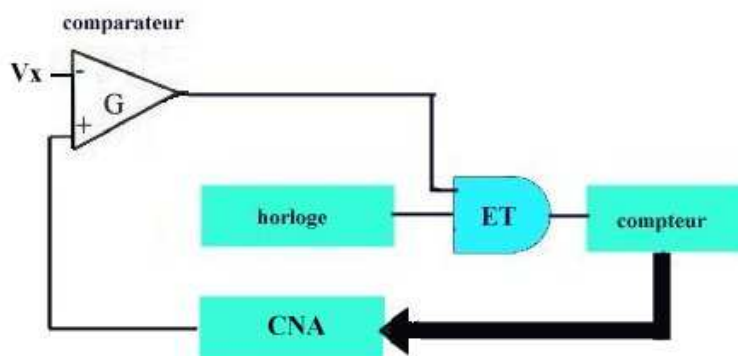


Figure 9 : C.A.N. à rampe numérique

### III - 1 - Le C.A.N. à poursuite

L'idée est ici de reprendre le principe de la rampe numérique, mais de faire *compter* ou *décompter* le compteur, selon que  $V_x$  est *plus grand* ou *plus petit* que la tension de sortie  $V_s$  du C.N.A. :

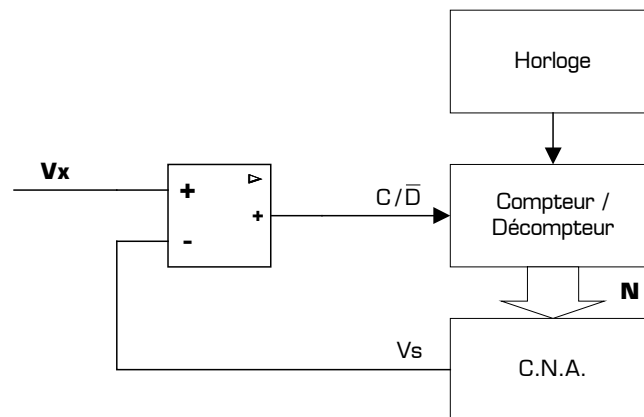


Figure 10 : Principe du C.A.N. à poursuite

Ainsi le nombre  $N$  varie dans le même sens que la tension  $V_x$  :

- \* Si  $V_x$  augmente, le compteur compte, et  $N$  augmente aussi [tant que  $V_x > V_s$ ]
- \* Si  $V_x$  diminue, le compteur décompte, et  $N$  diminue aussi [tant que  $V_x < V_s$ ]

Le nombre  $N$  de sortie *poursuit* donc la tension  $V_x$  d'entrée, d'où le nom de C.A.N. à *poursuite*.

### III - 2 - Le convertisseur tension / fréquence

C'est une technique assez élaborée qui consiste à transformer le signal continu  $V_x$  en *une tension en dent de scie* dont la fréquence est mesurée sur un certain intervalle de temps [soit  $N$  périodes] déterminé grâce à un monostable. La dent de scie est obtenue par un intégrateur et un détecteur de seuil : dès que la sortie de l'intégrateur atteint le seuil  $V_{seuil} = V_x \cdot T / RC$ , l'intégration est arrêtée et la capacité de l'intégrateur est rapidement déchargée par le biais d'un transistor FET contrôlé par le détecteur de seuil et dont la résistance  $R_{ON}$  est très inférieure à  $R$  ; le seuil n'étant plus atteint le détecteur change d'état et la charge de la capacité reprend. On obtient ainsi un signal périodique dont la période est inversement proportionnelle à  $V_x$  [donc la fréquence est proportionnelle à  $V_x$ ].

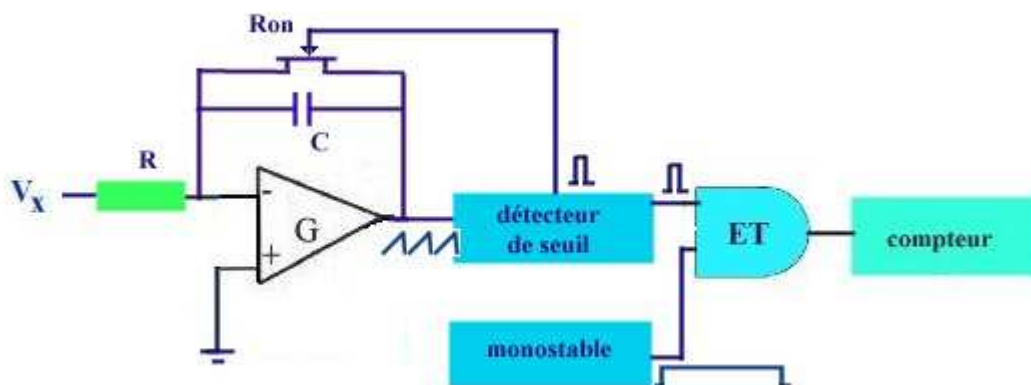


Figure 11 : Principe du C.A.N à conversion U/f



## IV - Les autres techniques de conversion analogique / numérique

La plupart des techniques précédentes présentent un inconvénient commun : un temps de conversion relativement important, et dépendent de la valeur d'entrée  $V_x$  à convertir. En effet, il faut dans la majorité des cas « attendre » qu'un compteur atteigne une valeur numérique suffisante. Pour remédier à ce problème, on a mis au point deux autres techniques de conversion, qui ne sont pas basées sur le comptage, et qui ont un temps de conversion relativement faible, et indépendant de la valeur à convertir. En revanche, ces techniques sont souvent plus délicates à mettre en œuvre.

### IV - 1 - Le C.A.N. flash

Lorsqu'on désire une conversion ultra rapide, pour les applications vidéo par exemple, on pourra utiliser un convertisseur flash [encore appelé C.A.N. parallèle]. Un tel dispositif est basé sur l'emploi de  $2^{n-1}$  comparateurs associés à un décodeur pour une conversion sous  $n$  bits. La figure 12 donne l'exemple d'un convertisseur 3 bits à 7 comparateurs [un 8 bits emploierait 255 comparateurs et ne peut être raisonnablement représenté ici, mais le principe est rigoureusement le même].

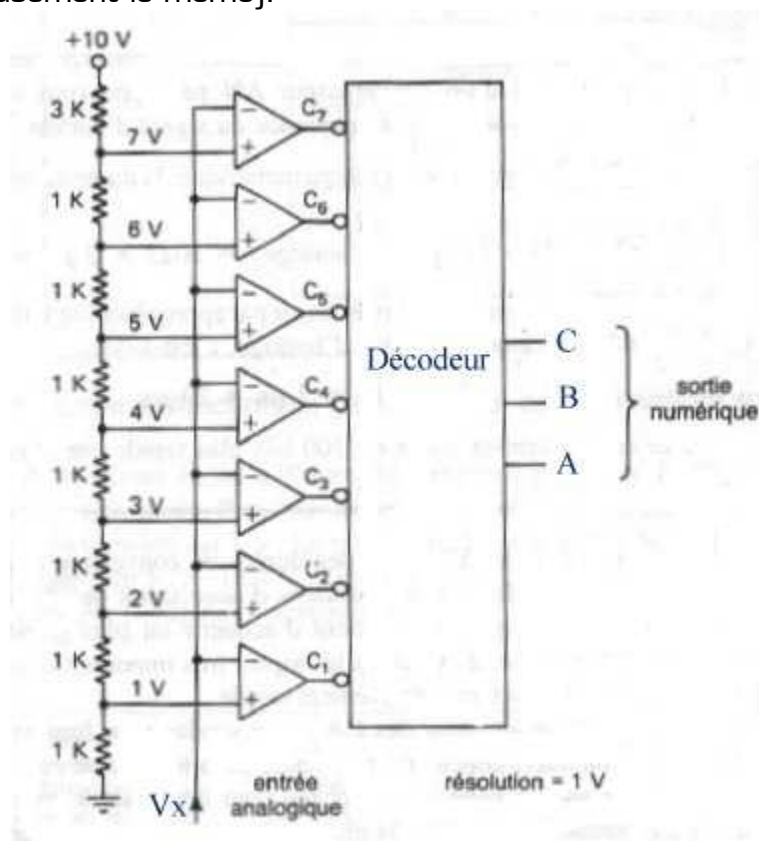


Figure 12 : C.A.N. flash

Le décodeur identifie le comparateur de rang le plus élevé qui a basculé indiquant ainsi la valeur de la tension  $V_x$  à mesurer et élabore le code binaire correspondant. Le coût d'un tel comparateur est élevé puisqu'il nécessite un grand nombre de comparateurs et un réseau de résistances identiques de grande taille, mais on sait fabriquer de tels dispositifs à 16 bits capable de fonctionner au rythme de  $10^8$  échantillons par seconde.

De plus, le transcodeur placé à la sortie des comparateurs, peut fournir le nombre  $N$  dans un code quelconques, qui n'est pas forcément le binaire naturel.

### IV - 3 - Le C.A.N. à approximation successive

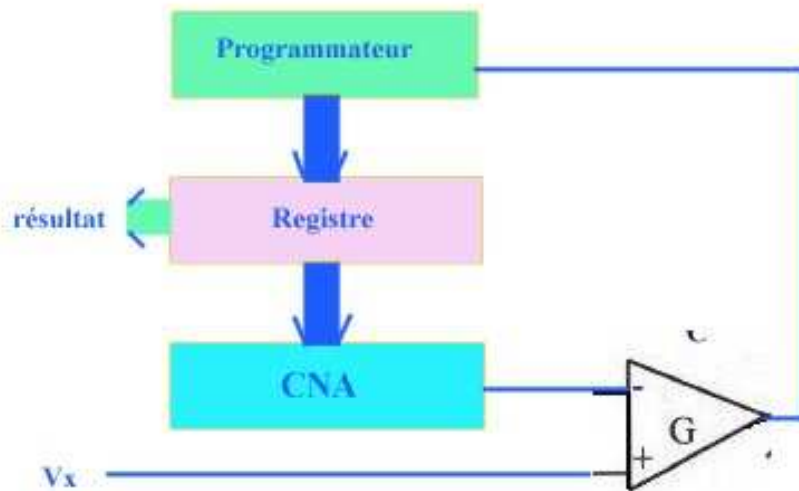


Figure 13 : Principe du C.A.N. à approximation successive

Il s'agit du principe le plus utilisé actuellement. Le principe est de déterminer les  $n$  bits du résultat en  $n$  coups d'horloge grâce à une logique générant celui-ci par approximations successives : l'opération consiste à déterminer successivement tous les bits du nombre représentatif de la tension d'entrée, en commençant par le bit de poids fort (MSB) et en finissant par le bit de poids faible (LSB).

Examinons le fonctionnement d'un convertisseur 8 bits : Au premier coup d'horloge le programmeur génère le bit de poids fort (le bit 7) à 1 et tous les autres à zéro. Le résultat mémorisé dans le registre est transmis au CNA et sa tension de sortie  $V_s$  (soit 128 fois le quantum) est comparée à la tension inconnue  $V_x$ . Si  $V_x$  est supérieur à  $V_s$ , ce bit 7 est retenu et la logique met alors le bit de rang immédiatement inférieur (le bit 6) à 1 et à nouveau le contenu du registre alimente le CNA dont la nouvelle sortie est comparée à  $V_x$ . Supposons que  $V_s$  soit maintenant supérieure à  $V_x$ , cela signifie que la tension  $V_x$  est supérieure à 128 fois le quantum mais inférieure à  $128 + 64 = 192$  fois le quantum. Le comparateur change d'état et le bit 6 est mis à 0. on met alors le bit 5 à 1 et on reprend le cycle de comparaison jusqu'à obtenir l'égalité entre  $V_x$  et  $V_s$  à 1 digit près, ce qui sera obtenu en huit opérations successives.

De réalisation complexe, ces convertisseurs présentent l'avantage d'avoir un temps de conversion fixe, indépendant de la valeur de l'information analogique à convertir, ce qui se prête bien à l'acquisition de données pour un traitement informatique.

Caractéristiques du C.A.N. à approximation successive :

- \* le temps de conversion est identique quelle que soit  $V_x$
- \* ce temps est très court. On trouve dans le commerce de très nombreux convertisseurs 10 ou 12 bits capables de traiter 20 millions d'échantillons par seconde.
- \* la précision dépend de la qualité du CNA donc typiquement d'un réseau R/2R