

# Montage 20: CAN : principe et étude de différentes structures.

Matthieu Guerquin-Kern

Le 26 février 2006

## Table des matières

<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2 Enjeux de la conversion analogique-numérique</b>	<b>1</b>
2.1 Les caractéristiques essentielles du CAN . . . . .	1
2.1.1 Le temps de conversion . . . . .	1
2.1.2 La plage de conversion . . . . .	1
2.1.3 La résolution . . . . .	2
2.2 Les défauts du CAN . . . . .	2
<b>3 Les différentes structures</b>	<b>2</b>
3.1 L'Echantillonneur-Bloqueur . . . . .	2
3.2 Les convertisseurs directs . . . . .	2
3.2.1 Le convertisseur flash ou parallèle . . . . .	3
3.2.2 Le convertisseur à approximations successives . . . . .	3
3.3 Les convertisseurs à comptage . . . . .	5
3.3.1 Le convertisseur à simple rampe . . . . .	5
3.3.2 Le convertisseur à double rampe . . . . .	5
3.3.3 Le convertisseur tension-fréquence . . . . .	5
<b>4 Conclusion</b>	<b>6</b>
<b>5 Bibliographie</b>	<b>6</b>

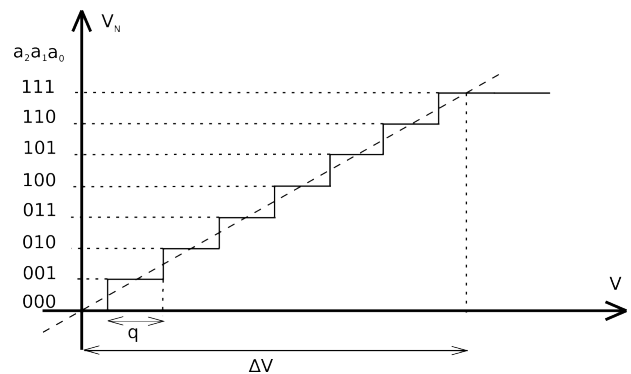


FIGURE 1 – Caractéristique de transfert d'un CAN 3 bits.

## 1 Introduction

Actuellement, les systèmes technologiques intègrent de plus en plus des parties numériques. Lorsque l'on utilise différentes technologies, il est nécessaire d'assurer leur interface. C'est le rôle que jouent les convertisseurs analogique-numérique (CAN) et numérique-analogique (CNA). Ils permettent le passage des systèmes électroniques aux systèmes numériques. On peut faire une analogie avec la plupart des capteurs qui eux assurent la transition entre des grandeurs physiques et des grandeurs électriques (courant et tension).

## 2 Enjeux de la conversion analogique-numérique

On veut pouvoir associer à un signal analogique (ie : à valeur réelle et à temps continu), un signal numérique (ie : échantillonné, quantifié et codé).

La première étape est l'échantillonnage du signal<sup>1</sup>. En règle générale, cet échantillonnage se fera périodiquement. La fonction réalisant cette opération est l'échantillonneur. Technologiquement, un simple interrupteur commandé à la

1. étape inutile dans le cas de la conversion de signaux continus ou de très faible fréquence.

fermeture par un train d'impulsions convient. Mais, il faut pouvoir maintenir la tension pendant un temps suffisant pour permettre la quantification de cette valeur. D'où la nécessité d'un bloqueur en aval de l'échantillonneur. La réunion des deux éléments est appelée échantillonneur-bloqueur.

La seconde étape consiste à associer à la valeur  $V$ , issue de l'échantillonneur-bloqueur, une série de chiffres  $\{a_n\}_{n \in \mathbb{N}}$  qui permettent d'approcher au mieux  $V$  par la relation :

$$V \approx q \sum_{n=0}^{N-1} a_n x^n = \frac{\Delta V}{x^N - 1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n x^n, \quad (1)$$

avec  $q$  le pas de quantification,  $x$  la base de représentation (en numérique, on utilise quasi-exclusivement la représentation binaire, soit  $x = 2$ . Les chiffres  $a_n$  sont alors appelés bits.),  $N$  le nombre de chiffres sur lequel est codée la valeur, enfin la plage de conversion  $\Delta V$  ( $\Delta V = q(x^N - 1)$ ).

Dans la suite, nous considérerons toujours le cas du numérique binaire<sup>2</sup>.

### 2.1 Les caractéristiques essentielles du CAN

#### 2.1.1 Le temps de conversion

Le temps de conversion peut être variable selon le type de structure utilisé. Ce qui importe, c'est le temps maximal de conversion. Il va conditionner la fréquence maximale d'échantillonnage à respecter pour avoir un fonctionnement correct.

#### 2.1.2 La plage de conversion

Il s'agit de la plage de tensions d'entrée  $\Delta V$  pour laquelle le CAN est construit. En dehors de cette zone, il ne fonctionnera plus correctement : sortie numérique incorrecte et éventuellement dégradations.

2. le seul utilisé en pratique !

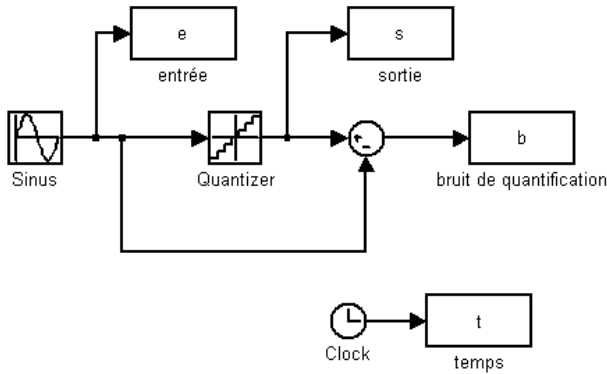


FIGURE 2 – Schéma *Simulink* de la simulation.

### 2.1.3 La résolution

Les tensions associées aux valeurs numériques sorties du CAN sont évidemment quantifiées. Le pas de quantification  $q$  va fixer la résolution du CAN car, sans autres défauts du CAN, la valeur absolue de l'erreur sera limitée à  $q/2$ . On pourra noter que cette résolution est intrinsèquement liée au nombre de bits  $N$  et à la plage de conversion du CAN, par la relation :

$$q = \frac{\Delta V}{(2^N - 1)}. \quad (2)$$

## 2.2 Les défauts du CAN

On peut classer les défauts des CAN dans différentes classes

- Erreur d'offset
- Erreur de gain
- Erreur de linéarité
- Erreur de monotonie
- Erreur/bruit de quantification

La plupart de ces erreurs sont, difficiles à mettre en évidence lors du montage. Je vous propose dans la suite une mise en évidence du bruit de quantification grâce à une simulation *Matlab*.

L'effet de la quantification va être modélisé par un bruit de quantification additif de valeur moyenne nulle et de variance (puissance)  $\sigma^2 = \frac{q^2}{12}$ . On va pouvoir caractériser la dégradation du signal par l'opération de quantification via le rapport signal à bruit. On a :

$$RSB = 10 * \log \left( \frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance du bruit}} \right) \quad (3)$$

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Traitement des données issues de la %
% simulation de calcul de bruit. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear
for n = 1:18
    n
    q = 2/(2^n-1);
    sim simu;
    bruit(n) = std(b)^2;
    bruit_th(n) = q^2/12;
end
plot(1:18,-10*log10(bruit*2),'g-*',...
1:18,1.76+6.02*(1:18),'r-');

```

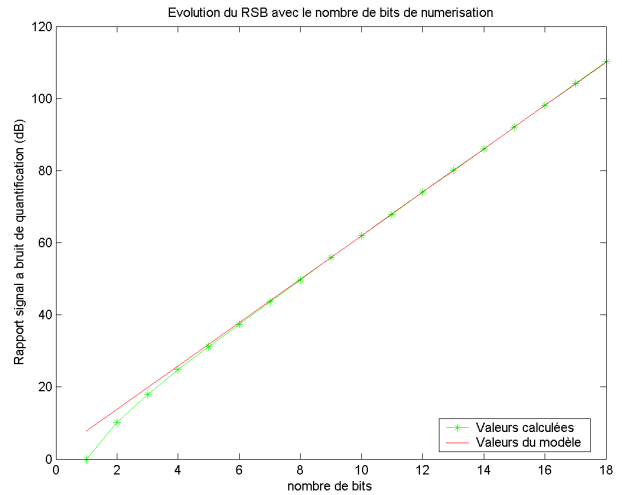


FIGURE 3 – Comparaison des RSB de quantification théorique et calculé.

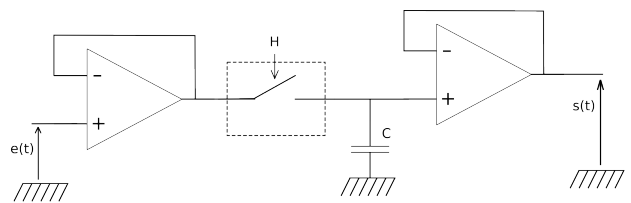


FIGURE 4 – Exemple d'échantillonneur-Bloqueur.

```

title('Evolution du RSB avec le nombre...
de bits de numérisation');
xlabel('nombre de bits');
ylabel('Rapport signal a bruit de...
quantification (dB)');
legend('Valeurs calculées',...
'Valeurs du modèle',0);

```

Si le signal est une sinusoïde dont l'amplitude crête à crête correspond à la plage de conversion  $\Delta V$  du CAN, sa puissance est donnée par  $\Delta V^2/8$ . On a vu que la puissance du bruit est modélisée par  $q^2/12$  et que  $q = \Delta V/(x^N - 1)$ , alors le RSB peut s'approcher par la relation :

$$RSB = 1.76 + 6.02 * N. \quad (4)$$

## 3 Les différentes structures

### 3.1 L'Echantillonneur-Bloqueur

(Je pense qu'il ne faut pas s'étendre sur cette partie, l'échantillonnage faisant déjà l'objet d'un montage.)

La figure 4 présente une structure envisageable d'échantillonneur-bloqueur. Le suiveur en entrée est destiné à présenter au montage en amont une grande impédance, afin de ne pas le perturber. Le suiveur de sortie permet d'éviter les décharges intempestives de la capacité de maintenir. La valeur de cette capacité importe peu. On pourra cependant veiller à ne pas la choisir trop grande pour éviter les forts courants lors des commutations de l'interrupteur.

### 3.2 Les convertisseurs directs

Ce sont les convertisseurs les plus rapides, cela se fait au prix d'une structure qui se complexifie avec la précision de

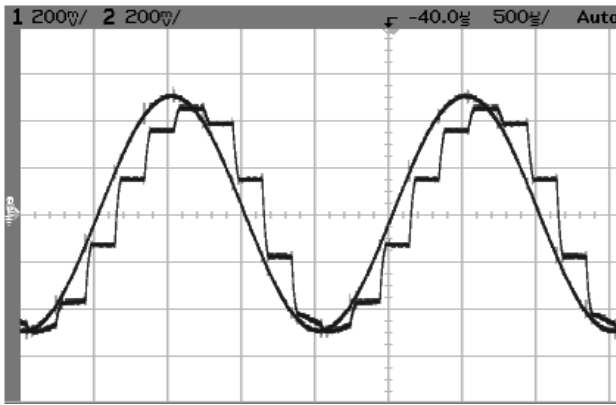


FIGURE 5 – Sinusoïde centrée d’amplitude 0.5V et de fréquence 500Hz et sa version échantillonnée-bloqué à la fréquence 5kHz.

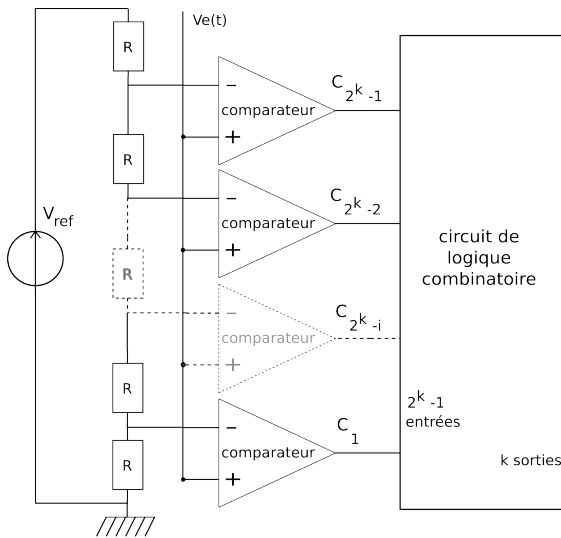


FIGURE 6 – Structure d’un CAN de type flash à k bits.

conversion.

### 3.2.1 Le convertisseur flash ou parallèle

Le principe de ce convertisseur est de comparer en parallèle la tension d’entrée à une série de  $2^N - 1$  tensions dont la valeur s’échelonne régulièrement entre 0 Volt et  $V_{ref}$ . On va associer à la tension d’entrée, la tension quantifiée appliquée au dernier comparateur dont la sortie est ’1’. Pour obtenir le mot binaire correspondant, on entre les  $2^N - 1$  sorties de comparateurs dans un circuit de logique combinatoire qui possède  $N$  sorties correspondant aux  $N$  bits de la valeur numérique correspondante. La figure 6 présente la structure d’un CAN flash k-bits. Le tableau 1 montre, à titre d’exemple, la logique combinatoire pour un CAN flash à 2 bits.

$C_3$	$C_2$	$C_1$	$a_1 a_0$
x	x	0	00
x	0	1	01
0	1	1	10
1	1	1	11

TABLE 1 – Tableau combinatoire d’un CAN flash à 2 bits.

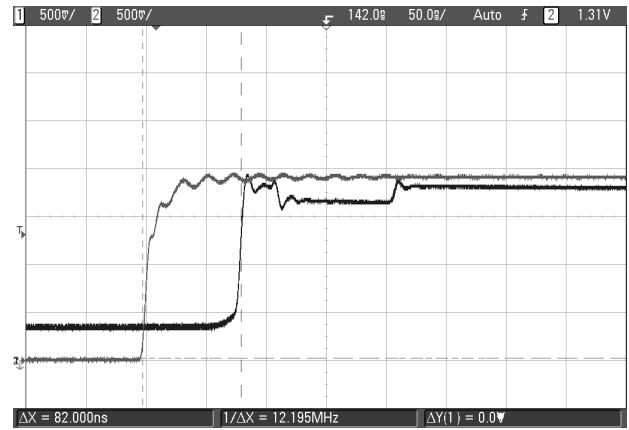


FIGURE 7 – Visualisation du temps de réponse du CAN de type flash, sur le bit de poids faible.

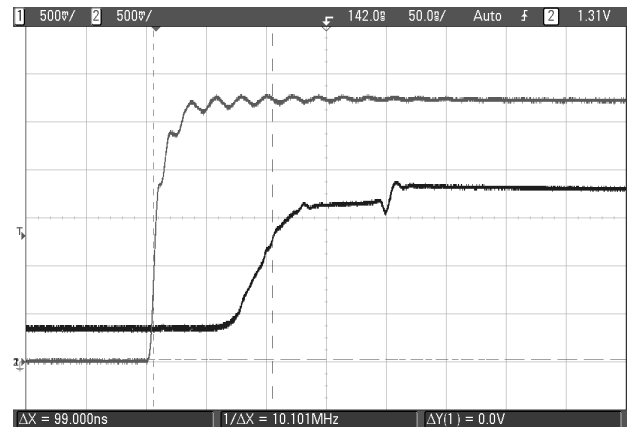


FIGURE 8 – Visualisation du temps de réponse du CAN de type flash, sur le bit intermédiaire.

Cette structure présente l’avantage d’être extrêmement rapide et à temps de conversion constant. Mais le gros désavantage est le coût en terme de complexité de la structure car le nombre de comparateurs ainsi que le nombre d’entrée de la logique combinatoire croissent exponentiellement avec le nombre de bits.

Une maquette est disponible, illustrant ce type de CAN, ce CAN flash est à 3 bits. On peut s’intéresser au temps de réponse de ce convertisseur qui est censé être la structure la plus rapide. On applique des créneaux de différentes amplitudes en entrée du convertisseur, de manière à provoquer le passage à l’état ’1’ des différents bits. On observe le temps de réponse pour les 3 bits (cf. figures 7, 8 et 9). Le plus grand temps de réponse est de l’ordre de 100 ns, ce qui autorise une fréquence d’échantillonnage allant jusqu’à 10 MHz.

### 3.2.2 Le convertisseur à approximations successives

L’idée de ce convertisseur est de remplacer la brutalité du convertisseur précédent par un peu d’intelligence. On va exploiter le principe de l’approximation par dichotomie pour construire le mot binaire associé à la valeur d’entrée. Un registre à approximations successives va commander l’entrée numérique d’un CAN. Il commence par appliquer uniquement le bit de poids fort. A chaque phase de la conversion, un comparateur va indiquer si la tension issue du CNA dépasse la tension à convertir. Si c’est le cas, on conserve le bit appliqué précédemment et on applique le bit suivant. Si ce

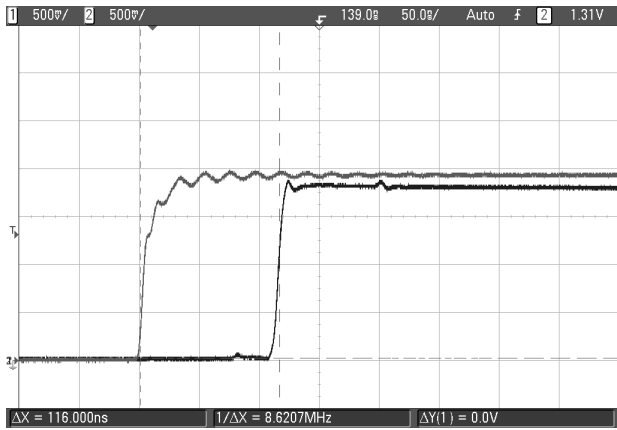


FIGURE 9 – Visualisation du temps de réponse du CAN de type flash, sur le bit de poids fort.

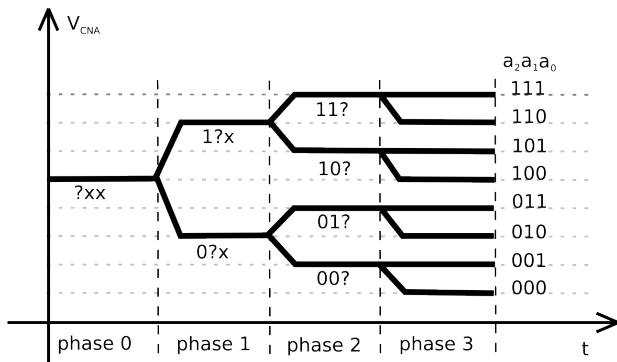


FIGURE 10 – Conversion sur trois bits par approximations successives.

n'est pas la cas, on supprime le bit précédent et on applique le bit suivant. Au bout de  $N + 1$  phases (avec  $N$  le nombre de bits du convertisseur), la conversion est finie. Alors, le mot binaire issu du registre est l'image de la tension d'entrée.

La figure 10 illustre ce principe pour un CAN à trois bits. La figure 11 présente la structure de ce type de convertisseur.

L'avantage de ce système vis-à-vis du précédent est sa mise en œuvre plus simple (le CNA est simple à implanter). Sa rapidité est certes moins bonne, mais le temps de conversion reste raisonnable :  $N + 1$  périodes d'horloge (sachant que les périodes d'horloge sont limitées par le temps d'établissement du CNA), de plus il est lui-aussi constant.

Les figures 12 et 13 présentent l'établissement par approximations successives de la sortie numérique d'un CAN 4 bits. Pour les besoins de la représentation, on converti le signal numérique sous forme analogique via un CNA. On

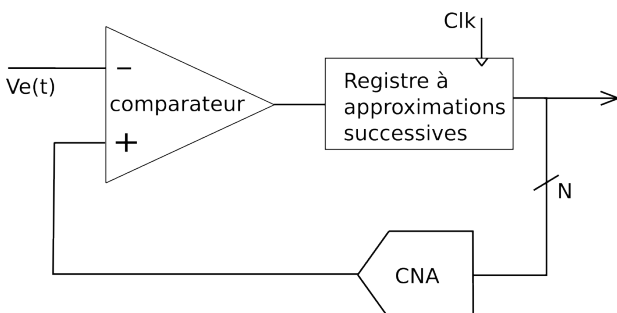


FIGURE 11 – Structure d'un CAN à approximations successives.

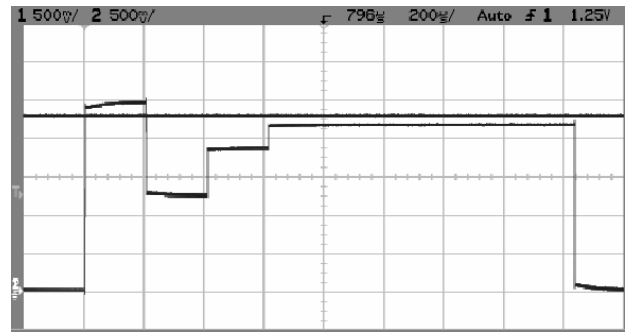


FIGURE 12 – Conversion par approximations successives, sur 4 bits.

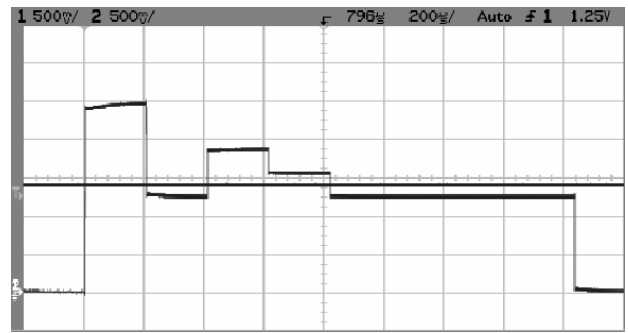


FIGURE 13 – Conversion par approximations successives, sur 4 bits.

constate bien la mise en œuvre de l'algorithme des approximations successives. On vérifie également que le temps d'établissement est de  $N + 1$  périodes d'horloge (soit dans ce cas : 5).

Afin d'évaluer les performances maximales de convertisseur en terme de rapidité, on augmente la fréquence d'horloge jusqu'à la limite de bonne conversion. On trouve  $f_{H_{max}} = 2.2 \text{ MHz}$ . Ce qui correspond pour ce convertisseur à un temps de conversion minimal  $T_{conv_{min}} = 2.2 \mu\text{s}$ . On pourra donc, avec ce CAN échantillonner le signal au maximum à une fréquence de  $450 \text{ kHz}$ . On montre la conversion correspondante sur la figure 14.

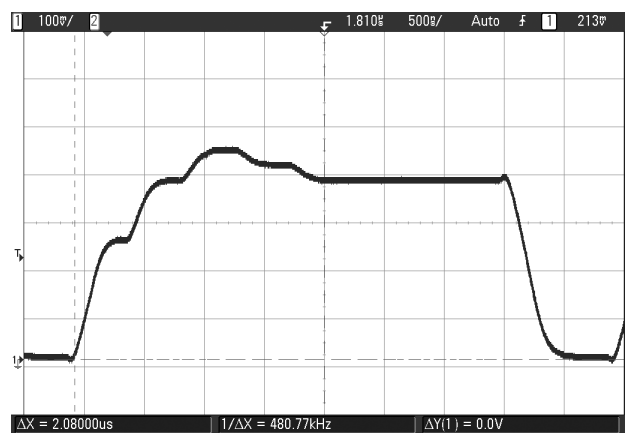


FIGURE 14 – Temps minimal de conversion du CAN à approximations successives à 4 bits.

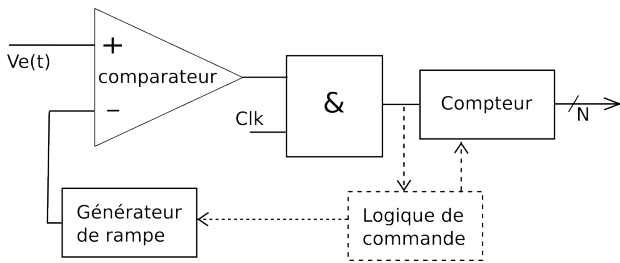


FIGURE 15 – Structure d'un CAN à simple rampe.

### 3.3 Les convertisseurs à comptage

Ces convertisseurs peuvent être extrêmement précis. Mais ils seront particulièrement lents à la conversion. C'est pourquoi, on les utilise essentiellement pour l'affichage numérique des instruments de mesure de grandeurs continues. Ils ne nécessitent donc pas d'échantillonneur-bloqueur en amont.

#### 3.3.1 Le convertisseur à simple rampe

L'idée est de comparer le signal d'entrée à une rampe. Tant que le signal d'entrée est supérieur, on incrémente un compteur. Dès que le signal rampe atteint la valeur d'entrée, on stoppe le comptage. La valeur finale du compteur est proportionnelle à la tension d'entrée si la rampe et le compteur sont initialement à 0. La figure 15 présente la structure de ce convertisseur.

Ce type de convertisseur est peu utilisé car très sensible aux bruits et relativement lent.

Aucune maquette n'est prévue pour présenter ce type de CAN. Il me paraît difficile de le mettre en œuvre étant donné la nécessité d'implantation d'un compteur.

#### 3.3.2 Le convertisseur à double rampe

On va, pour ce convertisseur, utiliser un circuit intégrateur. On commence par intégrer la tension à convertir, à partir de zéro, et pendant une durée fixe  $t_1 - t_0$  qui correspond à  $N_1$  impulsions d'horloge. Une fois ce temps atteint, on va décharger l'intégrateur jusqu'à 0 en intégrant une tension connue et stable, négative,  $-E_{ref}$ . On mesure le temps de décharge, en comptant les  $N_2$  impulsions d'horloge correspondantes. Alors, l'estimation de la tension d'entrée est donnée par  $\frac{N_1}{N_2} E_{ref}$ . Une division numérique des deux valeurs  $N_1$  et  $N_2$  permettra alors d'obtenir le mot binaire associé à la tension d'entrée.

La figure 16 montre la structure de l'intégrateur à double rampe.

Ce type de convertisseur est relativement simple à mettre en œuvre, permet une grande précision, mais il est lent. Le fait d'intégrer le signal permet de s'affranchir du bruit additif centré (bruit d'origine thermique par exemple).

Pour la mise en œuvre de ce type de convertisseur, le même problème se pose que pour le précédent.

#### 3.3.3 Le convertisseur tension-fréquence

L'idée est tout simplement de réaliser un OCT (Oscillateur Contrôlé en Tension) et de convertir sa fréquence en donnée numérique grâce à un fréquencemètre à compteur.

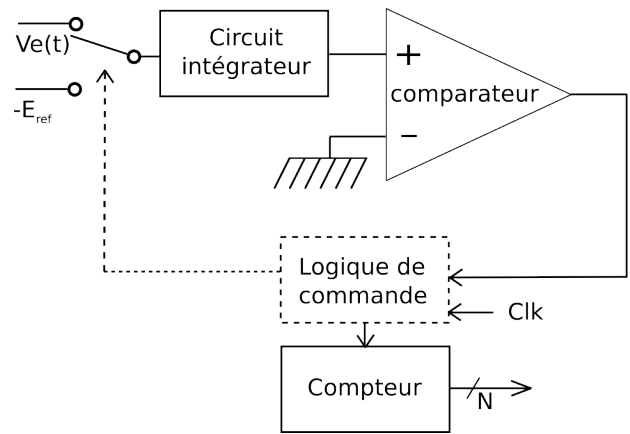


FIGURE 16 – Structure du CAN à double rampe.

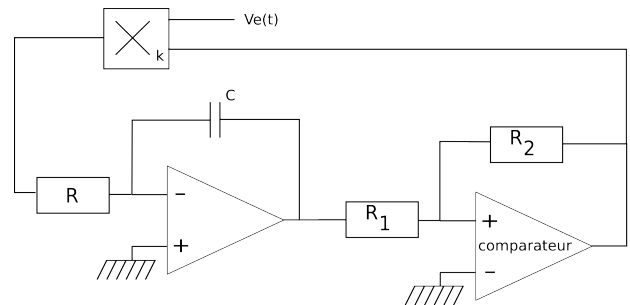


FIGURE 17 – Structure de l'oscillateur à relaxation.

On pourra par exemple mettre en œuvre un oscillateur à relaxation dont la structure est relativement simple. Le schéma de la figure 17 présente cette structure.

Une étude de cette structure<sup>3</sup> donne une fréquence de l'OCT variant selon la loi :

$$f = \frac{kR_2V_e}{4RCR_1} \quad (5)$$

Pour le multiplicateur AD633, on a  $k = \frac{1}{10} V^{-1}$ . On peut choisir  $R, R_1, R_2$  et  $C$  de manière à faire correspondre environ 1V à 1kHz. Je suggère les valeurs suivantes :  $R = R_1 = 3.3 k\Omega, R_2 = 10 k\Omega$  et  $C = 22 nF$ .

Le tableau 2 et la figure 18 présentent les relevés de la caractéristique de l'OCT construit. La figure 19 montre les oscillations de l'OCT. La différence de pente d'intégration que l'on peut trouver entre la partie croissante et la partie décroissante est sans doute due à une asymétrie de saturation du comparateur.

3. se reporter au compte rendu de montage de Mlle Henneghien concernant les OCT.

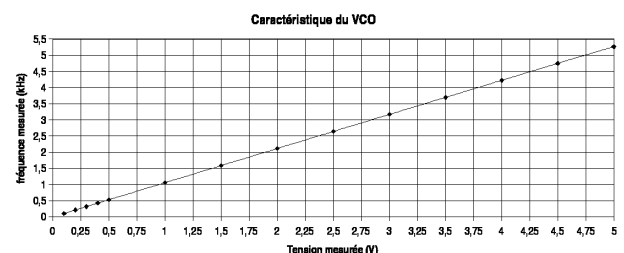


FIGURE 18 – Tracé de la caractéristique relevée pour l'OCT, à température ambiante.

tension (V)	fréquence (kHz)
0,100	0,1061
0,200	0,2117
0,300	0,3173
0,400	0,4230
0,500	0,5286
1,00	1,0571
1,50	1,5855
2,00	2,1138
2,50	2,6416
3,00	3,1694
3,50	3,6964
4,00	4,2232
4,50	4,7493
5,00	5,2619

TABLE 2 – Valeurs relevées pour le tracé de la caractéristique du VCO.

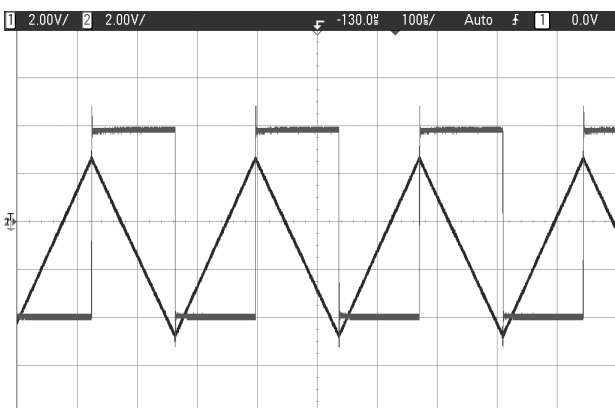


FIGURE 19 – Oscillations de l'oscillateur à relaxation : le créneau correspond à la tension issue du multiplicateur et le triangle à la tension issue de l'intégrateur.

Le montage de ce convertisseur associé à un fréquence-mètre permet ainsi de réaliser un voltmètre continu à affichage digital. En effet, la tension mesurée sera (approximativement) le dixième de la fréquence mesurée.

La précision de la mesure sera limitée par les diverses perturbations du montage et leur sensibilité sur la caractéristique de l'OCT. Parmi les perturbations possibles, on a :

- variations de la tension d'alimentation
- bruits des composants
- température

J'ai choisi de montrer l'influence de la température sur la mesure. A température ambiante, avec une tension d'entrée quelconque, j'ai relevé aux fréquencesmètre une fréquence d'oscillations de  $2.472kHz$  (le 4<sup>e</sup> chiffre significatif est le dernier dont la valeur ne variait pas sur le fréquencesmètre). En chauffant le montage de près au sèche-cheveux, on relève une fréquence de  $2.484kHz$ . L'écart relatif est de 0.5%. En chauffant à divers endroits du montage, il semblerait qu'on puisse imputer cette variation à la sensibilité thermique de la capacité de l'intégrateur.

## 4 Conclusion

Ce montage m'a semblé difficile dans la mesure où je ne savais pas quoi présenter. Ce sujet me semble plus propice à une leçon qu'à un montage. En effet, il existe des maquettes de démonstration pour les CAN mais elles réduisent fortement l'intérêt du montage si on ne fait que les présenter. Leur exploitation possible me semble très limitée. C'est pourquoi, j'ai choisi de présenter une structure discrète de convertisseur. Le rapport du Jury du concours 2005 suggère de mettre en œuvre un composant intégré.

## 5 Bibliographie

- *Signaux et systèmes numériques - Filtres - Modulations*, Vuibert, I. Jelinsky.
- *Agrégation de sciences physiques, Expériences d'électronique*, Bréal, R. Duffait.
- *BUP 562 (1974)*, à partir de la page 537, article de C. André.
- *Traitement des signaux et acquisition de données*, Dunod, Francis Cottet.
- *Acquisition et traitement de données*, Editions Radio, H. Soubies-Camy.