

UNIVERSITE D'ALGER

25/77

1 ex

DEPARTEMENT ELECTRICITE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

PROMOTION
JANVIER - 1977

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

الميكانيكية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

CONVERTISSEURS

SUJET :

ANALOGIQUES - NUMERIQUES

PROPOSE PAR :

Mme G. MONDON

REALISE PAR :

B. AISSI

I. YALA

الدرسة لوطنية للعلوم الهندسية
— المكتبة —
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

EXCLU DU PRÊT

-- D E D I C A C E --

- A ma mère

- A mes parents

B. AISSI

I. YALA

- Nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

- Nos remerciements vont particulièrement à Madame MONDON qui par ses remarques judicieuses et son aide précieuse, nous a guidé tout au long de nos travaux.

B. AISSI

I. YALA

I N T R O D U C T I O N

La plupart des phénomènes naturels sont analogiques ; tous les paramètres que l'on désire étudier et qui se traduisent sous différentes formes (mouvements mécaniques, vitesse, etc...) varient de façon continue.

Pour faire des calculs électroniques sur ces phénomènes physiques il est nécessaire de les transformer en signaux électriques (tension ou courant) : c'est le rôle des capteurs.

L'image électrique d'une grandeur physique peut être donnée sous 2 formes :

- Forme analogique ;
- Forme numérique.

Il est devenu fréquent de comparer ces 2 formes dans beaucoup de domaines ; ainsi dans le domaine de la mesure, on utilise souvent des indicateurs numériques pour visualiser les résultats ; dans le domaine de la communication on met en concurrence la transmission d'une information sous une forme analogique et sous une forme numérique.

Le passage d'un signal analogique à son homologue numérique et réciproquement est réalisé grâce à des convertisseurs.

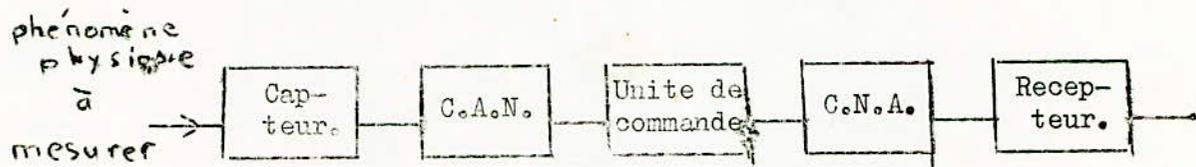
Il faut donc :

- Convertir l'information analogique délivrée par la plupart des capteurs qui sondent le système, en information binaire, pour être introduite dans l'ordinateur.

- Convertir l'information binaire en information analogique qui lui soit égale, afin de commander les organes récepteurs qui animent le système et qui pour la plus grande part fonctionnent à partir de commandes analogiques.

.../...

Ceci conduit au développement d'une grande famille de convertisseurs électroniques N/A et A/N dont les performances doivent être à la hauteur de celles de l'ordinateur et des phénomènes à traiter (vitesse, précision, résolution, fiabilité).



Dans notre étude on se limitera aux convertisseurs analogiques-numériques.

On étudiera tout d'abord :

- Les différentes opérations effectuées en conversion à savoir l'étude théorique de l'échantillonnage, de la quantification, codes.

- Les composants électroniques utilisés dans les convertisseurs : comparateurs, réseaux de commutateurs, de résistances, sources de référence.

- Les paramètres caractéristiques d'un CAN et l'influence du bruit.

- Certaines techniques de conversion, les plus courantes en donnent des exemples pratiques de CAN, à savoir le CAN à approximations successives : le ADC 84 et ADC 85.

- Citer quelques applications des CAN ainsi que sa demande sur le marché.

P L A N

	Page
<u>I.- GENERALITES</u> - - - - -	5
1) Signal analogique.	
2) Signal numérique.	
<u>II.- ECHANTILLONNAGE</u> - - - - -	5
1) Rappels mathématiques (cf : Annexe E 1).	
a - Rappels sur la fonction S.	
b - Théorème de convolution de fonction périodique.	
c - Fonction S périodique de période T et de moyenne a.	
e - Fonction rectangulaire périodique.	
f - Théorème d'échantillonnage.	
2) Echantillonnage idéal.	
3) Echantillonnage analogique.	
4) Echantillonnage bloqué.	
5) Conclusions.	
<u>III. - CIRCUITS D'ECHANTILLONNAGE ET DE MAINTIEN</u> - - - - -	9
1) Principe de fonctionnement.	
2) Circuits d'échantillonnage et de maintien.	
3) Erreurs dans les circuits EM.	
a - L'échantillonnage.	
- Erreur de décalage.	
- Erreur de gain.	
b - Transition d'échantillonnage - maintien.	
- Temps d'ouverture.	
- Erreur de charge.	
c - Maintien.	
- Variation de la charge.	
- Transparence.	
d - Transition maintien - échantillonnage.	
<u>IV. - QUANTIFICATION</u> - - - - -	-13
1) Principe.	
2) Bruit de quantification.	
3) Quantification uniforme	

- a - Puissance moyenne de bruit de quantification.
- b - Rapport signal sur bruit (S/B)c.
- c - Caractéristiques de transfert.
- d - Conclusion .
- 4) Quantification logarithmique.
 - a - Puissance moyenne du bruit.
 - b - Rapport (S/B)e .
- 5) Comparaison des 2 quantificateurs.

V. - C O D A G E

A. CODES.

- 1) Codes unipolaires.
 - a - Code binaire naturel.
 - b - Code BCD.
 - c - Code Gray.
- 2) Codes bipolaires.
 - a - Code amplitude signe.
 - b - Code binaire décalé.
 - c - Code complément à 2.
 - d - Code complément à 1.
- 3) Remarques.

B. ERREUR DE CODAGE PRODUITE PAR LE BRUIT.

- a - Puissance moyenne du bruit.
- b - Rapport (S/B)c.

I - GENERALITES

Avant d'étudier les différents précédés de conversion analogique, numérique, il est utile de rappeler les propriétés de chaque type de représentation : ceci permettra en particulier de choisir la mieux adaptée au problème que l'on désire résoudre.

1 - Signal analogique :

C'est un signal dont la valeur varie avec le temps de manière continue
Exemple : un signal sinusoïdal $s(t) = S \sin(\omega t)$ dont la valeur instantanée parcourt tout l'intervalle $[-S, +S]$.

Un signal analogique quelconque peut très souvent s'exprimer sous forme d'une somme pondérée de signaux sinusoïdaux.

Le signal analogique est un signal simple qui se prête assez bien à la transmission, mais présente certains inconvénients :

- il est sensible aux parasites,
- il peut être déformé en amplitude ou en phase par le système de transmission,
- sa précision diminue lorsqu'on lui fait subir des opérations,
- il est difficile à mémoriser.

2 - Signal numérique :

C'est un signal discontinu dans le temps, il est constitué d'un ensemble d'états discrets dont chacun d'une signification (poids) particulière.
Exemple : en système binaire un nombre est constitué d'une série de "0" et de "1" que l'on peut matérialiser par l'absence ou la présence d'impulsion.

Les avantages que procure un signal numérique sont :

- Il est beaucoup moins sensible aux imperfections des systèmes de transmission (détorsion, bruit) puisqu'il suffit de détecter des impulsions pour posséder l'information, leurs caractéristiques précises (amplitude, durée) n'étant pas prise en compte.
- La précision se conserve lorsqu'on lui fait subir des opérations
- En contrepartie la bande passante nécessaire pour transmettre une information sous forme numérique est plus importante que celle que nécessite une représentation analogique de l'information.

II - ECHANTILLONNAGE.

Le traitement numérique d'un signal analogique nécessite une opération de conversion A/N. Examinons en détail ce processus de conversion. Soit $x(t)$ le signal analogique et $x^*(t)$ une des valeurs discrètes de ce signal prélevées des intervalles de temps réguliers T_e . L'opération qui permet le passage de $x(t)$ à $x^*(t)$ s'appelle échantillonnage.

Cette opération fait donc correspondre au signal $x(t)$ une suite de nombres $\{a_n\}$ dont chacun désigne l'amplitude d'un échantillon du signal $x^*(t)$.

OPERATIONS EFFECTUEES EN CONVERSION

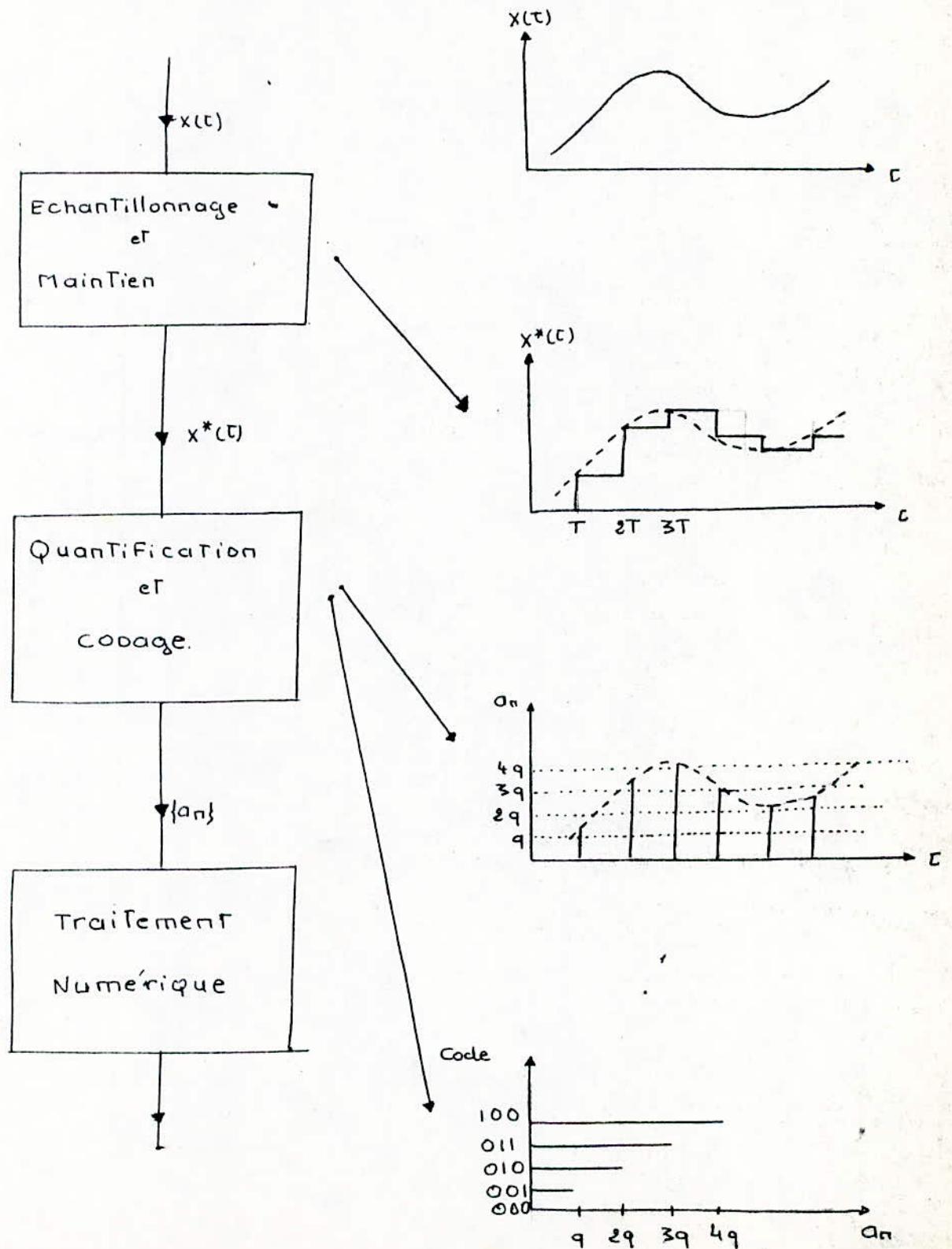


FIG 1 : SCHEMA SYNOPTIQUE d'une CONVERSION

Souvent on a besoin de mémoriser l'échantillon $x^*(t)$ afin d'effectuer une conversion correcte: c'est l'opération de maintien et de blocage.

L'amplitude de l'échantillon mémorisé est ensuite convertie en un nombre. L'amplitude d'un échantillon peut prendre une infinité de valeurs, alors que le nombre ne prend que des valeurs discrètes: on est donc obligé de remplacer l'amplitude exacte de l'échantillon par un nombre entier d'amplitudes élémentaires (quantum), telle que l'amplitude ainsi obtenue soit la plus proche possible de l'amplitude réelle: c'est la quantification.

Le nombre est ensuite exprimé au moyen d'un code: c'est l'opération de codage. Quantification et Codage constituent la conversion analogique-numérique.

1 --Rappels mathématiques

(voir annexe 1)

2-Echantillonnage idéal

On suppose la largeur des impulsions d'échantillonnage nulle = 0. La densité spectrale du signal à échantillonner $x(t)$ est:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

Le signal échantillonné est donné par :

$$x^*(t) = x(t) \cdot u(t)$$

$$x^*(t) = x(t) \cdot \sum \delta(t-nT)$$

$$\text{or } u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t-nT)$$

$$x^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(t-nT)$$

$$\text{puisque } x(t)s(t) = x(0) \cdot s(t) \\ \text{car } s(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t = 0 \\ 0 & \text{si } t \neq 0 \end{cases}$$

Sa densité spectrale est:

$$X^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f-nF_e)$$

$$F_e = \frac{1}{T_e}$$

Ainsi à chaque fréquence f du spectre correspond une double infinité de raies de même amplitude et de fréquence $f \pm nF_e$ (fig 2a) Ceci montre que la fréquence d'échantillonnage F_e est liée au signal analogique.

NB: Le choix de F_e nécessite la connaissance ^{de la fréquence} du spectre du signal analogique et celle-ci agit ^{sur} la vitesse imposée du convertisseur.

Soit F_{max} la plus haute fréquence du spectre.

* Si on prend $F_e \geq 2F_{max}$ on remarque que les spectres successifs ne se recouvrent pas et il est possible de restituer l'information initiale.

* Si $F_e < 2F_{max}$ les spectres se recouvrent: on a une mauvaise restitution du signal initial.

* Si $F_e = 2F_{max}$ cette relation permet de faire appel au théorème de SCHENNON qui s'annonce de la manière suivante:

a)-Enoncé du théorème

Un signal $x(t)$ dont le spectre est limité à la fréquence F_{max} est entièrement déterminé par la suite complète de ses échantillons prélevés

à des temps réguliers de valeur $T = \frac{1}{2F_{max}}$

b)- Démonstration du théorème

Voir Annexe 1

3-Echantillonnage analogique

En réalité les impulsions ont une largeur τ et le signal $x^*(t)$ reproduit fidèlement le signal $x(t)$ pendant la durée de ces impulsions. Le spectre est donné par le spectre:

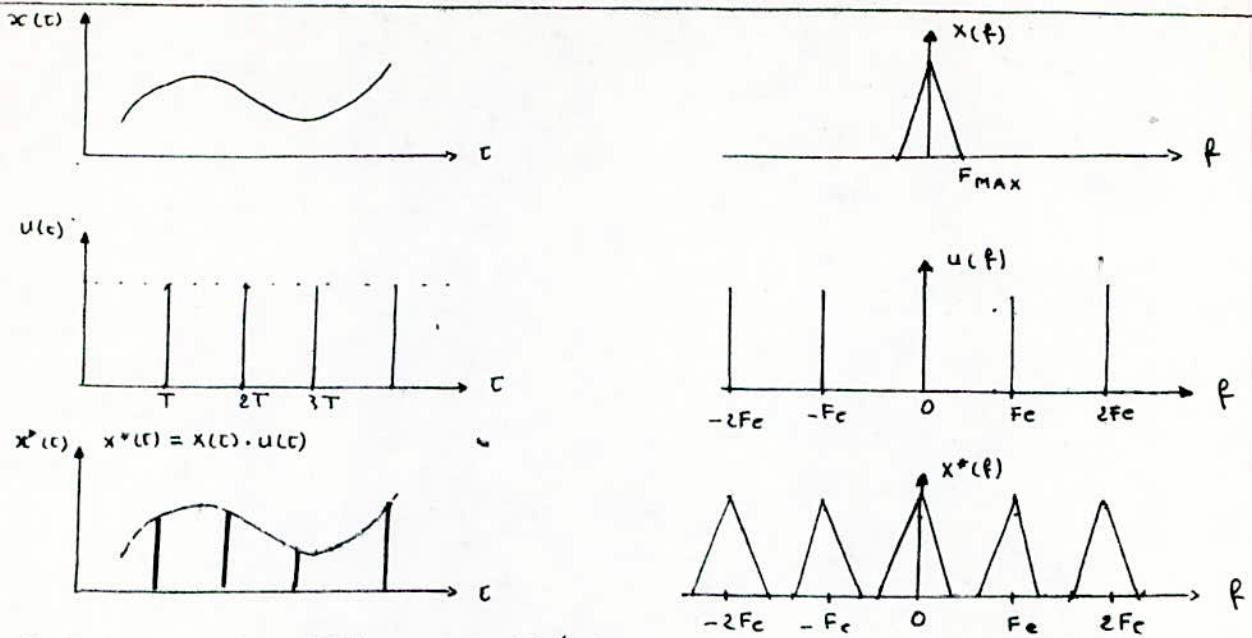


FIG 2a Echantillonnage idéal

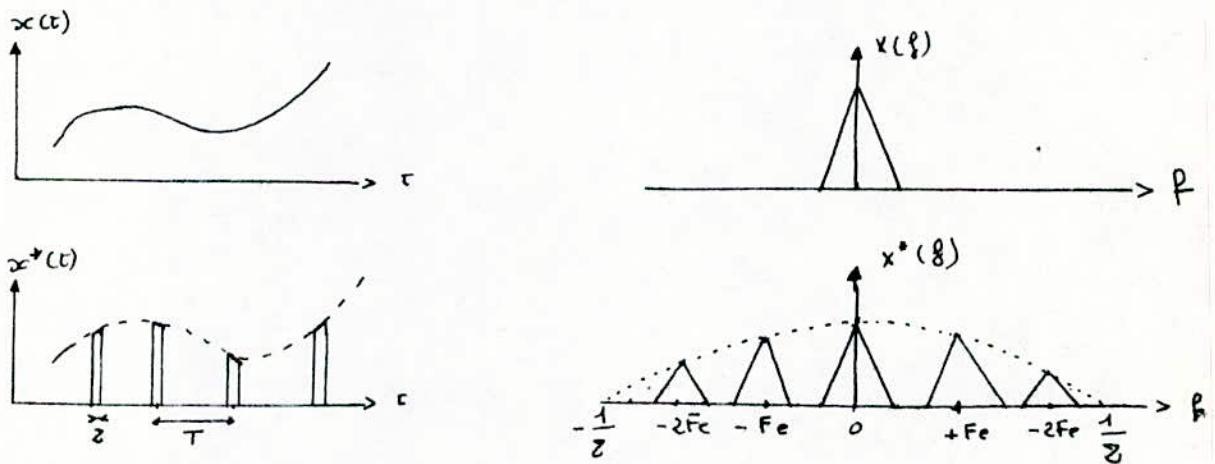


FIG 2b. Echantillonnage réel

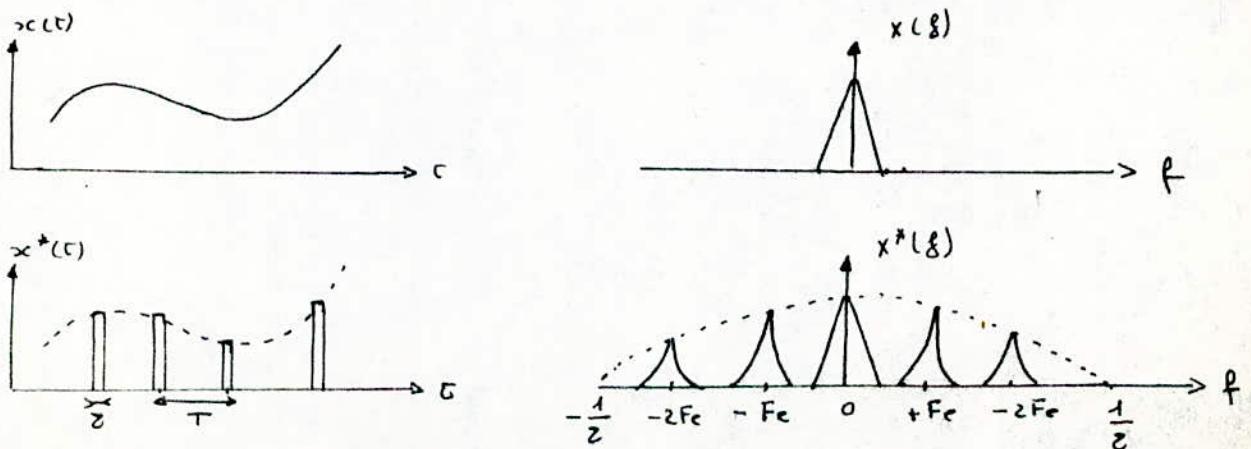


FIG 2c. Echantillonnage bloqué

$$X^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T}}{\frac{n\pi\tau}{T}} X(f-nF_e)$$

Ainsi le paramètre τ a modifié le spectre en le limitant à $\frac{1}{\tau}$ mais n'a pas changé sa forme (voir figure 2b). Il n'y a pas donc de distorsion de la partie centrale du spectre.

4-Échantillonnage bloqué

L'impulsion a une durée τ et une amplitude constante. Le spectre est représenté par la figure:

$$X^*(f) = \frac{\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} X(f-nF_e)$$

Dans ce cas il y a distorsion.

5-Conclusion

En échantillonnant un signal, on commet des erreurs qui interviennent dans la précision des conversions analogique-numériques. Ce problème se pose particulièrement lorsqu'on désire traiter sous forme numérique des phénomènes rapides, isolés.

III-CIRCUITS D'ÉCHANTILLONNAGE ET MAINTIEN

Échantillonner et bloqué signifie prélever la valeur d'un signal analogique à un instant particulier et la conserver jusqu'au prélèvement suivant ou jusqu'à ce que tout processus à réaliser sur le système soit effectué. Pendant le temps de conversion t_c l'amplitude de l'échantillon prélevé doit être constante. Ce temps détermine l'erreur de conversion maximum de chaque échantillonnage d'un signal analogique variable. Par exemple si le signal analogique est une sinusoïde:

$$V = V_m \sin \omega t \quad \frac{dV}{dt} = 2\pi f V_m \cos \omega t$$

L'erreur maximum ΔV pendant t_c est:

$$\Delta V = 2\pi f t_c V_m$$

Si l'on s'impose $\Delta V = q$ (1 quantum) et l'on utilise un codage de n bit ce qui entraîne $2V_m = 2^n q$. La fréquence maximale pour ne pas utiliser le circuit de maintien est:

$$f_{\max} = \frac{1}{2^n \pi t_c}$$

Au delà de cette fréquence le circuit de maintien est nécessaire.

1-Principe de fonctionnement (fig 3)

Le circuit de maintien est placé après l'échantillonneur. L'ensemble comprend deux (2) entrées: Une analogique et une numérique et une sortie échantillonnée.

Quand un niveau logique "1" est appliqué par la commande, la tension de sortie suit fidèlement le signal d'entrée, ceci correspond au temps d'échantillonnage (t_1).

* Pendant le temps de maintien $t_2 - t_1$, quand on applique un niveau "0" la sortie conserve la dernière valeur du signal d'entrée et reste constante.

* Quand le signal de commande revient à "1", la sortie prend subitement la valeur du signal d'entrée à l'instant t_2 .

Dans ce système on suppose que les temps de commutations sont nuls et qu'il n'y a pas de dérive ou de fuite.

OPERATIONS EFFECTUEES EN CONVERSION

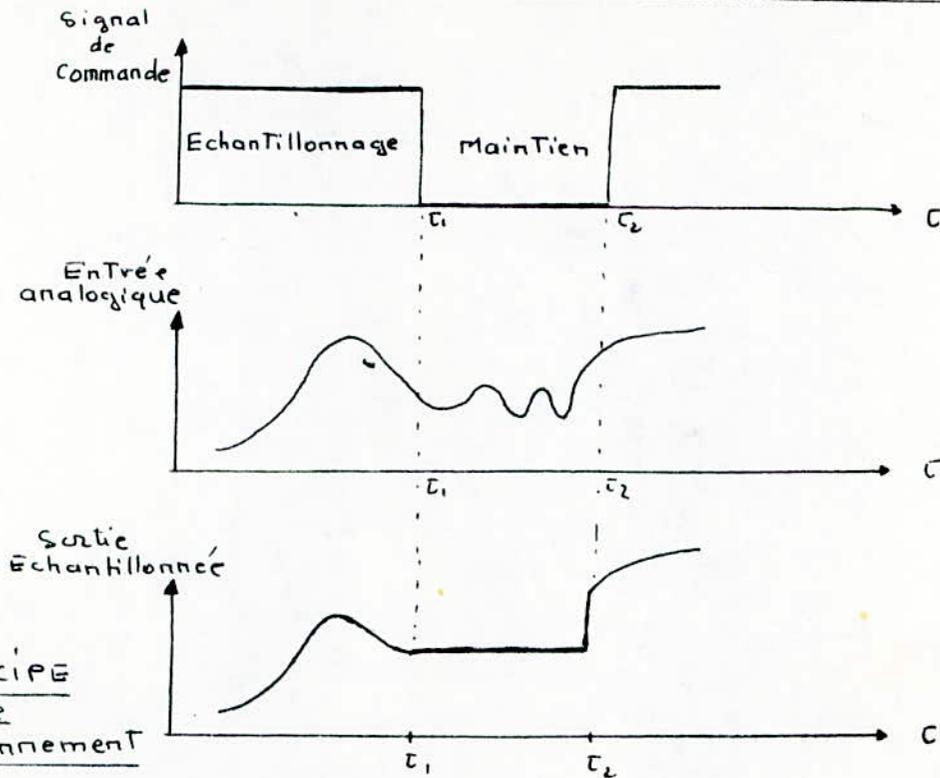
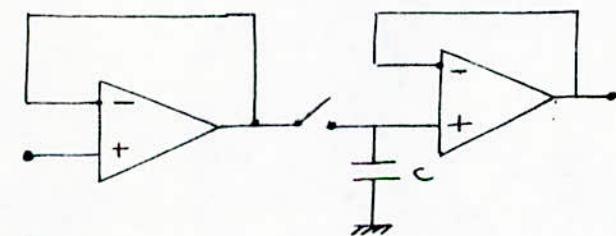
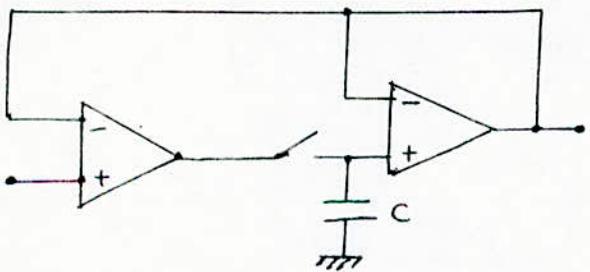


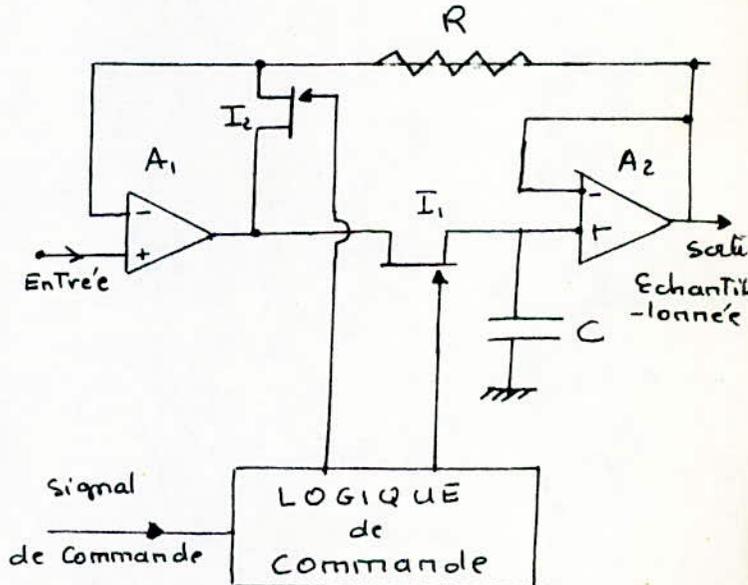
FIG 3 : PRINCIPES de Fonctionnement



a.



b.



c.

FIG. 4 : CIRCUITS D'ECHANTIIONNAGE et de MAINTIEN

En réalité différents erreurs sont introduites par les circuits qui composent ces systèmes à savoir: les commutateurs analogiques contrôlés par la commande, le condensateur qui maintient le signal de sortie pour l'état "0" et l'amplificateur opérationnel qui isole le condensateur de maintien de la charge.

2-Circuits d'échantillonnage et de maintien

* Sur la figure 4(a) on utilise un A.O. suiveur qui présente une grande impédance d'entrée et un gain égal à un 1) afin d'isoler la capacité du circuit de charge. On isole aussi la source de la mémoire analogique afin d'éviter les oscillations avec C. Ceci permet d'avoir un bon temps d'acquisition (temps que met le signal de sortie pour être égal au signal d'entrée).

* On réalise un bouclage de la sortie sur l'entrée (fig 4b) afin d'augmenter la précision du système et les erreurs de décalage et de mode commun sont compensées par ajustement de la charge stockée dans le condensateur.

* La figure 4c montre un circuit d'échantillonnage et de maintien où les commutateurs sont des MOS-FET.

Quand le niveau "1" est appliqué, I_2 est fermé. La tension d'entrée est égal à la tension de sortie. *et ouvert!*
Le courant de sortie de l'A.O. charge le condensateur C jusqu'à ce que sa tension soit égale à la tension d'entrée, cette étape correspond à l'échantillonnage.

Quand "0" est appliqué la commande ouvre I_1 et ferme I_2 ; la tension de charge du condensateur ne décroît pas car C ne peut se décharger ni à travers A_2 qui présente une grande impédance d'entrée, ni à travers le FET I_1 qui étant ouvert, ainsi la tension de charge est maintenue constante.
Durant cette étape de maintien l'A.O. A_1 fonctionne en suiveur puisque I_2 est fermé et ne se sature pas. La chute de tension aux bornes de R donne la différence entre les signaux d'entrée et de sortie.

3- Erreurs dans les circuits EM

Elles correspondent aux différents étapes de l'EM

a- Echantillonnage *fig 5*

- Erreur de décalage

L'erreur de décalage est due à l'existence des tensions de décalage des amplificateurs, quand la tension d'entrée est nulle. Elle se compense à l'aide d'un potentiomètre extérieur.

- Erreur de gain

L'erreur de gain est due aux erreurs de gain de l'amplificateur. En effet la tension de sortie n'est pas égale à la tension d'entrée. On la compense en réglant le gain global du système.

b- Transition d'échantillonnage-maintien

- Temps d'ouverture

C'est le temps qui sépare l'instant de commande et celui auquel le commutateur est effectivement ouvert. Pendant ce temps le condensateur continue à se charger à une valeur non souhaitée. On mesure le temps d'ouverture à partir du moment où le signal de commande est à 50% de sa valeur. Il dépend donc des performances du commutateur.

- Erreur de charge

Elle est due au transgert de charge de la capacité de l'interrupteur (Cgd) dans le cas d'un FET) dans la capacité de maintien.

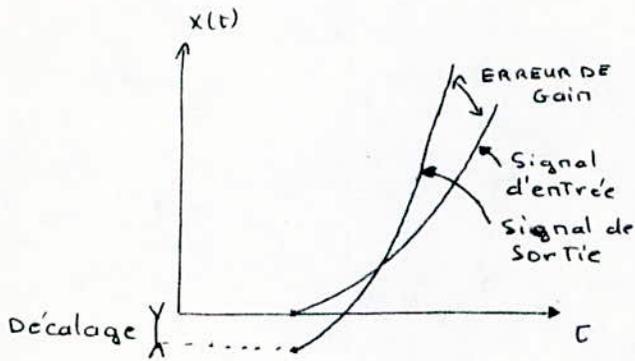


FIG. 5. ERREURS D'ECHANTILLONNAGE

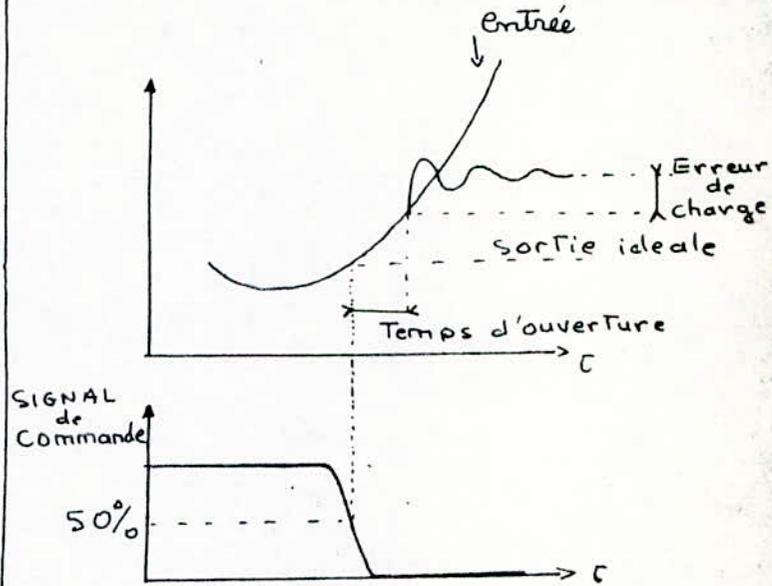


FIG. 6a: TRANSITION ECHANTILLONNAGE - MAINTIEN

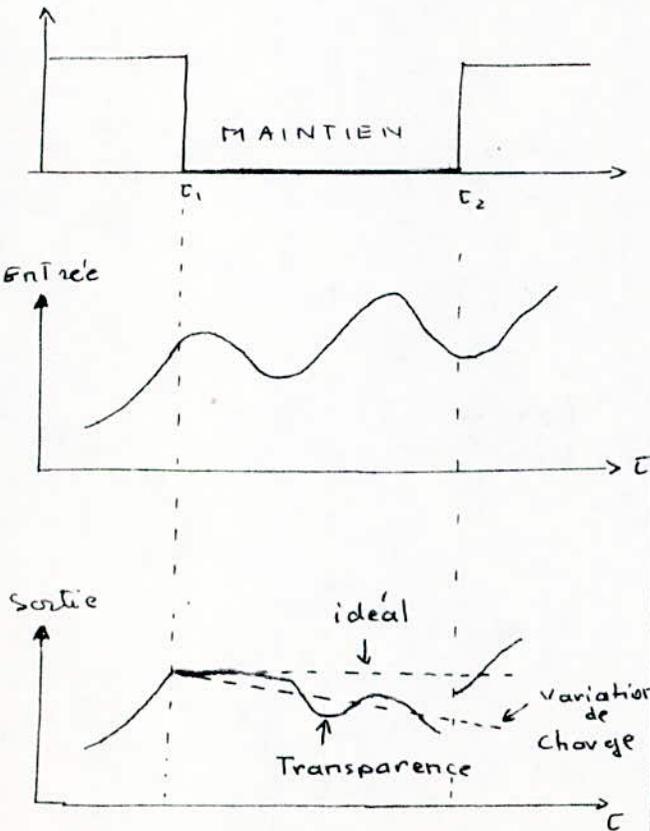


FIG. 6b: ERREURS de MAINTIEN

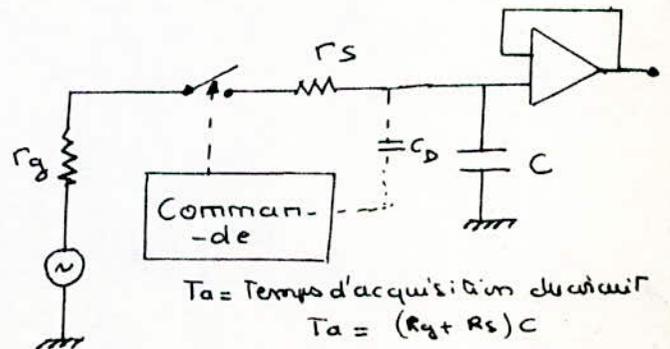
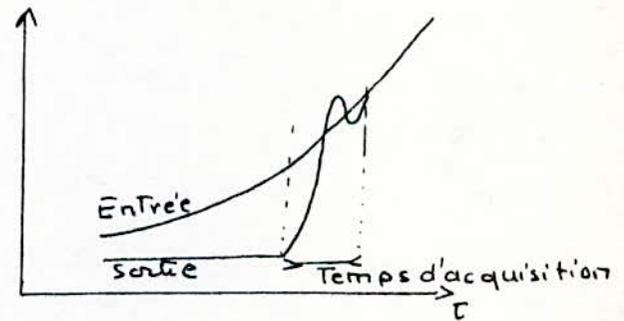


FIG. 7 TRANSITION MAINTIEN - ECHANTILLONNAGE

$T_a = \text{Temps d'acquisition du circuit}$
 $T_a = (R_g + R_s) C$

On le réduit en diminuant C, ou en augmentant la capacité de stockage.
Un régime transitoire peut s'ajouter en augmentant ainsi le temps d'acquisition.

c-Maintien

-Variation de la charge

La tension aux bornes du condensateur ne demeure pas constante mais varie linéairement à cause des courants de fuite de la capacité de l'interrupteur, du courant de polarisation. En général cette variation est petite, ce qui permet de supposer que le courant I_f sortant de la capacité est constant.

$$\Delta V = -\frac{I_f}{C} (t_2 - t_1)$$

-Transparence

C'est la fraction du signal d'entrée qui se retrouve en sortie. Elle est due essentiellement à la capacité de couplage existant entre l'entrée et la sortie de l'interrupteur.

d-Transition maintien-échantillonnage Fig 7

Quand la commande passe de "1" à "0", la capacité de stockage se charge pendant un instant t_a pour atteindre la valeur d'entrée. Ce temps t_a s'appelle temps d'acquisition, on réduit ce temps en choisissant un amplificateur très rapide, une faible impédance série de l'interrupteur, une faible impédance interne du générateur utilisé.

$$T_a = (r_g + r_s)C$$

On le mesure en faisant passer le signal d'entrée de zéro à sa valeur maximale.

IV-QUANTIFICATION

1-principe

La quantification consiste à associer aux valeurs des échantillons un ensemble de valeurs discrètes que prendra le signal de sortie. Ces valeurs aux instants d'échantillonnage n'y sont pas transmises telles quelles mais de manière approximative avec une erreur pouvant d'ailleurs être rendue arbitrairement petite. Cette approximation tient au fait qu'on a remplacé le message à transmettre, qui peut prendre quelle valeur aux instants d'échantillonnage par un message qui ne peut prendre que des valeurs discrètes. Cette substitution permet une transmission codée.

On divise l'intervalle de variation du signal analogique en plusieurs parties non nécessairement égales et qui sont appelées "quants" (q). Par exemple une valeur analogique comprise dans l'intervalle $(nq, (n+1)q)$ sera représentée par nq ..

2-Bruit de quantification

L'application d'un ensemble continu sur un ensemble discret implique nécessairement une perte d'information. Après reconstitution, le signal diffère du signal incident, l'erreur introduite est appelée erreur de quantification. Elle dépendra de la caractéristique de quantification et de la statistique du signal incident.

b-Quantification uniforme

Les niveaux élémentaires ou "quants" sont égaux $q_i = q; \dots$
 Le signal analogique $x(t)$ peut être exprimé en fonction de ses échantillons par:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x\left(-\frac{k}{2F_{max}}\right) \frac{\sin 2\pi F_{max}\left(t - \frac{k}{2F_{max}}\right)}{2\pi F_{max}\left(t - \frac{k}{2F_{max}}\right)} \quad (1)$$

Pour être quantifier $x(t)$ est remplacé par $x_q(t)$:

$$x_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_q\left(-\frac{k}{2F_M}\right) \frac{\sin 2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)}{2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)} \quad (2)$$

Les échantillons $x_q\left(-\frac{k}{2F_M}\right)$ diffèrent de $q/2$ au plus des échantillons $x\left(\frac{k}{2F_M}\right)$

$$x_q\left(-\frac{k}{2F_M}\right) = x\left(-\frac{k}{2F_M}\right) + \theta_k \cdot q \quad (3)$$

où θ_k est une variable aléatoire qui peut prendre toutes les valeurs comprises entre $-1/2$ et $+1/2$.

Puisque les intervalles de quantification q sont en général petits par rapport à la valeur de crête du signal, on peut considérer que la distribution de probabilité de θ_k est constante dans l'intervalle $-1/2, +1/2$ et ne dépend ni de k , ni du signal. Cette densité est:

$$w(\theta) = 1 \text{ pour } |\theta| < 1/2$$

$$w(\theta) = 0 \text{ pour } |\theta| > 1/2$$

On substitue (3) dans (2)

$$x_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[x_q\left(\frac{k}{2F_M}\right) + \theta_k \cdot q \right] \frac{\sin 2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)}{2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)}$$

En posant $s_k(t) = \frac{\sin 2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)}{2\pi F_M\left(t - \frac{k}{2F_M}\right)}$ (4)

On obtient en tenant compte de (3)

$$x_q(t) = x(t) + q \sum_k \theta_k s_k(t)$$

On note l'erreur;

$$e(t) = q \sum_k \theta_k s_k(t) \quad (5)$$

$$x_q(t) = x(t) + e(t) \quad (6)$$

a-Calculons la puissance moyenne du bruit de quantification

$$e^2(t) = q^2 \sum_k \theta_k s_k(t) \cdot \sum_j \theta_j s_j(t)$$

$$e^2(t) = q^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \sum_k \sum_j \theta_k \theta_j \int_{-T}^T s_k(t) \cdot s_j(t) dt$$

Vu l'orthogonalité des fonctions d'échantillonnage

$$\int_{-T}^T s_k(t) \cdot s_j(t) dt = \begin{cases} 1/2F_{max} & \text{pour } k=j \\ 0 & \text{pour } k \neq j \end{cases}$$

Le temps d'intégration vaut:

$$2T = 2n - \frac{1}{2F_M} \quad n = 0, 1, \dots$$

Donc

$$e^2(t) = q^2 \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n} \sum_{k=-n}^n \theta_k^2 \cdot \frac{1}{2F_M}$$

e

$$e^2(t) = q^2 \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n} \sum_{k=-n}^n \theta_k^2$$

Mais $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n} \sum \theta_k^2$ est la variance de la variable θ_k

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n} \sum \theta_k^2 = \int_{-1/2}^{1/2} \theta_k^2 \cdot w(\theta_k) d\theta_k = \int_{-1/2}^{1/2} \theta_k^2 d\theta_k = 1/12$$

Donc

$$e^2(t) = \frac{q^2}{12} \quad (7)$$

b-Rapport signal sur bruit

$$\left(\frac{S}{B}\right)_q = \frac{\overline{x^2(t)}}{\sigma^2(t)} = 12 \cdot \frac{\overline{x^2(t)}}{q^2}$$

Si V est la valeur de crête, N le nombre de niveaux de quantification et

$$C^2 = \frac{V^2}{3N^2 \cdot \overline{x^2(t)}} \quad N = \frac{2V}{q} = 2^n$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_q = \frac{C^2}{3} = 10 \log C^2$$

c-Caractéristique de transfert

Puisqu'on a une quantification uniforme la caractéristique de transfert est une courbe en marche d'escaliers (figure 3a). Les milieux correspondent aux différentes valeurs de la tension V_{nom} , forment une droite qui est appelée caractéristique idéale d'un CAN. La courbe (3b) qui représente l'erreur de quantification fait apparaître l'évolution en dents de scie entre $-q/2$ et $+q/2$. On remarque que pour V_{nom} l'erreur est nulle, l'erreur est au plus égale à $q/4$. (q : tension minimale) La figure (3a) représente l'erreur de quantification en fonction du temps où elle se présente sous forme de segment de droite sauf quand le signal $x(t)$ passe par un extremum (figure 3b). Cette erreur s'annule pour les valeurs nominales V_{nom} .

d-Conclusions

La quantification uniforme défavorise les signaux faibles et n'y procure qu'un faible rapport $\left(\frac{S}{B}\right)_q$. Pour éliminer cet inconvénient on emploie une quantification non linéaire, souvent logarithmique qui est un procédé de compression et avec lequel on peut avoir un rapport $\left(\frac{S}{B}\right)_q$ constant pour une grande dynamique du signal d'entrée.

4-Quantification logarithmique

Plûtôt que de donner la suite des pas de quantification q_i on préfère donner la loi de compression qu'on devra faire subir au signal avant une quantification uniforme. Elle est réalisée avec des quantités petites aux niveaux faibles.

La caractéristique du compresseur logarithmique pour les valeurs positives du message appliqué est:

$$S = k \log\left(1 + \frac{u}{V}\right)$$

u : facteur de compression
 u : signal appliqué

Si $m=V$ $S=V$

$$k = \frac{V}{\log(1+u)}$$

S : signal sortant
 V : valeur de crête du signal appliqué
 k : constante

$$S = \frac{V}{\log(1+u)} \cdot \log\left(1 + \frac{x}{V}\right) \quad (1)$$

$$ds = \frac{u}{\log(1+u)} \cdot \frac{1}{1+u} \cdot \frac{dx}{V}$$

$$\Delta x = \frac{\log(1+u)}{u} \cdot (1+m \cdot u/V) \Delta S$$

a-Puissance moyenne du bruit

Pour calculer la puissance moyenne du bruit de quantification.

OPERATIONS EFFECTUEES EN CONVERSION

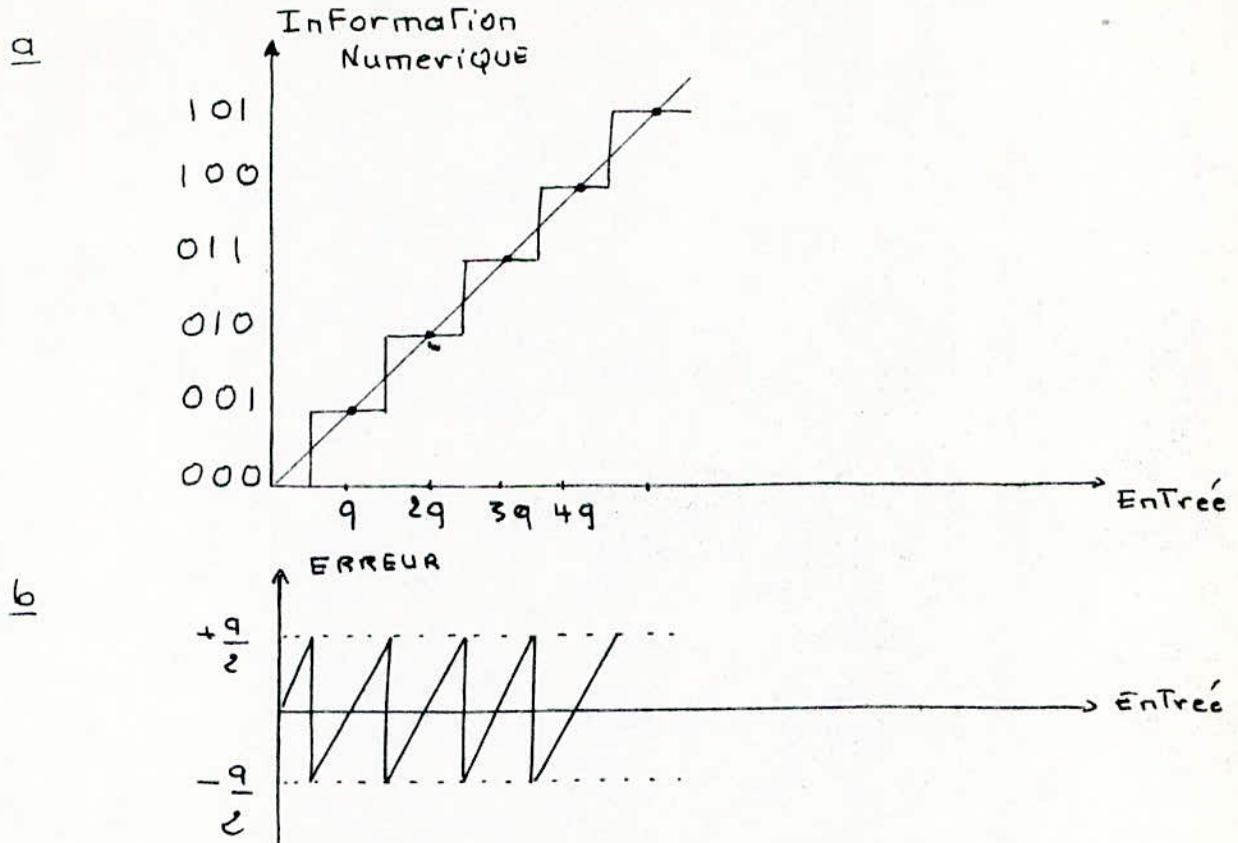


FIG 8 : Caractéristique de Transfert et ERREUR.

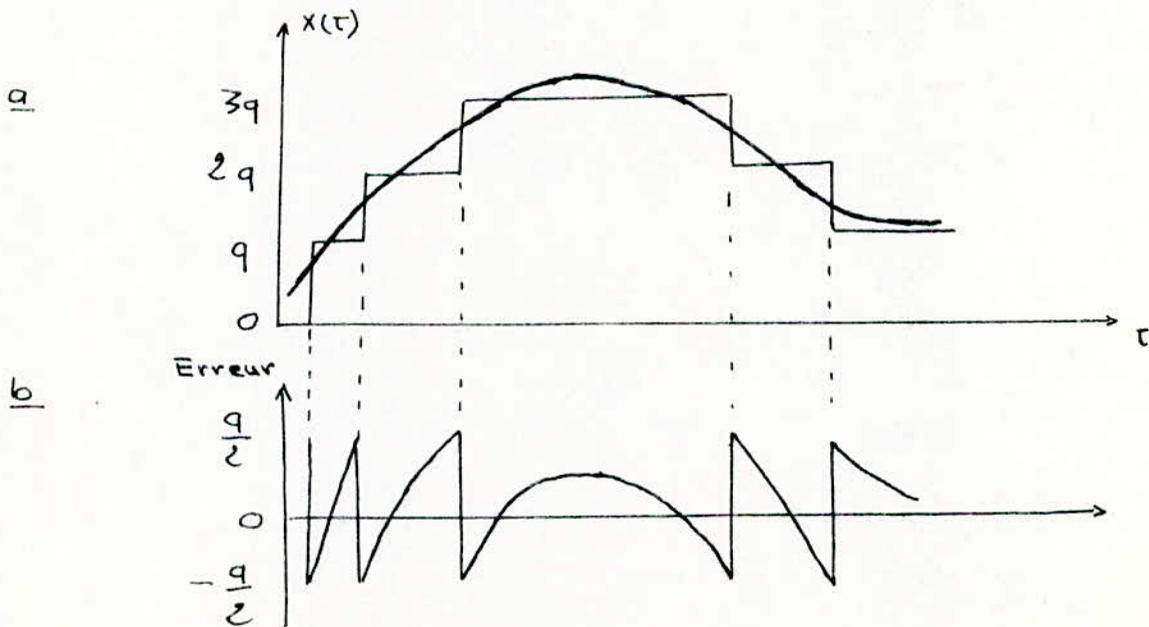


FIG 9 : SIGNAL de Quantification et ERREUR

On calcule la valeur quadratique moyenne:

$$(\Delta x)^2 = \frac{\log^2(1+u)}{u^2} \cdot (1+x \cdot u/V)^2 \cdot (\overline{AS})^2$$

AS est le bruit de quantification uniforme, indépendant de x

$$(\overline{AS})^2 = q/12 = V^2/3N^2$$

En notant $\overline{x} = \hat{x}^2(t)$, la puissance moyenne du message et en supposant que sa moyenne est nulle $\hat{x}(t)=0$

$$(1+x \cdot u/V)^2 = 1 + x^2 \cdot u^2/V^2$$

D'où

$$(\Delta x)^2 = \frac{V^2 \cdot \log^2(1+u)}{3N^2 \cdot u^2} \cdot (C^2 + u^2)$$

$$c^2 = \frac{V^2}{\sigma_x^2}$$

b-Rapport signal sur bruit

$$\frac{S}{B} = \frac{\hat{x}^2(t)}{(\Delta x)^2} = \frac{3N^2 \cdot u^2}{\log^2(1+u)} \cdot \frac{1}{C^2 + u^2}$$

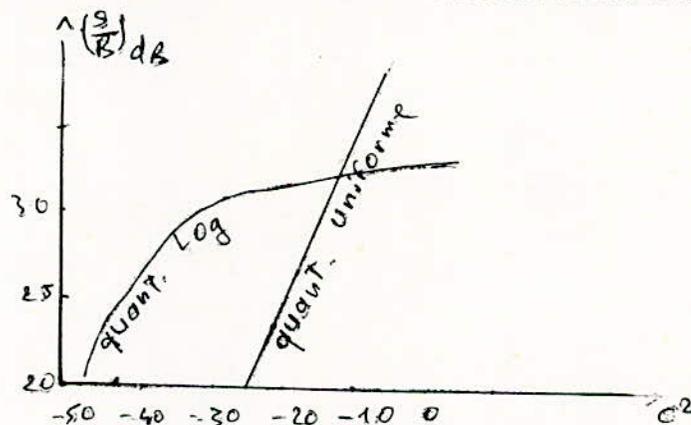
$$\left[\frac{S}{B} \right]_{dB} = 10 \log \left(\frac{3N^2 \cdot u^2}{\log^2(1+u)} \right) - 10 \log(C^2 + u^2)$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = B - 10 \log(C^2 + u^2)$$

B = Constante

5-Comparaison des deux quantificateurs

On remarque qu'avec la loi logarithmique il est possible d'avoir un rapport (S/B) constant pour une grande dynamique d'entrée (par exemple 30dB). Ceci s'utilise dans les télécommunications.



V- CODAGE

Le codage est une opération qui consiste à établir une correspondance biunivoque entre le nombre de quanta exprimant l'amplitude d'un échantillon et son expression dans un code déterminé.

Souvent on utilise les codes binaires et qui sont de plusieurs sortes. Le choix d'un code réagit sur le fonctionnement du convertisseur. A chaque état du digit est associée une tension; l'état "1" correspond à un niveau maximal de 2,4V et l'état "0" correspond à un niveau maximal de 0,8V (par exemple dans le cas des circuits TTL).

Suivant que le signal à coder soit toujours de même signe ou alternativement positif et négatif, on définit les codes unipolaires et les codes polaires.

A- Codes

1- Codes unipolaires

a) Code binaire naturel

sous la forme

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$$

Dans le code binaire pur un nombre N s'écrit

a_{n-1} : bit de plus fort poids "MSB"
 a_0 : bit de plus faible poids "LSB"

Un nombre fractionnaire N est représenté par:

$$N' = \sum_{j=1}^n a_j 2^{-j}$$

Les coefficients a_j valent 0 ou 1 suivant que le bit correspondant est nul ou non.

Au nombre N on fait correspondre la tension

$$U = \frac{U_{ref}}{2^n} (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_0)$$

Le bit de plus faible poids est l'équivalent d'un quantum. Il est obtenu en faisant tous les $a_i = 0$ sauf $a_0 = 1$

$$q = \frac{U_{ref}}{2^n}$$

U_{ref} : tension constante qui sert de facteur d'échelle

b- Code DCB (Décimal code binaire) ou BCD

C'est un code à 4 bits dont 10 combinaisons sur les 16 possibles sont employées pour désigner les 10 chiffres décimaux 0 à 9. La tension correspondante s'écrit:

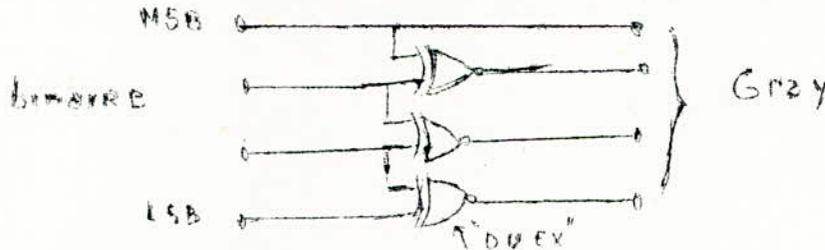
$$U = \frac{U_{ref}}{10} (8a_1 + 4a_2 + 2a_3 + a_4) + \frac{U_{ref}}{100} (8b_1 + 4b_2 + 2b_3 + b_4)$$

Les groupes (a_1, a_2, a_3, a_4) , (b_1, b_2, b_3, b_4) correspondent à la transcription en binaire des chiffres décimaux. Dans cette transcription on peut utiliser les codes 1 . 2 . 4 . 8 ou 1 . 2 . 4 . 2 .

Ce code s'emploie dans les dispositifs à affichage numérique.

c- Code Gray ou binaire réfléchi

Dans ce code le passage d'un nombre au suivant nécessite le changement d'un seul bit, cela permet d'éviter les transitions intermédiaires erronées. Le passage du code binaire pur au code Gray s'obtient en utilisant le montage ci-dessous. Ce code est utilisé dans les systèmes à codage angulaire



2- Codes bipolaires

Il faut pouvoir distinguer deux (*) signaux de même amplitude et de signes différents.

a) Code amplitude- signe

On code l'amplitude en binaire naturel et le signe grâce à un bit supplémentaire qui vaut "1" pour les nombres positifs et "0" pour les nombres négatifs. Dans ce code un nombre est exprimé par (n+1) chiffres. Etant donné que la pleine échelle à doublé le quantum reste donc le même :

$$q = \frac{2U_{ref}}{2^{n+1}} = \frac{U_{ref}}{2^n}$$

Ces codes sont peu utilisés car ils se prêtent mal aux opérations arithmétique, cependant ils présentent une bonne linéarité au voisinage de zéro pour les deux polarités et ce type de code est utilisé pour les convertisseurs à haute résolution.

b) Code binaire décalé.

C'est un code binaire pur décalé de manière que la tension la plus négative (-Uref) corresponde au nombre "0" et qu'une tension nulle corresponde à la mi-échelle soit le nombre 2^{n-1} . Une tension en binaire décalé s'exprime par:

$$U = 2 \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} (\bar{a}_1 2^{n-1} + a_2 2^{n-2} + \dots + a_0) - U_{ref}$$

a₁ bit de signe

Dans ce code un nombre est donné par:

$$N_{BD} = 2^n \pm N_B$$

N_B: nombre exprimé en binaire pur

De même, le bit de signe (bit significatif) vaut "1" pour les nombres positifs et "0" pour les nombres négatifs. Le CBD est un des codes les plus faciles à mettre en application

c- Code complément à 2

Il est obtenu à partir du code binaire décalé en inversant le bit de plus fort poids (bit de signe). Le tension U s'écrit:

$$U = 2 \cdot \frac{U_{ref}}{2} \left(2^{n-1} \cdot a_1 + a_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + a_0 \right) - U_{ref}$$

Pratiquement on obtient le complément à 2 des nombres négatifs en inversant tous les bits de N_B et en y additionnant +1. Les nombres positifs s'expriment par leurs équivalents en binaire. Mathématiquement

$$N_{C2} = 2^{n+1} - N_B$$

Le circuit présente un inconvénient : la linéarité au voisinage de zéro est difficile à obtenir et à conserver lors des variations de température notamment pour les convertisseurs à haute résolution. En effet le zéro et les faibles tensions négatives s'obtiennent en faisant la soustraction de deux (2) tensions élevées.

d- Code complément à 1

Il est obtenu en inversant tous les bits du nombre binaire il diffère du complément à 2 d'un bit de moindre poids pour les tensions négatives. Physiquement il sera réalisé comme le précédent.

Pratiquement le nombre en complément à 1 est :

$$N_{C1} = 2^{n+1} - N_B - 1$$

Les inconvénients de ce code sont identiques au précédent, il y'a deux zéros possibles suivant l'ordre des opérations arithmétiques effectuées :

- +06 ----> 0000
- 0 ----> 1111

Ce code est surtout utilisé pour les compteurs.

REMARQUES :

-Codes unipolaires

$$q = \frac{U_{ref}}{2^n} \quad U_{max} = \frac{U_{ref}}{2^n} \cdot (2^n - 1) \quad U_{min} = 0$$

$$U_{max} - U_{min} = \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 1)$$

-Codes bipolaires

$$q = \frac{U_{ref}}{2^n} \cdot 2 \quad U_{max} = 2 \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 1) - U_{ref} \quad U_{min} = -U_{ref}$$

$$U_{max} = \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 2)$$

$$U_{ref} - U_{min} = 2 \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 1)$$

B-Erreur de codage produite par le bruit

a-Puissance moyenne du bruit

A cause des perturbations, le récepteur confond quelque fois le chiffre 0 avec le chiffre 1 ou inversement. Un mot codé où une erreur est intervenue est décodé incorrectement, il apparaît par conséquent une erreur analogique dans l'échantillon du signal $x_q(\frac{n}{2F_{max}})$ qui devient $x'_q(\frac{n}{2F_{max}})$.

On suppose que les perturbations sont provoquées par un bruit de fluctuation de puissance moyenne σ^2 . Si le bruit dépasse la valeur $A/2$, des erreurs peuvent se produire, le chiffre "0" peut être confondu avec le chiffre 1 tandis que si le bruit est inférieur à $-A/2$, le chiffre 1 peut être confondu avec le chiffre 0.

La probabilité pour que le bruit dépasse $A/2$ est:

$$P = \int_{A/2}^{\infty} P(x) dx \quad P(x): \text{densité de probabilité du bruit de fluctuation}$$
$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Posons $P = \frac{A}{2\sigma}$

Alors
$$P = \int_{A/2}^{\infty} P(x) dx = \int_{P\sigma}^{\infty} P(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{P\sigma}^{\infty} e^{-x^2/2\sigma^2} d(x/\sigma)$$

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_P^{+\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

$$P = 1 - F(P)$$

$F(P)$ est la fonction de répartition normale de probabilité pour la variable $P = \frac{A}{2\sigma}$.

Généralement P est suffisamment grand pour que la probabilité P d'une erreur soit petite.

Dans le cas du bruit de fluctuation, la probabilité que deux (2) erreurs se produisent dans un même mot codé est très petite, de sorte que ce cas ne sera pas pris en considération dans la suite. On considère donc qu'il ne produit au plus une seule erreur dans un mot codé, la probabilité de cette erreur étant P .

Lors du codage, les échantillons du message sont approximativement égaux au nombre de quanta le plus proche. En considérant le code binaire naturel

$$x(\frac{k}{2F_{max}}) = (a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0) q$$

Si l'un des chiffres a_i est transmis d'une manière erronée, on obtient

$$x'(\frac{k}{2F_{max}}) = (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + \bar{a}_i 2^i + \dots + a_0) q$$

L'erreur analogique est:

$$e\left(\frac{k}{2F_{max}}\right) = x\left(\frac{k}{2F_{max}}\right) - x'\left(\frac{k}{2F_{max}}\right) = (a_i - \bar{a}_i) 2^i \cdot q$$

Comme $|a_i - \bar{a}_i| = 1$

$$e\left(\frac{k}{2F_{max}}\right) = 2^i \cdot q$$

$$q = 2V/2^n \implies \left| e\left(\frac{k}{2F_{max}}\right) \right| = V \cdot \frac{2^i}{2^{n-1}}$$

Si l'on calcule la valeur quadratique moyenne pour toutes les positions de l'erreur dans le mot codé, on obtient :

$$\bar{e}^2 = V^2 \sum_{i=0}^{n-1} \frac{2^{2i}}{2^{2(n-1)}} P = \frac{V^2 P}{2^{2(n-1)}} \sum_{i=0}^{n-1} 2^{2i}$$

$$\bar{e}^2 = 4V^2 P \frac{2^{2n} - 1}{3 \cdot 2^{2n}} \quad \text{Si } N = 2^n$$

$$\bar{e}^2 = 4 \cdot V^2 \cdot P \cdot \frac{N^2 - 1}{3N^2} \quad \text{si } N^2 \gg 1$$

$$\bar{e}^2 = 4/3 \cdot V^2 \cdot P$$

Cette erreur se présente comme un bruit

b- Rapport signal sur bruit

~~$\sqrt{V^2 \cdot P}$~~

$$(S/B)_c = \frac{\hat{x}^2(t)}{\bar{e}^2} = \frac{\hat{x}^2(t)}{V^2} \cdot 3/4P$$

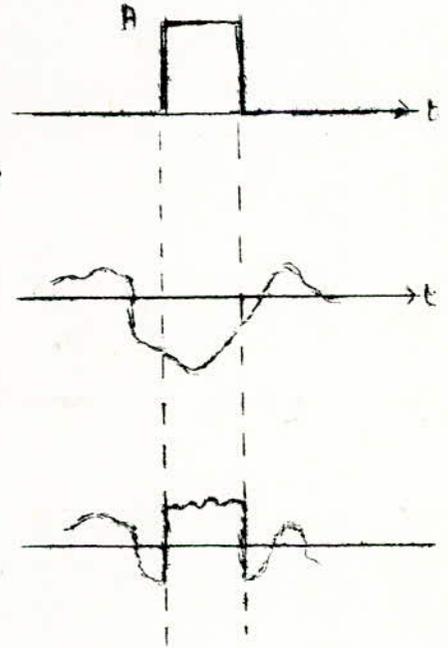
Si $C^2 = \sqrt{V^2 \cdot P}$

$$(S/B)_c = 3/4 \cdot 1/P \cdot C^2$$

$P = 1 - F(\epsilon)$

$$F(\epsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{p^2}{2}} dp$$

$$(S/B)_c = \frac{3}{4C^2} \cdot \frac{1}{(1-F(p))}$$



p est un paramètre normalisé

A: Amplitude des impulsions codées

C: Valeur efficace du bruit

Si le code utilisé est autre que le binaire naturel le rapport $(S/B)_p$ peut augmenter.

I. -- COMPARATEURS ET AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

24

A. COMPARATEURS :

- 1) Définitions (RMC - MC - MD).
- 2) Imperfections et dérives.
 - a - Tension de décalage.
 - b - Courant de décalage.
 - c - Effet en mode commun.
 - d - Dérive de l'alimentation.
 - e - Dérive (totale) en tension ramenée à l'entrée.
- 3) Caractéristiques des comparateurs.
 - a - Caractéristique de transfert idéal.
 - b - Précision.
 - c - Rapidité.
 - d - Stabilité.
- 4) Différentes sortes de comparateurs.
 - a - Comparaison de tension.
 - b - Comparaison de courant.

B. AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS :

- 1) Changeur de signe à gain constant.
- 2) Entrée différentielle.
- 3) Amplificateur sourceur adaptateur d'impédance.
- 4) Sommateur.
- 5) Amplification avec impédance de réaction.
 - a - Intégrateur.
 - b - Dérivateur.
- 6) Amplificateur logarithmique.

C. DIFFERENCE ENTRE COMPAREUR ET A.O.

II. -- COMMUTATEURS ANALOGIQUES

33

- 1) Transistors à effet de champs.
 - a - Commutateurs à J/FET
 - b - Commutateurs à MOS/FET
 - c - Commutateurs à C MOS.
 - d - Influence des capacités d'un commutateur FET.
 - Vitesse de commutation.
 - Transistoire de commutation.
- 2) Commutateurs à transistors bipolaires.
- 3) Comparaison des commutateurs à FET et bipolaires.

III. SOURCE DE REFERENCE

41

- 1) Diode Zener.
 - a - Rappel.
 - b - DZ compensée en température.
 - c - DZ associée à 1 filtre actif.
- 2) Référence à diodes polarisées en direct.

IV. -- RESEAU DE RESISTANCE

44

- 1) Résistances obtenues par diffusion.
- 2) Implantation ionique.
- 3) Résistances à couches.
- 4) Conclusion.

COMPOSANTS UTILISES DANS LES CAN

L'évènement de la ^{-on-}mécatronique évite l'emploi de nombreux composants discrets nécessaires à la réalisation d'un CAN.

L'intégration présentant des avantages tant qu'en encombrement et qu'en puissance (faible consommation) présente aussi le problème des variations de température qui agissent sur les performances du système (les éléments sont très rapprochés les uns des autres).

Aussi il est nécessaire d'étudier l'influence de l'intégration sur les composants principaux à savoir les comparateurs, les commutateurs analogiques, les sources de référence, le réseau de résistances.

I. COMPARATEURS ET A.O. :

A. COMPARATEURS :

1) Définitions :

- Un comparateur est un composant comprenant deux entrées et une sortie et qui a pour rôle de fournir en sortie un signal numérique N ne prenant que 2 valeurs (correspondant aux état "0" et "1").

Suivant la relation existant entre les amplitudes des tensions d'entrée V_1 et V_2

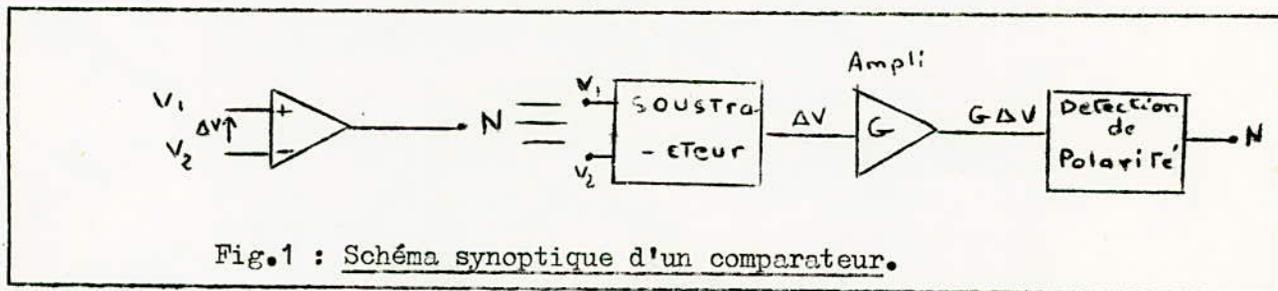


Fig.1 : Schéma synoptique d'un comparateur.

.../...

Si $V_1 > V_2$ N \rightarrow "1"
 Si $V_1 < V_2$ N \rightarrow "0"

Le gain G de l'ampli doit être suffisant pour que $G \cdot \Delta V$ soit supérieur au seuil du détecteur.

- Tension différentielle :

C'est la **différence** de tensions $\Delta V = V_1 - V_2$

- Tension en mode commun :

Elle est donnée par $\frac{V_1 + V_2}{2} \approx V_1 \approx V_2 = V_c$.

- R.M.C. :

Une mesure de l'éloignement du comportement idéal d'un comparateur est donnée par le RMC (taux de rejection en mode commun) qui est donnée par :

$$\text{RMC} = \frac{V}{\Delta V}$$

Le RMC est généralement très grand ($10^4 \sim 10^6$).
 On l'exprime en dB.

2) Imperfections et dérives :

a) Tension de décalage :

Si $V_1 = V_2$ on devrait avoir en sortie $S=0$.

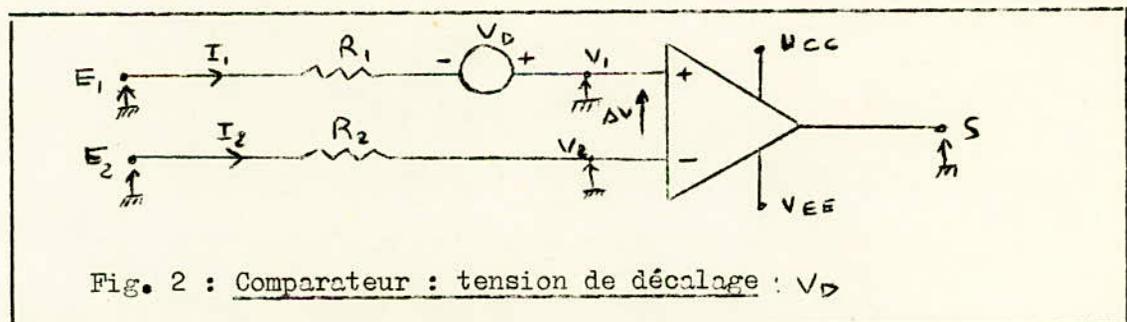


Fig. 2 : Comparateur : tension de décalage : V_D

En fait la tension de sortie est différente de zéro et tout se passe comme si une tension de décalage était présente à l'entrée.
 On la désigne par V_D (tension d'offset).

.../...

b) Courant de décalage :

De plus si $I_1 \neq I_2$ on a :

$$V_1 = E_1 - RI_1$$

$$V_2 = E_2 - RI_2 + V_D$$

$$S = G (E_1 - E_2 - V_D - R (I_1 - I_2))$$

On remarque qu'en plus de V_D on a une chute de tension $R (I_1 - I_2)$ où la différence $(I_1 - I_2)$ désigne le courant de décalage.

$$I_D = I_1 - I_2$$

c) Effet en mode commun :

Si $E_1 = E_2 = E$ on doit avoir

$$S = G (-V_D - RI_D)$$

Or un autre terme s'ajoute et qui est égal à $G \cdot \frac{E}{C_{MR}}$

G : gain en tension en mode différentiel.

C_{MR} : RMC.

Dans le cas général :

$$S = G (E_1 - E_2 - V_D - RI_D + \frac{E_1 + E_2}{2} \cdot \frac{1}{C_{MR}})$$

d) Dérive de l'alimentation :

Si V_{CC} et V_{EE} s'écartent légèrement de leurs valeurs nominales V_{CN} et V_{EN} , tout se passe comme si une tension de décalage supplémentaire apparaît à l'entrée. Cette dérive s'exprime par :

$$V_{PA} = \lambda_C (V_{CC} - V_{CN}) + \lambda_E (V_{EE} - V_{EN})$$

λ_C et λ_E étant les taux de rejection relatifs à chaque source.

Si on prend : $\frac{\Delta V_{CC}}{V_{CC}} = \frac{\Delta V_{EE}}{V_{EE}}$ et $\Delta v = (|\Delta V_{CC}|) + (|\Delta V_{EE}|)$

$$\text{on aura : } V_{PA} = S_{VR} \cdot \Delta V$$

S_{VR} : taux de rejection global du aux alimentations et s'exprime en $(\mu V/V)$.

1

.../...

II 3

e) Dérive (totale) en tension ramenée à l'entrée :

Si les résistances des branches d'entrée ne sont pas les mêmes, on a :

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= E_1 - R_1 I_1 \\ V_2 &= E_2 - R_2 I_2 + V_D \end{aligned} \right\} \begin{aligned} V_1 - V_2 &= (E_1 - E_2) - \frac{(R_1 + R_2)}{2} (I_1 - I_2) \\ &\quad - (R_1 - R_2) \left(\frac{I_1 + I_2}{2} \right) - V_D \end{aligned}$$

La dérive en tension ramenée à l'entrée est :

$$V_P = - \left(\frac{R_1 + R_2}{2} \right) I_D - (R_1 - R_2) I_B - V_D \quad I_B : \text{courant moyen de polarisation.}$$

Ainsi :

$$S = G(E_1 - E_2 + V_P + U_{PA})$$

3) Caractéristiques des comparateurs :

Un comparateur idéal doit avoir :

- Le courant et la tension de décalage nuls.
- Gain en mode différentiel infini = $\frac{\Delta S}{\Delta V}$
- Gain en mode commun nul $\frac{\Delta S}{\Delta E}$
- Bande passante infinie (temps de comparaison nul)

En pratique ces paramètres sont finis et inflent sur la caractéristique de transfert.

a) Caractéristique de transfert idéal :

La figure 3a, montre la caractéristique de transfert idéale qui présente 2 états du comparateur : bloqué ou saturé.

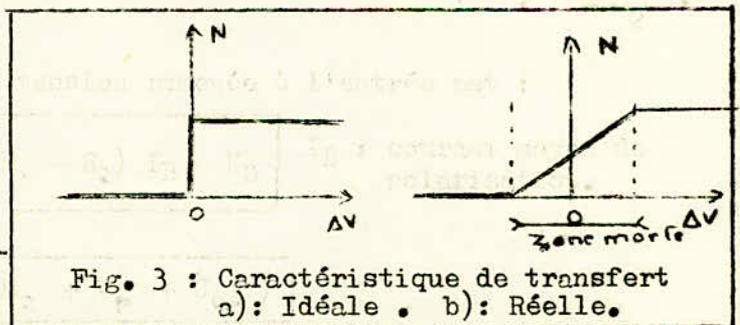


Fig. 3 : Caractéristique de transfert
a): Idéale . b): Réelle.

Dans la réalité la caractéristique présente autour de 0 une zone morte où le signal de sortie varie linéairement et dépend du gain G en boucle ouverte (Fig.3b.).

.../...

Dans cette zone l'état du signal de sortie n'est pas défini.

b) Précision :

Elle dépend de la vraie tension de décalage et de l'erreur due à la valeur limitée du gain (existence de la zone morte).

Si le gain est très grand la 2^e erreur est négligeable.

Si le gain est faible les 2 erreurs sont distinctes (comparateurs rapides).

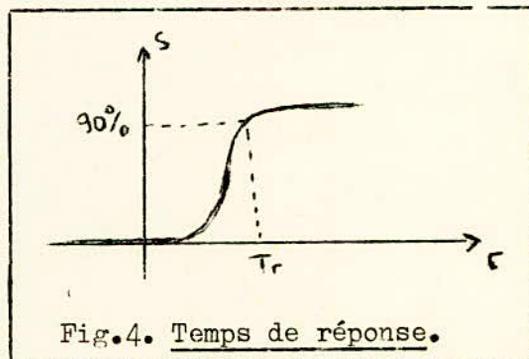
La variation de la tension de décalage avec la température est donc un paramètre important.

La précision dépend aussi de la tension de décalage.

c) Rapidité :

Elle est définie par le temps de réponse ou temps de propagation qui est le temps séparant l'instant d'excitation du moment où le signal de sortie atteint 90 % de sa valeur finale (Fig.4).

Ce temps dépend de la charge, des valeurs des niveaux logiques, de l'amplitude de l'échelon appliqué entre les entrées.



Il diffère suivant que l'on est dans la zone linéaire ou saturée (surcharge). Plus la surcharge est grande, plus le temps de réponse est court.

d) Stabilité :

Le comparateur a un gain élevé et travaille sans réaction, donc il a tendance à osciller quand il se trouve dans sa partie linéaire.

Plus le comparateur est rapide plus il oscille.

Lorsque le signal approche de la limite d'un niveau de quantification le code en sortie ne sera plus défini. On limite les oscillations en isolant le comparateur de sa charge par un transistor monté en collecteur commun.

.../...

4) Différentes sortes de comparateurs :

Les signaux à comparer sont des tensions ou des courants.

a) Comparaison de tension :

Les tensions V_1 et V_2 sont appliquées directement sur les entrées du comparateur.

V_1 étant le signal analogique à convertir.

V_2 étant le signal délivré par un générateur de rampe.

Le comparateur doit avoir un taux RMC élevé et accepter une grande variation du signal en mode commun.

Exemple : Un CAN de 12 bits doit avoir un RMC = $q/6$ d

pour que l'erreur due au RMC soit inférieure à $\frac{q}{10}$ (q : quantum)

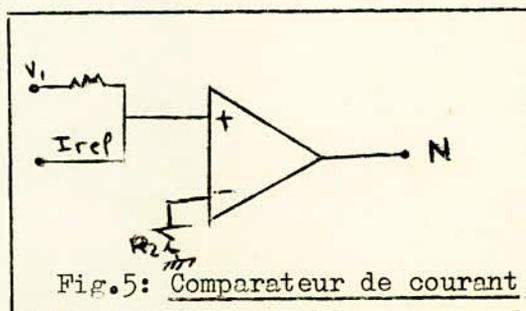
Pour diminuer ces erreurs on s'arrange à réduire la dynamique des signaux c'est-à-dire réduire la zone linéaire donc augmenter le gain.

b) Comparaison de courant :

Le signal de sortie bascule quand $V_1 = RI_{ref}$.

La résistance R_2 sert à compenser les courants de décalage.

Ce montage présente une vitesse de commutation plus importante.



B. AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS :

De même que le comparateur on définit pour l'A.O les modes communs et différentiels et un taux RMC.

1) Changeur de signe à gain constant (Fig.6) :

Z_0 étant l'impédance d'entrée

R introduit une réaction négative puisque $s = -Gv$

$$\frac{v}{e} = \frac{1/R_1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_0} + \frac{(1+G)}{R_2}}$$

.../...

Le gain en boucle fermée est :

$$A_v = \frac{s}{e} = -G \cdot \frac{v}{e} \quad A_v = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{G} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{Z_0}\right)}$$

Comme G est très grand :

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

2) Entrée différentielle : Fig.7.

En tenant compte de la polarité inversée des entrées on a :

$$s = -\frac{R}{R_1} (e_1 - e_2)$$

3) Amplificateur suiveur adopteur d'impédance Fig.8.

$$s = -GS + Ge \quad s = \frac{G}{1+G} e \simeq e$$

$$s \simeq e$$

Impédance d'entrée très grande ($10^9 \Omega$)

Impédance de sortie faible (0,1 - 1 Ω).

4) Sommateur : Fig.9.

$$-\frac{s}{R} = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}$$

Si $R_1 = R_2 = R_3$

$$s = -\frac{R}{R_1} (e_1 + e_2 + e_3)$$

5) Amplification avec impédance de réaction : Fig.10.

$$s = -\frac{Z_2}{Z_1} e \quad S(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} e(p)$$

a) Intégrateur :

$$Z_1 = R \quad Z_2 = \frac{1}{Cp} \quad S(p) = -\frac{e(p)}{RCp}$$

$$s(t) = -\frac{1}{RC} \int e dt$$

.../...

b) Dérivateur :

$$Z_1 = \frac{1}{CP}$$

$$Z_2 = R$$

$$S(p) = -RCp e(p)$$

$$s(t) = -RC \frac{de}{dt}$$

6) Amplificateur logarithmique : Fig.11.

On sait qu'en théorie des semi-conducteurs, le courant traversant une jonction PN soumise à un potentiel V s'écrit :

$$i = \frac{U_0}{R_0} \left(e^{\frac{V}{U_0}} - 1 \right) \approx \frac{U_0}{R_0} e^{\frac{V}{U_0}}$$

Pour $V \gg 0,15$ volts

$U_0 \approx (25 ; 60)$ mV

$$\ln i = \ln \frac{U_0}{R_0} + \frac{V}{U_0}$$

$$V = U_0 \ln i + B$$

B : constante fonction de T.

$$e = s + v + Ri$$

$$s = -v$$

$$i = \frac{e}{R}$$

$$-s = U_0 \ln i + B$$

$$-s = U_0 \ln e - U_0 \ln R + B$$

$$-s = U_0 \ln e + C$$

$$-s = U_0 \ln \frac{e}{D} \quad D : \text{constante}$$

En montage différentiel :

$$S = U_0 \ln \frac{e_2}{e_1}$$

On a ainsi une sortie représentant le quotient des tensions d'entrée mais en échelle logarithmique.

C. DIFFERENCES ENTRE COMPAREUR et A.O. :

Pour un comparateur :

-L'étage de sortie peut commander plusieurs circuits, ce qui nécessite un courant de sortie élevé.

.../...

Amplificateurs Opérationnels

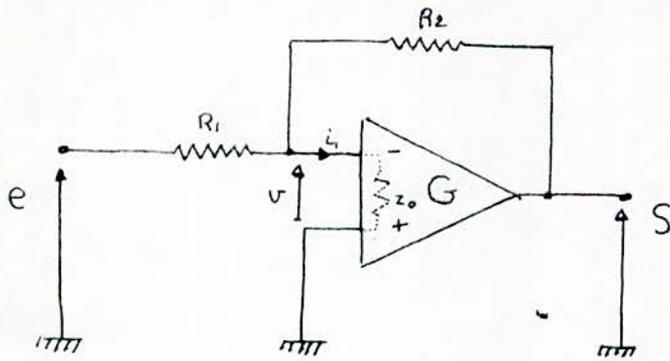


Fig 6 : Changeur de signe
à gain constant

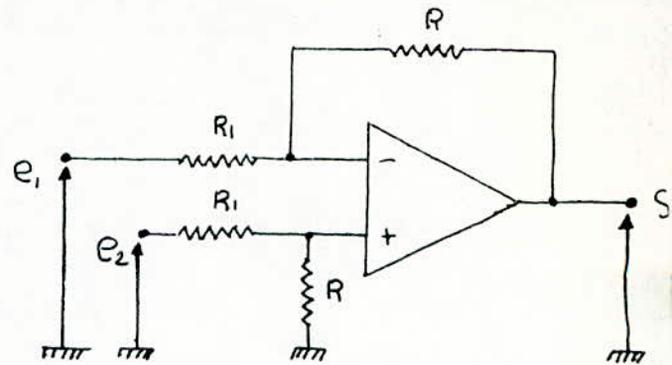


Fig 7 Entrée différentielle

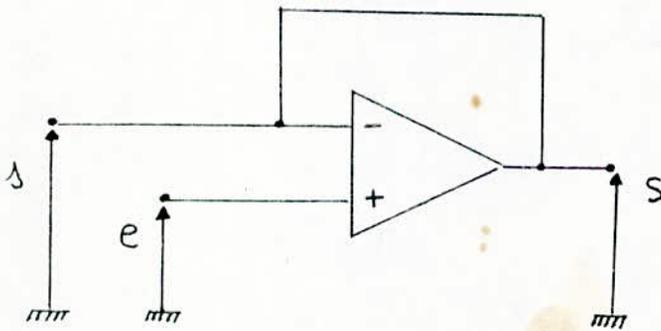


Fig 8: Amplificateur Opérationnel
suiveur

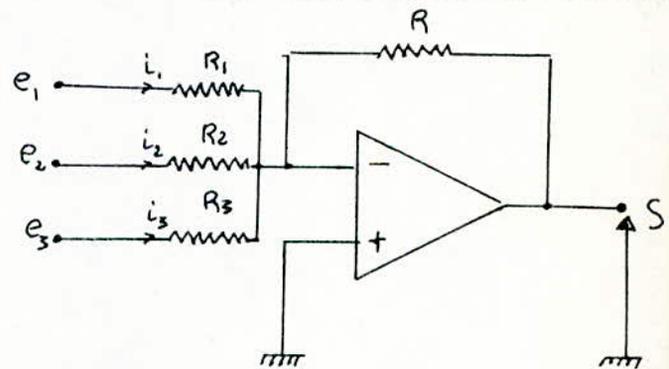


Fig 9: Sommeur

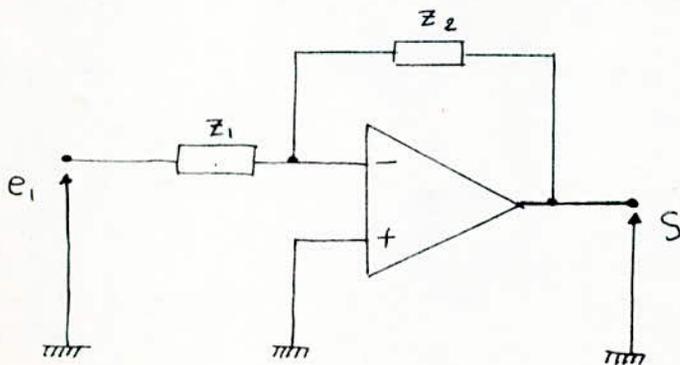


Fig 10: Amplification avec impédance
de réaction

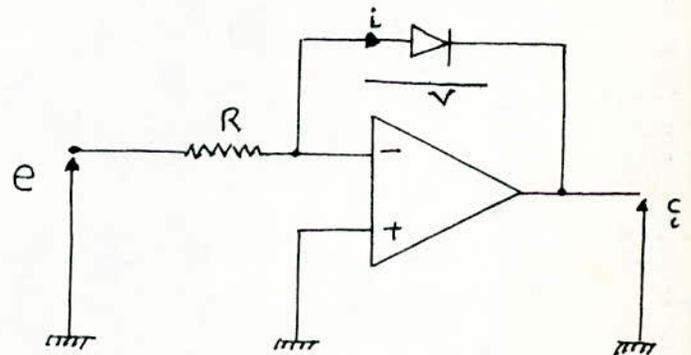


FIG 11 Amplificateur Logarithmique

- Tension d'entrée plus importante aussi bien en mode commun qu'en mode différentiel.

- Fonctionne en boucle ouverte (par opposition à l'A.O.).

Il présente un gain élevé et une bande passante assez large donc a tendance à osciller.

- Les comparateurs rapides ont des impédances d'entrée plus faibles que des courants de polarisation plus élevés, ce qui permet d'avoir des dérives de courant ainsi que des tensions de décalage.

II. COMMUTATEURS ANALOGIQUES :

Un commutateur analogique est un dispositif qui doit laisser passer, ou au contraire bloquer le signal analogique qui lui est appliqué.

- En conduction, il doit présenter une faible résistance, une petite tension de décalage et une aptitude à commuter des signaux bipolaires et de grande amplitude.

- A l'état bloqué, il doit présenter une grande résistance, une grande vitesse de commutation et nécessiter une faible puissance de commande.

En semi-conducteurs il y a 2 possibilités de réalisation de ce type de commutateurs :

• Les transistors à effet de champs (J/FET ; MOS FET ; C-MOS).

• Les transistors bipolaires.

1) Transistors à effet de champs :

a) Commutateurs à J/FET (FET à jonction):

Le FET utilise les propriétés des porteurs majoritaires envoyés par la source dans le drain à travers le canal, dont la section varie au rythme de la tension de la grille (Fig.1).

En général les dispositifs les plus souvent rencontrés sont à canal N qui possèdent une résistance plus faible que ceux à canal P à cause de la mobilité des électrons qui est plus grande que celle des trous.

.../...

C'est un dispositif à appauvrissement car le canal est toujours présent entre la source et le drain.

Principe : Fig. 2.

$$\text{Le signal transmis à } R_L \text{ est : } V_s = \frac{R_L}{R_g + R_{DS(ON)} + R_L} V_e$$

Pour avoir $V_s \simeq V_e$ il faut $R_g + R_{DS(ON)} \ll R_L$

• Dans la condition "OFF" le FET est essentiellement un circuit ouvert, mais si $V_c < 0$ il peut être conducteur en polarisant en direct la diode GS.

V_c doit être suffisamment négative pour maintenir l'état bloqué. Il faut donc réaliser :

$$\bar{V}_c \text{ off} \gg V_p \text{ max} + \bar{V}_e \text{ max} + 2V$$

2V : marge supplémentaire (sécurité).

• Dans la condition "ON" (si $V_{gs} = 0$) le J/FET peut être bloqué quand $V_c > 0$. Donc il faut maintenir V_c à une tension suffisamment positive pour contre-carrer cet effet :

$$V_{cON}^+ \gg V_e \text{ max.}^+$$

Le J/FET est commandé par un circuit d'interface délivrant une tension supérieure à V_p (tension de pincement) qui passe par 0 chaque fois que V_e est échantillonné (Fig.3).

La commutation analogique est généralement commandée par des signaux logiques.

La transposition de niveaux peut être effectuée par 2 transistors :

- Lorsque le niveau logique "0" est appliqué à l'entrée T_1 , Conduit, donc T_2 aussi de sorte que la sortie soit négative.

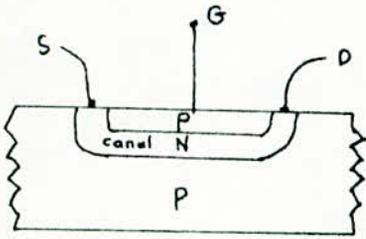
- Par contre lorsque "1" est appliqué T_1 et T_2 sont bloqués ce qui entraîne une sortie positive.

.../...

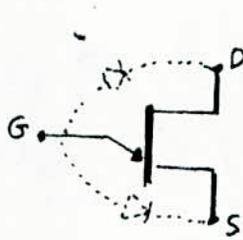
COMMUTATEURS ANALOGIQUES

1 TRANSISTORS à EFFET de CHAMPS

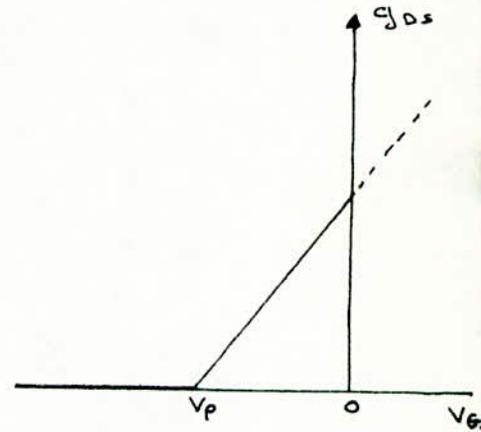
FIG 1 : Transistor J/FET



a : STRUCTURE



b : SYMBOLE



c. Caractéristique de Transfert

FIG 2 : schéma du principe

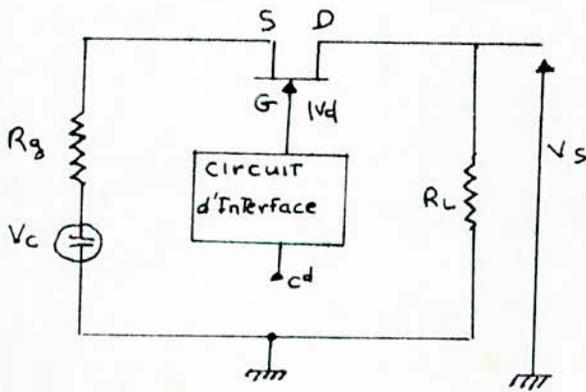


FIG 3 : CIRCUIT D'INTERFACE

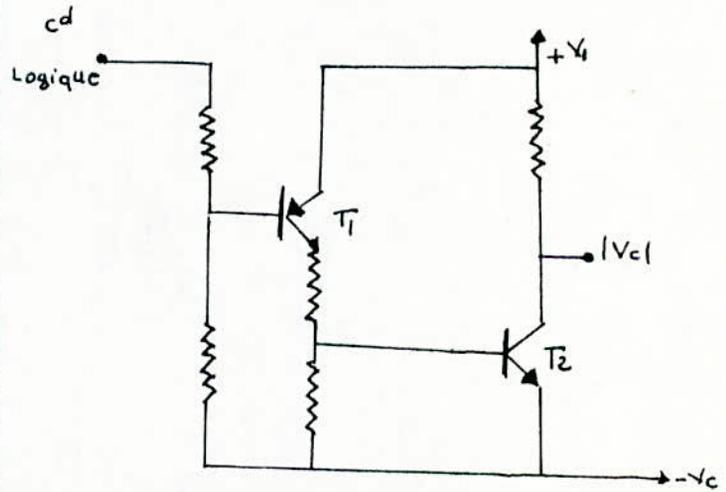
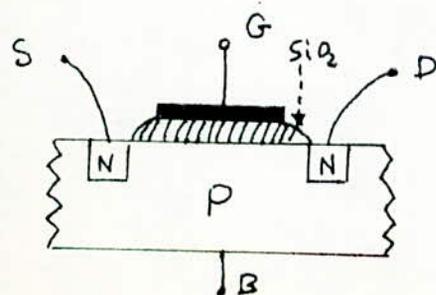
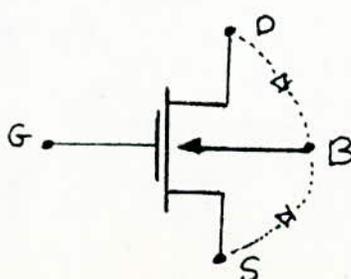


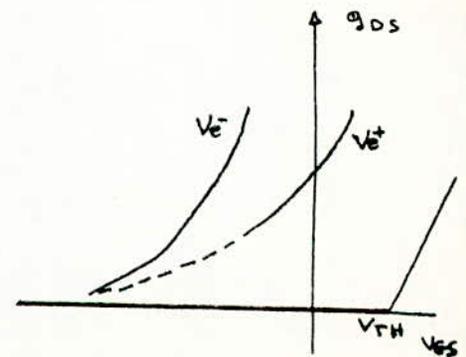
FIG 4 : Transistor MOS/FET



a. STRUCTURE



b SYMBOLE



c Caractéristique de Transfert

b) Commutateurs à MOS-FET :

La grille d'un MOS-FET est isolée par une couche mince de SiO_2 . Le MOS-FET est dispositif d'enrichissement dans lequel le canal n'existe pas au repos et n'apparaît qu'en polarisation. (Fig.4.)

Il se comporte de telle manière qu'en l'absence de tension entre G et S ($V_{GS} = 0$) le canal DS est équivalent à 2 jonctions PN en opposition : la résistance R_{DS} est élevée.

Si la tension $V_{GS} < 0$, ou delà d'un seuil V_{TH} , le dopage du canal s'inverse donc R_{DS} sera minimale.

Principe. (Fig.5.)

Sachant que D et S forment avec le substrat B, ce dernier doit être polarisé de telle sorte que les diodes ne soient jamais conductrices.

Donc il faut réaliser :
$$V_B \gg V_e^+$$

En raison de l'impédance élevée entre G et B, une accumulation de charge statique peut provoquer le claquage de l'isolant, et pour cela on place une diode DZ entre G et B pour ainsi le protéger.

Pour que DZ ne conduise pas il faut que
$$V_B \gg V_{Coff}$$

• Dans l'état bloqué quand $V_e > 0$, le MOS peut conduire si $V_e > V_{GS}^+(th)$.

Aussi il faut prendre V_e suffisamment positif telle que :

$$V_{Coff} < V_e^+ - V_{GS}^+(th)_{min}$$

• Dans l'état conducteur V_{GS} doit être négative afin que G suive la tension d'entrée.

La condition de conduction est : dans laquelle $V_{GS}^-(ON)$ est plus négative que $V_{GS}^-(th)_{max}$.

$$V_{CON} > V_{GS}^-(ON) + V_e^-$$

.../...

c) Commutateurs à C-MOS (Fig.6)

L'avènement de la technologie C-MOS a permis la réalisation des commutateurs analogiques présentant de multiples avantages :

- faible dissipation
- puissance de commande réduite
- importante excursion de tension.

Un C-MOS est la combinaison de l'interconnexion de 2 transistors MOS-FET l'un de canal P et l'autre de canal N.

- Lorsque les 2 commutateurs sont commandés par des signaux en opposition de phase, les variations de résistances de chacune d'entre eux se compensent et l'on obtient une résistance équivalente pratiquement constante.

- On peut commuter des signaux de quelques millivolts jusqu'aux tensions d'alimentations.

• Dans l'état "ON" : faible résistance ; dynamique ; faible ; fonctionnement bidirectionnel.

Peu de changement de la résistance dynamique avec la tension appliquée.

• Dans l'état "OFF" :

- Impédance très élevée.
- Courants de fuites très faibles.

La vitesse de commutation est comparable à celle des autres dispositifs à circuits de commande.

d) Influence des capacités parasites :

Les capacités équivalentes d'un FET entraînent 2 problèmes : - vitesse de commutation.
- transitoire de commutation.

☞ Vitesse de commutation :

Elle est déterminée par le temps nécessaire pour charger et décharger les capacités parasites.

- Le passage de "ON" à "OFF" produit une constante de temps $R_S C_{GS}$ pour l'établissement de la tension V_{GS} .

.../...

- Le passage de "OFF" à "ON", le circuit équivalent est la mise en parallèle de C_{gs} et C_{gd} (car r_{sD} est faible).

Ainsi la constante de temps sera $R_S (C_{gs} + C_{gd})$.

β Transitoire de commutation :

Il apparaît sur la sortie quand V_e augmente pour commuter le FET de "ON" à "OFF". En effet V_{ps} augmente jusqu'au moment où le canal est équivalent à un circuit ouvert ($V_{GS} = V_p$).

V_e continue à croître jusqu'à $V_{eoff\ max}$.

On a un accroissement de $V_{eoff} - V_p = e_{ov}$.

• Si V_e a un temps de montée $< R (C_{gd} + C_L)$

il se produit une erreur de
$$e \simeq e_{ov} \frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_L}$$

• Si V_e a un temps de montée supérieur à $R_L (C_{gd} + C_L)$ il se produit une erreur :

$$e_n \simeq C_{gd} R \cdot \frac{de}{dt}$$

Ainsi le transitoire va diminuer avec $R_L (C_L + C_{gd})$ et se reproduire à chaque commutation. Afin de réduire la valeur du transitoire de commutation il faut réduire la tension de contrôle. V_c à la valeur minimale compatible.

On utilisera des FET à faible tension de pincement V_p , à faible capacité C_{gd} .

Il apparaît des piétransitoires dans le circuit analogique liés dus au passage du signal de commande dans le circuit analogique.

Commutateurs à transistors bipolaires :

En général on utilise les transistors à configuration inverse (Fig.8) qui présentent quelques avantages :

- faible résistance de conduction (résistance de collecteur 5Ω).

- faible tension de commande $\simeq V_{be}$

- tension de décalage (ou $V_{ce\ sat}$) dans le cas de la saturation, et qui constitue le paramètre le plus important dans les commutateurs analogiques.

- aptitude à commuter des signaux bipolaires.

.../...

Fig 5 SCHEMA de PRINCIPLE

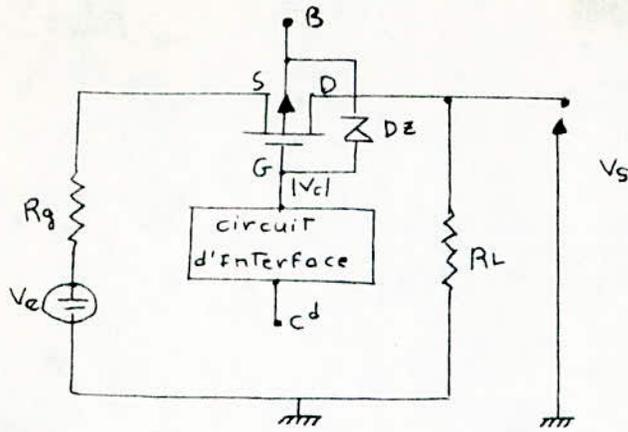


FIG 7 CIRCUIT Équivalent d'un commutateur FET

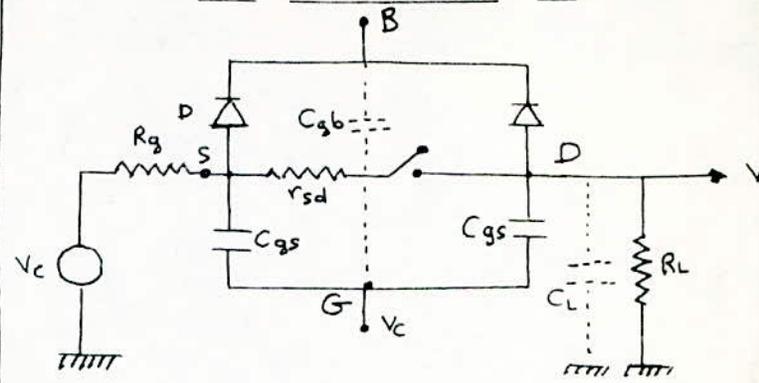
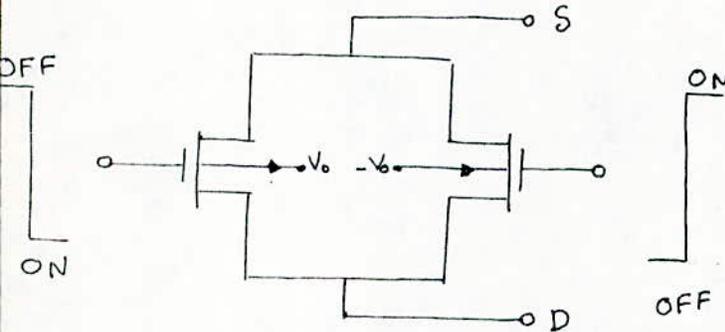
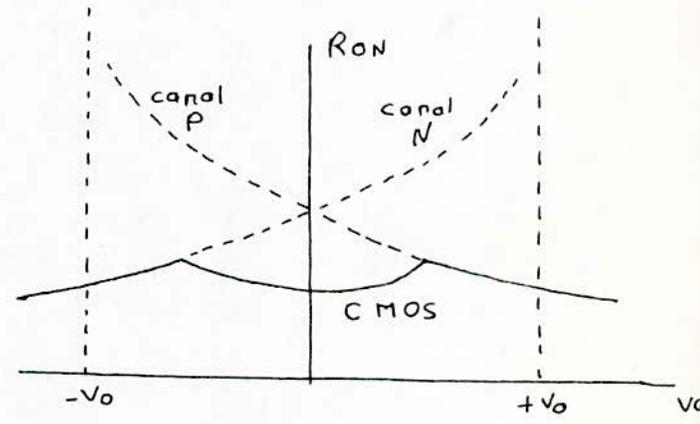


Fig 6 : commutateurs à c-mos



a- configuration c-mos



b- Caractéristique de transfert

2. Commutateurs à Transistors bipolaires

Fig 8 : configuration inversée

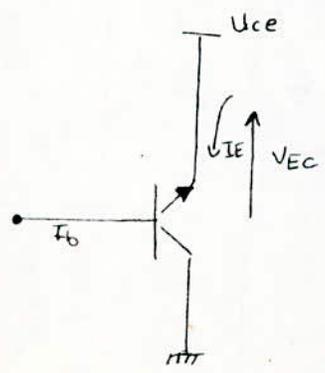
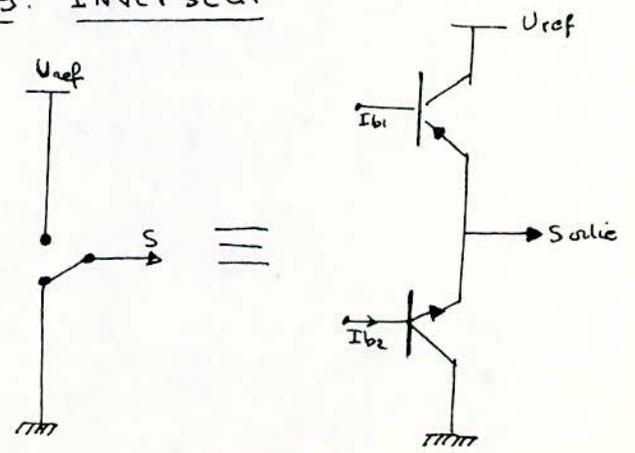


Fig 9 : INVERSEUR



Dans l'état saturé les jonctions J_E et J_C sont polarisées dans le même sens. Ainsi chaque jonction cumule le rôle d'émetteur et celui de collecteur ; en fonctionnement normal se superpose le fonctionnement inversé : le courant total d'une jonction est la somme des courants correspondants aux 2 régimes.

Si α_N et α_I sont les gains en courant en régime normal et inversé et r_c la résistance ohmique du collecteur la tension de saturation est donnée par la formule :

$$V_{EC} = \frac{KT}{q} \ln \frac{\alpha_N \left(1 - \frac{1 - \alpha_I}{\alpha_I} \frac{I_E}{I_B}\right)}{1 + (1 - \alpha_N) \frac{I_E}{I_B}} + r_c I_B$$

Si $\frac{I_E}{I_B} \approx 0$

$$V_{EC} \approx \frac{KT}{q} \ln \alpha_n + r_c I_B$$

$$\alpha_N = \frac{I_C}{I_E}, \alpha_I = \frac{I_E}{I_C}$$

Il existe une autre variante de commutateurs bipolaires :

- les inverseurs qui utilisent 2 interrupteurs qui s'excluent mutuellement (Fig.9).

Les courants de base I_b et I_b sont des signes opposés.

3) Comparaison des commutateurs à FET et bipolaires:

Par rapport aux commutateurs à transistors bipolaires, les commutateurs à FET présentent certains avantages :

- Absence de tension résiduelle ;
- Absence de courant de commande à travers la source à commuter.
- Très grande résistance de blocage ;
- Facilité d'intégration.

Cependant leurs inconvénients sont :

- Résistance de conduction plus élevée ;
- Tension de commande plus élevée ;
- Transitoires de commutation plus importants.

.../...

III. SOURCE DE REFERENCE :

La plupart des CAN utilise une tension de référence d'entrée V_R et des erreurs sur V_R entraînent des erreurs analogiques de sortie. C'est ainsi que la précision et la stabilité de V_R sont d'importance capitale.

On utilise le plus souvent une diode Zener, comme éléments de référence, ou également des diodes en polarisation directe.

1) DIODE ZENER :

a) Rappel :

Une diode Zener est une diode polarisée en inverse et qui à une tension de Zener V_Z , le courant circulant augmente brusquement (phénomène d'avalanche).

La tension V_Z varie avec la température, dans le même sens, pour $V_Z > 5,5$ Volts et dans le sens contraire pour $V_Z < 5,5$ V. Ainsi pour $V_Z = 5,5$ Volts on a une bonne stabilité en température et qui est de $5 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$, ce qui limite le choix des diodes. Fig.1.

$$V_R = \Delta V_{ZM} + \Delta I_Z \cdot Z_Z + V_Z T_{CZ} \cdot \Delta T.$$

ΔV_{ZM} : différence entre les tensions Zener, donnée par le conducteur (5% - 10%)

ΔI_Z : Variation du courant I_Z .

Z_Z : Impédance dynamique de D_Z .

T_{CZ} : Coefficient de température (% / °C)

ΔT : Variation de température.

V_Z : Tension nominale de la diode à I_Z et T donnés.

En supposant que l'erreur sur R est nulle on a :

$$\Delta I_Z = \Delta I_L + \frac{\Delta V_A}{R + Z_Z}$$

$$\Delta V_R = \Delta V_{Zn} + Z_Z \left(\Delta I + \frac{V_A}{R + Z_Z} \right) + V_Z \cdot T_Z \cdot \Delta T$$

b) Diode Zener compensée en température : Fig.2.

.../...

Pour réduire le terme $V_Z T_{CZ} \Delta T$ on place en série avec une D_Z à coefficient de température positif, une ou plusieurs diodes polarisées en direct et donc à coefficients de température négatifs.

(Les coefficients doivent être égaux en valeur absolue).

Ainsi quand la température augmente, la tension aux bornes des diodes est constante.

c) Diode Zener associée à un filtre actif :

On associe à la diode Zener compensée en température un circuit actif qui permet :

- d'alimenter la diode à courant constant indépendamment des variations de température, de tension d'alimentation et charge.
- de disposer de la tension de référence sur une source à basse impédance (donc d'autoriser un certain débit).

Le circuit le plus souvent utilisé est un amplificateur opérationnel avec 2 boucles de réaction (positive et négative)

Fig. 3.

o La réaction positive permet une auto-excitation de la D_Z qui stabilise son propre courant d'alimentation.

o La réaction négative fixe la valeur de la tension de sortie.

On a :

$$V_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z + V_D + R_2 I_D$$

V_D : tension de décalage.

I_D : différence des courants de polarisation d'entrée.

$I_Z = \frac{V_S - V_Z}{R_3}$ Il faut que $V_S > V_Z$ pour que I_Z existe.

Le bruit d'une D_Z est important et est inversement proportionnel au courant qui la traverse, ce qui est défavorable aux circuits intégrés où l'on cherche à réduire la consommation.

La D_Z donne une meilleure stabilité en température.

.../...

SOURCE DE REFERENCE

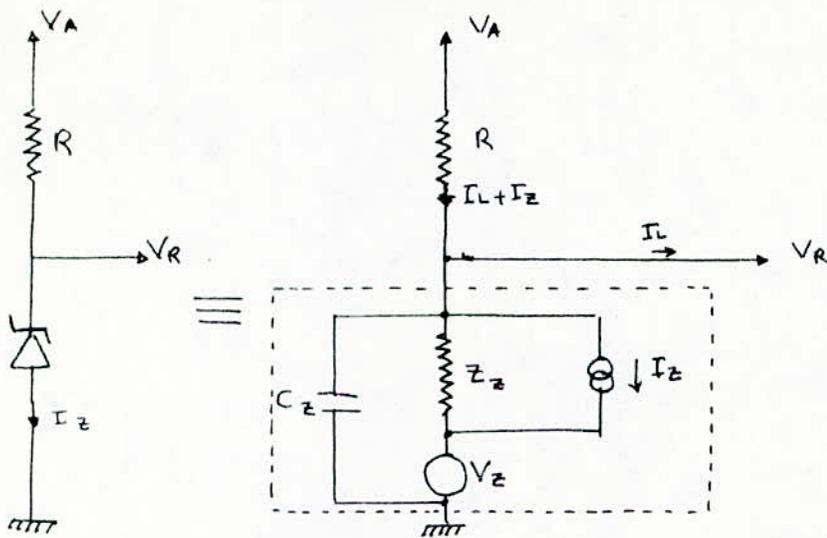


FIG 1: circuitr equivalent
D'une diode zener

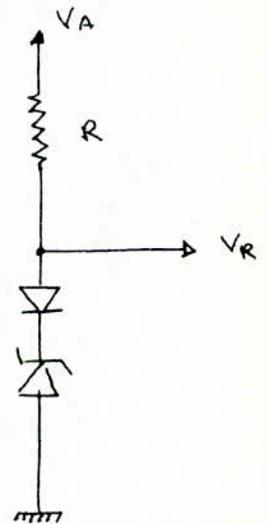


FIG 2: D. Z
compensée en température

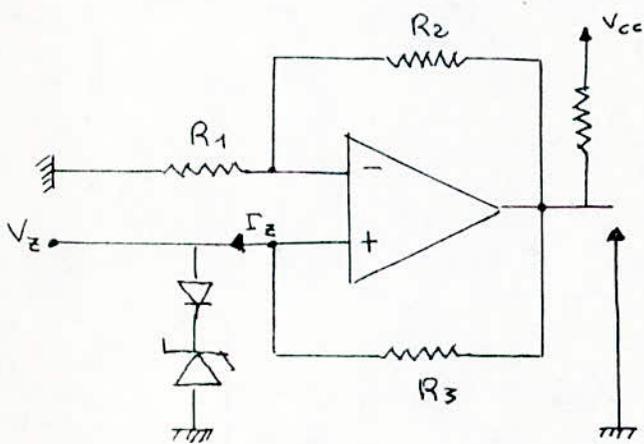


FIG 3: D-z
associée à un filtre actif

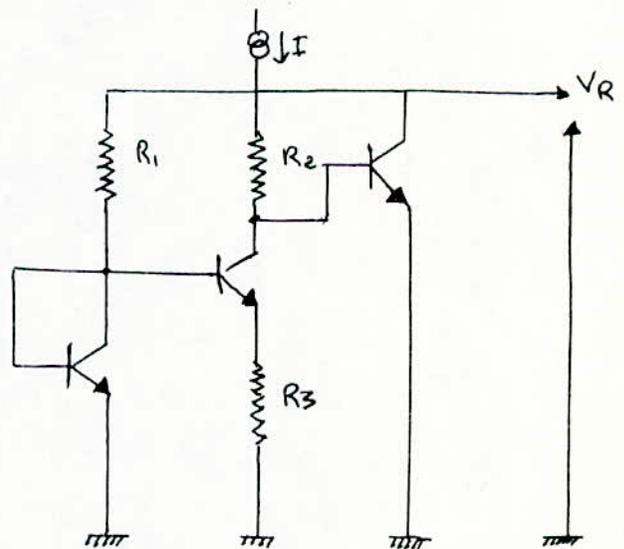


FIG 4 Référence à diodes
polarisées en direct

2) Référence à diodes polarisées en direct : Fig.4.

Dans cette méthode on utilise la tension qui apparaît aux bornes d'une jonction PN polarisée en direct :

$$I_E = I_S \left(e^{-q \frac{V_{BE}}{KT}} - 1 \right)$$

I_S étant le courant de saturation .

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \log \frac{I_1}{I_2}$$

$$V_{BE1} > V_{BE2} \Rightarrow I_1 > I_2$$

$$V_{BE} = R_3 I_2$$

$$V_R = V_{BE3} + R_2 I_2$$

$$V_R = V_{BE3} + \frac{R_e}{R_3} \frac{KT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2}$$

Par un choix convenable de R_2 , R_3 , I_1 , I_2 il est possible d'avoir une relation de V_R ne dépendant pas de la température.

La tension obtenue est très faible ($\approx 1,2$ V) et dépend peu de la température et possède un bruit plus faible qu'un circuit à diode Zener.

IV. RESEAU DE RESISTANCES :

Les résistances obtenues par la méthode d'intégration ne permettant pas d'avoir des performances meilleures mais plutôt un gain de place considérable.

Trois méthodes d'intégration sont utilisées.

1) Résistances obtenues par diffusion : Fig.1;

Ce processus est identique à celui de la fabrication d'un transistor bipolaire. La structure résistive est constituée par la résistance présentée par une région semi-conductrice.

On polarise en inverse la jonction PN afin que tout le courant passe dans la partie résistive.

.../...

On a toujours

$$R = \rho \frac{L}{dx}$$

x : étant la profondeur de la jonction.

d : largeur de la partie semi-conductrice.

L : longueur " " "

Ces résistances ont un coefficient de température élevé donc il est difficile de dépasser 200 Ω /cm².

Ce qui montre qu'elles sont peu utilisées.

2) Implantation ionique : Fig;2.

Dans cette méthode on bombarde la surface du matériaux (si) avec des ions à haute énergie afin d'y introduire les impuretés en formant une couche mince résistive.

De cette manière la résistance superficielle ainsi obtenue est 20 fois supérieure à celle d'une couche diffusée et peut varier entre 200 Ω /cm² et 500 Ω /cm².

Le coefficient de température est environ 4 fois plus faible.

3) Résistances à couches : Fig. 3.

Elle consiste à déposer le matériau résistif sous forme de couche (film) mince ou épaisse.

- Résistances à couches minces ($< 1 \mu$) sont obtenues par évaporation sous vide ou par bombardement cathodique.

Le métal qui forme la résistance est déposé directement sur le substrat du Si ou sur une couche oxyde interposé.

Le dépôt du film étant contrôlé à chaque série on peut atteindre une précision de 5%.

Les résistances à couche mince ont une grande précision et une bonne stabilité.

- Les résistances à couche épaisse ($> 10 \mu$) sont obtenues à l'aide d'une pâte ou encre qu'on fait passer à travers un écran dessinant le réseau et qu'on porte à 1000°C. Cette cuisson fait varier les valeurs des résistances et on a une précision de 50% ce qui permet de faire un ajustage.

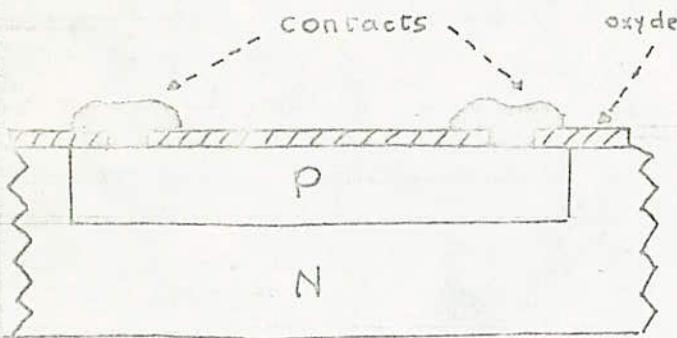
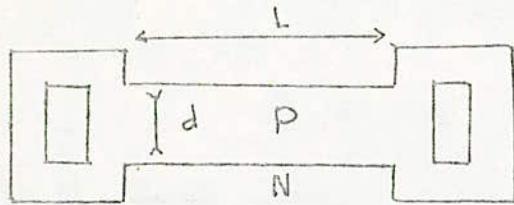


Fig 1: Resistance obtenue
par diffusion

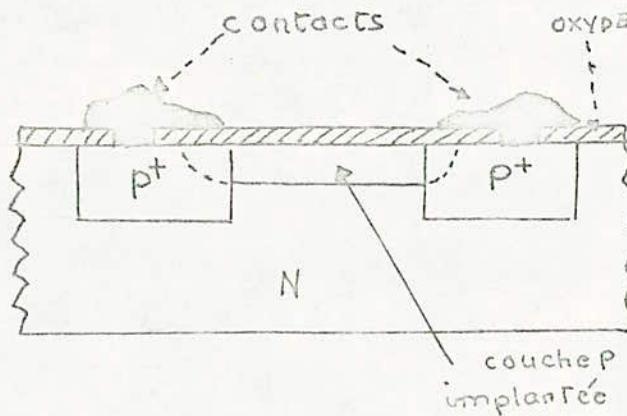
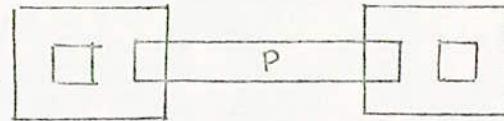


Fig 2 : Implantation conique

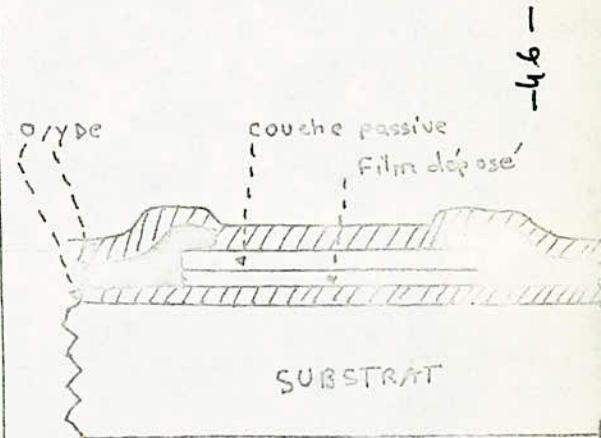
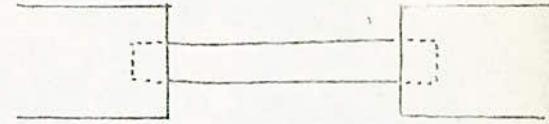


Fig 3 : Résistance à couche

4) Conclusion :

- Complexité des moyens mis en oeuvre : l'implantation ionique est la plus intéressante puisqu'elle ne nécessite pas d'étape à haute température.

- La méthode d'implantation ionique et celle des couches minces offrent une meilleure stabilité en température et une bonne résistivité.

- Ajuster les résistances à cause de leurs variations qui peuvent atteindre 50 %/

CAPITRE -III-

PARAMETRES CARACTERISTIQUES - BRUIT

P L A N

I. - PARAMETRE CARACTERISTIQUES

Page

49

- 1) Précision.
- 2) Résolution.
- 3) Temps de conversion.
- 4) Rejection du bruit.

II. - B R U I T

50

- 1) Erreurs.
 - a - Erreur de quantification.
 - b - Erreur de linéarité.
 - c - Linéarité différentielle - Monotonixité.
 - d - Erreur de gain.
 - e - Erreur de décalage.
 - f - Stabilité.
- 2) Répartition du bruit.
- 3) Facteur de bruit du CAN.
- 4) Influence du bruit sur le codage.

* * * * *

PARAMETRES CARACTERISTIQUES - BRUIT

1-PARAMETRES CARACTERISTIQUES

1-Précision

Le convertisseur permet de calculer $\frac{A}{U_{ref}}$:
 A: étant la valeur analogique à convertir et Uref la tension de référence
 Ce rapport doit être exprimé en valeur numérique N. Ainsi on a :

$$A = N \cdot U_{ref} + (\xi_Q + \xi_A)$$

Cet écart $(\xi_Q + \xi_A)$ définit la précision.
 Les causes de cet écart sont : l'erreur de quantification ξ_Q et les erreurs analogiques ξ_A introduites par le convertisseur (résistance, comparateurs, etc...)

La précision absolue peut être affectée par plusieurs facteurs, en particulier la température et le vieillissement.
 On exprime généralement la précision en fraction de quantum.

2-Résolution

Elle est donnée par le nombre de bits que le convertisseur peut accepter. Pour définir la résolution on se réfère à la pleine échelle.
 *La résolution correspond à la plus petite valeur analogique numérisable.
 Elle peut donc s'écrire :

$$\text{Résolution} = \frac{\text{Quantum}}{\text{Pleine échelle}} = \frac{1}{2^n}$$

*La résolution se définit aussi comme le rapport de la plus petite quantité que l'on peut obtenir (soit un quantum) à la tension maximale que l'on peut effectivement obtenir :

$$r = \frac{U_{ref}}{2^n \cdot U_{ref}} = \frac{1}{2^n}$$

Uref: étant l'étendue de la tension à convertir (pleine échelle)
 Les deux définitions sont équivalentes quand n est assez grand. La résolution est d'autant plus grande que n est grand (n = 16)

3-Temps de Conversion

C'est le temps nécessaire pour obtenir en sortie un signal numérique correspondant au signal d'entrée analogique avec la précision désirée. A ce temps s'ajoute le temps nécessaire pour la remise à zéro du convertisseur afin d'avoir la fréquence maximale de conversion.
 Les CAN ayant un temps de conversion inférieur ou égal à 20 μs sont appelés CAN très rapides. Ceux ayant un temps de conversion compris entre 20 μs et 300 μs sont rapides. Et enfin les CAN lents sont ceux dont le temps de conversion est supérieur à 300 μs.

4-Rejection du bruit.

Certains signaux de perturbation ou bruits, en particulier ceux apportés par le secteur sont partiellement ou complètement éliminés par les CAN.

Aussi on définira un facteur de rejection $R(w)$ des bruits comme le rapport du bruit d'entrée normalisé $N(\text{bruit})$

$$R(w) = \frac{A(\text{bruit})/U_{ref}}{N(\text{bruit})}$$

$R(w)$ dépend de la fréquence

Dans les CAN lents $R(w)$ est important donc le bruit peut produire des erreurs de conversion. Par contre $R(w)$ est faible pour les CAN rapides.

II-BRUIT

Le bruit est un signal parasite ayant un effet perturbateur et qui limite les performances du convertisseur. Il est lié au signal à convertir ou provient des composants du circuit, donc résulte de l'ensemble des erreurs qu'on puisse trouver dans le CAN et qui sont essentiellement: l'erreur de décalage, l'erreur de gain et l'erreur de linéarité.

L'erreur de quantification qui est une erreur théorique n'est pas considérée comme un bruit.

Avant d'étudier l'influence du bruit sur la conversion soit sur le codage il est utile de définir ces erreurs.

ERREURS

a-Erreur de quantification

C'est une erreur théorique et qui quelque soit le mode de conversion vaut toujours $1/2$ quantum, cette erreur ne dépend que de la résolution.

b-Erreur de linéarité

L'erreur de linéarité est l'écart qui existe entre la tension A assurant effectivement la transition et celle qu'indique la théorie (fig 1); Cette erreur provient des variations des caractéristiques de tous les composants du CAN en fonction du signal d'entrée et aussi de la température. Elle n'est donc pas ajustable, en général cette erreur est inférieure à $q/2$.

c-Linéarité différentielle-monotonie

C'est l'écart entre la valeur d'un quantum et la largeur d'une marche (différence entre les tensions provoquant deux (2) transitions consécutives.)

Un système est dit monotone si la tension de sortie augmente avec la tension d'entrée. Si la linéarité différentielle est supérieure à q , certaines combinaisons peuvent ne jamais exister.

La figure (2) montre un système non linéaire et monotone (b) où la caractéristique de transfert est une droite de pente positive et un système non monotone (a) où la caractéristique est formée de plusieurs segments.

°)
d) ERREUR DE GAIN

Cette erreur^M est interprétée sur la figure (3) comme étant une rotation de la droite représentant $E(nom)$ autour de 0.

$$E_{nom} = k U_{ref} \left(\frac{a_1}{2^1} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right)$$

k étant un coefficient positif.

- Si $k > 1$ les marches sont plus grandes et il n'est pas possible d'avoir le nombre maximal correspondant à la tension maximale.
- Si $k < 1$ les marches sont plus petites et on a saturation avant d'obtenir U_{ref} .

On élimine cette erreur, à une température donnée en réglant le gain du convertisseur à 1 ($k = 1$). Quand la température varie, cette erreur réapparaît.

e) ERREUR DE DECALAGE

C'est l'écart qui existe entre la tension d'entrée qui produit la transition du bit de faible poids et la valeur théorique de la tension qui fait le même changement.

Sur la figure (4) la courbe montre un décalage horizontal de la courbe idéale. De même la courbe d'erreur est centrée sur la tension de décalage. On élimine cette erreur, à une température donnée en introduisant une tension inverse dans le circuit; mais lorsque la température varie cette erreur réapparaît de nouveau.

f) STABILITE

Dans les CAN la température est responsable de nombreuses erreurs. Aux erreurs du CAN qui existent déjà à une température ambiante s'ajoute la variation de ces erreurs qui est due à la variation de température.

Les erreurs qui sont introduites par la variation de la température sont généralement dues à la dérive de la source de référence, du réseau de résistance sous l'effet de la température.

Elles sont définies en ppm/°C ou $10^{-6}/°C$

Elles sont dues aussi aux fluctuations des tensions d'alimentation et qui sont exprimées en % / ° de variation des tensions d'alimentation par rapport aux tensions normales.

Pour mieux illustrer cette note il est utile de traiter un exemple:

EXEMPLE

Soit un convertisseur comportant ces indications:

-résolution : 12 bits

-pleine échelle : 20 V \Rightarrow $q = 4,88mV$

-variation de l'erreur de décalage : $\pm 10ppm/°C$

-sensibilité de l'alimentation: 15V $\pm 0,02\% / \%$
de variation

-variation de l'erreur de gain : $20ppm/°C$

-erreur de linéarité $\pm q/2$ de cette tension et $\pm 0,018\%/°C$

On suppose que la température peut varier de $\pm 30°C$

Quelle est l'erreur maximale que l'on obtiendra?

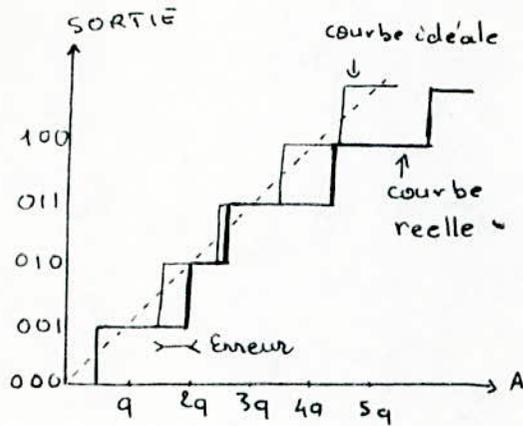
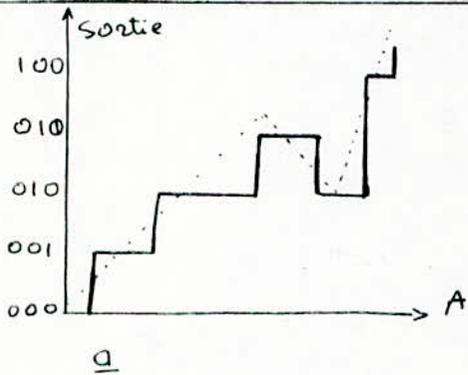
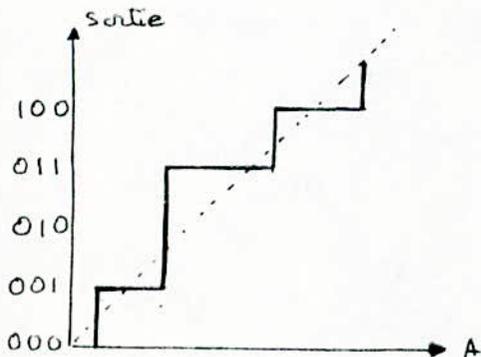


FIG 1. NON-LINÉARITÉ



a



b

FIG 2. a - SYSTÈME NON MONOTONE

b - SYSTÈME NON LINÉAIRE MONOTONE

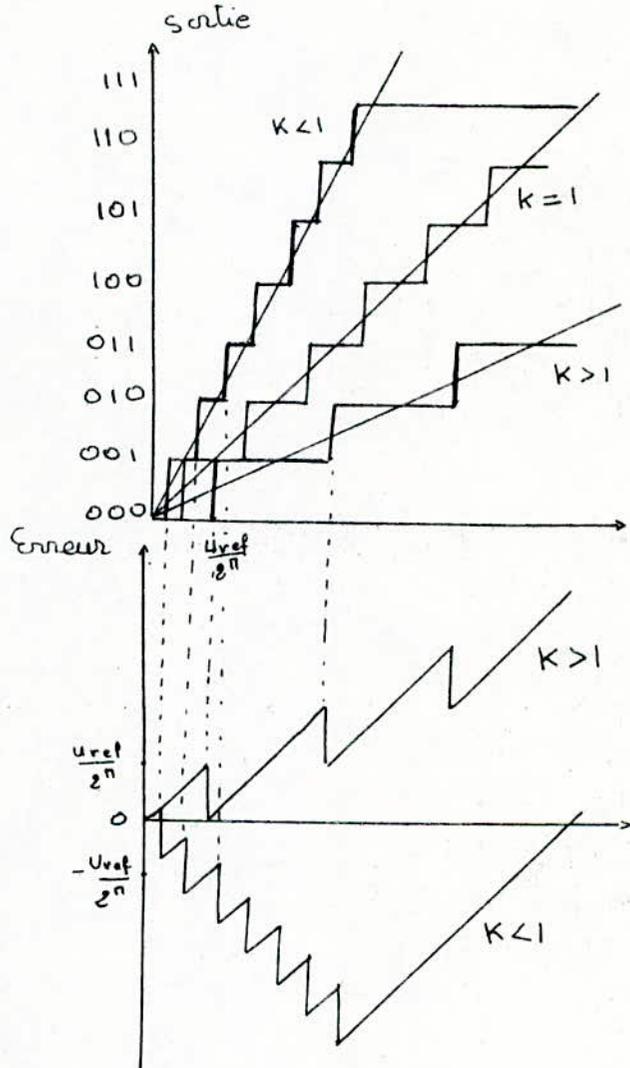


FIG 3. FONCTION de TRANSFERT
ET

ERREUR de GAIN

Pour cela il faut calculer les différentes erreurs et leurs variations. On suppose que les erreurs de gain et de décalage sont nulles à la température ambiante.

-Variation de l'erreur de décalage:

$$\Delta V1 = 10 \cdot 10^{-4} \cdot 20 \cdot 30 = 6 \text{ mV} \quad \Delta V1 = -\frac{6}{4,88} \Rightarrow \Delta V1 = \pm 1,23 \text{ q}$$

-Variation de l'erreur du gain:

$$\Delta V2 = 20 \cdot 10^{-4} \cdot 20 \cdot 30 = 12 \text{ mV} \Rightarrow \Delta V2 = \pm 2,46 \text{ q}$$

-Influence de la sensibilité de l'alimentation:

$$\Delta V3 = \frac{2 \cdot 10^{-4} \cdot 20 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 30}{10^{-4}} = 2,16 \text{ mV} \Rightarrow \Delta V3 = \pm 0,44 \text{ q}$$

L'erreur totale est la somme totale des erreurs calculées augmentée de l'erreur de la linéarité:

$$\mathcal{E} = (2,46 + 1,23 + 0,44 + 0,5) \text{ q} \Rightarrow \mathcal{E} = \pm 4,63 \text{ q}$$

Ainsi cette erreur est huit (8) fois plus grande que l'erreur de linéarité, donc si la température augmente de 30°C la résolution est divisée par huit (8), donc tout se passe comme si le CAN n'avait que neuf (9) bits significatifs.

En pratique l'erreur $\mathcal{E} < \text{q}$, aussi le constructeur donne des abaques donnant la variation maximale de température (fig 5).

Dans certains CAN utilisant des horloges internes, la température fait varier les capacités, les courants de saturation donc par conséquent la fréquence de l'horloge, donc le temps de conversion ce qui retarde la conversion.

2. REPARTITION DU BRUIT

L'effet du bruit est de nature statistique et peut être interprété comme la probabilité d'obtenir une certaine erreur sur la valeur d'un signal à un instant donné. Cette probabilité obéit à une loi normale $N(V_x, V)$

$$p(V) dV = \frac{1}{\sqrt{2\pi}V} \cdot e^{-\frac{(V-V_x)^2}{2V^2}} dV$$

$P(V)dV$ est la probabilité pour que l'amplitude du bruit soit comprise entre V et $V+dV$

V_x : étant la valeur moyenne de l'amplitude

V : écart type

La figure (6) montre que la courbe est centrée sur V_x .

La probabilité pour que l'erreur ne dépasse pas une certaine valeur est représentée par l'aire hachurée.

3. FACTEUR DE BRUIT DU CAN

Souvent la majeure partie du bruit dans un CAN provient du comparateur (décalage, dérivés, etc...). L'étude du comparateur dans le chapitre II montre que, pour des CAN rapides, possède une grande bande passante et un grand gain pour diminuer les tensions de décalage. De ceci on déduit qu'il est sensible aux bruits. Le bruit dans un CAN peut être assimilé à une source de bruit à l'entrée d'un comparateur non bruyant.

PARAMETRES CARACTERISTIQUES - BRUIT

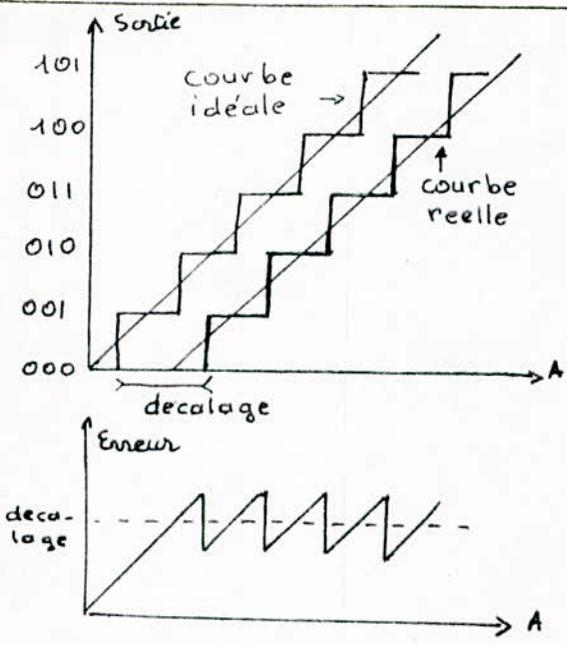


FIG 4. ERREUR de DECALAGE

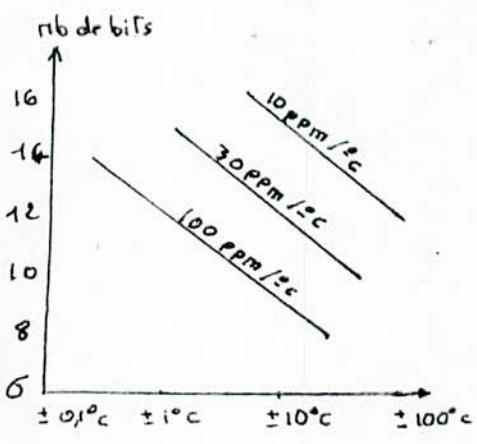


FIG. 5. ABAQUE DONNEE PAR LE CONSTRUCTEUR

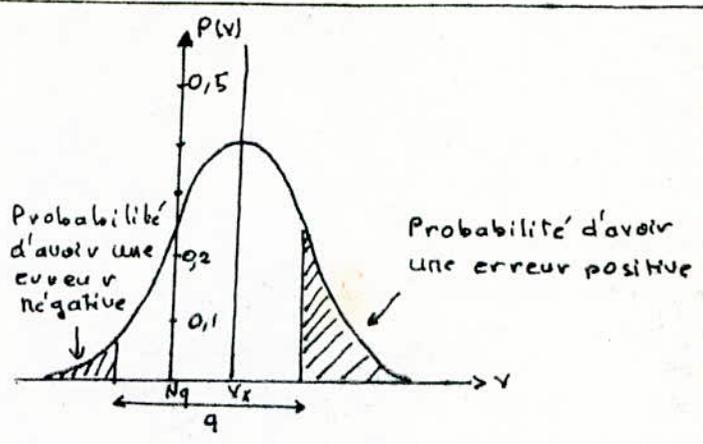
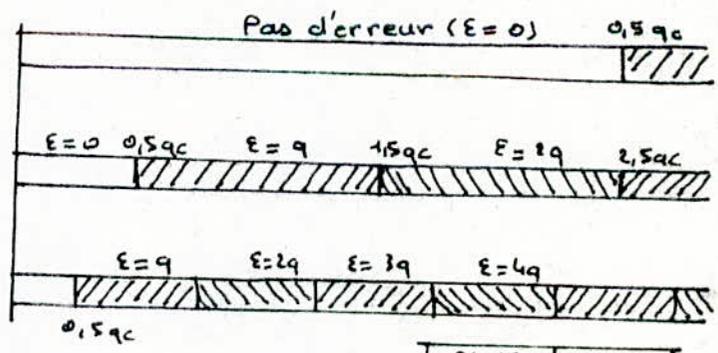
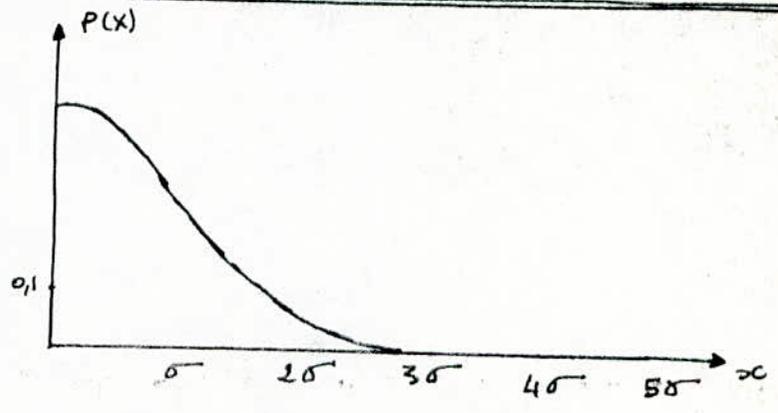


FIG. 6. REPARTITION NORMALE DU BRUIT



P(x)%	K
57 · 10 ⁻⁶	0,1
32	0,5
62	1

FIG. 7. DISTRIBUTION DE L'ERREUR Avec Erreur de Quantification nulle.

Le réseau de résistances introduit un "bruit thermique" dont l'amplitude e_n est:

$$e_n^2 = 4 K.T.R.AF$$

K: constante de BOETZMAN
 T: température absolue
 AF: bande passante
 R: résistance

Le facteur de bruit du convertisseur est donné par:

$$F = 10 \log \frac{e_{ns}^2 + e^2}{e^2}$$

e_{ns} : tension du bruit dû aux résistances extérieures au comparateur
 e : somme du bruit propre au comparateur et du bruit provenant des autres sources de bruit.

F est exprimé en dB
 En général $2dB < F < 20dB$

4. INFLUENCE DU BRUIT SUR LE CODAGE

Soit U_c la pleine échelle du comparateur, n le nombre de bits du CAN; la valeur du quantum pour le comparateur est:

$$q_c = \frac{U_c}{2^n}$$

Si σ est la valeur efficace de la tension du bruit, le nombre d'erreurs dues au bruit total ramené à l'entrée du comparateur est donné par:

$$K = \frac{\sigma}{q_c}$$

, facteur permettant de définir le caractère bruitant du CAN.

A chaque valeur de K correspond une erreur à la sortie, donc on peut connaître la probabilité de cette erreur.

Dans le cas où l'erreur de quantification est nulle, c'est à dire que la tension d'entrée est un multiple de q_c , la distribution des erreurs fig(7) montre qu'on peut calculer la probabilité d'avoir une erreur $\epsilon = q; 2q; 3q; \dots$ en fonction de K .

L'erreur est nulle dans l'intervalle $x = \frac{q_c}{2}$.

*Si l'erreur de quantification existe, la courbe de la distribution n'est plus centrée sur la valeur nominale V_x , mais elle est décalée vers une extrémité, ce qui augmente les probabilités d'un côté et les diminue vers l'autre; fig 6.

L'erreur totale de codage est donc la somme de l'erreur de quantification et du bruit.

Dans le chapitre I (quantification) on a vu que la valeur quadratique de l'erreur de quantification est $\frac{q^2}{12}$.

La valeur quadratique du bruit est $\sigma^2 = K^2 q^2$.

La valeur ϵ^2 de l'erreur totale est: $\epsilon^2 = \frac{q^2}{12} + \sigma^2$ soit $\epsilon^2 = q^2 \left(\frac{1}{12} + K^2 \right)$

L'erreur rapportée à un quantum est $\eta = \frac{\epsilon}{q}$ soit $\eta = \sqrt{\frac{1}{12} + K^2}$

EXEMPLE

Un CAN cyclique comporte les indications suivantes;

-résolution : 10 bits

-fréquence de conversion : 10 MHz = F

- Pleine échelle du comparateur : $200\text{mV} = U_c$
 - Impédance de source : $R = 100 \Omega$
 - Facteur de bruit à l'entrée : 6dB
 - Facteur du bruit du comparateur : 6dB
- ON demande de calculer la probabilité d'erreur due au premier étage ?

Pour calculer la probabilité $P(K)$ il faut d'abord calculer K .

$$K = \frac{\sqrt{e_n}}{q_c} \quad q_c = \frac{U_c}{2^n} \quad q_c = \frac{200}{2^{10}} \implies q_c = 195 \mu\text{V}$$

Calcul de :

$$F_{\text{CAN}} = \frac{\sqrt{e_n}}{e_n} \implies \sqrt{e_n} = F_{\text{CAN}} \cdot e_n$$

On sait que $(F_{\text{CAN}})_{\text{dB}} = 20 \log F_{\text{CAN}}$

$$F_{\text{CAN}} = 6 + 6 \implies F_{\text{CAN}} = 12\text{dB} \implies \frac{F_{\text{CAN}}}{1} = 4$$

$\sqrt{e_n} = 4 \cdot e_n$ e_n : bruit dû à la résistance
 Letemps de conversion du CAN est 10^{-7} s

$$t = \frac{1}{F} = \frac{1}{10^7} = 10^{-7} \text{ s} \implies t = 100 \text{ ns}$$

Le CAN étant cyclique, le temps élémentaire T pour chaque étape est

$$T = \frac{t}{n} = \frac{100}{10} \text{ ns} \implies T = 10 \text{ ns}$$

Comme $n=10$ la résolution est $\frac{1}{2^{10}} = 10^{-3}$

La constante de temps τ du circuit du premier(1) étage est telle que :

$$T = \log(10) \tau \text{ soit } T = 3.2, 3 \cdot \log(10)$$

$$T = 6,9 \tau \implies \tau = \frac{10}{6,9} \implies \tau = 1,4 \text{ ns}$$

La bande passante équivalente est :

$$\text{Le bruit dû à la résistance est } \Delta F = \frac{1}{2 \tau \tau} \implies \Delta F = 115 \text{ MHz}$$

$$e_n = 4 \cdot K \cdot T \cdot R \cdot \Delta F \implies e_n = 17 \text{ Veff}$$

$$\text{Lonc } \sqrt{e_n} = 4.17 = 68 \text{ Veff}$$

$$K = \frac{\sqrt{e_n}}{q_c} = \frac{68\sqrt{2}}{195}$$

$$K = 0,69 \text{ soit } [K]_{\text{dB}} = 6\text{dB}$$

La distribution de $P(K)$ donne une valeur $P(K) = 30\%$

CHAPITRE -IV-

TECHNIQUES DE CONVERSION

- P L A N -

	Page
INTRODUCTION	58
<u>CONVERTISSEURS A RAMPES</u>	60
I. - CAN à rampe simple.	
II.- CAN à double rampe.	
III. CAN à rampe numérique.	
IV.- Convertisseurs tension-fréquence.	
<u>C.A.N. PARALLELE</u>	69
<u>CAN A APPROXIMATION SUCCESSIVES</u>	73
<u>ETUDE D'UN CAN A APPROXIMATION SUCCESSIVES: LA SERIE ADC 84</u>	81
<u>CONVERTISSEURS LOGARITHMIQUES</u> <u>ADC 85</u>	93
1) CANL utilisant un convertisseur logarithmique analogique.	
2) CANL utilisant un convertisseur log. numérique.	
a - Converteur à virgule flottante séquentiel.	
b - Converteur à virgule flottante combinatoire.	
c - Converteur incrémental log.	
3) CANL utilisant un CNA non linéaire.	
a - CNA expotentiels.	
b - Réalisation d'un CANL à l'aide d'un CNA exponentiel.	
- CANL à rampe.	
- CANL à approximations successives.	
<u>CONVERTISSEURS SYNCHRO-NUMERIQUES</u>	105
A. Capteurs angulaires.	
I. - Codeurs à disques.	
1) Codeur incrémental.	
2) Codeur absolu.	
II. - Synchro-Résolver.	
B. Conversion alternatif continu.	
I. - Généralités.	
II.- Démodulation.	
III. Converteurs de signaux monophasés.	
IV.- Converteurs synchro-numériques;	
1) CSN fournissant $\sin \theta$ et $\cos \theta$ sous forme numérique.	
2) CSN fournissant θ sous forme binaire.	
a - Sélecteur d'octant.	
b - Converteurs synchro-numériques.	
c - CSN à approximations successives.	
d - CSN utilisant une mémoire ROM.	

* * * * *

TECHNIQUES DE CONVERSION

- INTRODUCTION -

Le but de ce chapitre est d'étudier les différentes techniques utilisées dans les CAN. Dans la conception d'un CAN on réalise un compromis entre la précision et la rapidité. En effet on distingue :

- Les CAN à très faible précision (5bits) mais très rapide ($t_c = 10 \text{ ns}$). Ce sont les CAN parallèles.
- Les CAN à grande précision (10^{-5}) mais très lents ($t_c \approx 4 \text{ ms}$). Ce sont les CAN à rampe.
- Les CAN à approximation successives qui réalisent un bon compromis entre le ~~temps~~ et la précision (on peut atteindre 16 bits avec un temps de $10 \mu\text{s}$). Ce type de CAN est généralement le plus employé, surtout pour traiter des signaux rapides.

Pour cela on étudiera ces 3 techniques, les CAN logarithmiques (CANL) dont l'intérêt réside en la compression de l'information et aussi les convertisseurs synchro-numériques (CSN) qui traitent la conversion d'un phénomène lié à la rotation d'un axe.

La conception de certains CAN permet de traiter des signaux bipolaires tels que les CAN à rampes ; tandis que d'autres sont unipolaires. Comme généralement les signaux à traiter sont bipolaires il est intéressant de voir le passage du CAN unipolaire au CAN bipolaire et cela par un circuit adopteur. (Fig.1)

Le comparateur détecte le signe de V_x et fournit le bit de signe. L'impulsion issue du comparateur commande le double commutateur qui met l'A.O en suiveur ou en inverseur ($G = \pm 1$) de façon à avoir à la sortie $\pm V_x$ et qui sera convertie par un CAN unipolaire.

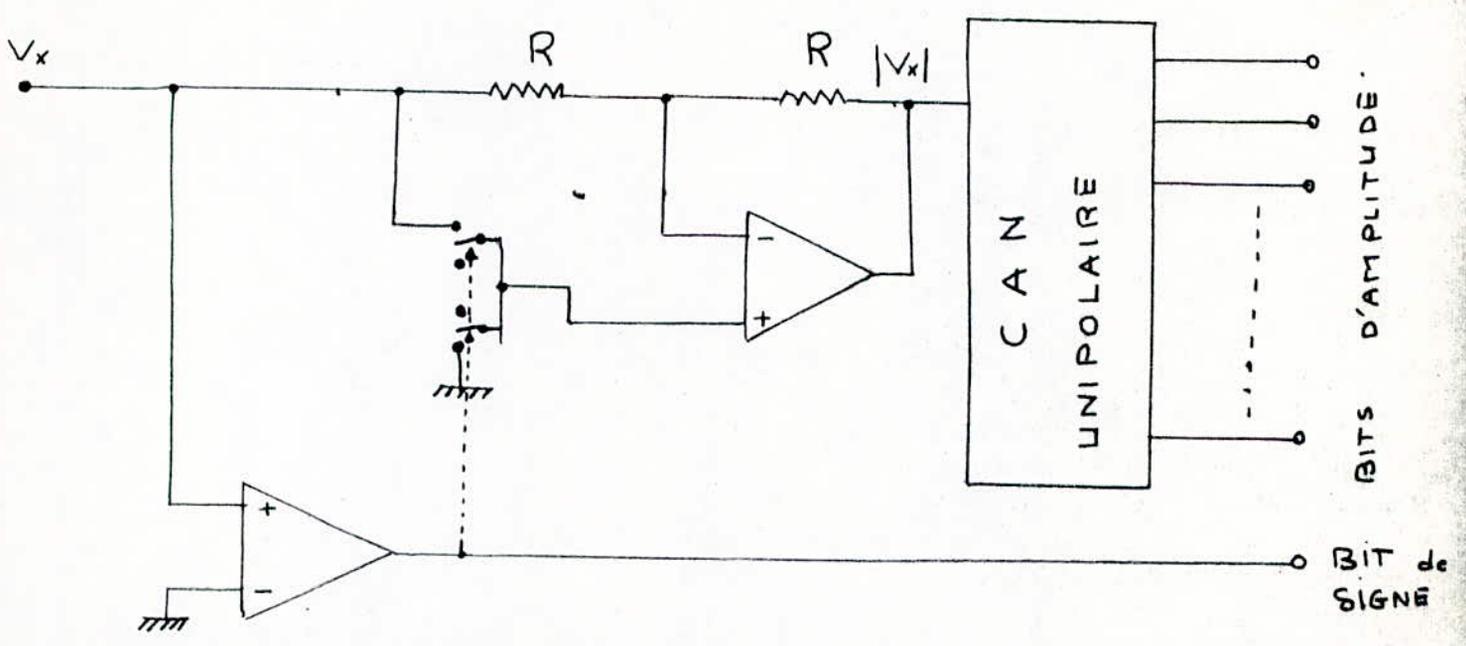
Pour les CAN utilisant des CNA, ces derniers sont bipolaires e.o.d. délivrent une tension comprise entre $-V_{ref}$ et $+V_{ref}$.

Le passage d'un code bipolaire d'un autre code bipolaire se fait à partir de la table de vérité de ces deux (2) codes d'où un schéma logique permettant ce passage.

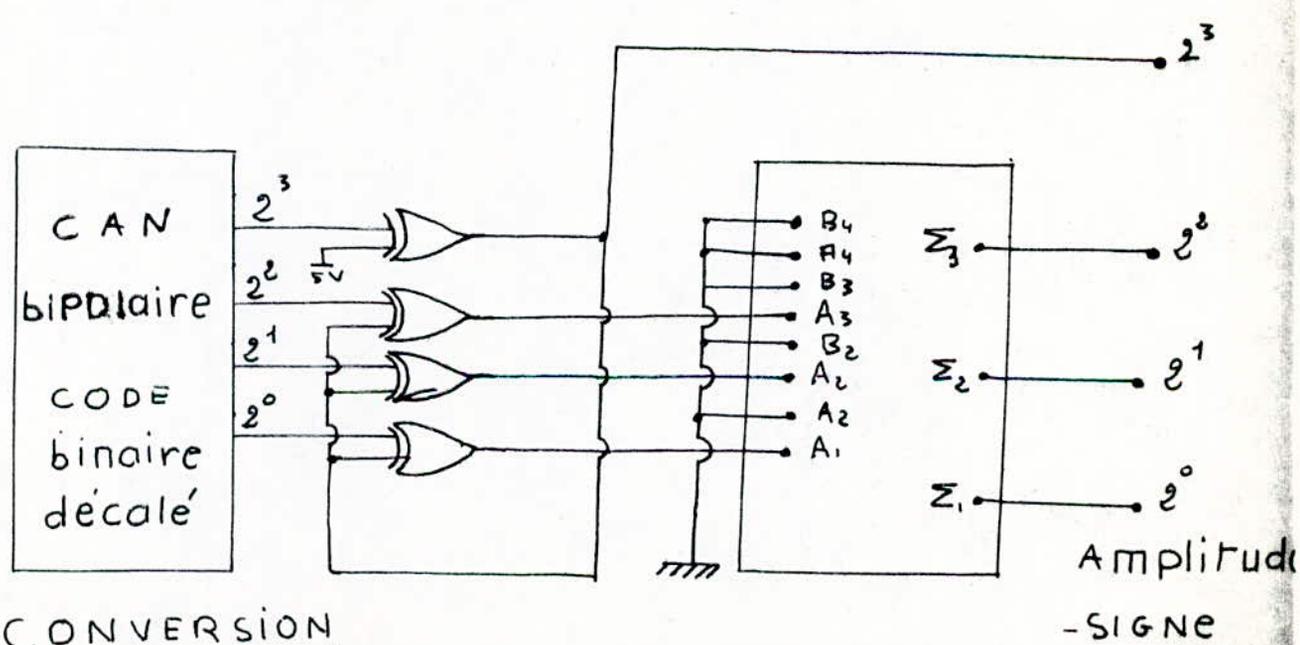
Par exemple le passage du code binaire décalé au ~~code~~ code amplifié -tude -signe est réalisé par le schéma de la figure 2 utilisant des portes "cu ex" et un additionneur 4bits.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE - NUMERIQUE BIPOLAIRE

FIG 1 CAN BIPOLAIRE



IG 2



CONVERSION
CODE BINAIRE DECALE - AMPLITUDE SIGNE

I. CONVERTISSEUR A RAMPE SIMPLE :

1) Principe :

Cette technique est appelée aussi "modulation de largeur d'impulsion" car elle fait correspondre d'une tension V_x continue une impulsion rectangulaire (issue du comparateur) dont la largeur Δt lui est proportionnelle.

Le schéma de principe est indiqué par la Fig.1.

Initialement la capacité C est déchargée et $V_c = 0$, et ceci en fermant l'interrupteur S . Au début de la conversion c.o.d à l'instant t_0 , le signal de départ remet à zéro un compteur de n bits et charge la capacité C à l'aide d'un courant constant I (le courant constant peut-être le courant collecteur d'un transistor dont la tension V_{ce} est maintenue constante à l'aide d'une DZ).

La tension V_c aux bornes de C qui est linéaire est comparée à V_x .

Quand $V_c = V_x$, à l'instant T , $\Delta = 0$ donc la porte ne laisse pas passer les impulsions d'horloge et donc le compteur s'arrête de compter.

Ainsi $V_x = V_c = \frac{1}{C} \int_{t_0}^T I dt$

$$V_x = \frac{I}{C} \Delta t$$

On remarque la largeur d'impulsion Δt , issue du comparateur est proportionnelle à V_x . On a donc une conversion tension-temps.

Pour numériser cette formation, le compteur indiquera alors le nombre d'impulsions d'horloge de largeur T durant le temps Δt .

Si N est le contenu du compteur ~~N_x / N~~

$$V_x = \frac{I}{C} NT$$

$$V_x_{MAX} = (2^n - 1) q \text{ avec } q = \frac{I}{C} T$$

Si $T = 1 \mu s$ et $n = 10$ $\Delta t = (2^{10} - 1) \simeq 1 ms$.

Ce résultat montre que ce type de convertisseur est utilisé pour l'analyse des phénomènes assez lents.

La précision est moyenne (10^{-2} à 10^{-3}).

CONVERTISSEURS A RAMPES

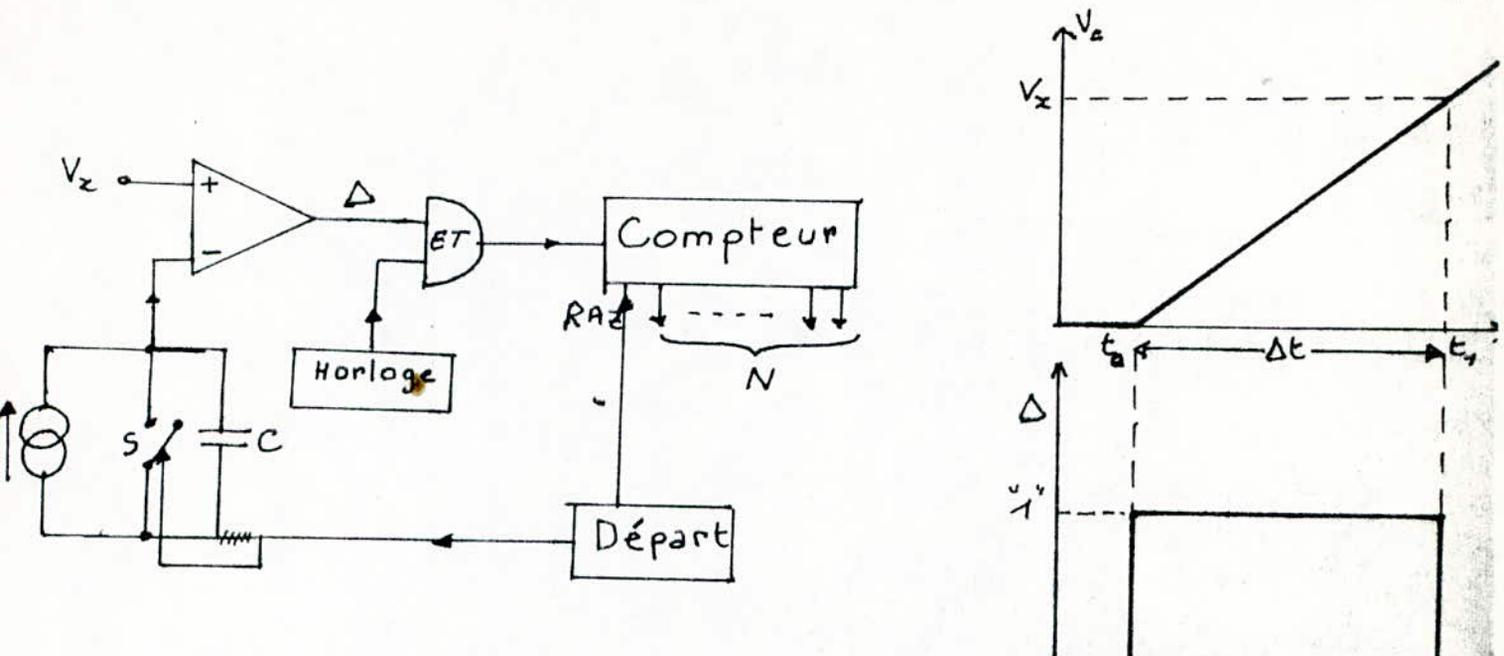


Fig.1: Convertisseur à RAMPE SIMPLE

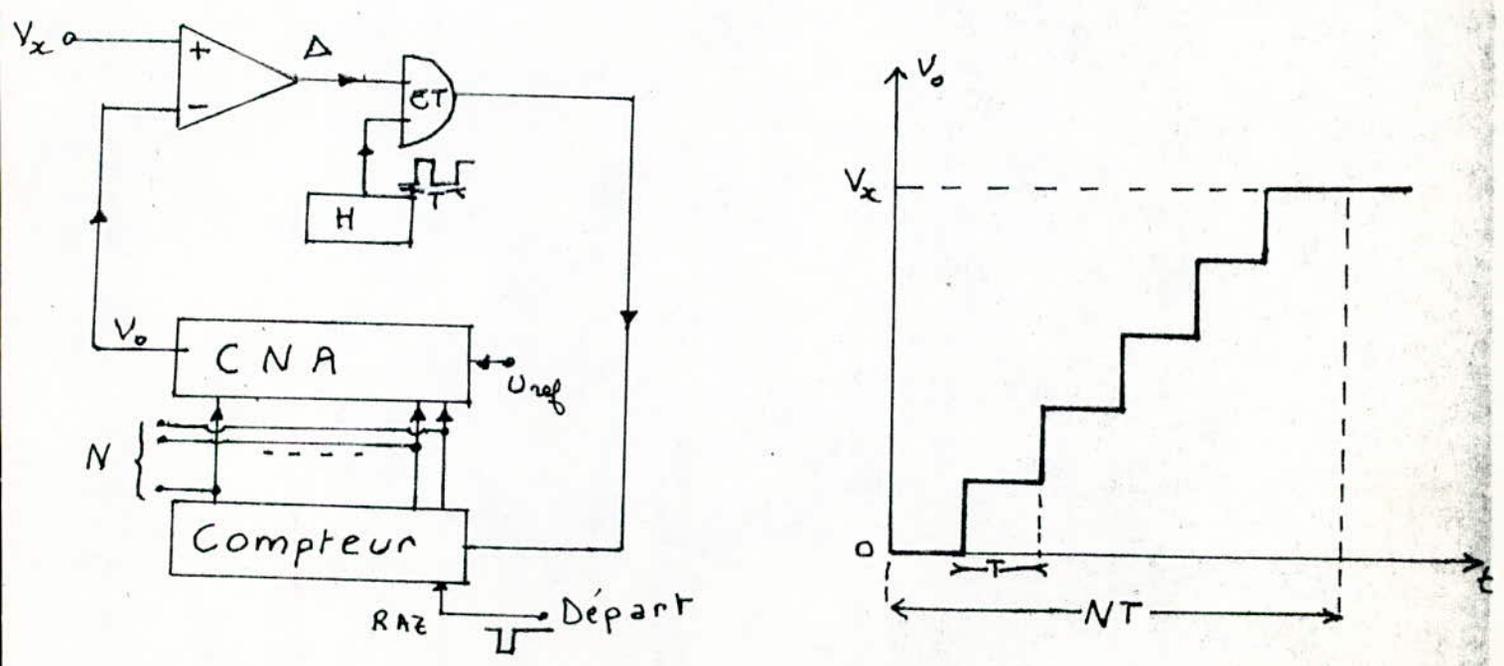


Fig 3: CONVERTISSEUR A RAMPE NUMERIQUE

2) Erreurs :

De l'expression $V_x = \frac{I}{C} NT$ on déduit les principales causes d'erreurs :

- Il faut que le courant I soit constant car sinon, la rampe n'est pas linéaire et il y aura une erreur dont la valeur varie avec V_x .

$$V_x = \frac{I}{C} \Delta t \quad \begin{matrix} V_x = \text{cte} \\ C = \text{cte} \end{matrix} \quad \frac{\Delta(\Delta t)}{\Delta t} = -\frac{\Delta I}{I}$$

$$\text{L'erreur est } \xi_1 = \frac{\Delta(\Delta t)}{\Delta t} \cdot \frac{V_x}{V_{\text{ref}}} \quad \boxed{\xi_1 = \frac{\Delta I}{I} \cdot \frac{V_x}{V_{\text{ref}}}}$$

On réduit cette erreur en utilisant un intégrateur avec A.O. mais par contre le temps d'intégration augmente.

- La capacité C introduit une erreur due à la tolérance de fabrication ΔC_F ; à la stabilité dans le temps ΔC_t et au coefficient de température C_t .

$$\Delta C = \Delta C_F + \Delta C_t + \Delta C_T$$
$$V_x = \frac{I}{C} \Delta t \quad \begin{matrix} I = \text{cte} \\ V_x = \text{cte} \end{matrix} \quad \frac{\Delta(\Delta t)}{\Delta t} = \frac{\Delta C}{C}$$

$$\text{L'erreur est } \boxed{= \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{V_x}{V_{\text{ref}}}}$$

- Un bruit superposé à V_x peut avancer ou reculer le temps de conversion.

- Il faut que la période T de l'horloge soit stable afin de garder la précision désirée.

II. CONVERTISSEUR A DOUBLE RAMPE :

1) Principe :

Le schéma de principe est représenté par la Fig.2.

Initialement C est déchargé. Au début de conversion, à l'instant t_0 , V_x est appliqué à l'intégrateur ; le condensateur C se charge à travers R et la tension de sortie $V_s(t)$ est :

$$V_s(t) = \frac{V_x}{RC} t.$$

.../...

CONVERTISSEURS A RAMPES

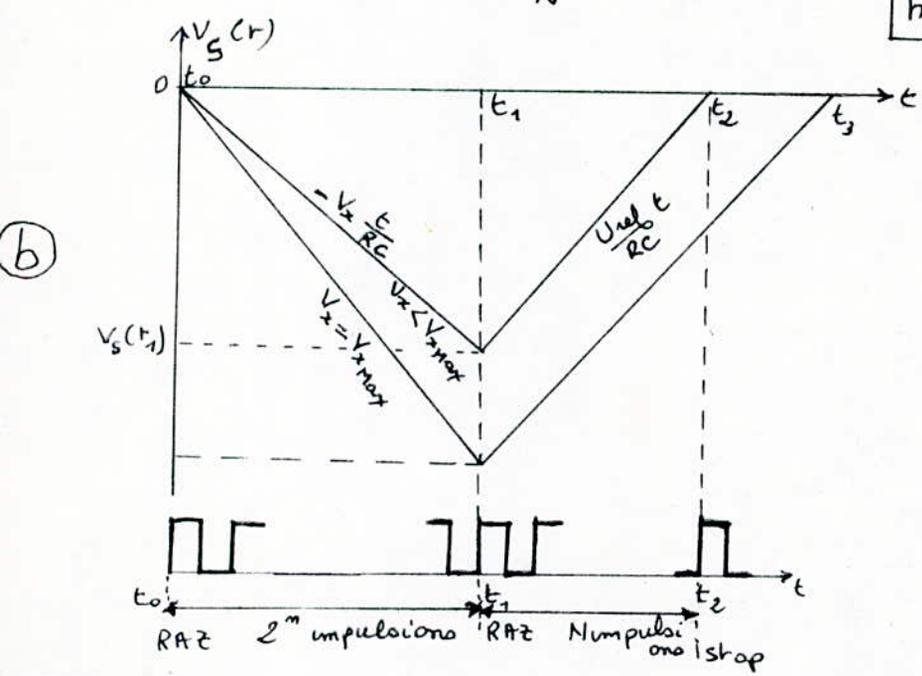
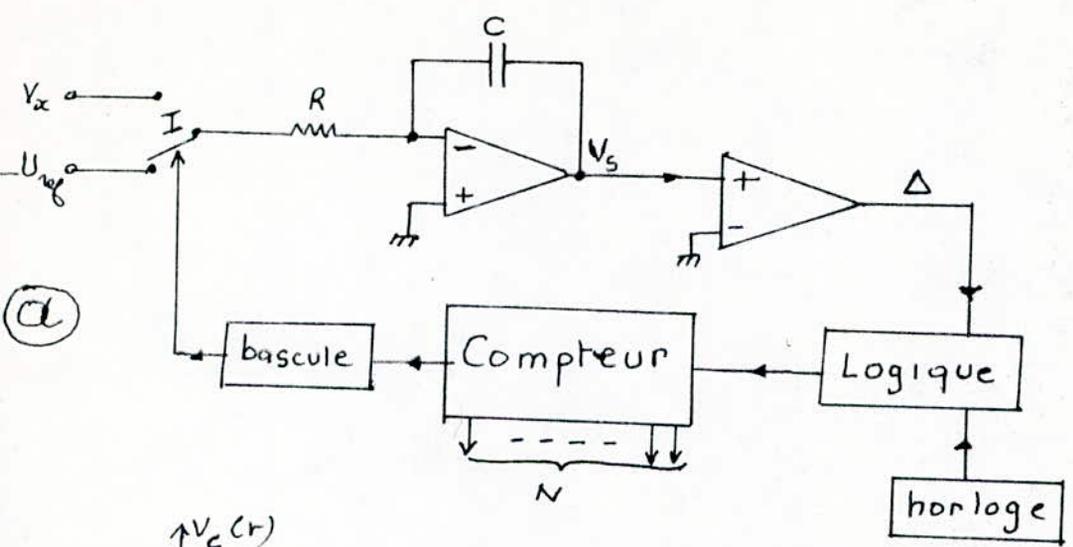


Fig: 2 @ Convertisseur à Double Rampe
 @ Diagramme $V_S(t)$

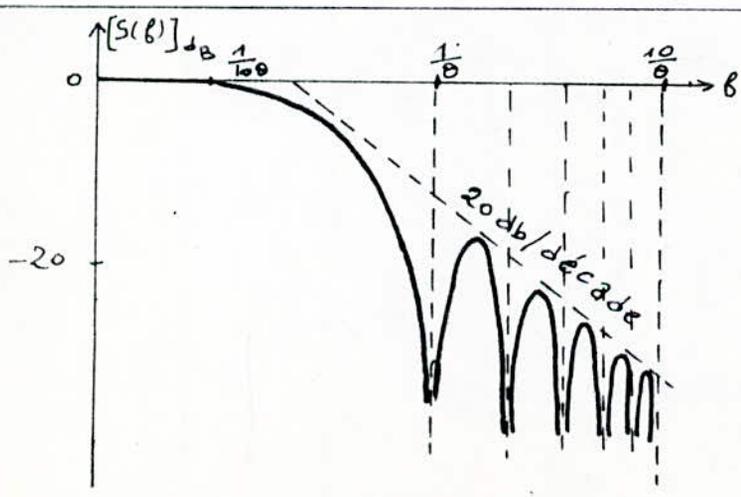


Fig 3 Rejection du Bruit
 -63-

Cette tension est comparée à zéro. Tant que $V_x < 0$ la porte laisse passer les impulsions d'horloge qui incrementent le compteur de n bits qui atteint son max. à la $(2^n - 1)$ impulsion.

$$(1) \quad V_s(t_1) = -\frac{V_x}{RC} (2^n - 1) T \quad T \text{ est la période d'horloge.}$$

La $(2^n)^{\text{e}}$ impulsion le remet à zéro et met la bascule à "1" donc applique l'inverseur I sur $-V_{ref}$ qui sera de nouveau intégrée et qui correspond à la décharge de C.

$$\text{La tension de sortie } V_s(t) = \frac{V_{ref}}{RC} t.$$

Quand $V_s(t) = V_s(t_2) = 0$ le comparateur bascule et le compteur ne recevant aucune impulsion d'horloge s'arrête à N , information numérique désirée.

$$V_s(t_1) - V_s(t_2) = -\frac{1}{RC} \cdot V_{ref} (t_2 - t_1) \quad (2)$$

$$\text{Comme (1) = (2)} \quad t_2 - t_1 = \frac{V_x}{V_{ref}} (2^n - 1) T$$

$$\text{Comme } (t_2 - t_1) = NT \quad N = \frac{V_x}{V_{ref}} (2^n - 1)$$

Le temps de conversion total est :

$$t_c = t_2 - t_0 = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) = (2^n - 1) T + NT \Rightarrow t_c = (2^n - 1) T + NT$$

$$\text{Si } N = (2^n - 1) \quad t_c = 2 (2^n - 1) T$$

Le système présente une technique de conversion très lente. On peut atteindre une précision de 10^{-5} .

2) Erreurs :

La formule $N = \frac{V_x}{V_{ref}} (2^n - 1)$ montre que l'information est indépendante de R, C, T , ce qui augmente la précision.

On suppose que ces paramètres sont constants au cours du temps.

.../...

L'erreur due au bruit est réduite du fait que la double intégration présente un taux de rejection faible, donc assez bon.

$$S(w) = \frac{A \text{ bruit}/V_{\text{ref}}}{N \text{ bruit}} \quad S(w) = \frac{\sin\left(\frac{w\theta}{2}\right)}{\frac{w\theta}{2}}$$

$$(S(w))_{\text{dB}} = 20 \log |S(w)|$$

L'asymptote est une droite de pente 20 dB/décadé

$$S(w) = 0 \quad \text{si} \quad \sin \frac{w\theta}{2} = 0 \quad \text{soit} \quad f = \frac{k}{\theta} \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$\theta = 2^n T.$$

$$\text{ET} \quad \left(S\left(\frac{k}{\theta}\right)\right)_{\text{dB}} = -\infty$$

Ce cas correspond à une rejection parfaite.

Si l'on veut éliminer les bruits 50 Hz apportés par le secteur il faut prendre $\theta = \frac{1}{f}$ soit $\theta = 20 \text{ ms}$.

Du fait qu'il présente un taux de rejection assez bon, on utilise ce système surtout pour les voltmètres numériques.

III. CONVERTISSEUR A RAMPE NUMERIQUE :

Cette technique consiste à comparer V_x à 2^n valeurs de tensions continues issues d'un CNA, et de s'arrêter lorsqu'il y a égalité ou dépassement.

Comme l'indique le schéma de principe Fig.4, en début de conversion le compteur de n bits est remis à zéro donc délivre à sa sortie (00, 0). Le CNA qui reçoit cette sortie et la tension V_{ref} délivre une tension analogique $V_0 = 0$ et V_0 est comparée à V_x .

Comme $V_x > 0$ le comparateur fait $\Delta = 1$; la porte laisse donc passer les impulsions de l'horloge qui vont incrémenter le compteur.

A chaque impulsions d'horloge le contenu du compteur correspond à une tension V_0 délivrée par le CNA et qui est incrémentée d'un quantum à chaque fois.

Cette tension sera comparée à V_x et le processus continue jusqu'à ce que $V_x = V_0$ donc $\Delta = 0$; la porte ET bloque les impulsions de l'horloge et le compteur s'arrête.

.../...

L'information N sera donc prise à la sortie du compteur.

La sortie analogique a l'allure d'une courbe en marches d'escaliers (rampe numérique) où chaque marche a une largeur de 1 quantum.

Le temps élémentaire correspond ^{au} à une comparaison peut être considéré comme le temps de conversion du CNA, et aussi le temps de réponse du comparateur et de la porte ET. Soit Δt ce temps. Comme on effectue 2^n comparaisons successives donc le temps de conversion est :

$$t_c = 2^n \cdot \Delta t.$$

Exemple : Si le temps de conversion d'un CNA pour $n = 11$ bits est $2 \mu s$ et si que le temps de réponse du comparateur est de la porte est de $0,3 \mu s$.

$$\Delta t = 2,3 \mu s \quad t_c = 2^{11} \times 2,3 \mu s \Rightarrow t_c = 4,6 \text{ ms.}$$

Ceci correspond à un phénomène évoluant à basse fréquence.

IV. CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE : (p. 5)

Un convertisseur ^{tension} fréquence, ou oscillateur commandé transforme un signal analogique en un nombre d'impulsions par unité de temps (fréquence) ; mais il lui faut adjoindre un compteur pour que l'ensemble constitue un CAN.

Le signal V_x est intégré et la tension de sortie de l'intégrateur est :

$$V_A = - \left(\frac{V_x}{RC} \right) t, \text{ signal en dent de scie et de pente constante } \frac{V_x}{RC}. \text{ Si } V_x > 0 \quad V_A = - \frac{V_x}{RC} t, \text{ la pente est négative.}$$

$\Delta = 0.$ V_A est comparée à $-U_{ref}$ par (1) et tant que $V_A > -U_{ref}$

Quand $V_A = -U_{ref}$ $\Delta = 1$, le comparateur (1) délivre une impulsion qui ferme l'interrupteur I, donc décharge C, et de nouveau l'intégration se poursuit. On aura au bout d'un temps $t = T$ $V_A = -U_{ref}$.

$$-U_{ref} = - \frac{V_x}{RC} T \quad V_x = RC \cdot U_{ref} \frac{1}{T} \quad \boxed{V_x = K f}$$

On remarque que V_x est proportionnelle à la fréquence.

.../...

CONVERTISSEURS A RAMPES

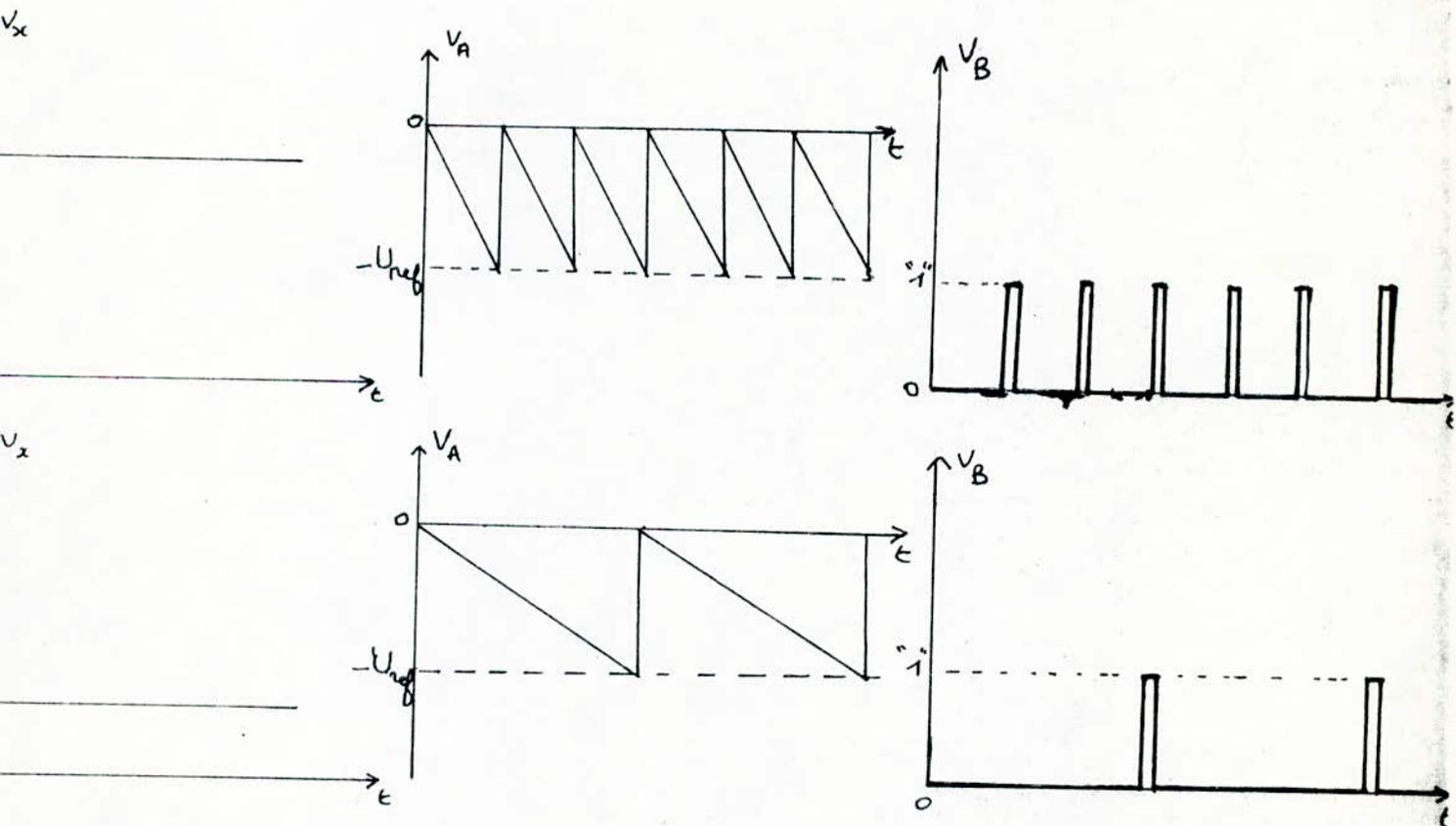
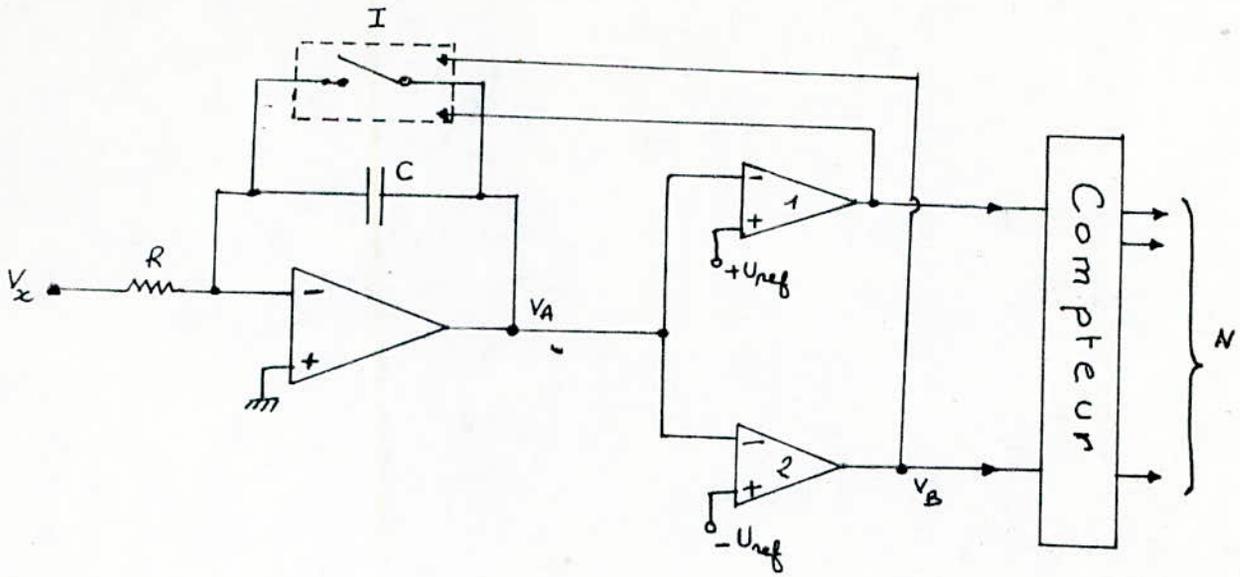


Fig. 5: Convertisseur tension-Frequence

Les impulsions délivrées par le comparateur (1) sont comptés par le compteur pendant 1 seconde, ce qui consiste à la numérisation de la fréquence soit au signal V_x .

Si $V_x < 0$ le processus est le même à part que c'est le comparateur (2) qui effectue la conversion.

Le temps de conversion est lent puisqu'il faut compter 2^n impulsions par seconde. Ce système présente une bonne précision (10^{-5}) et comme il réalise une intégration, il présente donc un taux de rejection assez bon tout comme le convertisseur à double rampe.

On l'utilise souvent dans les voltmètres numériques à très grande précision.

CONVERTISSEURS PARALLELES

C'est le type de conversion le plus rapide puisque tous les bits de l'expression N sont calculés simultanément .

Mais cette technique ~~est~~ est limitée par le nombre de composants qui progresse en 2^n . Elle s'applique au cas où $n \leq 5$; on obtient une vitesse de l'ordre de 50 à 100 ns.

1) Principe :

La conversion A/N parallèle consiste à faire $2^n - 1$ comparaisons simultanées pour détecter la valeur N parmi les 2^n possibilités, qui est la plus proche de V_x . A ces 2^n valeurs numériques correspondent 2^n valeurs analogiques ou tensions étalons qui ont pour valeurs :

$$\frac{q}{2}, \frac{3q}{2}, \frac{5q}{2}, \dots, \left(2^n - \frac{3}{2}\right) q \quad \text{avec } q = \frac{V_{réf}}{2^n}$$

on connaîtra ainsi $N \pm \frac{1}{2} q$ ($\pm \frac{1}{2}$ LSB)

La valeur maximum $V_{x_{max}}$ qui peut être acceptée est $V_{x_{max}} = (2^n - 1) \frac{q + \frac{q}{2}}{2}$

soit $V_{x_{max}} = \left(2^n - \frac{1}{2}\right) q$. A $V_{x_{max}}$ correspond le nombre $N = \begin{matrix} (111 \dots 11) \\ = 2^n - 1. \end{matrix}$

et l'erreur de quantification est $+\frac{1}{2}$ LSB.

Le convertisseur sera donc constitué de :

. $2^n - 1$ tensions de références élaborées par un réseau de résistances dont la précision dépend du nombre de bits.

. $2^n - 1$ comparateurs recevant chacun V_x et l'une des $2^n - 1$ tensions de référence .

. 1 transcodeur qui transforme les signaux des comparateurs sous forme binaire.

2) Fonctionnement :

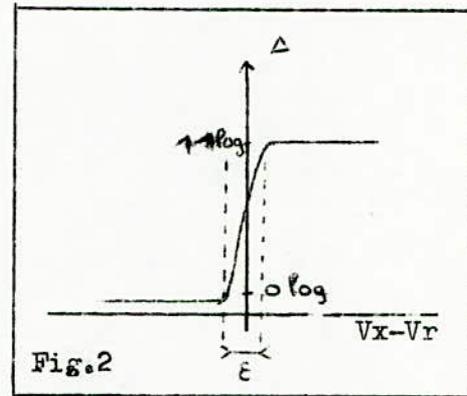
.../...

Ces comparateurs rapides sont tels que
 si $V_x > V_r$: $\Delta = 1$;

Si $V_x < V_r$: $\Delta = 0$;

Il existe une région d'incertitude dans laquelle si ε diminue le gain G augmente $G = \frac{\Delta}{\varepsilon}$.

Dans cette zone Δ oscille entre 0 et 1 .

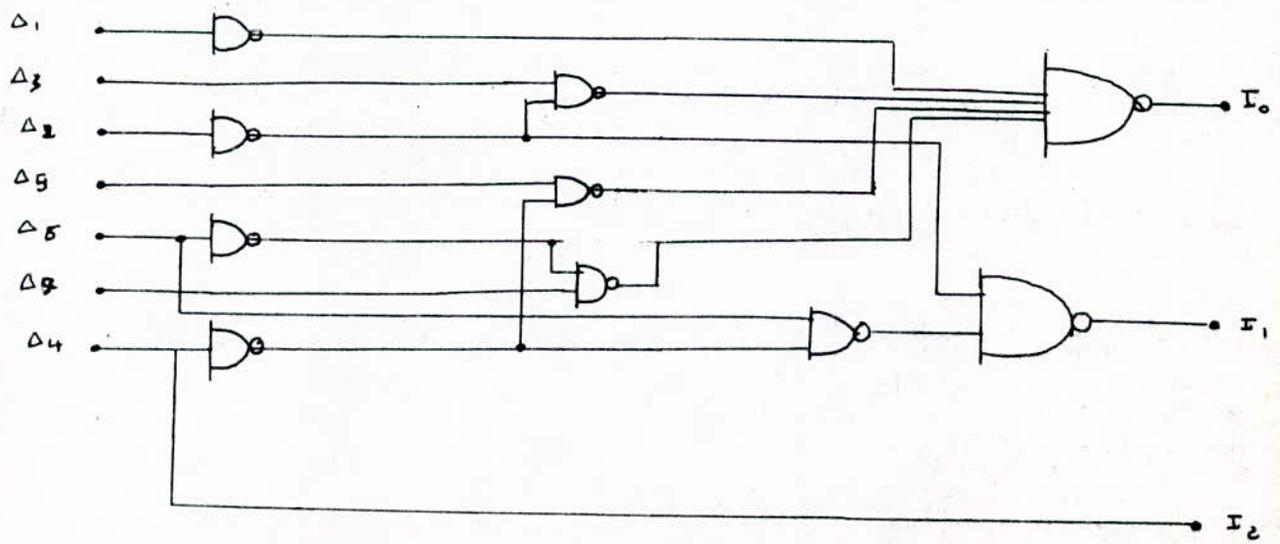
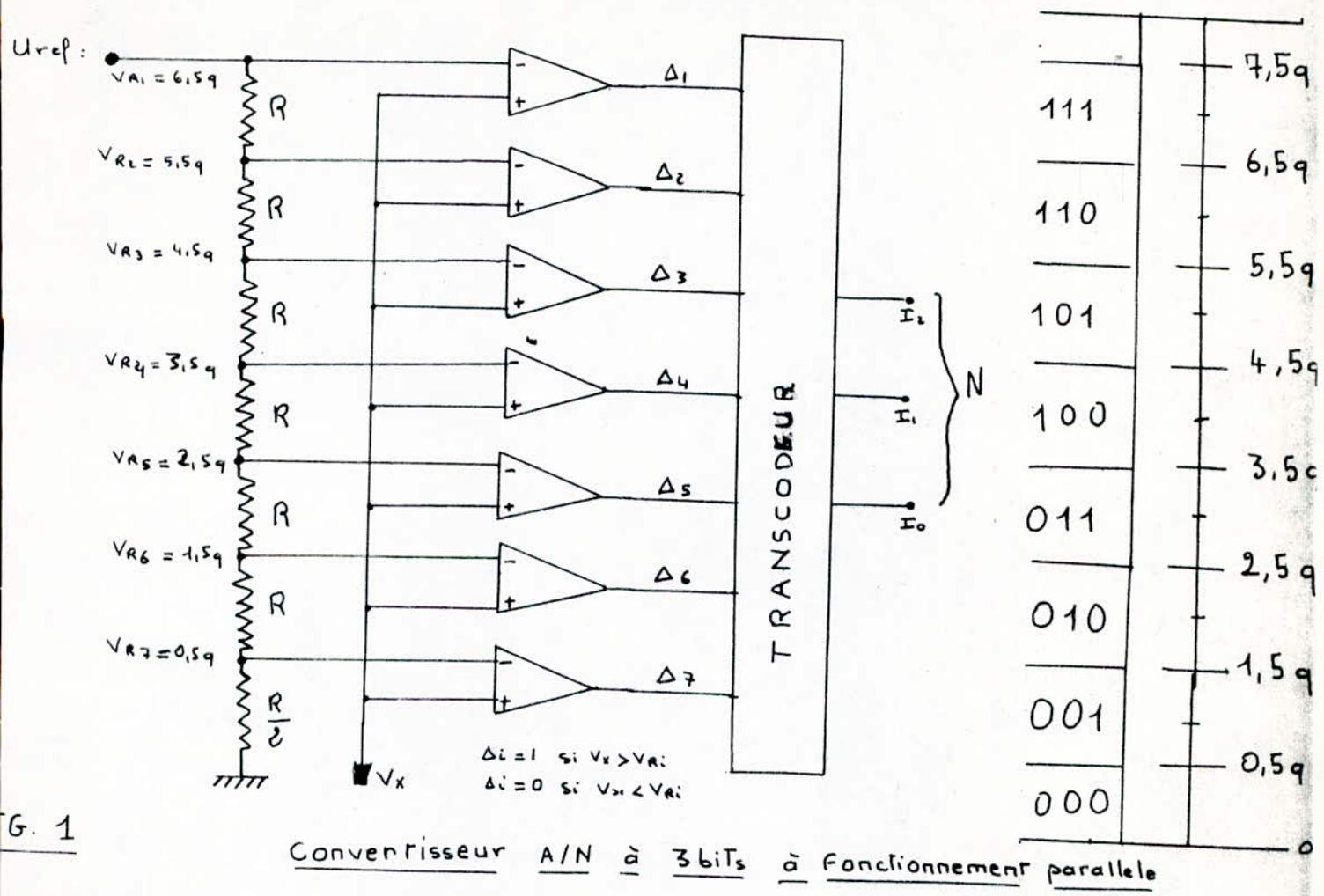


On applique la tension V_x à convertir à toutes les entrées + des comparateurs et l'une des 7 tensions étalons à l'entrée -. Le résultat est immédiatement donné à la sortie des comparateurs, ainsi connaissant la valeur analogique de V_x on peut la situer dans l'une des 8 zones élémentaires (voir échelle de la figure 1). Si par exemple $4,5q < V_x < 5,5q$ l'information doit être $N = 101$, et toutes les sorties des comparateurs sont $\Delta = (0011111)$. Ainsi les x premiers comparateurs pour lesquels $V_x < V_{ri}$ se mettent à "0" et les $(2^n - 1 - p)$ autres se mettent à "1". On peut donc établir une correspondance $\Delta \rightarrow N$ par l'application d'une table de vérité à partir de laquelle on tire les équations logiques qui donnent I_0 , I_1 , I_2 en fonction des Δ_i .

V_x	Sorties Δ_i							I_2	I_1	I_0	Erreur
	Δ_1	Δ_2	Δ_3	Δ_4	Δ_5	Δ_6	Δ_7				
0 à $\frac{q}{2}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
$\frac{q}{2}$ à $\frac{3q}{2}$	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	
$\frac{3q}{2}$ à $\frac{5q}{2}$	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	$\frac{+1}{2}$ LSB max.
$\frac{5q}{2}$ à $\frac{7q}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	
$\frac{7q}{2}$ à $\frac{9q}{2}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	
$\frac{9q}{2}$ à $\frac{11q}{2}$	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	
$\frac{11q}{2}$ à $\frac{13q}{2}$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	
$\frac{13q}{2}$ à $\frac{15q}{2}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
au delà de $\frac{15q}{2}$	Dépassement.										

TABLE DE VERITE

CONVERTISSEUR A/N PARALLELE



IG 3 Schéma Logique du Transcodeur (n=3)

Equations :

$$I_2 = \Delta_4$$

$$I_1 = \Delta_2 + \Delta_6 \bar{\Delta}_4$$

$$I_0 = \Delta_1 + \Delta_3 \bar{\Delta}_2 + \Delta_5 \bar{\Delta}_4 + \Delta_7 \bar{\Delta}_6$$

Le schéma de la Fig.3 permet la réalisation du circuit logique du transcodeur.

Ainsi le choix de comparateurs très rapides et une logique de transcodage (constituée des portes NAND) parallèle permet d'avoir un temps de conversion très court (20ns)

3) Performances :

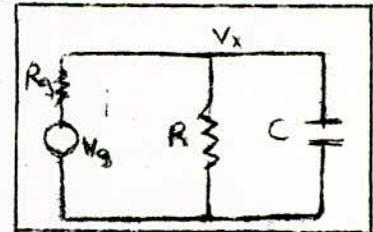
a. Temps de conversion :

Le temps de conversion est essentiellement constitué du temps de réponse du comparateur ainsi que du temps de réponse des portes constituant la logique du transcodeur.

Le choix du comparateur est très important car il peut limiter le temps de conversion. Chaque comparateur est équivalent à un circuit RC en // pour le générateur d'attaque.

Pour un convertisseur de n bits
où $(2^n - 1)C$ en // avec $\frac{R}{2^n - 1}$ soit :

Soit R_g la résistance d'attaque.
 $V_x = \frac{R/(2^n - 1)}{R_g + (R/2^n - 1)} V_g$. Si n est grand cet effet potentiométrique devient important.



De plus la constante de temps devient $(2^n - 1) R_g C$ qui augmente avec n et qui peut devenir supérieur au temps de conversion désiré.

b. Précision :

La précision est donc fixée par les comparateurs et le réseau de résistances qui permet d'avoir les tensions de référence.

Pour n=5 on obtient une précision de 3% facilement.

--- CONVERTISSEURS A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES ---

Dans certains cas la tension analogique V_x à convertir présente des phénomènes transitoires ~~très~~ rapides ; pour cela un CAN accepte de grandes variations de la tension d'entrée et ayant une vitesse de conversion très grande, est nécessaire.

Aussi la technique des approximations successives résout ce problème car elle réalise les meilleurs compromis pour obtenir simultanément une grande résolution et une précision élevée avec une rapidité de 10 à 25 μs et un encombrement peu élevé. Cette technique est souvent la plus utilisée.

1) Principe :

Dans cette méthode la tension V_x à convertir est comparée à la tension V_R délivrée par un CNA. On fait n comparaisons successives pour déterminer V_x qui se met sous la forme :

$$V_x = U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

Le but est de calculer les coefficients b_1, \dots, b_n (prenant 2 valeurs "0" ou "1" logiques) après les n comparaisons.

• Dans une première étape on compare V_x et $\frac{U_{ref}}{2}$
(On commence par le poids le plus fort).

• Si $V_x > \frac{U_{ref}}{2}$ la sortie du comparateur $\Delta = 1$ donc $b_1 = 1$.
On ajoutera $\frac{U_{ref}}{4}$

• Si $V_x < \frac{U_{ref}}{2} \Rightarrow b_1 = 0$, on remplace $\frac{U_{ref}}{2}$ par $\frac{U_{ref}}{4}$.

.../...

- Dans une deuxième étape on compare V_x à $U_{ref}(\frac{b_1}{2} + \frac{1}{4})$
- Si $V_x > U_{ref} \frac{b_1}{2} + \frac{U_{ref}}{4}$ $\Delta = 1$ $b_2 = 1$ on ajoutera $\frac{U_{ref}}{8}$
- Si $V_x < U_{ref} \frac{b_1}{2} + \frac{U_{ref}}{4}$ $\Delta = 0$ $b_2 = 0$ on remplace $\frac{U_{ref}}{4}$
par : $\frac{U_{ref}}{8}$

• On fait n comparaisons jusqu'à $\frac{U_{ref}}{2^n}$

On aura en fin de compte :

$$V_x = U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right).$$

Ainsi cette méthode nécessite n périodes où chacune d'elles comprend le temps de comparaison et suivent le résultat de cette comparaison la détermination de la valeur du bit considéré.

2) Erreur de quantification

La courbe de transfert du comparateur précise que si $V_x - V_R > 0$ à $\frac{\varepsilon}{2}$ près $\Delta = 1$. Sinon $\Delta = 0$.

Dans le cas de 4 bits et $V_x = 9,9q$ on obtient par comparaisons successives $b_1 = 1$, $b_2 = 0$; $b_3 = 0$, $b_4 = 1$ puisque pour $b_3 = 1$ on a $V_x - V_R = 9,9q - 10q = -0,1q < 0$ donc $b_3 = 0$.
Finalement l'état final est 1001 ($9q$) et l'erreur est à $9,9q - 9q = 0,9q$
 $\neq q = \text{LSB}$ (Fig.a).

Pour centrer l'erreur due à la quantification à $\frac{+1}{2}$ LSB, il faut déplacer la courbe de transfert du comparateur

de telle façon que l'on ait Si $V_x - V_R > -\frac{q}{2}$ $\Delta = 1$

Si $V_x - V_R < -\frac{q}{2}$ $= 0$ (Fig. b).

Ce qui revient à dire que le dernier bit (LSB) est maintenant gardé même si V_R est supérieur à V_x de $\frac{1}{2}$ LSB au maximum.

Ainsi la conversion de $V_x = 9,9q$ donne $b_1 = 1$; $b_2 = 0$; $b_3 = 1$; $b_4 = 0$.

puisque $V_x - V_R = 9,9q - 10q = -0,1q > -\frac{q}{2} \Rightarrow \Delta = 1$.

Le résultat final est 1010 ($10q$) et l'erreur est inférieur à $\frac{1}{2}$ LSB.

IV

3) Fonctionnement

a) Constitution :

Le schéma logique d'un convertisseur à approximations successives (Fig.3) montre qu'il est essentiellement constitué de :

- Un CNA ayant un nombre de bits égal ou supérieur à celui avec lequel on désire exprimer V_x .

- Un comparateur qui reçoit à ses entrées V_x et V_R délivré par le CNA .

- Un registre à décalage qui permet de commander les générations des tensions étalons l'une après l'autre.

- n bascules D (une par bit) qui fournissent la valeur des différents bits de N en fonction du résultat de chaque comparaison ; les signaux de sortie Q_1, Q_n commandent les n entrées du CNA.

- Un registre de sortie qui stocke l'information tant que la conversion n'est pas terminée.

b) Fonctionnement :

Lorsqu'on désire effectuer une conversion, on applique un signal de durée t_m à l'entrée "départ" qui met la bascule B_0 à "1" ; alors $Q_0 = 1$. Ce signal initialise le registre et met à UN la sortie zéro du registre et à ZERO toutes les autres. Puisque $Q_0 = 1$ la porte ET laisse passer les impulsions d'horloge lesquelles sont transmises au registre. Chaque fois que le registre recevra une impulsion l'information contenue dans le registre se décalera d'une case à droite. Ainsi les sorties du registre vont se trouver à l'état "UN" à tour de rôle, les autres restent à ZERO.

A chaque impulsion d'horloge il y a qu'une bascule qui est attaquée. Pendant ce temps $\overline{Q_0} = 0$ appliquée au registre de sortie empêche le prélèvement de l'information tant que la conversion n'est pas terminée c. o. d jusqu'à la remise à zéro de B_0 .

Durant la conversion on suppose que les changements d'état se font sur les fronts montants des impulsions d'horloge.

- La première impulsion d'horloge met à "1" la sortie 1 du registre et qui met les bascules D à zéro. Leurs sorties équivalentes sont mises à "0" donc le CNA attaqué par (000....00) délivre $V_p = 0$.

.../...

EE

CAN A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

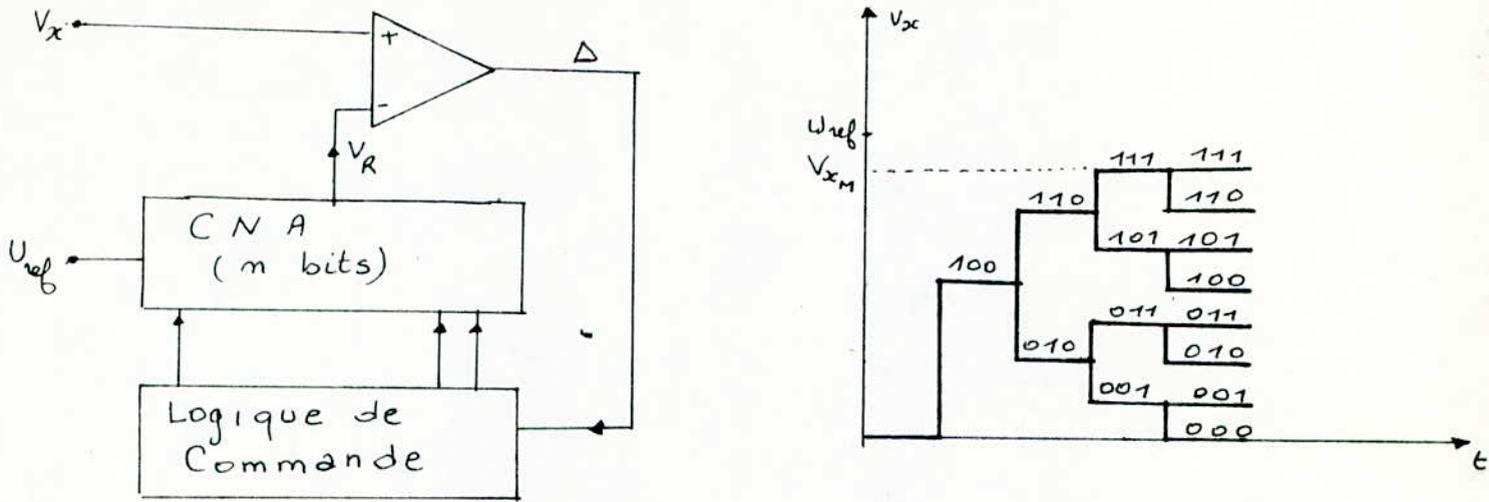


Fig 1: SCHEMA DE PRINCIPE

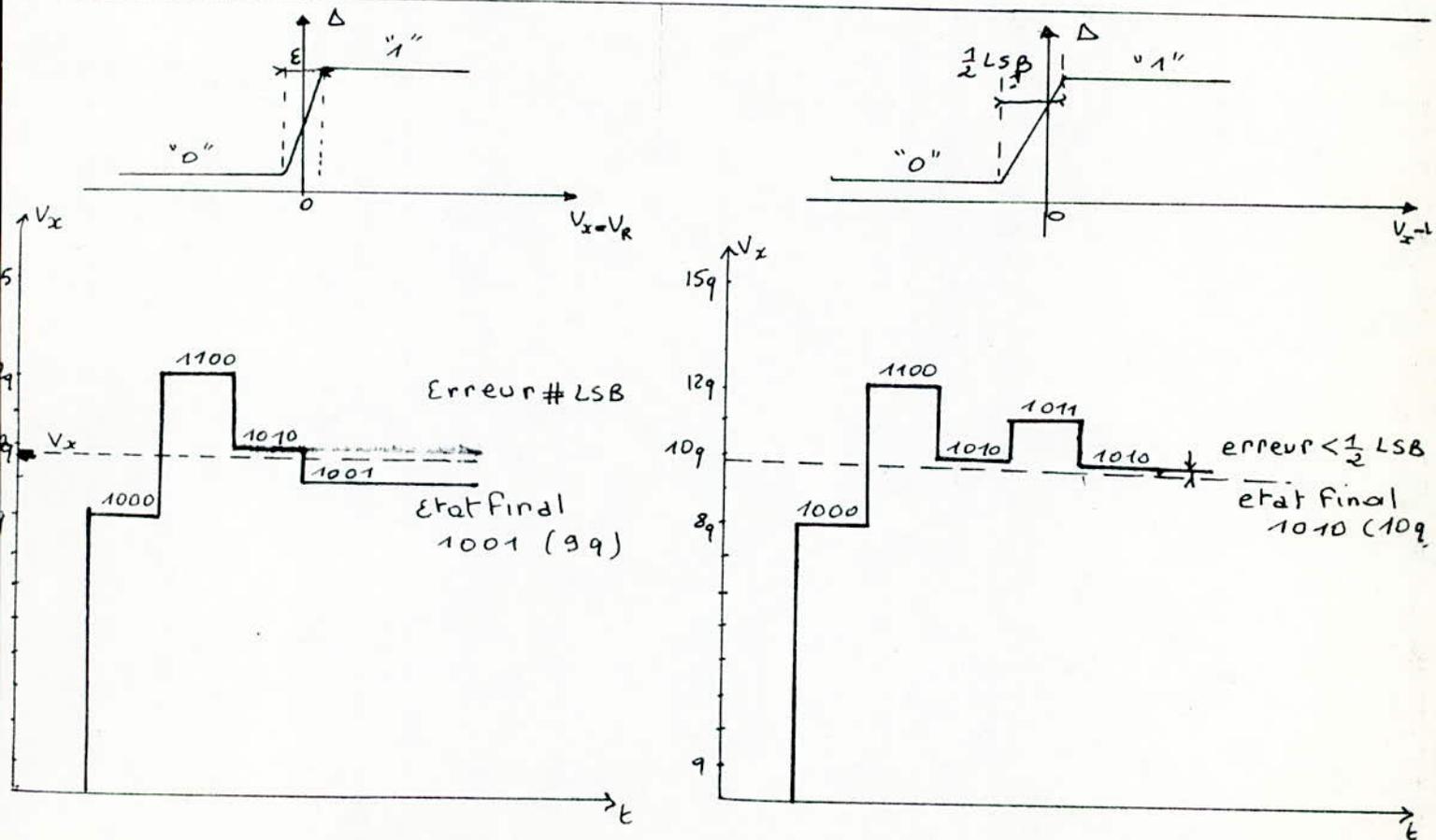


Fig 2: (a) Evolution de V_x pour une erreur de LSB
(b) Evolution de V_x pour une erreur de $\frac{1}{2}$ LSB

- La deuxième impulsion met à "1" la sortie 2 du registre et qui est appliqué à B_1 par une entrée de forçage. On a $Q_1 = 1$. L'entrée du CNA est $(100\dots00)$ et qui délivre $\frac{U_{ref}}{2}$.

Si $V_x > \frac{U_{ref}}{2}$ * 1 la sortie du comparateur $\Delta = 1$ qui est

appliquée à l'entrée D de B_1 permet d'avoir $Q_1 = 1$. Donc si $V_x < \frac{U_{ref}}{2}$
 $\Delta = 0 \Rightarrow Q_1 = 0$.

Donc la valeur b_1 est donnée par l'état du comparateur.

- La troisième impulsion fait passer la sortie "3" à "1". Ce signal H de B_1 à "1" ce qui impose Q_1 de prendre la valeur du comparateur et de la maintenir durant tout le temps de conversion puisque les impulsions suivantes ne seront plus appliquées à H. Le signal de la sortie 3 est aussi appliqué à B_2 par l'entrée de forçage donc $Q_2 = 1$. L'entrée du CNA vaut $(b_1 10\dots00)$ et on a $V_R = U_{ref} \frac{b_1}{2} + \frac{U_{ref}}{4}$. On fait la comparaison à V_x .

Le résultat donnera b_2 .

- La quatrième impulsion met à 1 l'entrée H de B_2 donc met en mémoire Q_2 le résultat de la comparaison. Elle force aussi B_3 .

Donc $Q_3 = 1$. L'entrée du CNA vaut $(b_1, b_2 10\dots00) \Rightarrow V_R = U_{ref} \times \frac{(b_1 + b_2 + 1)}{2} \frac{1}{4} \frac{1}{8}$

Le résultat de la comparaison donne b_3 .

- L'impulsion $(n+2)$ valide le coefficient b_n .

- L'impulsion $(n+3)$ remet à zéro la bascule B_0 .

Donc $Q_0 = 0$; la conversion s'arrête et $Q_0 = 1$ permet au registre de sortie de mettre $(Q_1, Q_2 \dots, Q_n)$ stockées, à la disposition.

4) Caractéristiques :

a) Vitesse de conversion :

La durée totale de conversion vaut $t_c = (n+3)\theta$

θ étant la période de l'impulsion d'horloge. La valeur de θ est limitée par le temps d'établissement de la tension V_R du CNA et la réponse du comparateur. Avec une logique rapide TTL un CNA et un comparateur rapides on peut faire $\theta = 1,5 \mu s$ ce qui conduit pour $n = 11$ $t_c = 21 \mu s$.

~~IVE~~

.../...

Si on veut ^{augmenter} ajouter le CAN de 1 bit t_c augmente peu puisqu'il suffit d'ajouter une impulsion H_0 .

b) Performances du comparateur-Précision :

La tension maximum que l'on peut convertir vaut $V_{xM} = (2^n - 1)q$ V_{xM} étant limité (10 volts) plus n augmente et plus q diminue. Donc le gain $G = \frac{\Delta 1 - \Delta_0}{\epsilon}$ avec $(\epsilon = \frac{q}{10})$

doit augmenter afin que le comparateur indique avec la même précision. Sa vitesse de réponse décroîtra alors.

Si $n = 11$ $V_{xM} = 2047 q$ $V_{xM} = 10$ Volts $q = 5mV$

avec $\epsilon = \frac{q}{10} = 0,5$ mV. Pour que la zone d'incertitude soit négligeable, le gain, du comparateur doit être $G = \frac{\Delta 1 - \Delta_0}{\epsilon} = \frac{3Volts}{0,5 \cdot 10^{-3}}$
 $G \neq 6000$

- (cf. tension décalage ; RMC)

- Le CNA doit avoir un nombre de bits au moins supérieur d'une unité à celui du CAN pour ne pas limiter la précision du système. En choisissant avec soin le comparateur et le CNA, il est possible d'obtenir une précision de 12 bits.

15

ETUDE D'UN CAN A APPROXIMATION SUCCESSIVES
LA SERIE ADC 84 - ADC 85

Pour rapprocher le schéma logique ou de principe avec le schéma réel d'un CAN à approximations successives, il est utile d'étudier la série ADC 84 - ADC 85 produite par la firme ~~BURRO~~ BROWN.

I. DESCRIPTION : Fig. 1.

Les ADC 84 et ADC 85 de 10 à 12 bits sont des CAN qui utilisent les techniques IC ("Internal Connection" : connexion interne) ; les composants à couches minces (résistances) sont ajustés au laser. L'ensemble comprend 32 pointes qui correspondent aux entrées et sorties. Ces CAN sont munis d'une horloge et d'une référence interne, d'un comparateur, d'un préampli-d'entrée.

Un réseau de résistances permet la sélection d'échelle du signal d'entrée analogique à $\pm 2,5$ V ; ± 5 V ; ± 10 V ; 0 à 5 V ; 0 à 10 V.

Les erreurs de gain et de décalage sont réglable extérieurement à zéro et présentent une bonne précision :

$$\pm 0,012 \% \left(\pm \frac{1}{2} \text{ LSB} \right).$$

Le temps de conversion est de $10 \mu\text{s}$ pour une résolution de 12 bits et $6 \mu\text{s}$ pour celui de 10 bits.

Pour le fonctionnement l'horloge (pointe 17) et l'entrée "short cycle" (pointe 14) sont utilisées pour une conversion rapide de faible résolution ($n = 8 ; 10 ; 12$).

.../...

IV

ETUDE DES CAN ADC 84 - ADC 85

CONNECTION DIAGRAM

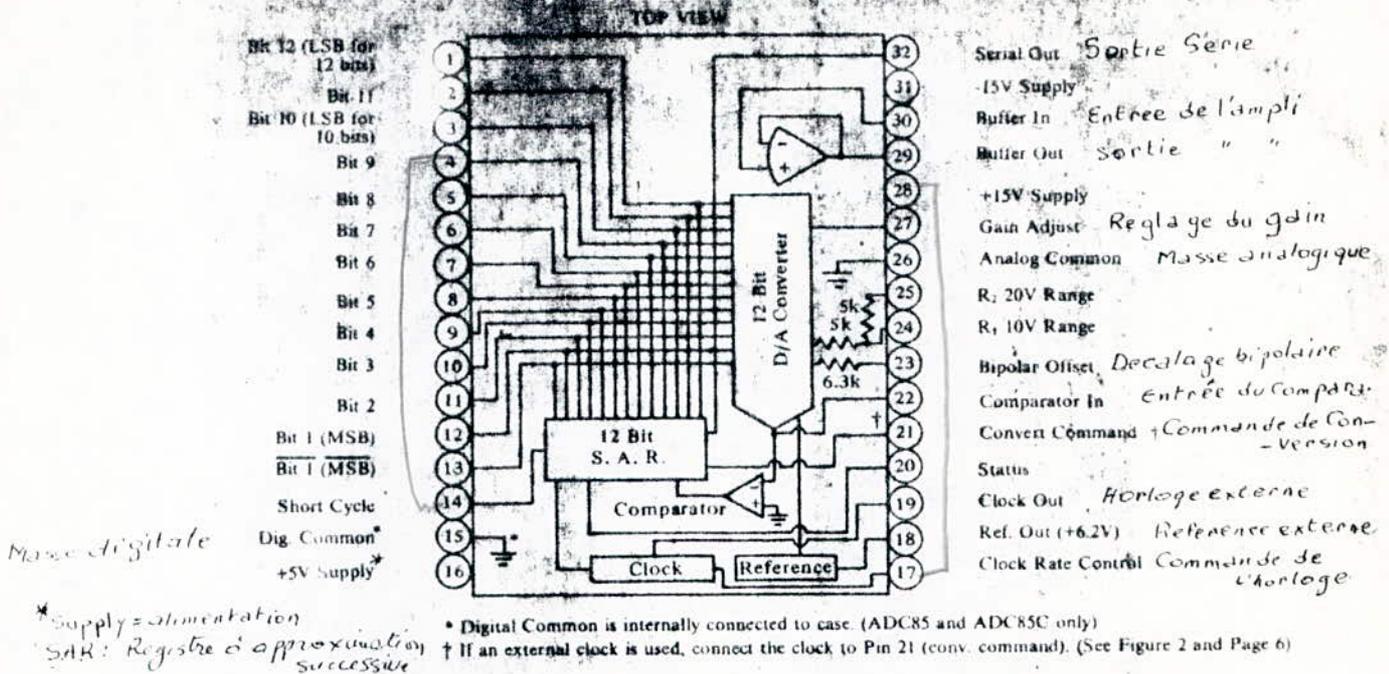


Fig 1 Diagramme de Connection

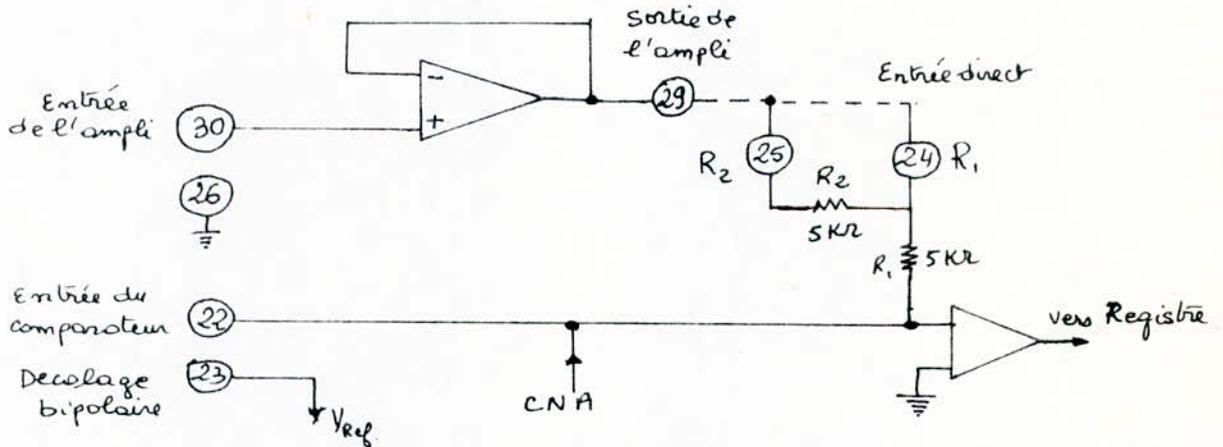


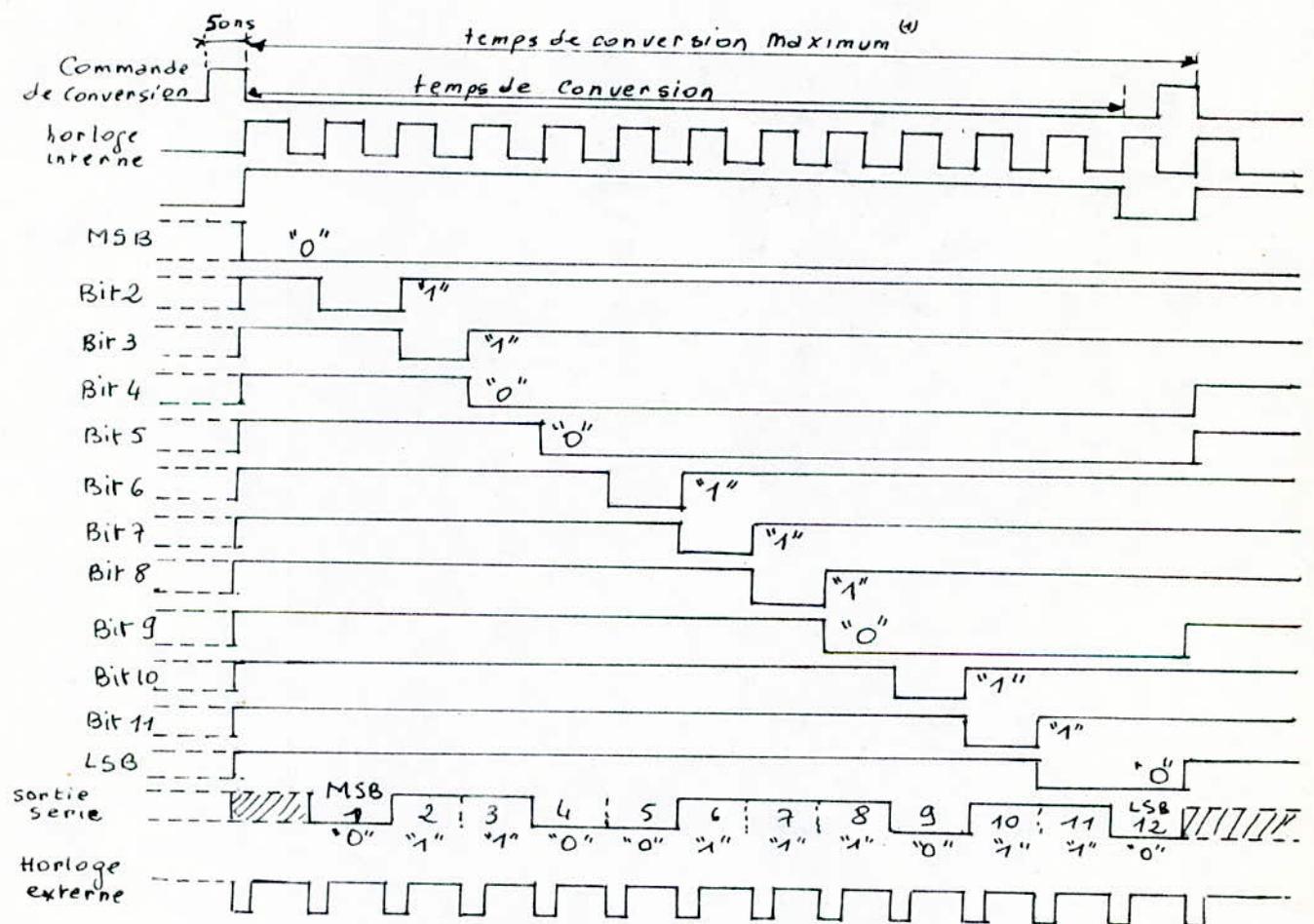
Tableau 3

Signal d'entrée (gamme)	Code de sortie	Relier le pinte 23 à :	Relier le pinte 25 à :	Pour une entrée amplifiée connecter le pinte 29 à le pinte	Pour l'entrée directe connecter le signal d'entrée à le pinte
+10V	COB ou CTC	22	Signal d'entrée ouverte	25	25
± 5V	COB ou CTC	22	22	24	24
± 2,5V	COB ou CTC	22	22	24	24
0 à +5V	CSB	26	22	24	24
0 à +10V	CSB	26	ouverte	24	24

NB: Si l'ampli n'est pas utilisé le pinte 30 est relié à la masse analogique (26)

Fig: 8 Tableau et Schema de selection de la gamme d'entrée

ETUDE D'UN CAN: ADC 84. ADC 85



Notes: (1) 10,5µs pour 12bits et 6,4µs pour 10bits

200ns max.

Fig 2: Conversion d'une tension correspondant au mot 100110001001

NB: la sortie sera le complément à 1 du mot indiqué à la figure 2.

La sortie numérique est disponible sous forme parallèle ou série avec une correspondance d'horloge et le rang du signal.

La logique utilisée est DTL ou TTL.

Les tensions d'alimentation sont de ± 15 V ou 5 V continu.

II. PARAMETRES ELECTRIQUES : (Voir tableau 1)

L'erreur de linéarité, qui est ^{non} ajustable, influe sur la précision du CAN. Les ADC 84 - ADC 85 sont aussi monotones, assurent la sortie numérique de l'un ou l'autre ou reste la même pour l'augmentation du signal d'entrée analogique.

BURR BROWN garantit aussi que les CAN seront non manquant en code dans la gamme de température spécifiée (Voir tableau 1).

III. ERREURS:

1) Erreurs de gain et de décalage :

Initialement les erreurs de gain et de décalage sont à $\pm 0,1$ % de la pleine échelle U_{ref} (FSR) (+ 0,05 % pour décalage unipolaire) à 25°C. Les erreurs doivent être réglées à zéro par connexion externe d'un réseau de potentiomètre.

2) Erreurs dues à la dérive de la température (Fig.5)

L'erreur totale due à la dérive est $\epsilon = \sqrt{\epsilon_g^2 + \epsilon_d^2 + \epsilon_l^2}$

ϵ_g , ϵ_d , ϵ_l sont respectivement les écarts des erreurs de gain, de décalage et de linéarité.

Pour les ADC - 12 opérant dans le unipolaire, l'erreur total est $\epsilon = \pm 15,45$ ppm/°C et pour le mode bipolaire :

$$\epsilon = \pm 16,7 \text{ ppm/}^\circ\text{C.}$$

2) Sensibilité de l'alimentation :

La sensibilité de l'alimentation des ADC 84 et ADC 85 est $\pm 0,003$ % de $U_{ref}/\%$ pour ± 15 V et $\pm 0,0015$ % de $U_{ref}/\%$ pour ± 5 V.

IV

.../...

ELECTRICAL SPECIFICATIONS Tableau 1

(Typical at 25°C and rated power supplies otherwise noted)

MODEL	ADC85		ADC85C		ADC84KG		UNITS	
RESOLUTION	10	12	10	12	10	12	BITS	
INPUT								
ANALOG INPUTS								
Voltage Ranges								
Bipolar	$\pm 2.5, \pm 5, \pm 10$						Volts	
Unipolar	0 to +5, 0 to +10						Volts	
Impedance (Direct Input)								
0 to +5V, +2.5V	2.5						k Ω	
0 to +10V, +5V	5						k Ω	
0V	10						k Ω	
Buffer Amplifier								
Impedance (min)	100						Meg Ω	
Quiescent Current	50						nA	
Settling Time								
60:1 (1 μ s for 20V step ¹)	2						μ s	
DIGITAL INPUTS								
Control Command	Positive Pulse 50ns wide (min) Trailing Edge ("1" to "0" initiates conversion)							
Logic Loading	1						FTL Load	
External Clock	See Page 7							
TRANSFER CHARACTERISTICS								
ERROR								
Gain Error	± 0.1 (Adjustable to zero)							
Offset Error	Adjustable to zero							
Unipolar	± 0.05						% of FSR	
Bipolar	± 0.1						% of FSR	
Linearity Error (max) ²	± 0.048	± 0.012	± 0.048	± 0.012	± 0.048	± 0.012	% of FSR	
Inherent Quantization Error	$\pm 1/2$						LSB	
Differential Linearity Error	$\pm 1/2$						LSB	
No Missing Codes	-25 to +85	0 to +50	0 to +70	0 to +50	0 to +70	0 to +50	°C	
Power Supply Sensitivity	± 0.004						% of FSR / %V	
+15V	± 0.001						% of FSR / %V	
-5V	± 0.001						% of FSR / %V	
DRIFT								
Specification Temperature Range	-25 to +85		0 to +70		0 to +70		°C	
Gain (max)	± 20	± 15	± 40	± 25	± 30		ppm / °C	
Offset								
Unipolar	± 3	± 3	± 3	± 3	± 3	± 3	ppm of FSR / °C	
Bipolar (max)	± 10	± 7	± 20	± 12	± 15	± 15	ppm of FSR / °C	
Linearity (max)	± 3	± 2	± 3	± 3	± 3	± 3	ppm of FSR / °C	
Monotonicity	GUARANTEED							
CONVERSION SPEED (max)^{3,4}								
6	10	6	10	6	10		μ sec	
OUTPUT								
DIGITAL DATA								
(All codes complementary)								
Parallel								
Output Codes								
Unipolar	CSB							
Bipolar	COB, CTC							
Output Drive	2						FTL Loads	
Serial Data Codes (NRZ)								
Output Drive	2						FTL Loads	
Status	Logic "1" during conversion							
Status Output Drive	2						FTL Loads	
Internal Clock								
Clock Output Drive	2						FTL Loads	
Frequency ⁶	1.9	1.35	1.9	1.35	1.9	1.35	MHz	
INTERNAL REF VOLTAGE								
Max External Current With no degradation of Specifications	6.3						Volts	
Tempco of Drift, max	200						μ A	
	± 5	± 5	± 10	± 10	± 20	± 20	ppm / °C	
POWER REQUIREMENTS								
Rated Voltages	$\pm 15, +5$						Volts	
Range for Rated Accuracy	4.75 to 5.25 and ± 14.5 to ± 15.5						Volts	
Supply Drain +15V	+45			+45			mA	
-15V	-35			-35			mA	
+5V	+120			+70			mA	
TEMPERATURE RANGE								
Specification	-25 to +85		0 to +70		0 to +70		°C	
Operating (derated specs)	-55 to +125		-55 to +85 (110°C case Temp)		-55 to +125		°C	
Storage	-55 to +125		-55 to +125		-55 to +125		°C	
PACKAGE (see page 8)								
Metal (Hermetic)				Ceramic				

1 This settling time adds to conversion speed when buffer is connected to input

2 DTL, TTL compatible, i.e., Logic "0" = 0.8V max, Logic "1" = 2.0V, min for inputs. For digital outputs, Logic "0" = +4.0V max, Logic "1" = 2.4V, min

3 FSR means Full Scale Range - for example, unit connected for $\pm 10V$ range has 20V FSR.

4 Error shown is the same as $\pm 1/2$ LSB max linearity error in % of FSR.

5 Conversion time may be shortened with "short cycle" set for lower resolution, see page 7.

6 Internal Clock is externally adjustable, see page 7.

7 See Table II.

CSB - Complementary Straight Binary
COB - Complementary Offset Binary
CTC - Complementary Two's Complement

ETUDE DES CAN ADC 84 - ADC 85

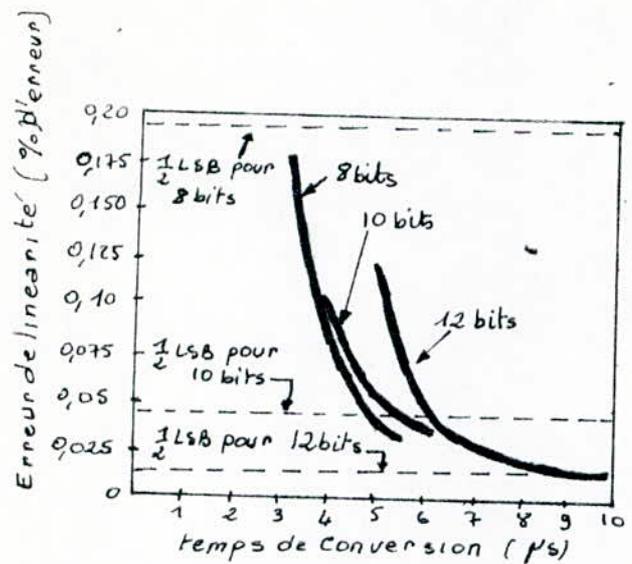


Fig 3 : Erreur de linéarité

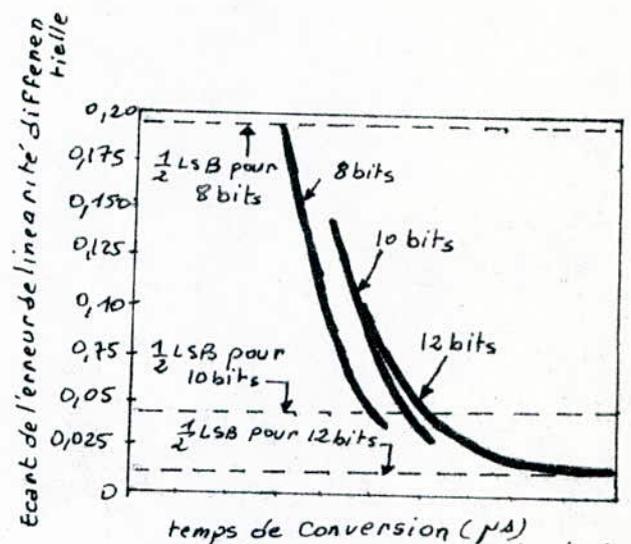


Fig 4. Erreur de linéarité différentielle

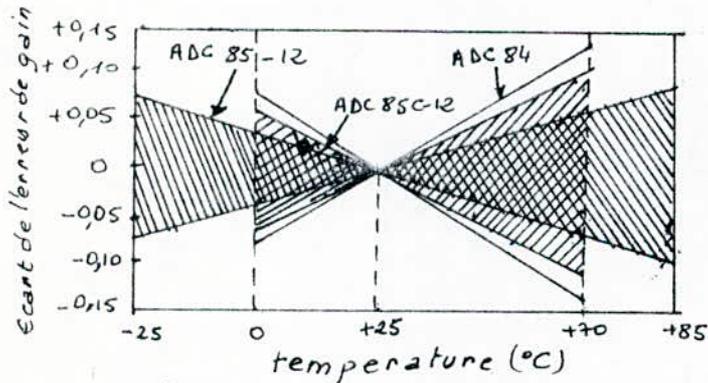


Fig 5 : Erreur de gain

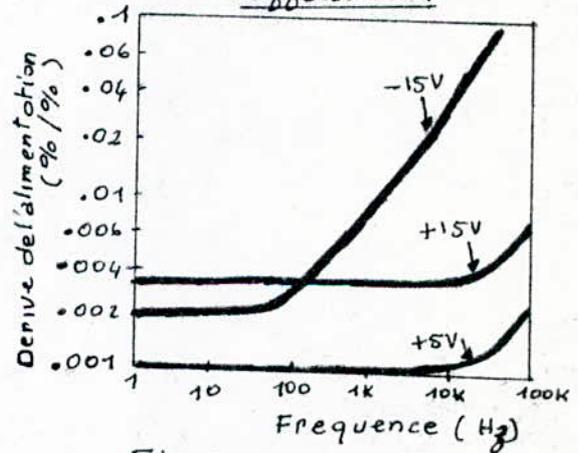


Fig 6 : Dérivée de l'alimentation

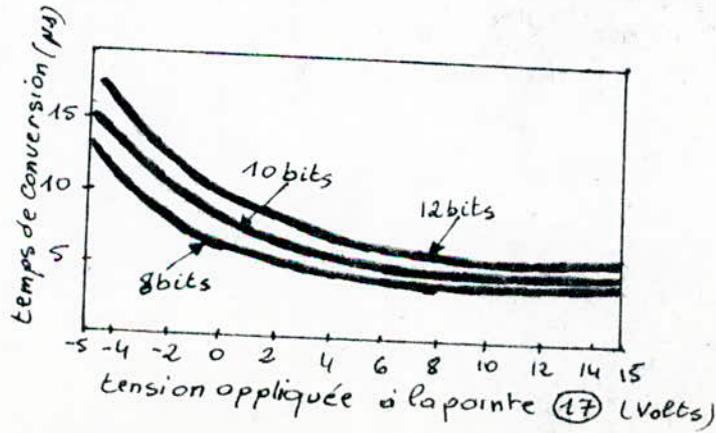


Fig 12 temps de conversion en fonction de la tension appliquée à (V)

Généralement les alimentations sont réglées avec une précision de 1% au moins.

3) Précision sur la vitesse de conversion :

La vitesse de conversion est affectée par les erreurs linéaires, et d'erreurs linéaires différentielles. Pour les ADC 84 et ADC 85 ces erreurs sont indiquées par les Fig.3 et 4.

IV. CODES UTILISES :

1) Sortie parallèle :

Trois codes sont disponibles pour les ADC à sorties parallèles : Le complément à 1 (CSB: "Complementary Straight Binary") pour un signal d'entrée unipolaire ; le complément à 2 (CTC : "Complementary two's complement") et le code binaire décalé (COB : "Complementary offset binary") pour un signal bipolaire.

2) Sortie série :

Deux codes sont disponibles en sortie : le complément à 1 et le code binaire décalé. La donnée série est disponible seulement durant la conversion et le 1er bit qui apparait est le bit le plus significatif MSB. La donnée série est synchronisée avec l'horloge interne qui est indiqué sur le diagramme de la figure 2.

Le tableau 2 donne les valeurs des transitions, celles du LSB pour les codes CSB - COB - CTC pour la sortie parallèle et les codes CSB - COB pour la sortie série.

TABLEAU 2 : Echelle des tensions d'entrée et valeurs de LSB.

Entrée analogique.		$\pm 10V$	$\pm 5V$	+ 2,5V	0 à + 10V	0 à + 5V
CODE		COB ou CTC	COB ou CTC	COB ou CTC	CSB	CSB
	$\frac{U_{ref}}{2^n} ()$	$\frac{10V}{2^n}$	$\frac{10V}{2^n}$	$\frac{5V}{2^n}$	$\frac{10V}{2^n}$	$\frac{5V}{2^n}$
BIT	n = 8	78,13mV	39,06mV	19,53mV	39,06mV	19,53mV
LSB	n = 10	19,53mV	9,77mV	4,88mV	9,77mV	4,88mV
	n = 12	4,88mV	2,44mV	1,22mV	2,44mV	1,22mV

.../...

Suite tableau 2 : Echelle des tensions d'entrée et valeurs LSB.

Valeur de Transition.							
MSB	LSB						
000	000	+ Uref	$+10V - \frac{3}{2} \text{ LSB}$	$+5V - \frac{3}{2} \text{ LSB}$	$+2,5V - \frac{3}{2} \text{ LSB}$	$+10V - \frac{3}{2} \text{ LSB}$	$+5V - \frac{3}{2} \text{ LSB}$
011	111	mi-échelle	0	0	0	+ 5V	+ 2,5V
111	110	- Uref	$-10V + \frac{1}{2} \text{ LSB}$	$-5V + \frac{1}{2} \text{ LSB}$	$-2,5V + \frac{1}{2} \text{ LSB}$	$0 + \frac{1}{2} \text{ LSB}$	$0 + \frac{1}{2} \text{ LSB}$

COB : Code binaire décalé.

CSB : Complément à 1.

CTC : Complément à 2.

V. SCHEMAS D'UTILISATION :

- Les masses analogiques(26) et digitales(15) ne sont pas reliées intérieurement dans les ADC 84 - ADC 85 ; mais on peut les relier à "1". Si ces masses doivent être utilisées séparément on les découple par une capacité C variant de 0,01 μF à 0,1 μF .

- On découple l'alimentation par des capacités électrolytiques de 1 μF afin d'améliorer les performances de la fréquence. Voir Fig (7).

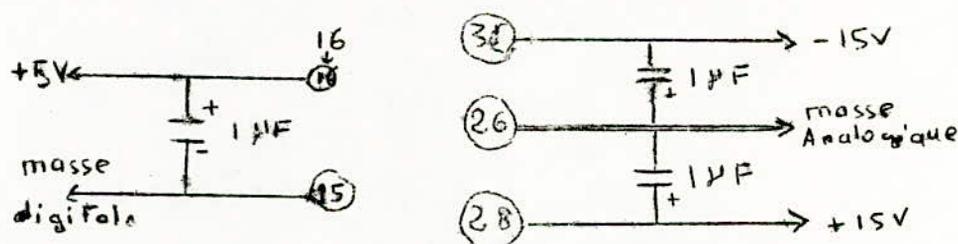


Fig. 7 : Découplage de l'alimentation.

.../...

IV

- Réseau d'entrée :

Suivant la dynamique du signal d'entrée, un réseau permet de sélectionner U_{ref} dans la gamme existante. Le schéma de la Figure (8) et le tableau (3) permettent la connection du signal d'entrée.

VI. AJUSTEMENT :

Les erreurs de gain et de décalage doivent être ajustées à zéro en utilisant un réseau de potentiomètre qui est connecté à l'ADC. On recommande des potentiomètres ayant une précision de 100 ppm/°C. Si aucun ajustement n'est exigé les pointes (22) et (27) seront laissées ouvertes.

1) Procédure d'ajustement :

-- Décalage :

On ajuste le potentiomètre, comme l'indique la figure 9, jusqu'à ce que la transition correspondant à l'état final (tous les bits à zéro ou à un) corresponde à la valeur théorique indiquée sur le tableau (2).

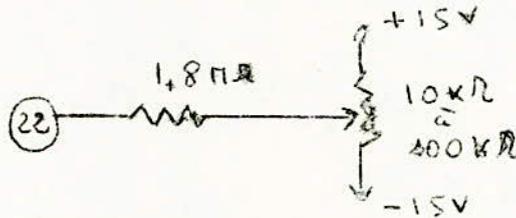


Fig. 9 : Ajustement du décalage

-- Gain :

On connecte le potentiomètre comme l'indique la figure 10. La transition finale doit donner un niveau correspondant à la valeur donnée sur le tableau (2).

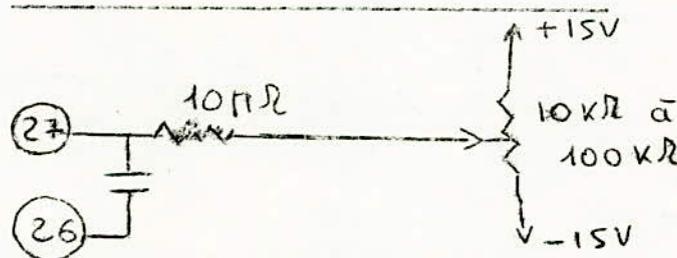


Fig.10 : Ajustement du décalage

- Horloge :

On peut augmenter la vitesse de conversion en ajustant l'horloge comme l'indique la figure 11a et 11b.

Si le potentiomètre est relié à - 15V le temps de conversion peut augmenter comme l'indique la figure 12.

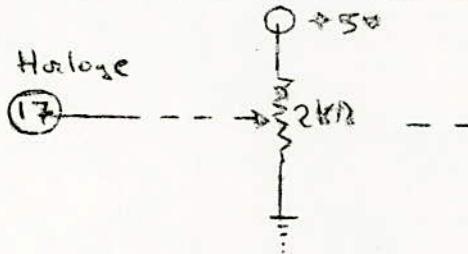


Fig. 11a: Réglage de H pour n = 12 bits.

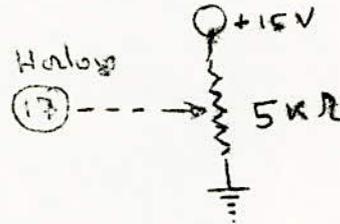


Fig. 11b: Réglage de H pour n = 8 ou 10 bits.

Pour n = 12 bits le réglage modifie le temps de conversion dans la gamme 10 μ s à 6,8 μ s
 Pour n = 10 bits la gamme de t_c est 6 μ s à 4 μ s
 Pour n = 8 bits la gamme de t_c est 6 μ s à 3,5 μ s

2) Horloge externe :

Si une horloge externe est utilisée, on la relie à la pointe (21) (commande de conversion). A chaque front montant de l'impulsion délivrée par cette horloge commencera un nouveau cycle de conversion comme l'indique la figure 2. Le signal de sortie de l'horloge interne ne change pas même si l'horloge externe est utilisée.

3) Liaisons supplémentaires exigées :

Les ADC 84 et ADC 85 peuvent opérer à des grandes vitesses pour des résolutions inférieures à 12 ou 10 bits, en reliant l'entrée "short cycle" (14) comme le montre le tableau 4.

Résolution	12	10	8
Relier (17) à	Pointe (15)	16	28
Relier (14) à	16	2	4
Temps max; de conversion	10	6	4
Erreur Max. de non linéarité à 25°.	0,012	0,048	0,20

TABEAU 4.

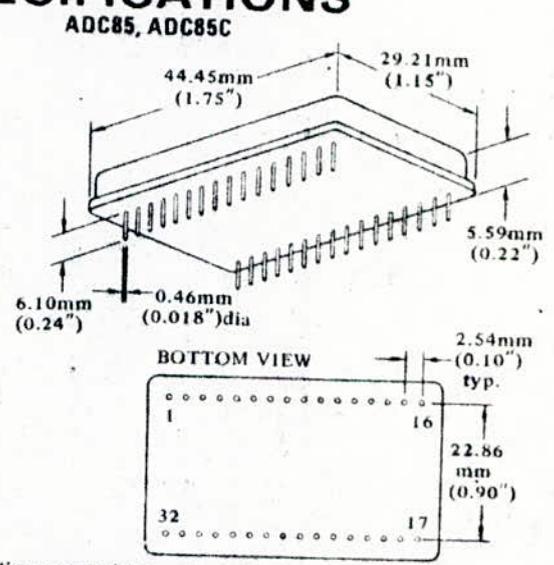
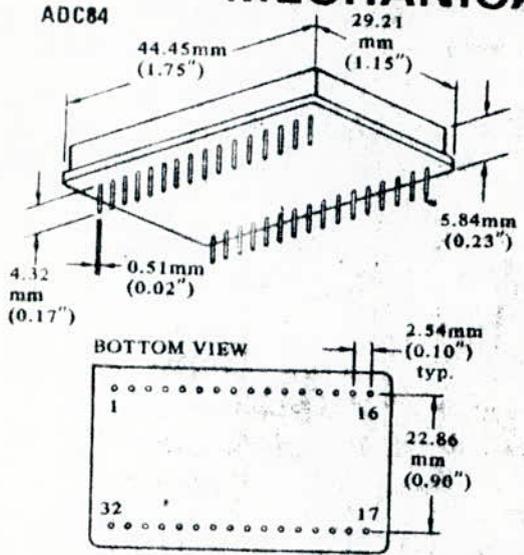
4) Dissipation thermique :

La dissipation des ADC 84 et ADC 85 est approximative à 1,2 Watts et l'ensemble est à une température ambiante.

IV

ETUDE D'UN CAN: ADC84 - ADC85

MECHANICAL SPECIFICATIONS



PINS: Pin material and plating composition conform to method 2003 (Solderability) of Mil-Std-883 (except paragraph 3.2).
CASE: Ceramic
MATING CONNECTOR: 2302MC - Set of two 16 pin strips
WEIGHT: 13 grams (0.46 oz).

Fig 13 SPECIFICATIONS MECHANQUES

Le choix d'une loi de quantification est lié à la distribution du signal d'entrée V_x . Dans le cas où la probabilité du signal est inversement proportionnel à celui-ci, la meilleure loi de quantification correspond à une loi logarithmique.

Dans les CAN logarithmiques (CANL) sont des dispositifs présentant une entrée-sortie logarithmique ou quasi-logarithmique.

On distingue 3 types de CANL :

- CANL constitué d'un convertisseur logarithmique opérant sur des variables analogiques et fournissant des grandeurs analogiques à un CAN linéaire.

- CANL constitué d'un CAN linéaire suivi d'un convertisseur logarithmique numérique.

- CANL formé d'un ensemble assurant à la fois la conversion au A/N et la conversion logarithmique.

On utilise les CANL pour obtenir une dynamique de plusieurs décades avec une précision relative constante.

1) CANL utilisant un convertisseur logarithmique analogique :

Ce type de CANL est simple à réaliser mais dont la précision est limitée par l'utilisation des techniques analogiques dans la réalisation du convertisseur logarithmique.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour réaliser un convertisseur logarithmique, mais la plus courante est celle qui utilise un amplificateur logarithmique.

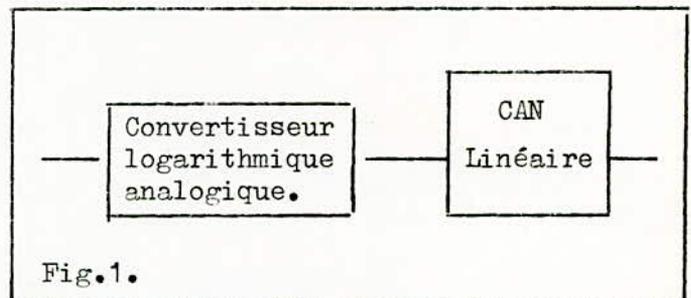


Fig.1.

.../...

a) Amplificateur logarithmique :

On utilise généralement une diode ou un transistor monté en diode comme élément de réaction d'un amplificateur opérationnel.

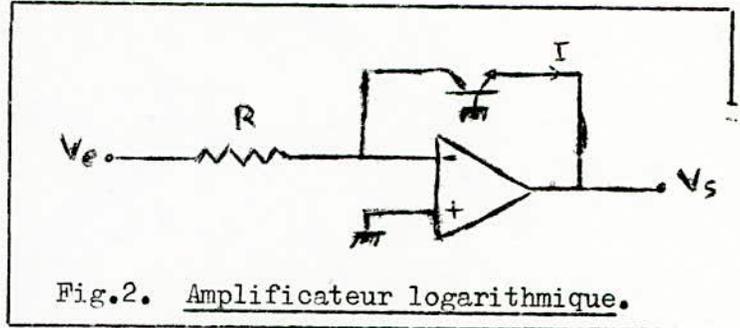


Fig.2. Amplificateur logarithmique.

On sait que le courant traversant une diode jonction PN polarisée en direct est soumise à une tension V_s est de la forme $I = I_s \left(e^{\frac{V_s}{U_T}} - 1 \right)$

I_s étant le courant de saturation.

U_T constante, $U_T \approx (25; 60)$ mV. qui dépend du transistor utilisé.

On a une loi logarithmique si $V_s \gg U_T$.

Cette loi est donnée par :

$$V_s = K \frac{V_e}{(I_s R)} \cdot \ln \left(\frac{V_e}{V_r} \right) \quad K \text{ et } V_r : 2 \text{ constantes dépendant du circuit utilisé.}$$

(Voir démonstration du Chap. : Composants utilisés dans les CAN.)

Ce système de compression peut atteindre 9 décades.

b) Décharge d'un circuit RC :

On charge un condensateur C avec le signal V_x à convertir. On le décharge à l'aide d'une résistance R.

La tension aux bornes du condensateur est :

$$v = V_x e^{-\frac{t}{RC}}$$

Si au bout d'un temps T : $v = V_{ref}$.

$$\text{Donc } V_{ref} = V_x e^{-\frac{T}{RC}} \quad T = RC \ln \frac{V_x}{V_{ref}}$$

.../...

IV

D'après cette relation on remarque l'intérêt de cette conversion réside dans l'utilisation des convertisseurs tensio-fréquence car elle permet de lier T directement au log de V_x .

La précision est limitée surtout par la stabilité de la source de référence U_{ref} , de la variation en fonction du temps des éléments RC, et aussi par le CAN linéaire.

c) Approximation linéaire par parties

La méthode consiste à approcher linéairement la fonction logarithmique par des segments ou décodes. Chaque variation linéaire ou décodes et de résistances. Pour n segments on utilise n circuit en cascade. est obtenu à l'aide d'un circuit à base de diodes

Plus le n augmente plus la précision est grande.

Si $n = 2$ Précision = 8 %

$n = 3$ Précision = 4 %

Généralement n n'est pas très élevé.

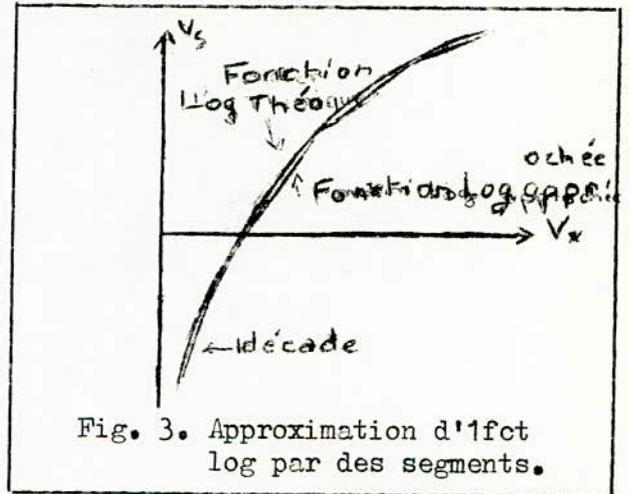


Fig. 3. Approximation d'1fct log par des segments.

2) CANL Utilisant un convertisseur logarithmique numérique :

Dans cette méthode la compression logarithmique s'effectue des informations quantifiées.

On utilise une représentation en virgule flottante au lieu d'une représentation logarithmique flottante. vraie

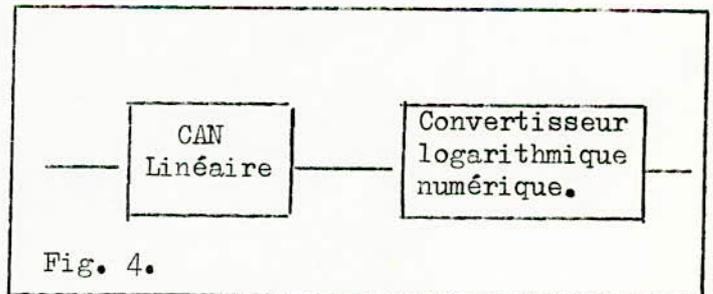


Fig. 4.

Représentation en virgule flottante :

Un nombre N s'exprime dans cette représentation vraie (Fp1) par :

$$N = F \cdot 2^E$$

F : mantisse ou partie fractionnaire

E : exposant

f : nb de bits servant à exprimer F.

Exemple : $1101 = 13 = 0.1101 \cdot 2^{100} = 0,75 \times 2^4$

Si l'on ajoute aux expressions $\frac{F}{2^f}$, ce qui veut dire le premier bit significatif non nul est éliminé de la mantisse. Dans ce cas on a une représentation en virgule flottante modifiée (FP2) où un nombre N s'écrit :

$$N = (F + 2^f) 2^{E-1}$$

$$N = 0.1101 \times 2^{100} \quad N = 1.101 \times 2^{11}$$

Dans le tableau on remarque que si l'on ajoute $\frac{F}{2^f}$ (FP2) l'erreur est considérablement réduite.

Modes	N max.	Nombre de bits nécessaires	erreur statistique
FP1.	$2^{(2^e-1)} (2^f-1)$	$2^e + f - 1$	$(2\sqrt{3}F)^{-1}$
FP2.	$2^{(2^e-2)} (2^{f+1}-1)$	$2^e + f - 1$	$(2\sqrt{3}(F+2^f))^{-1}$

Dans ce type de CANL, la précision est liée au CAN linéaire qui précède, et qui doit accepter de grandes variations du signal d'entrée. elle est donc liée au nombre de décades correspondant à la dynamique souhaitée pour le système.

a) Convertisseurs à virgule flottante séquentiels :

On utilise des circuits séquentielles à savoir, un registre à décalage et un compteur binaire (voir Fig.5).

Le principe consiste à supprimer tous les bits les plus significatifs qui sont nuls et garder les f premiers bits qui suivent et qui forment la mantisse. L'exposant permet de connaître la position du bit le plus significatif et qui est égal à 1, dans le mot d'origine.

Le schéma de principe de la Fig.5 montre qu'à chaque impulsion d'horloge on a décalage du contenu du registre vers la droite jusqu'à ce que le premier bit non nul du mot d'origine atteigne la dernière cellule du registre. La détection du 1 permet à la porte NAND d'arrêter le décalage. La mantisse sera donnée donc dans le registre. L'exposant est donné par le complément du nombre d'impulsions nécessaires à ce décalage et qui affiche par le compteur. Un détecteur de E max. permet d'éviter le débordement du compteur. si on élimine le 1^{er} bit de la mantisse on a le mode FP2. Dans ce cas la mantisse est représentée par $f+1$ bits

.../...

Dans la représentation FP1 on utilise (f + E + e) bascules et 4 \approx e portes.

b) Convertisseurs à virgules flottantes combinatoires :

On forme une matrice logique ayant n entrées et x sorties. Cette matrice est constituée d'un réseau d'interrupteur permettant des combinaisons. On procède de la manière suivante :

- On groupe les 2^n nombres possibles d'entrée en 2^x blocs, chacun d'eux étant composé par une séquence de nombres d'entrées consécutifs.

- On fixe une correspondance biunivoque entre chacun des 2^y blocs d'entrée et les 2^x nombres en sortie. Chaque ligne de sortie est fonction de toutes les lignes d'entrée.

On remarque que cette méthode est compliquée si n et x sont élevées.

c) Convertisseur incrémental logarithmique :

Le schéma de la Fig. 6 montre que lors d'une conversion linéaire, le nombre N est affiché par le compteur binaire lequel commande un CNA qui délivre une tension étalon.

Le comparateur compare V_x à cette tension étalon et suivant le résultat on a soit arrêt du compteur soit augmentation de N.

Dans la ^{conversion} log, on peut utiliser un CNA exponentiel ou bien utiliser un compteur logarithmique qui assure la transformation linéaire-logarithmique et qui délivre E et F.

Le compteur logarithmique peut-être conçu par l'emploi de 2 compteurs opérant parallèlement.

Dans ce système on remarque que par simple addition d'un compteur logarithmique on passe du linéaire au non linéaire.

3) Convertisseurs utilisant un CNA non linéaire :

Dans ce type de convertisseurs, une même structure assure la conversion analogique numérique et la conversion analogique numérique et la conversion logarithmique sans qu'il soit possible de les dissocier.

On a vu que souvent on utilise des convertisseurs à approximations successives, qui présentent des CNA linéaires dans leur boucle de retour.



Fig.7.

.../...

Pour assurer une CANL il est nécessaire d'avoir un CNA exponentiel. Aussi avant d'aborder les CANL il est utile d'étudier les différents types de CNA exponentiels.

a) CNA exponentiels :

Dans un exponentiel la tension de sortie V_R est liée au nombre d'entrée, N par :

$$V_R = Q 2^N = Q \cdot 2^{E+F'} \quad (1)$$

E : $N = E + F'$

E : partie entière de N . On désigne par e : nb de bits de E

F' : mantisse

f : nb de bits de F'

Q : constante.

Le nombre de $N = E + F'$ peut occuper un nombre de bits assez important ce qui rend difficile la conception d'un CNA vraiment exponentiel, ce qui rend difficile la conception de la relation (1). pour cela on fait une approximation

$V_R = Q \cdot 2^E \cdot 2^{F'}$ puisque $F' < 1$ on peut faire $2^{F'} = F'$

d'où $V_R = Q F' \cdot 2^E$.

On pose : $F' = 2^f F$

$$q = \frac{Q}{2^f}$$

$$V_R = q F \cdot 2^E \quad (2) \text{ Relation utilisée dans la pratique.}$$

Dans le schéma de la Fig.8, la logique de commande modifie l'information appliquée au CNA de manière d'avoir :

$$V_x - V_R = 0$$

Soit : $V_x = V_R = Q 2^{E+F'}$

$$E + F' = \text{Log}_2 \frac{V_x}{Q}$$

Pour un CNA vraiment exponentiel.

et

$$V_x = V_R = q F 2^E \quad \text{pour un CNA réalisé en virgule flottante.}$$

.../...

IV

CONVERTISSEURS LOGARITHMIQUES

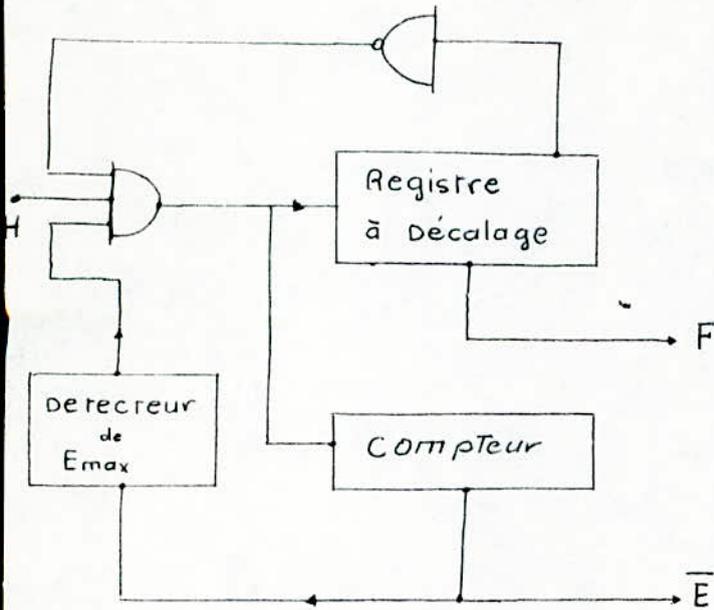


FIG 5 : SCHEMA DE PRINCIPE de Convertisseur Séquentiel

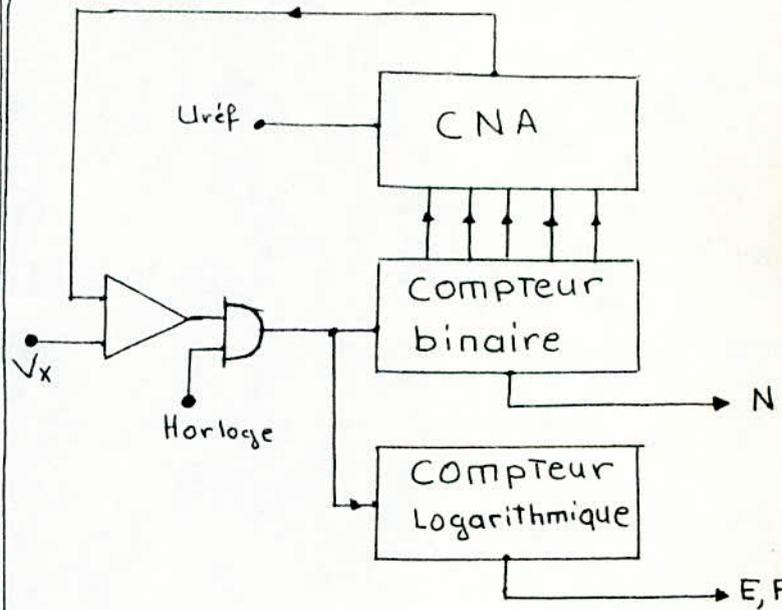


FIG 6 : PRINCIPE d'un convertisseur Incremental Logarithmique

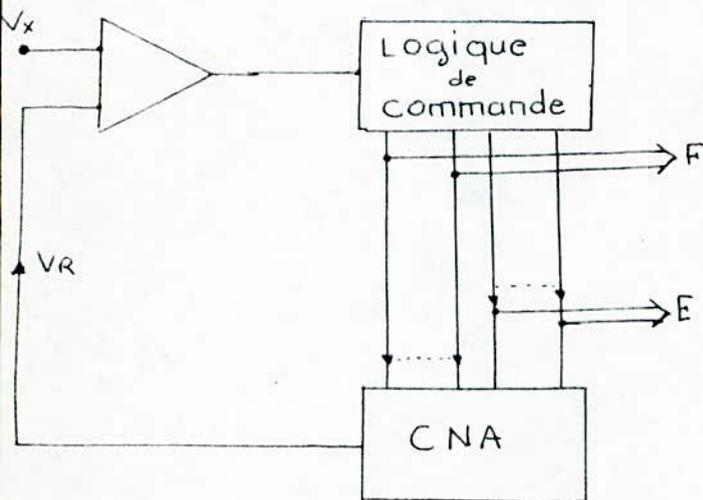


FIG 8 : SCHEMA DE PRINCIPE de Convertisseur Analogique-Numérique Logarithmique à approximations successives

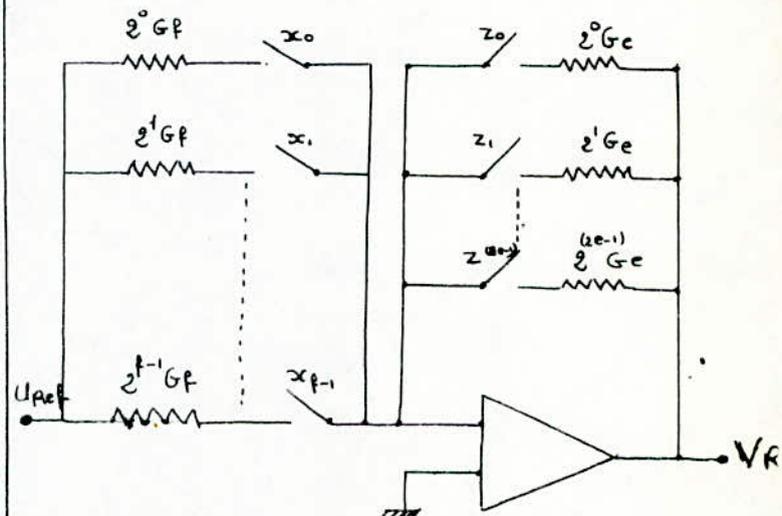


FIG 9 : CNA exponentiel à Résistances pondérées

α CNA exponentiel à résistances pondérées :

Les bits de la mantisse agissent sur des interrupteurs x_i qui sont ouverts si $x_i = 0$ et fermés si $x_i = 1$.

Le réseau pondéré de la mantisse est représenté par les conductances G_f de valeurs $2^i G_f$; avec $0 \leq i \leq f - 1$, avec f le nombre de bits de la mantisse.

Le réseau de l'exposant est représenté par les conductances G_e pondérées de valeurs $2^j G_e$ avec $0 \leq j \leq 2^e - 1$.

Les interrupteurs s'excluent mutuellement et ont la fonction suivante :

$$\left. \begin{array}{l} \exists j = 1 \quad \text{Si } j = E \\ \exists j = 0 \quad \text{Si } j \neq E \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Donc un seul interrupteur est à l'état "1",} \\ \text{les autres sont à "0".} \end{array}$$

Or on sait que la tension de sortie d'un comparateur est :

$$V_R = \frac{2^E R_e}{R'_f} U_{ref} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{R'_f} = \frac{1}{R_f} \sum_{i=0}^{f-1} 2^i x_i$$

$$\text{SI on pose} \quad G_e = \frac{1}{R_e} \quad \text{et} \quad G_f = \frac{1}{R_f}$$

$$V_R = U_{ref} \frac{G_f}{G_e} \cdot 2^E \sum_{i=0}^{f-1} 2^i x_i$$

Or on sait que dans une représentation en virgule flottante au nombre N s'écrit : $N = F 2^E$ avec

$$F = \sum_{i=0}^{f-1} 2^i x_i \quad \text{et} \quad E = \sum_{j=0}^{e-1} 2^j x_j$$

$$\boxed{V_R = U_{ref} \frac{G_f}{G_e} \cdot F \cdot 2^E} \quad (3)$$

En comparant (2) et (3) on en déduit $q = U_{ref} \frac{G_f}{G_e}$

On doit avoir $V_{R_{max}} = U_{ref} \iff U_{ref} \frac{G_f}{G_e} F_{max} 2^{E_{max}} = U_{ref}$.

$$\frac{G_f}{G_e} = \frac{1}{F_{max} 2^{E_{max}}} \Rightarrow \frac{G_f}{G_e} = \frac{1}{(2^f - 1) 2^{(2^e - 1)}}$$

.../...

IV

$$V_R = U_{ref} \frac{F \cdot 2^E}{(2^f - 1) \cdot 2^{(2^e - 1)}} \quad (4)$$

On remarque le rapport des résistances R_e et R_f est de l'ordre de 2^{f+2^e-1} ce qui montre la difficulté de réaliser des résistances très différentes dans un CNA.

Ceci va donc limiter les valeurs de e et f .

3 CNA exponentiel à réseaux en échelle :

Un réseau quelconque R-2 ϕ délivre une tension V_0

$$V_0 = \frac{U_{ref}}{2^f} \sum_{i=0}^{f-1} 2^i x_i \quad V_0 = \frac{U_{ref}}{2^f} F$$

Dans le schéma de la Fig.10 l'amplificateur à un gain de 1. Donc V_0 se retrouve à l'entrée du réseau E.

$$V_R = \frac{V_0}{2^{2^e}} \cdot 2^E$$

$$V_R = \frac{U_{ref}}{2^f \cdot 2^{2^e}} \cdot F \cdot 2^E \quad (5)$$

$$V_R = q^F \cdot 2^E$$

On remarque que le réseau E travaille sur des tensions $V_0 = \frac{U_{ref}}{2^f}$ faibles donc cela impose des limites aux erreurs dues au réseau E. La précision est la même que celle d'un convertisseur linéaire de $(f+2^e)$ bits. Une grande précision est donc nécessaire pour les faibles tensions.

Dans le schéma 11 le courant I_1 est égal à :

$$I_1 = -\frac{V_0}{6R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{3R} \cdot \frac{F}{2^f}$$

$$\text{Le courant } I_0 = \frac{1}{2} \frac{V_R}{3R} \cdot 2^{-E}$$

IV

.../...

On fait $I_1 = I_0$

$$V_R = \frac{U'_{ref}}{2^f} \cdot F \cdot 2^E \quad (6)$$

$$V_{R_{max}} = U_{ref} \Leftrightarrow V_{R_{max}} = \frac{U'_{ref}}{2^f} \cdot (2^f - 1) \cdot 2^{(2^e - 1)} = U_{ref}$$

$$\Rightarrow U'_{ref} = \frac{U_{ref}}{2^{2^e}}$$

$$V_R = \frac{U_{ref}}{2^{2^e} \cdot 2^f} \cdot F \cdot 2^E$$

Dans ce système à 2 réseaux on remarque qu'on a 2 valeurs de résistance R et 2R, ce qui permet de diminuer les dérivées de température et aussi permettre l'intégration.

b) Réalisation d'un CANL à l'aide d'un CNA exponentiel :

• Le schéma de la Fig.12 est un CANL à rampe numérique.

On étudiera 2 exemples :

(α) : CANL à rampe numérique

(β) ; CANL à approximations successives

α CANL à rampe numérique :

Le compteur binaire réalisant la logique de commande comprend 2 parties ; l'une réservée à la mantisse : f sorties; et l'autre réservée à l'exposant : e sorties. Un décodeur de l'exposant permet à partir des e entrées, et possédant 2^e sorties, permet de détecter E soit une sortie qui correspond à E se met à 1.

Cette sortie commande un réseau du CNA. L'horloge délivre des impulsions jusqu'à ce que l'on ait :

$$V_x = V_R = q F \cdot 2^E$$

Le CNA doit avoir $(f+2^e)$ entrées, ce qui implique que le temps de conversion de ce type de convertisseur sera très long.

β CANL à approximations successives :

Dans le cas d'un CANL à approximations successives la logique de conversion est la même que celle d'un CAN linéaire.

.../...

CONVERTISSEURS LOGARITHMIQUES

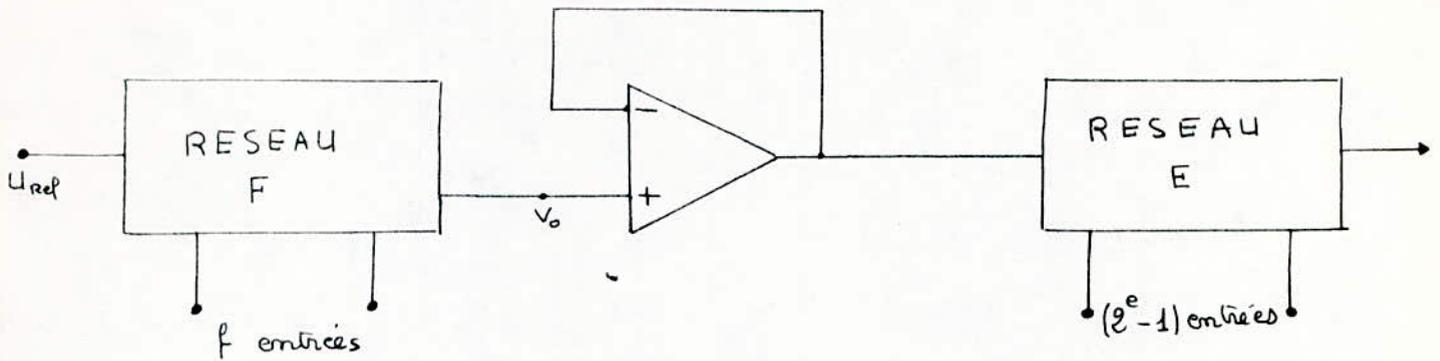


FIG. 10 ; CNA Exponentiel à Reseaux en echelle

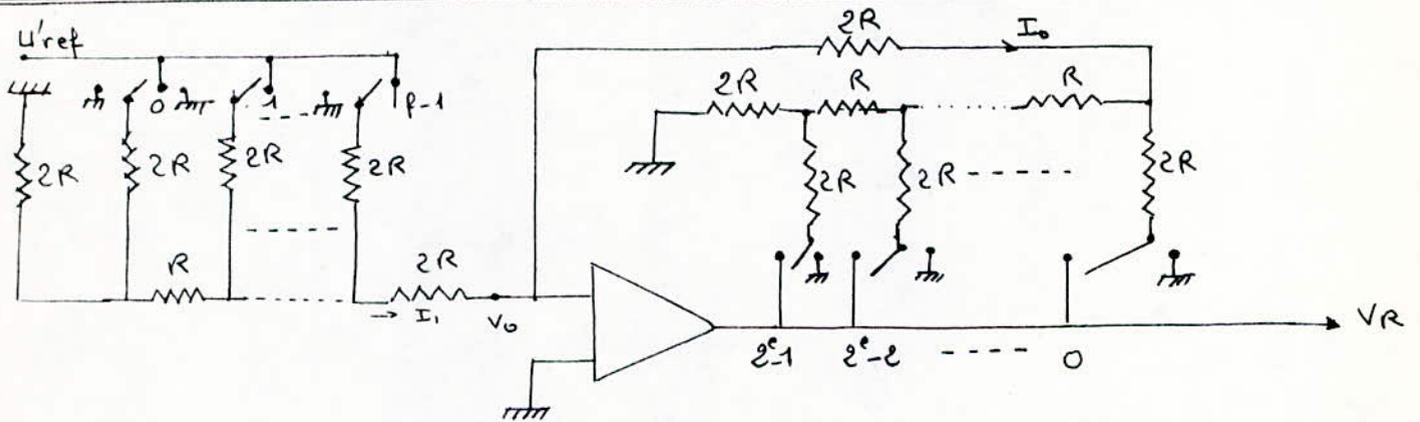


FIG. 11 : CNA Exponentiel à Reseaux en echelle

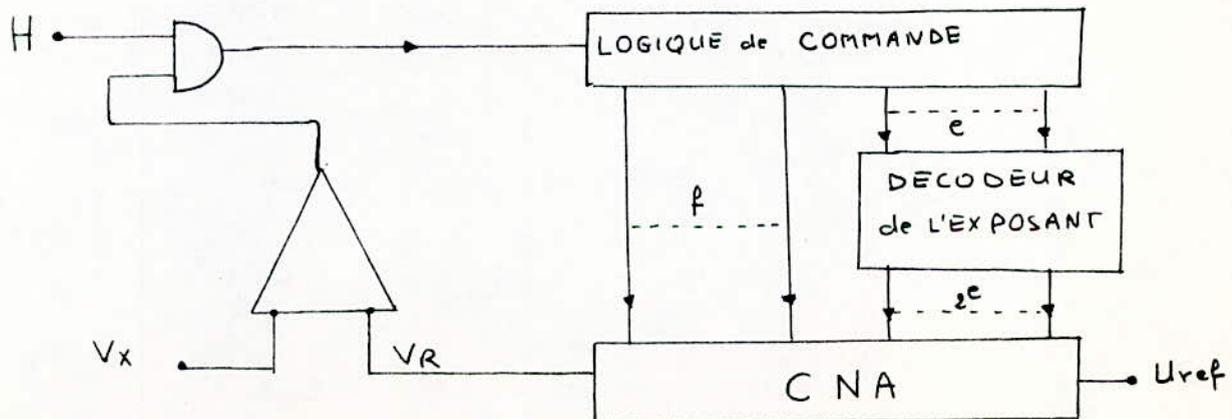


FIG. 12. CANL à Rampe Numerique

A la première impulsion d'horloge on met à 1 le bit de plus fort poids de la mantisse, et on compare V_x à $V_R = q \cdot 2^{f-1}$.

- Si $V_x > V_R$ on modifie la valeur de E jusqu'à avoir :

$$V_x < q \cdot 2^{f-1} \cdot 2^E$$

On maintient alors la valeur de E constante et on détermine la valeur des différents bits de F comme dans le cas d'un système linéaire.

Si lors de l'essai de E on passe par $E_{\max} = 2^{e-1}$ on maintient alors E_{\max} et on détermine F.

- Si : $V_x < V_R = q \cdot 2^{f-1}$, on remet le bit de plus fort poids à zéro et on essaie le second tout en maintenant $E = 0$ jusqu'à avoir $V_x > q \cdot F$. On cherchera alors la valeur de E.

Comme pour le CAN linéaire, ce type de CANL à approximation est très intéressant car il présente une grande vitesse et une bonne précision.

IV

Dans certains domaines de l'électronique, de l'automatique etc..., il est souvent nécessaire de commander ou de mesurer la position angulaire d'un arbre ; il est commode d'utiliser des tensions alternatives.

Ce type de convertisseurs permet de transformer une ou plusieurs tensions alternatives en information numérique.

Il est donc utile de décrire les capteurs angulaires permettant de connaître la position angulaire d'un axe.

A. - CAPTEURS ANGULAIRES :

La mesure d'une position angulaire d'un axe est très courante. Les capteurs angulaires permettent de faire cette mesure, donc délivrent l'information angulaire sous la forme numérique.

I. CODEURS A DISQUE :

Le codeur à disque est un capteur qui effectue directement les conversions d'une grandeur physique en son expression numérique. La grandeur physique est dans ce cas la rotation d'un axe.

Deux paramètres importants sont à voir : sa position angulaire et sa vitesse angulaire.

En conséquence on distingue 2 types de codeurs à disques :

-- Le codeur incremental délivre une impulsion chaque fois que l'angle θ subit une variation de $\frac{360^\circ}{2^n}$ dans un sens ou dans l'autre ; n-compris entre 8 et 12.

-- Le codeur absolu délivre en permanence l'expression numérique, sur n bits, de l'angle θ . Cet angle θ occupé par l'axe du codeur est mesuré par rapport à une position de référence zéro pour laquelle le codeur délivre l'information 00...0.

1. CODEUR INCREMENTAL

Un disque mobile autour d'un axe perpendiculaire à son plan est divisé en 2^n secteurs égaux de longueur $2a$ à la périphérie.

L'angle d'ouverture α de ces N secteurs vaut $\alpha = \frac{360^\circ}{2^n}$.

.../...

IV

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

CODEUR Incremental 2 Phases + Repere

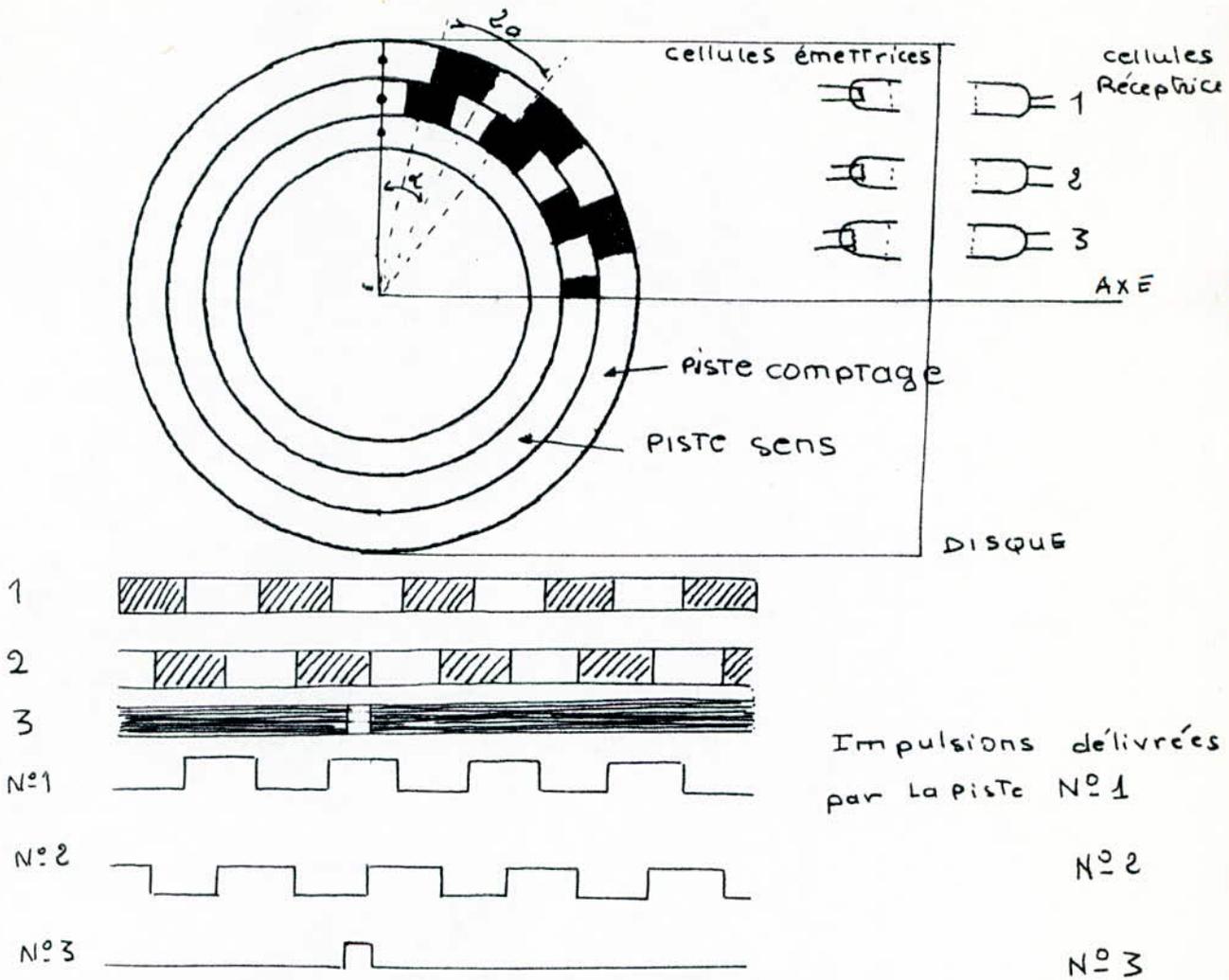


FIG 1

SENS de ROTATION ↻	SENS de ROTATION ↻
SIGNAL A	SIGNAL A
011001100...	001100110...
SIGNAL B	SIGNAL B
001100110...	011001100...
→ C	

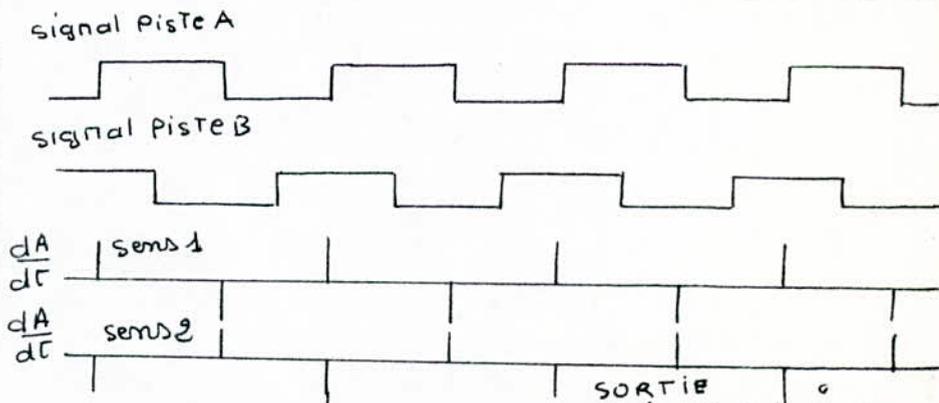
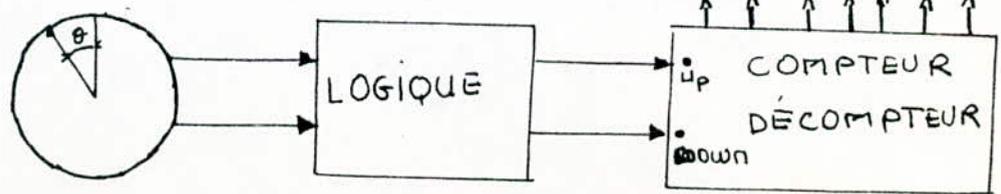


FIG. 2



CODEUR Incremental 2 Phases et LOGIQUE associée

Les couronnes sont découpées en zones alternativement conductrices (de lumière ou d'électricité) ou non. Pour un codeur de type optique on dispose des émetteurs de lumières sur chaque piste et de l'autre côté du disque des récepteurs photoélectriques. La 3e couronne présente une seule zone conductrice qui sert de repère. (Fig. 1.)

Pour chaque passage d'un secteur au suivant, il y a transition de niveau de tension ou de lumière, donc on dispose d'une impulsion.

Le signal de sortie aura une vitesse N fois supérieure à celle du disque.

L'information fournie est prise à l'aide d'une cellule ou un balai et sera transmise à un compteur pour stocker chaque transition.

Un déplacement angulaire θ repéré à une position d'origine qui correspond à une remise à zéro du compteur, donne un contenu B dans le compteur tel que :

$$\theta = B \cdot \alpha = B \cdot \frac{2 \pi}{N}$$

Si l'on désire connaître le sens de variation il suffit d'utiliser un compteur décompteur. La 2e piste dont les zones sont décalées d'un quart de période, par rapport aux zones de la piste 1, permet de détecter le sens de rotation.

La Fig.2 montre qu'on peut détecter le sens de rotation en utilisant les impulsions $\frac{dA}{dt}$ et en les orientant vers "Up" ou "down" du compteur-décompteur suivant la phase du signal B (par rapport au signal A).

La voie "up" recevra les impulsions positives $\frac{dA}{dt}$ quand $B=0$ et les impulsions négatives $\frac{dA}{dt}$ quand $B=1$.

La voie "down" recevra les impulsions $\frac{dA}{dt}$ quand $B=1$ et les impulsions négatives $\frac{dA}{dt}$ quand $B=0$.

Ceci permet d'établir une logique à 2 sorties "up" et "down" permet au compteur soit de compter ou de décompter.

2: CODEUR ABSOLU

Un codeur absolu de n bits comprend 2^n secteurs de n pistes.

.../...

IV

La piste la plus excentrée est réservée au bit le plus faible car c'est lui qui change d'état le plus souvent et la piste la plus proche du centre est celle du bit de plus fort poids. On répartit sur ces 2^n secteurs à l'aide des n pistes les 2^n combinaisons représentant le nombre N .

On remplace l'état "1" par une zone conductrice de courant ou de lumière, et "0" par une zone non conductrice. (Fig.3)

Pour recueillir l'information on dispose de n senseurs, un sur chaque piste. Si B est la valeur lue par les senseurs l'angle θ est égal à $\theta = B \cdot \alpha = B \cdot \frac{2\pi}{N}$.

On remarque que l'erreur est de $\pm \frac{1}{2} \alpha$ soit $\pm \frac{1}{2} \frac{2\pi}{N}$.

Le code binaire naturel présente un inconvénient car quand on passe d'une valeur binaire à une autre par exemple 1000 à 0111 une partie de bit subit une modification, ce qui présente des difficultés pour les organes électromécaniques dont la transition sera lente. Pour cela on utilise un dessin pour inscrire le code Gray où 1 seul digit change à chaque accroissement élémentaire (+1) de l'information binaire.

Pour utiliser cette information dans un calcul numérique il est nécessaire de faire les conversions gray - binaire (Fig:4).

Valeur décimale	Code de Gray
0	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 1
3	0 0 1 0
4	0 1 1 0
5	0 1 1 1
6	0 1 0 1
7	0 1 0 0
8	1 1 0 0
9	1 1 0 1
10	1 1 1 1
11	1 1 1 0
12	1 0 1 0
13	1 0 1 1
14	1 0 0 1
15	1 0 0 0

.../...

IV

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

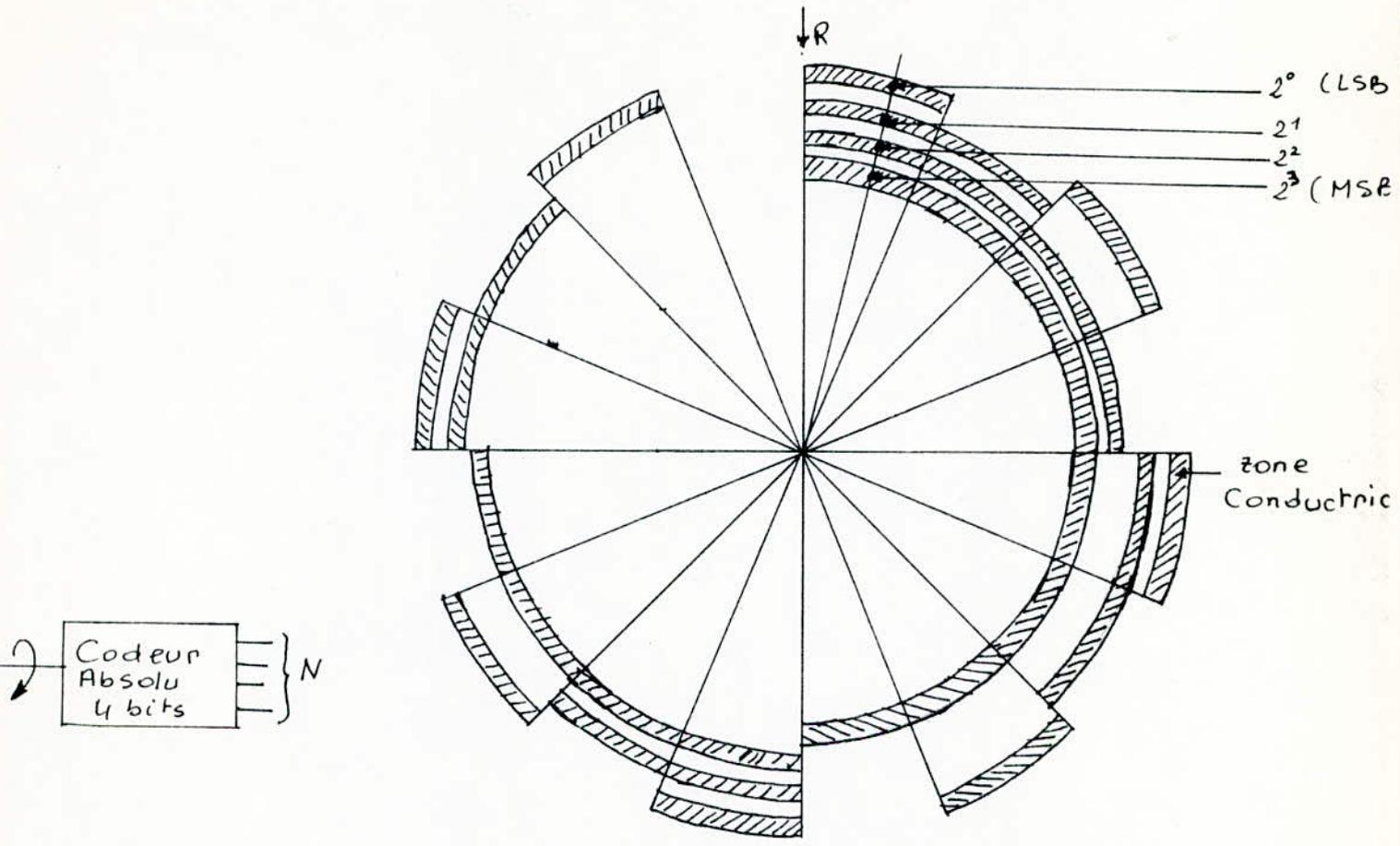


Fig 3 : Codeur absolu 4 bits

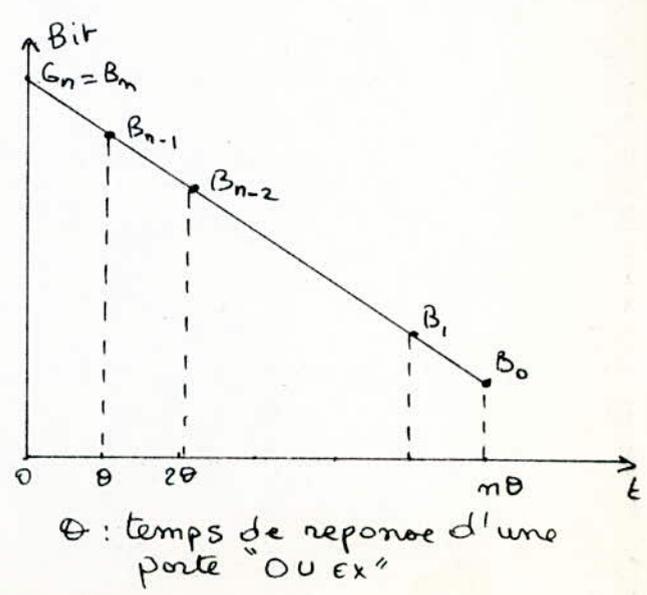
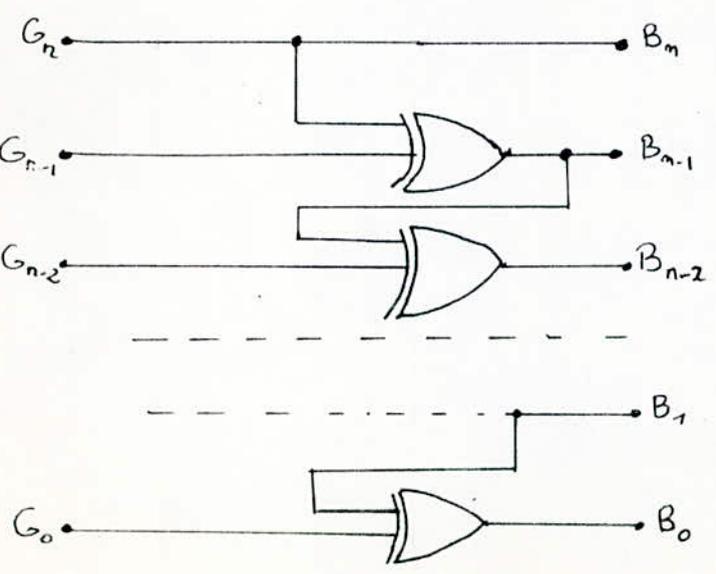


Fig 4 : CONVERSION GRAY-BINAIRE

II. SYNCHRO - RESOLVER :

1- Synchro-Transmetteur (SYNCHRO).

Un transmetteur de synchro-détection est constitué d'un rotor monophasé alimenté par une tension alternative de référence: $V_r = V \sin \omega t$ et d'un stator à 3 enroulements disposés en étoiles (à 120°).

Les tensions induites par le rotor dans ces enroulements dépendent de l'angle du rotor θ .

$$\begin{aligned} V_{s_1} - V_{s_2} &= K_1 \sin \theta \cdot \sin (\omega t + \alpha_1) \\ V_{s_2} - V_{s_3} &= K_2 \sin (\theta + 120^\circ) \sin (\omega t + \alpha_2) \\ V_{s_3} - V_{s_1} &= K_3 \sin (\theta - 120^\circ) \sin (\omega t + \alpha_3) \end{aligned}$$

Pour un synchro idéal : $K_1 = K_2 = K_3 = K$
 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha = 0$

$$\text{d'où } \frac{V_{s_1} - V_{s_2}}{V_{s_2} - V_{s_3}} = \frac{\sin \theta}{\sin (\theta + 120^\circ)} ; \quad \frac{V_{s_1} - V_{s_3}}{V_{s_3} - V_{s_1}} = \frac{\sin (\theta + 120^\circ)}{\sin (\theta - 120^\circ)} ;$$

$$\frac{V_{s_3} - V_{s_1}}{V_{s_1} - V_{s_2}} = \frac{\sin (\theta - 120^\circ)}{\sin \theta}$$

2- Résolver :

Un résolver est constitué d'un stator à 2 phases disposés à 90° et celles-ci délivrant 2 tensions d'amplitudes respectivement proportionnelles à $\sin \theta$ et $\cos \theta$.

$$\begin{aligned} V_{s_1} - V_{s_2} &= K_1 \sin \theta \sin (\omega t + \alpha_1) \\ V_{s_1} - V_{s_3} &= K_2 \cos \theta \sin (\omega t + \alpha_2) \end{aligned}$$

Si le résolver est idéal : $K_1 = K_2 = K$; $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

D'où :

$$\frac{V_{s_1} - V_{s_2}}{V_{s_1} - V_{s_3}} = \text{Tg } \theta \Rightarrow \theta = \text{Arctg } \frac{V_{s_1} - V_{s_2}}{V_{s_1} - V_{s_3}}$$

=====

3- Montage de Scott :

Le montage de Scott (Fig;6) permet de passer d'une information à 3 phases (synchro) à une information à 2 phases (résolver). Dans le cas du montage inverse la phase S_1 est prise comme origine des phases et reliée au point de référence.

4- Conclusion :

Les codeurs les plus employés sont les synchro et les résolvers qui présentent les meilleures performances tant en précision qu'en réponse.

B. - CONVERSION ALTERNATIF-NUMERIQUE

I- GENERALITES :

Les capteurs délivrent des signaux alternatifs donc il est nécessaire de faire la conversion alternatif-numérique.

L'information à numériser est contenue dans l'amplitude du signal issu du capteur puisque ce signal est modulé en amplitude. La conversion alternatif-numérique peut être effectuée à l'aide de 3 montages :

- Conversion d'un signal alternatif monophasé en une information numérique.

- Conversion de signaux issus d'un synchro ou d'un résolver et fournissant les informations $\sin \theta$; $\cos \theta$ sous forme numérique.

- Conversion synchro-numérique délivrant l'information θ sous forme numérique.

Dans ces cas on considère que les capteurs utilisés sont idéaux c'est-à-dire que les coefficients K_i sont égaux et que les différences sur l'amplitude ne sont dues qu'à la valeur de l'angle θ ($\alpha_i = 0$).

II- DEMODULATION :

Dans la conversion alternatif-numérique il est nécessaire de convertir le signal alternatif en continu puis de faire la conversion (étudiée) à savoir la conversion continu-numérique.

L'opération qui consiste à faire la conversion d'un signal alternatif en continu s'appelle demodulation ou détection de crête.

Si l'on applique à l'entrée du démodulateur une tension alternative $V_{AC} \sin(\omega t + \varphi)$ et une tension de référence $V_{ref} \sin \omega t$ où φ est le déphasage existant entre V_{AC} et V_{ref} , la tension de sortie du démodulateur qui est continu est :

$$V_{DC} = K \cdot V_{AC} \cos \varphi$$

K : coefficient dépendant des éléments du montage.

Le démodulateur de la Fig.7 comprend : un inverseur, un commutateur, un détecteur de zéro et un filtre passe-bas.

• Lorsque $V_{ref} > 0$ T_1 est saturé donc $V_A \approx 0$.

.../...

IV

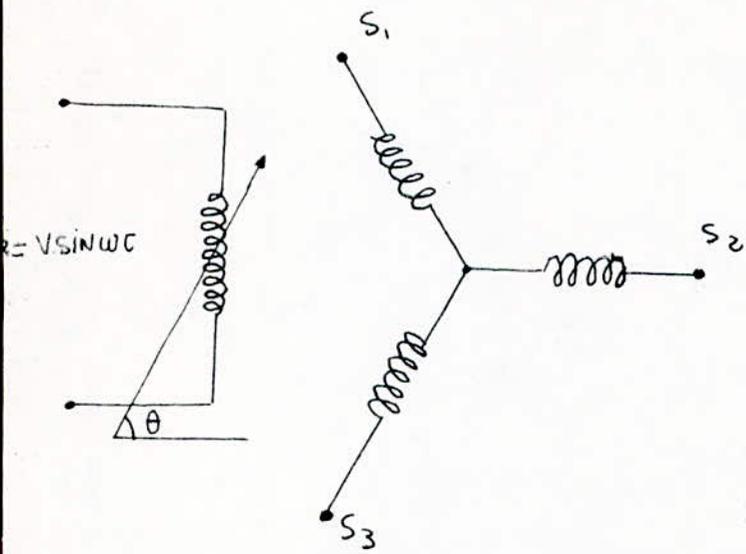


FIG 5-A

Synchro

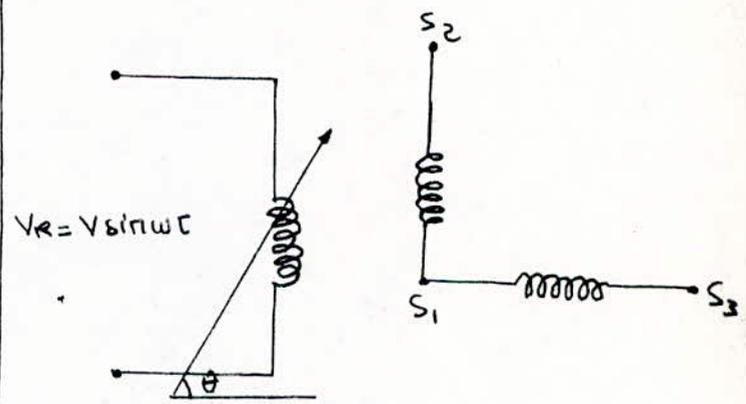


FIG 5-B

Resolver

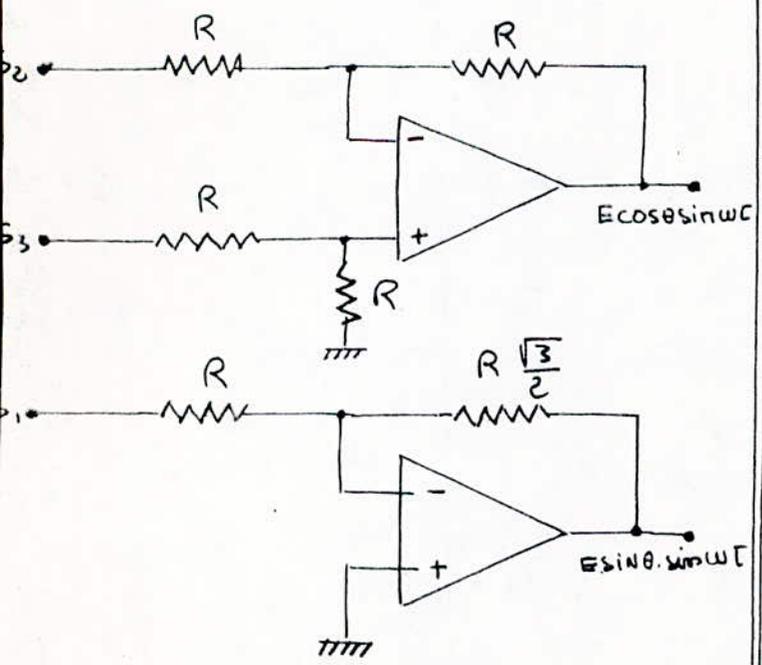


FIG 6

Montage de Scott

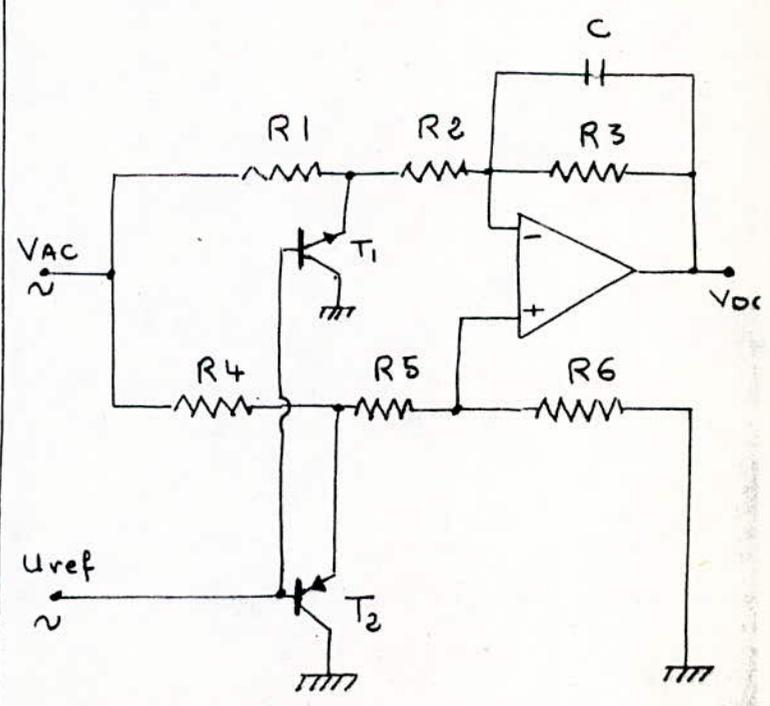


FIG 7

Demodulateur

L'amplificateur se comporte comme un suiveur de gain.

$$G_1 = \frac{R_6}{R_4 + R_5 + R_6} \times \frac{R_2 + R_3}{R_2}$$

Lorsque $V_{Ae} < 0$ T_2 est saturé donc $V_B \approx 0$. L'A.O se comporte comme un inverseur de gain G_2 :

$$G_2 = -\frac{R_3}{R_1 + R_2}$$

V_{Ae} change de polarité, le commutateur bascule pour que la tension V_A appliquée à l'entrée du filtre passe-bas soit toujours le même signe (+ ou - suivant que V_{Ae} et $V_{A'ce}$ sont en phase ou en opposition de phase).

Les impédances vues par les entrées + et - sont différentes:

$$R_- = (R_1 + R_2) \parallel R_4 \quad R_+ = (R_4 + R_5) \parallel R_6$$

Pour que le signal de sortie V_{Dc} ne dépende pas la phase c'est-à-dire du chemin suivi il faut que :

$$G_1 = G_2 \quad \text{et} \quad R_- = R_+$$

Le filtrage est réalisé par le condensateur C.

III-- CONVERTISSEURS DE SIGNAUX MONOPHASES :

On sait qu'une tension périodique, sinus oïdale en général, peut véhiculer une information par l'intermédiaire d'un de ses 3 paramètres : l'amplitude, la fréquence ou la phase.

L'information est dite monophasée si une voie seulement est étudiée. Comme dans notre cas il n'est question que d'information en provenance de capteurs délivrant une onde porteuse modulée en amplitude, on n'étudie que la conversion A/N pour les amplitudes de tensions.

Par exemple on désire mesurer la valeur de l'angle Θ occupé par le rotor d'un capteur inductif (Fig.8).

La tension de sortie du capteur est $k\Theta E \sin \omega t$, k : coefficient propre du capteur. Sa tension de référence est $E \sin \omega t$. Le CAN mesure $k\Theta E$ par rapport à E , donc il convertit en binaire :

$$\frac{k\Theta E}{E} = k\Theta \quad \text{indépendant de } E, \text{ donc indépendant des fluctuations de } E.$$

Pour réaliser cela on dispose donc de 2 détecteurs de crête qui reçoivent respectivement la tension de référence perturbée :

IV

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

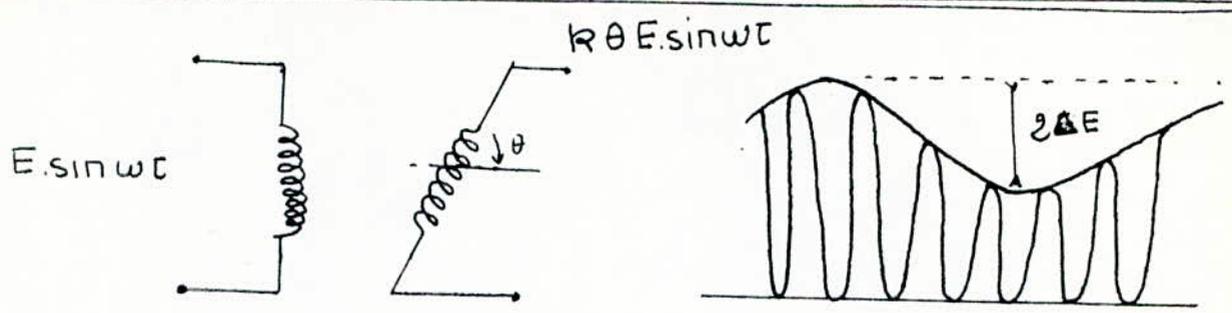


FIG 8

Capteur inductif (Instabilité de E)

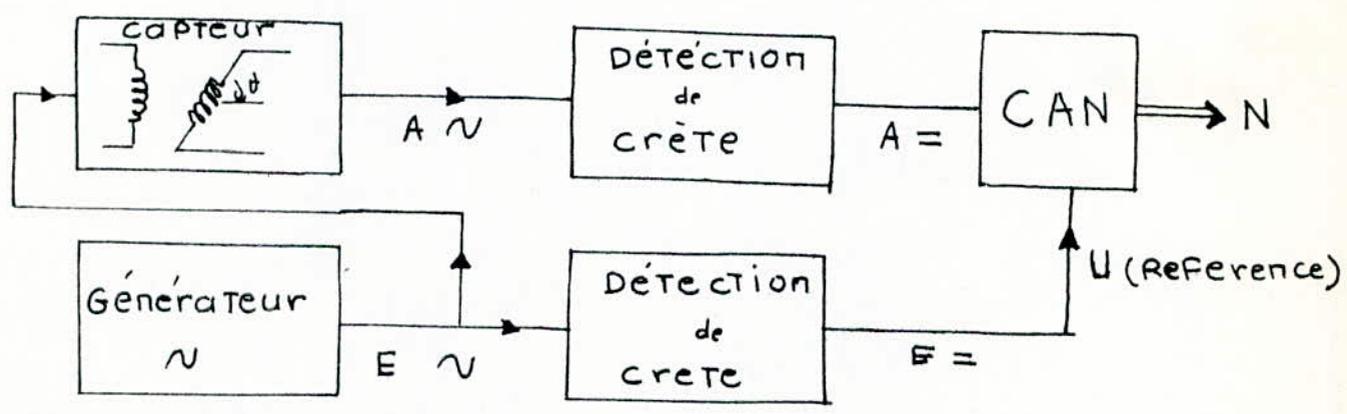


FIG 9

Conversion de signaux monophasés

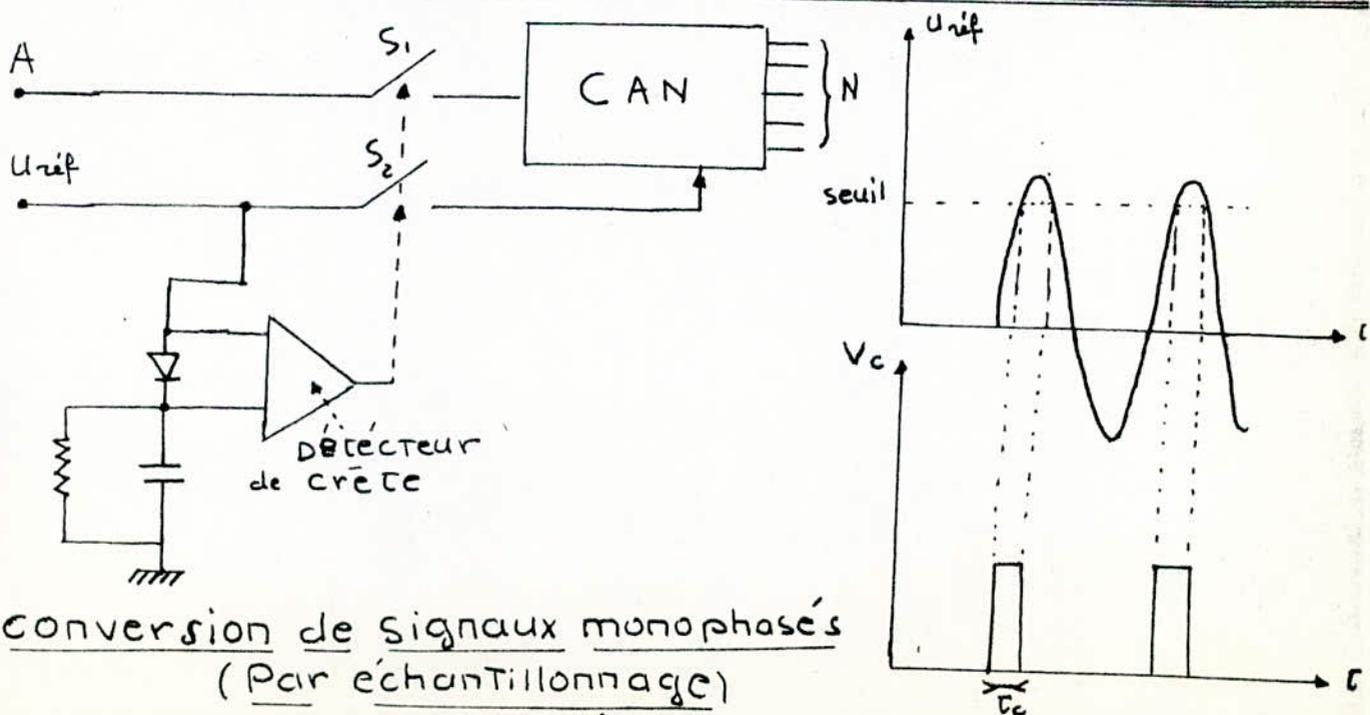


FIG 10

Conversion de signaux monophasés (Par échantillonnage)

$(E + \Delta E) \sin \omega t$ provenant du générateur et $k \theta (E + \Delta E) \sin \omega t$ délivrée par le capteur.

Le CAN réalise $k \theta (E + \Delta E)$, à condition que $\frac{k \theta (E + \Delta E)}{(E + \Delta E)} = k \theta$

les signaux démodulés soient en phase ou aient des phases identiques.

Les performances de ce système sont liées à celles des détecteurs décrits.

Une autre méthode consiste à procéder par échantillonnage du signal à convertir. (Fig. 10).

Le seuil est généré à partir de la tension de référence V_{ref} , afin d'éliminer les variations de ce signal.

Le signal de sortie V_c du détecteur commande les commutateurs S_1 et S_2 pendant la durée t_c , en comparant V_{ref} au seuil : donc les signaux A et V_{ref} sont appliqués au CAN pendant une durée t_c , temps nécessaire pour que la conversion ait lieu et aussi pour avoir de faibles variations de A et V_{ref} compatibles avec la précision donnée.

De même pour cette méthode, les variations de V_{ref} ne sont pas considérées.

IV. CONVERTISSEURS SYNCHRO-NUMÉRIQUES :

Ce type de convertisseur (CSN) reçoit les informations fournies par un synchro ou un résolver, et les convertit en information numérique liée à la valeur de θ . On distingue donc les CSN qui :

- fournissent les valeurs $\sin \theta$ et $\cos \theta$ sous une forme binaire.
- calculent la valeur de θ et l'expriment en binaire.

1. CSN fournissant $\sin \theta$ et $\cos \theta$ sous forme binaire :

Comme l'indique le schéma de principe de la figure 11, on démodule les 2 signaux à coder V_{s1} et V_{s2} issus du résolver, ainsi que le signal de référence V_{ref} .

Après démodulation les 2 signaux sont transmis à 2 CAN qui utilisent la même référence V_R et qui délivrent $\sin \theta$ et $\cos \theta$ sous forme numérique.

.../...

IV

On peut utiliser un seul CAN à condition de multiplier les 2 signaux.

Si les signaux à convertir proviennent d'un synchro on utilise le montage de Scott pour avoir le système décrit.

La précision du système dépend de la linéarité des démodulateurs, de l'égalité des coefficients K_i , ω_i ; et de la précision du CAN utilisé.

Les CAN utilisés ne sont pas nécessairement rapides.

2. CSN fournissant θ sous forme binaire :

Ce système permet de convertir directement la valeur de θ sous forme numérique. Il utilise généralement un sélecteur d'octant ou de quadrant. Ce système est appelé convertisseur angulaire numérique et c'est le plus utilisé dans la pratique.

a) sélecteur d'octant :

Le cercle dans lequel se trouve l'angle est divisé en 8 parties égales ou octants. (Fig.12).

Le sélecteur d'octant permet de comparer les amplitudes

$$V_x = K \cos \theta \quad \text{et} \quad V_y = K \sin \theta$$

des signaux déjà démodulés (signaux issus du résolveur) ainsi que leurs signes, soit les signes de $\cos \theta$ et $\sin \theta$ et ceci à l'aide des comparateurs 1, 2, 3, 4. Une logique de codage permet à partir des résultats des comparaisons, de noter dans un code binaire dans quel octant se trouve l'angle θ . (Voir tableau 1). Le sélecteur d'octant élabore 2 signaux $V'x$ et $V'y$ tels que :

$$V'x = K \cos \beta \quad \text{et} \quad V'y = K \sin \beta \quad \text{et} \quad \theta = k \frac{\pi}{4} \pm \beta \quad 0 \leq \beta < \frac{\pi}{4}$$

Les valeurs de $V'x$ et $V'y$ sont fonctions de V_x et V_y .

Ainsi le tableau 2 nous donne ces valeurs. La logique de commande fournit des signaux qui commandent des interrupteurs afin de former $V'x$ et $V'y$ à partir des valeurs V_x , V_y , $-V_x$, $-V_y$.

On peut utiliser un sélecteur de quadrant ce qui simplifie le montage.

.../...

~~V~~

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

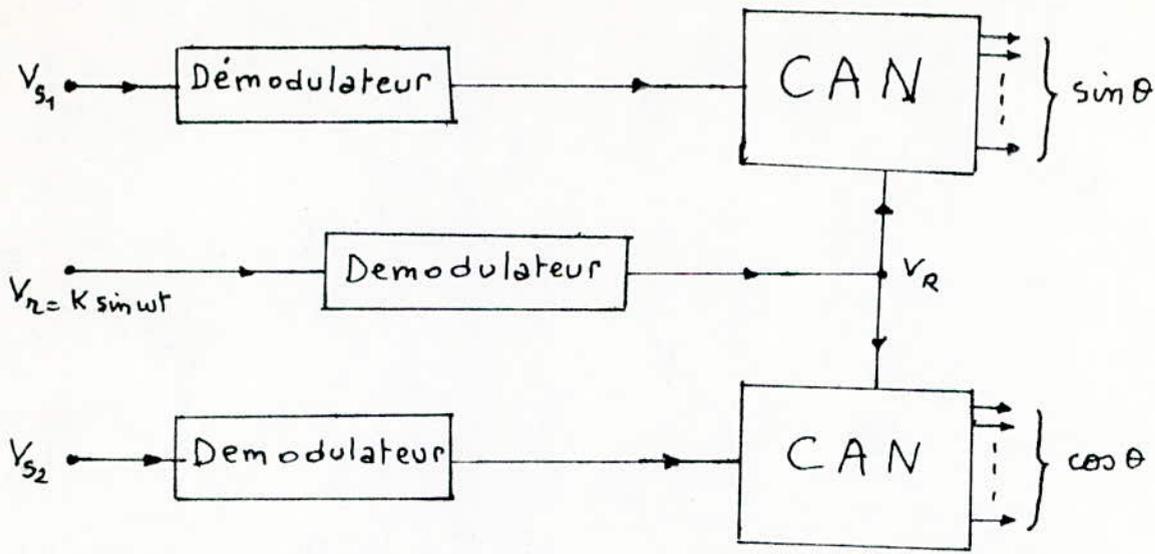


Fig 11: CSN donnant $\sin \theta$, $\cos \theta$ sous forme Numérique

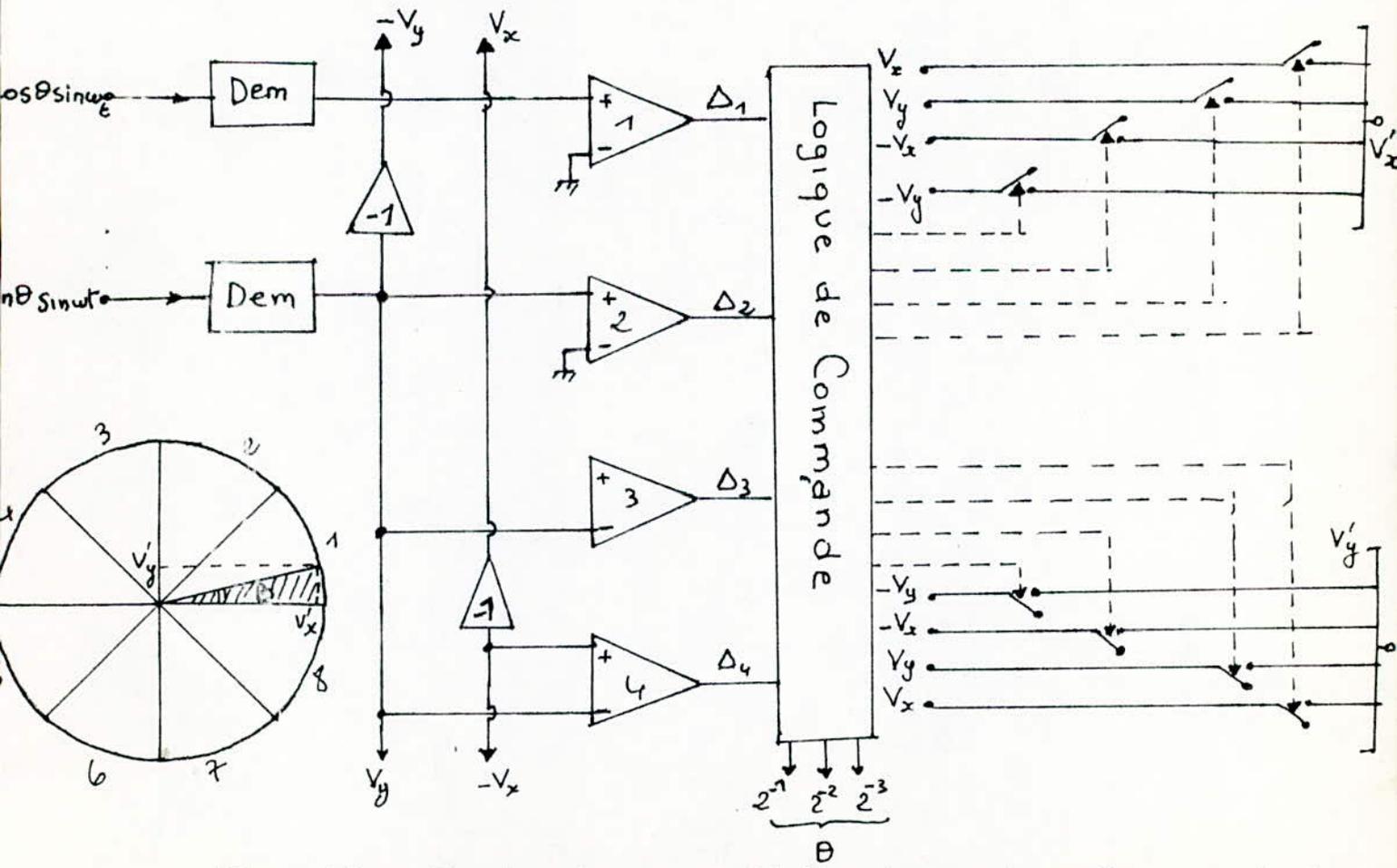


Fig 12: Selecteur d'Octant et Commutateur

TABLEAU 1

N° de l'octant	Signe de $V_x = K \cos \theta$	Signe de $V_y = K \sin \theta$	Compara- raison.	Valeur des 3 bits.		
1	+	+	$V_x > V_y$	0	0	0
2	+	+	$V_x < V_y$	0	0	1
3	-	+	$V_x < V_y$	0	1	0
4	-	+	$V_x > V_y$	0	1	1
5	-	-	$V_x > V_y$	1	0	0
6	-	-	$V_x < V_y$	1	0	1
7	+	-	$V_x < V_y$	1	1	0
8	+	-	$V_x > V_y$	1	1	1

TABLEAU 2

Valeur de V_x		Valeur V_y	
	Octant		Octant
V_x	(1,8)	V_y	(1,4)
V_y	(2,3)	V_x	(2,7)
$-V_x$	(4,5)	$-V_y$	(5,8)
$-V_y$	(6,7)	$-V_x$	(6,7)

b) Convertisseur synchro-numérique :

× Fonctionnement :

La technique consiste à comparer un cycle f engendré à l'intérieur du système à l'angle θ présenté à l'entrée (sous la forme $\sin \theta$ et $\cos \theta$) et à rechercher l'équilibre $\theta = \phi$.

.../...

IV

Le schéma principe est donné par la figure 13.

Le sélecteur de quadrant reçoit les signaux V_x et V_y ainsi que les 2 bits de plus fort poids a_1 et a_2 , d'un compteur décompteur de n bits. L'information binaire constituée par les $(n - 3)$ bits restant est interprétée comme celle d'un angle ϕ' inférieur à 90° et qui est transformé en $\sin \phi'$ et $\cos \phi'$. Les signaux V'_x et V'_y élaborés par le sélecteur de quadrant soit $V'_x = K \cos \beta$; $V'_y = K \sin \beta$ avec

$$\theta = 180 a_1 + 90 a_2 + \beta$$

sont transmis à 2 multiplieurs qui multiplient respectivement V'_x et V'_y par $\sin \phi'$ et $\cos \phi'$.

on a donc :

$$\begin{aligned} V_1 &= K \cos \beta \sin \phi' \sin \omega t \\ V_2 &= K \sin \beta \cos \phi' \sin \omega t. \end{aligned}$$

V_1 et V_2 sont soustraits et on obtient $\Delta V = V_1 - V_2$

$$\Delta V = K \sin (\beta - \phi') \sin \omega t$$

Un démodulateur reçoit le signal de référence $E \sin \omega t$ et ΔV .

La tension de sortie : $\xi = K \sin (\beta - \phi')$ qui est continue est interprétée comme une tension d'erreur puisque ξ est proportionnel à $\sin (\beta - \phi')$. Le signal ξ détecté commande un oscillateur dont la fréquence augmente avec $\beta - \phi'$. Les impulsions délivrées par l'oscillateur sont envoyées au compteur décompteur qui se met à compter si $\beta - \phi' > 0$ et à décompter si $\beta - \phi' < 0$.

Si $\beta = \phi'$ les impulsions ne sont plus envoyées, donc le compteur tend vers la position d'équilibre. Ainsi le résultat de la conversion est l'angle $\phi = (a_1, a_2, \phi') = \theta$.

Soit :
$$\theta = 180 a_1 + 90 a_2 + \phi'$$

Lorsque $\theta = 0 \Rightarrow a_1 = a_2 = 0 \Rightarrow V'_x = V_x$ et $V'_y = V_y$

on a donc $\theta = \beta$. En sortie du démodulateur on a $\xi = K \sin \theta$ suivant son signe le compteur se met à compter ou à décompter.

En prenant le cas où θ est situé dans 2e quadrant, le compteur se met à compter donc ϕ' augmente; à la 2^{n-2} impulsion $\phi' = 0$ et $a_1 = 1$ alors le sélecteur fait $V'_x = V_y$ et $V'_y = -V_x$ et l'angle β associé est $\beta = \theta - \frac{\pi}{2}$ et le signal du démodulateur

est proportionnel à $\sin (\beta - \phi')$ et le comptage continu tant que $\phi' \neq \beta$.

.../...

IV

Performances :

- La précision dépend de la capacité du compteur, de la précision du démodulateur, du détecteur et des multiplieurs.

- Vitesse de conversion :

Elle dépend du temps de réponse des circuits analogiques (sélecteurs, multiplieurs) et aussi de la fréquence de l'oscillateur.

On pourrait augmenter cette dernière en remplaçant le détecteur par un intégrateur lorsque l'écart ($B - \phi'$) est grand ; puisque la tension de commande augmente avec le temps la fréquence augmente même si ($B - \phi'$) est faible.

Pour que le système réponde rapidement il est nécessaire que le gain de l'intégrateur soit important ce qui provoque une oscillation autour du point d'équilibre, en particulier sous l'influence du bruit de quantification.

Pour éviter cela on introduit un léger hystérésis dans l'intégrateur et qui ne dépasse pas $\frac{1}{2}$ quantum de façon à ne pas modifier la précision.

c) CSN d'approximations successives :

Comme l'indique la Fig.14 ce système comprend un échantillonneur qui remplace le démodulateur, un registre qui remplace le compteur décompteur, une logique de commande, un comparateur qui remplace le détecteur un sélecteur de quadrant et deux multiplieurs.

Le sélecteur de quadrant reçoit 2 bits de plus fort poids et applique aux multiplieurs 2 signaux correspondant à $\sin \phi'$ et $\cos \phi'$ ($\phi' < \frac{\pi}{2}$).

Principe de fonctionnement :

Le registre est mis à zéro donc $\phi = 0$.

- Sous l'action de la logique de commande on fait $a_1 = 1$ ce qui correspond à $\phi = 180^\circ$. Le comparateur étudie le signe de $\sin(\theta - \phi)$. Si $\sin(\theta - \phi) > 0$ soit $\theta > 180^\circ$, la sortie Δ du comparateur prend la valeur "1" qui sera délivrée à la logique de commande et qui maintient $a_1 = 1$.

Si $\sin(\theta - \phi) < 0$ soit $\theta < 180^\circ$; $\Delta = 0$, la logique remet a_1 à zéro et qui sera maintenu $a_1 = 0$.

.../...

SI

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

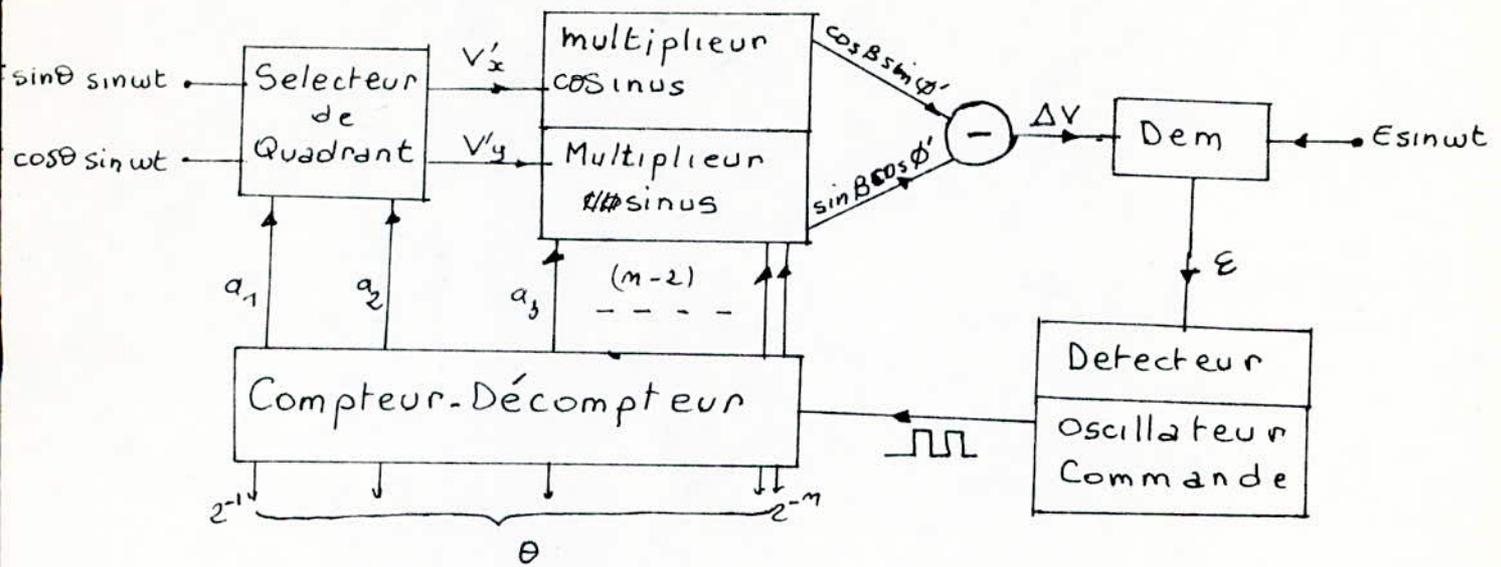


Fig 13 : Convertisseur Synchro-Numérique

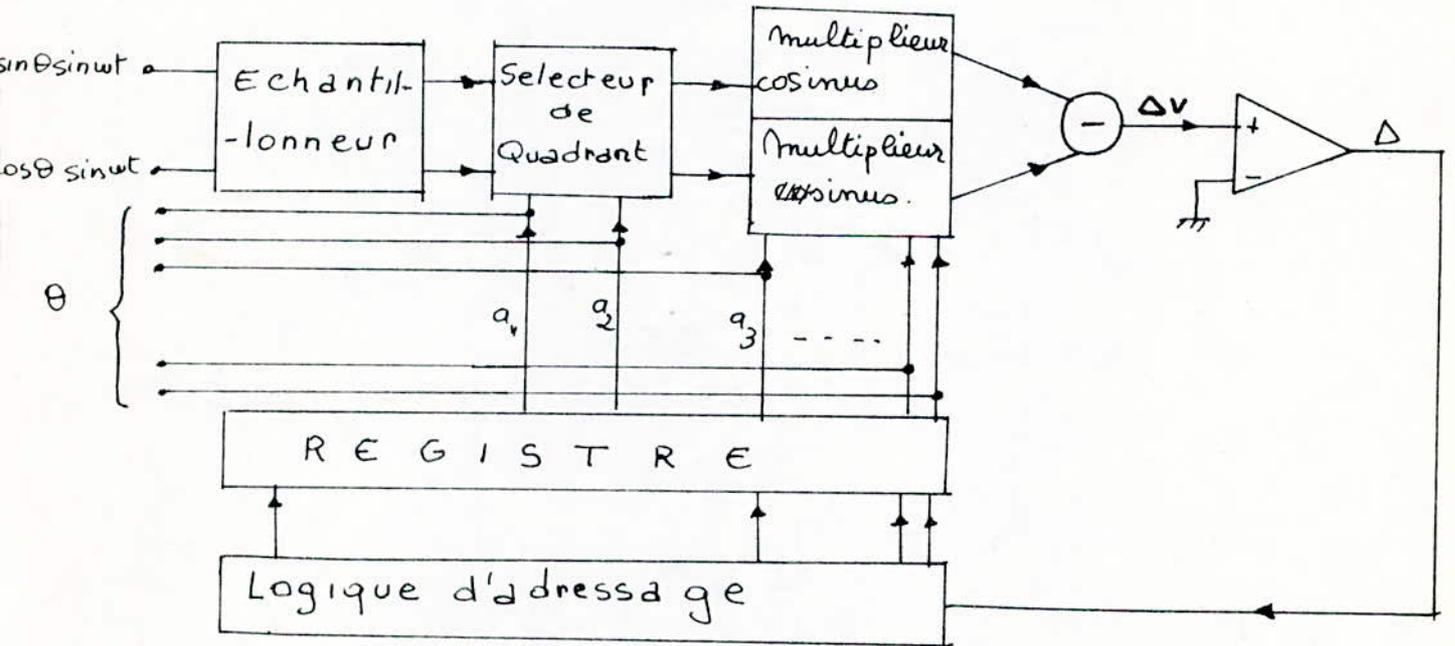


Fig 14 : CSN A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

- La logique $a_2 = 1$ et on a comparaison et maintien de a_2

Ainsi la conversion s'effectue suivant n étapes identiques jusqu'à obtenir un signal d'erreur nul avec la précision souhaitée.

Le résultat de la conversion $\theta = \phi$ est mis en mémoire dans le registre.

Performances :

Ce type de CSN présente une vitesse de conversion très grande et une bonne précision.

N. B. / : L'échantillonneur permet de travailler sur des tensions continues.

d) CSN utilisant une mémoire ROM :

Ce type de CSN comprend essentiellement un sélecteur d'octant un CAN avec une référence externe, une mémoire ROM permettant de connaître la valeur d'un angle à partir de sa tangente.

A partir de tensions $V_x = K \cos \theta$ et $V_y = K \sin \theta$, le sélecteur d'octant donne les 3 premiers bits de plus fort poids a_1, a_2, a_3 , de l'angle θ et élabore les tensions $V'x = K' \cos \beta$ et $V'y = K' \sin \beta$.

Le CAN reçoit $V'y$ comme tension à convertir et $V'x$ comme référence. La sortie de CAN est $\frac{V'y}{V'x} = \text{tg } \beta$ $0 \leq \text{tg } \beta < 1$ sous forme numérique. Sous la position de l'angle θ , le commutateur du sélecteur remplace $V'y$ et $V'x$ par $+ V_x$ ou $+ V_y$. (Voir tableau 3).

N° d'octant	V'y	V'x	Tangente obtenue	θ Digital
1	V_y	V_x	$\text{Tg } \beta$	000, B dig.
2	V_x	V_y	$\text{Tg } (45-\beta) = \text{Tg } \beta'$	001, complément à 1 de β' .
3	$- V_x$	V_y	$\text{Tg } \beta$	010, B Dig.
4	V_y	$- V_x$	$\text{Tg } \beta'$	011, C1 (β')
5	$- V_y$	$- V_x$	$\text{Tg } \beta$	100, B Dig.
6	$- V_x$	$- V_y$	$\text{Tg } \beta'$	101, C1 (β')
7	V_x	$- V_y$	$\text{Tg } \beta$	110, B Dig.
8	$- V_y$	V_x	$\text{Tg } \beta'$	111, C1(β')

TABLEAU 3.

IV

Connaissant $\theta = k \frac{\pi}{4} + \beta$ on peut connaître à partir de $\pm \cotg \theta$ ou $\pm \tg \theta$, soit que la valeur calculée est $\tg \beta$ ou $\tg (45-\beta) = \tg \beta'$.

Dans le cas où la tangente obtenue est $\tg \beta'$, le sélecteur ordonne à une partie de la mémoire de faire le complément par rapport à $\frac{\pi}{4}$ qui correspond numériquement au complément à 1.

Exemple Fig. 1b .

Soit à convertir un angle θ compris entre 7α et 8α ; α étant l'incrément angulaire :

$$\alpha = \frac{360^\circ}{2^n} \quad n = 5 \quad \Rightarrow \alpha = 11^\circ 15 \text{ mn}$$

$$\begin{aligned} \text{L'octant sélectionné est l'octant n}^\circ 2 \text{ donc } \theta &= 45^\circ + \beta \\ &= \frac{\pi}{2} + (45-\beta). \end{aligned}$$

L'expression calculée est :

$$\begin{aligned} \frac{\cos \theta}{\sin \theta} &= \cotg \theta = \cotg \left(\frac{\pi}{2} + (45-\beta) \right) \\ &= \tg (45-\beta) = \tg \beta'. \end{aligned}$$

Le CAN délivre $\tg \beta'$ (digital) à quoi correspond β' (digital) et dans ce cas les $(n - 3)$ bits (2 bits) de moindre poids qui expriment β' en digital seront obtenus en prenant le complément à 1 de β' .

donc θ digital est : $\theta = 00111$.

IV

CONVERSION SYNCHRO-NUMERIQUE

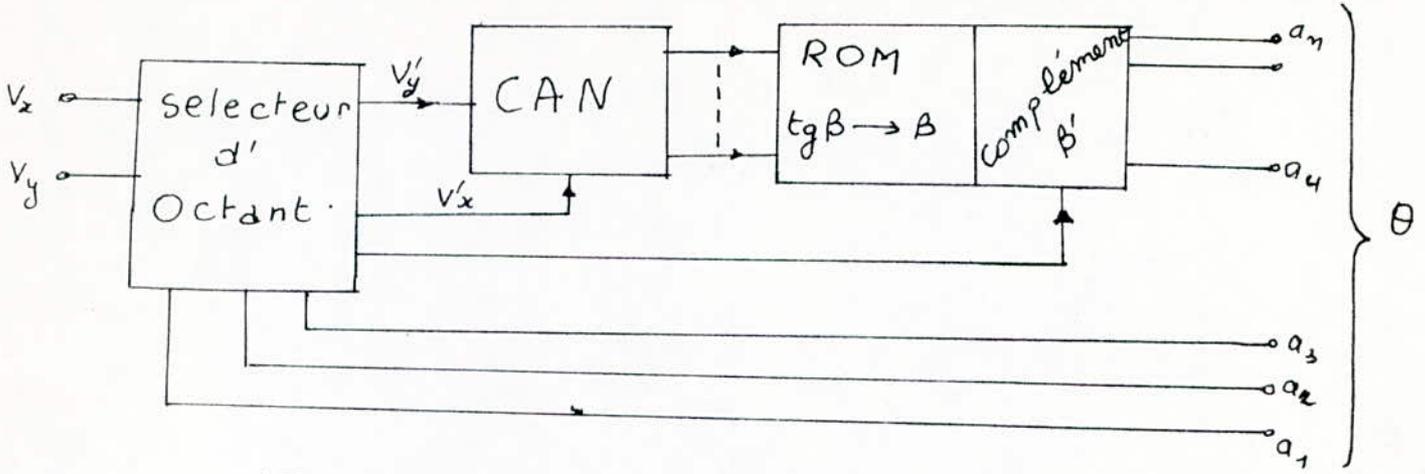


Fig 15 : CSN UTILISANT UNE MEMOIRE ROM

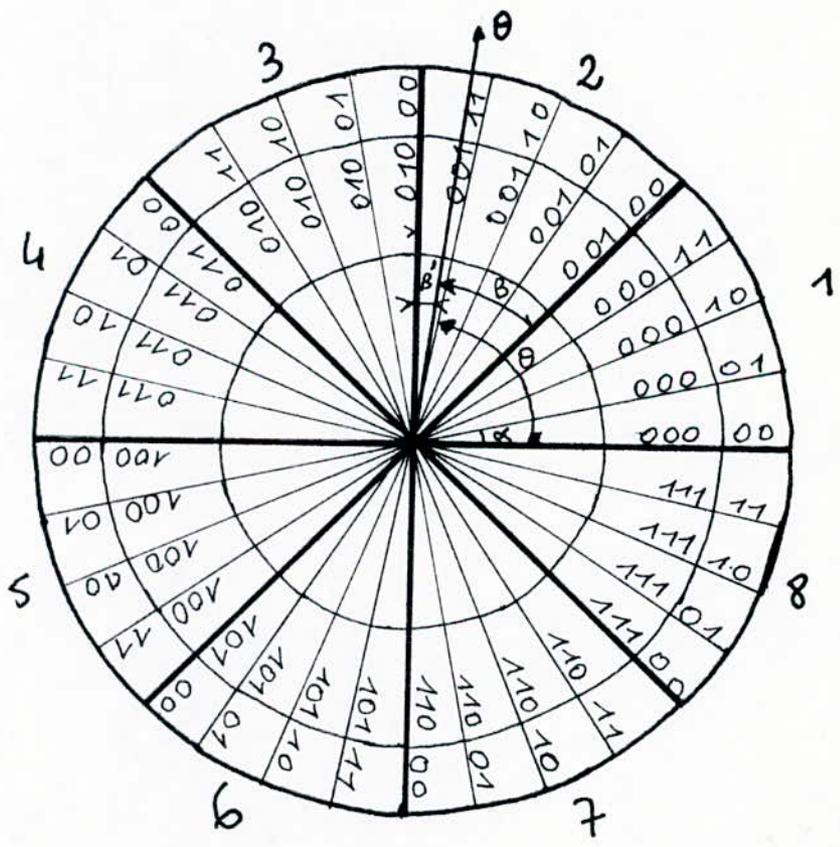


Fig 16 : Lecture en Binaire de θ

CHAPITRE - V -

APPLICATIONS DES C.A.N.

- P L A N -

	Page
I. - Visualisation numérique. _ _ _ _ -	126
II. - Transmission M/C.	126
III.- Etude des phénomènes rapides. _ _ _ _	128
- MARCHE des Convertisseurs. _ _ _ _	129

* * * * *

APPLICATIONS DES C.A.N.

Généralement on utilise un CAN à chaque fois que l'information doit subir :

- Un traitement numérique
- Une transmission numérique
- Une visualisation numérique.

I. VISUALISATION NUMERIQUE :

Le CAN dont la sortie est en binaire est suivi d'un transcodeur, généralement BCD/Décimal afin de réaliser la numération décimale.

Dans le domaine de l'instrumentation, l'affichage numérique a remplacé l'affichage utilisé au moyen d'un cadran et d'une aiguille.

Par exemple dans le cas d'un voltmètre numérique, on utilise un CAN de type double rampes et un décodeur BCD/décimal. Pour afficher 5 chiffres décimaux on doit utiliser un CAN de 20 bits (soit 5 BCD).

De même l'affichage angulaire permet d'utiliser un convertisseur synchro-numérique suivi d'un transcodeur;

II. TRANSMISSION MIC :

Dans le domaine de la communication, le signal analogique (signal vidéo, voix) à transmettre échantillonné puis numérisé, est transmis sur une ligne numérique.

Dans le cas d'une transmission téléphonique le signal vocal occupe une bande de 4 KHz. Il est échantillonné (Fig.1) à une fréquence double soit 8000 Hz, ce qui correspond d'un temps d'échantillonnage 125 μ s .

.../...

APPLICATIONS DES CAN

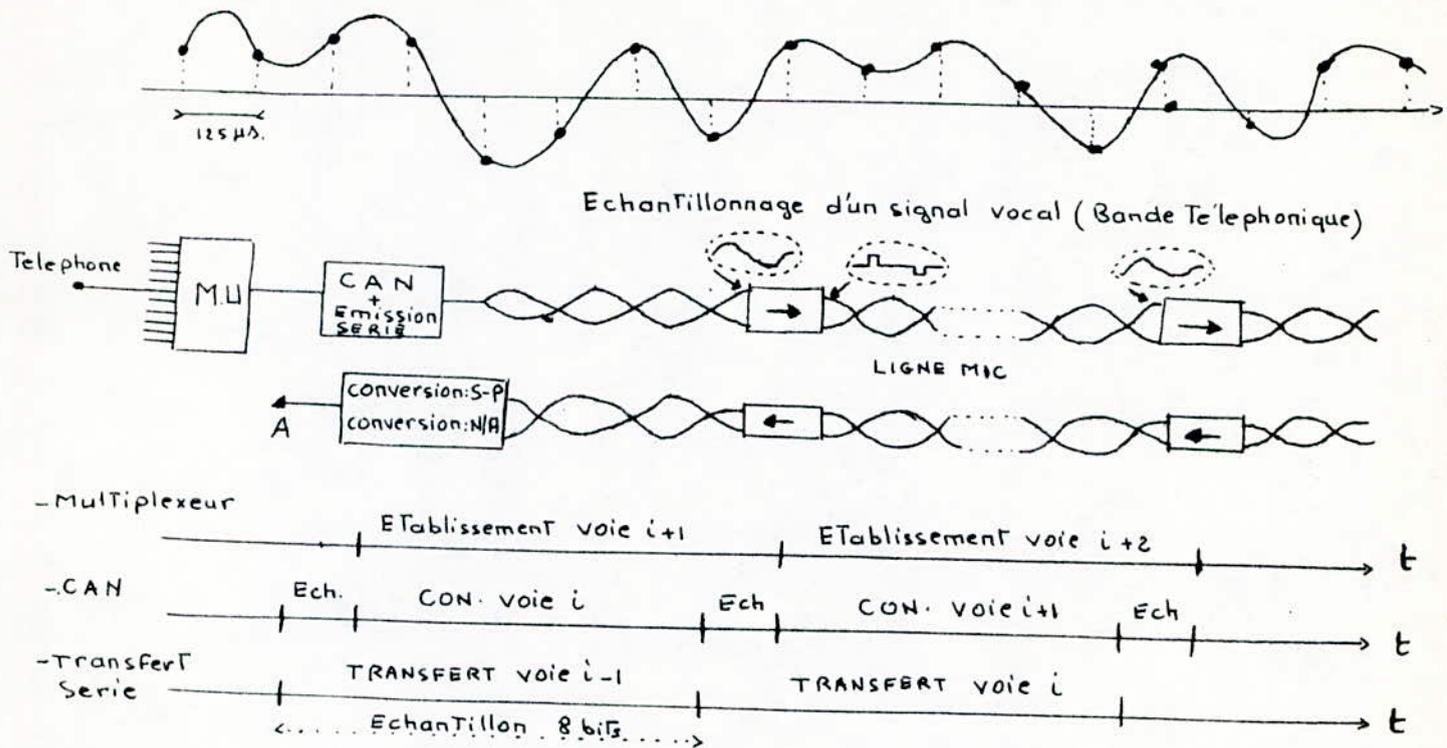


FIG: 1. LIAISON mic (PCM)

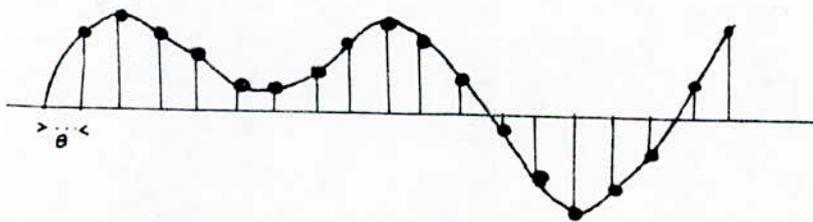
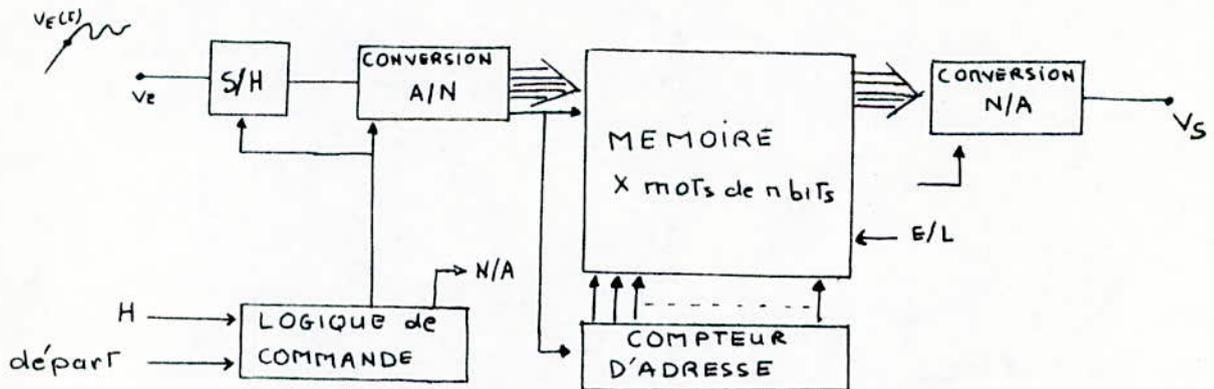


FIG: 2 : ANALYSE de PHENOMENES RAPIDES

Chaque échantillon est converti avec une résolution de 8 bits ce qui donne une vitesse de conversion de $64 \cdot 10^3$ Bits/s .

Si on utilise un multiplexeur à 32 voies simultanées, la vitesse devient 2×10^6 bits/s .

Ainsi pendant le temps d'échantillonnage $t_c = 125 \mu s$ il faut transmettre 32 échantillons séries ce qui donne $125 : 32 = 4 \mu s$ pour convertir chaque échantillon.

On augmente la densité d'information par unité de temps en effectuant la transmission de la voie i , précédemment codée, pendant la conversion de la voie $i + 1$.

A l'arrivée ce signal est restitué à l'aide d'un CNA dont l'information est renouvelée toutes les $125 \mu s$.

III. ETUDE DES PHENOMENES RAPIDES :

L'analyse d'un phénomène rapide $V_e(t)$ nécessite une conversion A/N rapide du signal et une mémorisation . Les mémoires utilisées sont à accès rapides.

Au départ la logique de commande (Fig.2) fait que le signal soit échantillonné et converti. L'information numérique est introduite dans une mémoire de x mots de n bits. L'adresse de chaque mot est donnée par un compteur qui est incrémenté à la fréquence $\frac{1}{T}$, c'est à dire après chaque échantillonnage.

③

Un échantillon $V_e(t_i)$ est rangé à l'adresse i .

Les valeurs rangées dans la mémoire sont transmises au CNA à une fréquence qui peut être supérieure ou inférieure à $\frac{1}{T}$ afin d'accélérer ou de ralentir l'évolution du phénomène.

③

MARCHE DES C.A.N.

Les CAN rapides sont le plus souvent destinés aux applications industrielles, à l'informatique ; ce sont en particulier les CAN à approximations successives qui recouvrent 70 % du marché.

Les CAN lents sont surtout utilisés aux circuits de mesure (par exemple les voltmètres numériques utilisent des CAN à double rampe à cause de leur bonne précision).

Les prix des CAN augmentent avec la résolution et surtout avec le temps de conversion. Ainsi le CAN parallèle "flash": le ADC VH 8 B (DATEL) de 8 bits de vitesse de conversion 200 ns coute 5818 F, ce qui est assez appréciable sur le marché des convertisseurs (Voir tableau).

Les CAN à approximations successives réalisent le meilleur rapport performance ce qui permet aux différents constructeurs, en particulier : DATEL ; BURR - BROWN ; ANALOG. DE VICES etc... (Voir tableau), de s'orienter surtout vers ce type de CAN tout en améliorant leurs performances.

Sur le tableau figure une liste de CAN avec les principales caractéristiques et leurs prix, ainsi que les principaux constructeurs afin de faire un choix du CAN et aussi du constructeur, en tenant compte bien sur du rapport performance .
prix

8 bits

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observations	Prix H.T.
ALOG DEVICES									
800	± 0,2 %	+ 5 ; + 10 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	BIN ; BCD OBN : 2 SC	6,4 µs max	gain ± 5 ppm ^a décalage Unip ± 50 µV Bip ± 75 µV	15 V ; 25 mA -15 V ; 50 mA 5 V ; 300 mA	± 0,002 %/°ΔV _S	1	1 747
1103-001	± 0,2 %	10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN : 2 SC	1 µs max	gain ± 10 ppm ^b décalage Unip ± 5 ppm ^d Bip ± 10 ppm ^d	15 V ; 85 mA -15 V ; 80 mA + 5 V ; 525 mA	± 0,007 %/°ΔV _S	1	3 027
170 ID	± 0,2 %	10	BIN (logique 3 états)	20 µs typ 40 µs max	gain ± 10 ppm ^b	15 V ; 2 mA max 5 à 15 V		1-2-5	224
ALOGIC									
103	± 0,1 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN ; OBN 2 SC ; BCD	10 µs max	gain ± 20 ppm ^b décalage ± 30 ppm ^b	15 V ; 45 mA -15 V ; 45 mA 5 V ; 300 mA	± 0,001 %/°ΔV _S	1	1 010
103 A	± 0,1 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN ; BCD OBN : 2 SC	2,5 µs max	gain ± 20 ppm ^b décalage ± 30 ppm ^a	15 V ; 60 mA -15 V ; 60 mA 5 V ; 300 mA	± 0,0012 %/°ΔV _S	1	2 010
BURR-BROWN									
40-08	± 0,2 %	+ 5 ; ± 10 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	BIN ; BCD OBN : 2 SC	20 µs max	gain ± 10 ppm décalage Unip ± 2 ppm ^a Bip ± 7 ppm ^a	15 V ; 30 mA -15 V ; 40 mA 5 V ; 300 mA	± 0,002 %/°ΔV _S		1 405
82	± 0,2 %	+ 5 ; + 10 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	CBIN COBN : C 2 SC	2,8 µs max	gain ± 50 ppm décalage Unip ± 5 ppm ^a	15 V ; 20 mA -15 V ; 20 mA 5 V ; 70 mA	± 0,002 %/°ΔV _S	1-4	NC
60-08	± 0,2 %	+ 5 ; + 10 ; + 20 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	BIN OBN : 2 SC	0,88 µs max	coefficient global ± 20 ppm ^a	13 V ; 50 mA -15 V ; 50 mA 5 V ; 270 mA	± 0,002 %/°ΔV _S	1	1 400
INTELMETEL									
89 A 8 B	± 0,1 %	10 ± 5	BIN OBN	200 µs max	gain ± 50 ppm	+ 15 V ; 20 mA -15 V ; 12 mA 5 V ; 75 mA			449
EH 8 B 1	± 0,2 %	10 ± 5	BIN OBN : 2 SC	4 µs max	gain ± 50 ppm décalage Unip ± 100 µV Bip ± 35 ppm ^a	15 V ; 25 mA -15 V ; 25 mA 5 V ; 125 mA	± 0,02 %/°ΔV _S	1	553
FL 8 B	± 0,2 %	5 ; 10 ± 5 ; ± 10	BIN ; BCD OBN : 2 SC	12 µs max	gain ± 10 ppm	15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 300 mA		1	878
CM 8 B 2	± 0,2 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN ; BCD 2 SC	4 µs max	gain ± 10 ppm	15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 300 mA		1	1 489
CG 8 B	± 0,2 %	- 5 ; - 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN : 2 SC	800 µs max	gain ± 50 ppm	15 V ; 50 mA -15 V ; 30 mA 5 V ; 380 mA		1	1 619
CVH 8 B	± 0,4 %	- 2,56 ± 1,28		200 ns	gain ± 50 ppm	15 V ; 75 mA -15 V ; 5 mA 5 V ; 1200 mA - 5 V ; 225 mA			5 818

CAN 8 bits (2)

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observations	Prix
--------	-----------	------------------------	-----------------------------	---------------------	--	-------------------------	--	--------------	------

HYBRID SYSTEMS

ADC 503-8	± 0,2 %	± 5	COBN	12 µs max	coefficient global ± 40 ppm	15 V; 15 mA -15 V; 15 mA 5 V; 60 mA		3	65
ADC 540-8	± 0,2 %	+ 10	BIN	5 µs max	coefficient global ± 50 ppm	15 V; 40 mA -15 V; 20 mA 5 V; 100 mA	± 0,05 %/°ΔV _s		58
ADC 591-8	± 0,2 %	10 ± 5	BIN OBN	1 µs max	coefficient global ± 50 ppm	15 V; 55 mA -15 V; 30 mA 5 V; 225 mA	± 0,05 %/°ΔV _s		122

MICRO NETWORKS

MN 502 à 511	± 0,2 %	-10; +10 ± 5; ± 10	BIN OBN	12 µs max	coefficient global ± 50 ppm	+15 V; 20 mA -15 V; 20 mA 5 V; 60 mA	± 0,05 %/°ΔV _s	1-3	102
MN 5060	± 0,2 %	± 5	OBN	100 µs max	coefficient global ± 100 ppm	12 V	± 0,02 %/°ΔV _s	5	103
MN 5100	± 0,2 %	9 gammes possibles	CBIN	1,5 µs max	coefficient global ± 50 ppm	15 V -15 V 5 V			104
MN 5120 5123	± 0,2 %	-10; +10 ± 5; +10		6 µs max	coefficient global ± 100 ppm	15 V; 16 mA -15 V; 18 mA 5 V; 100 mA		1-6	105

TELEDYNE PHILBRICK

4110	± 0,4 %	-10 ± 5	BIN OBN	32 µs max	gain décalage ± 100 ppm ± 20 ppm	15 V; 50 mA -15 V; 50 mA 5 V; 100 mA	± 0,05 %/°ΔV _s		49
4114	± 0,2 %	-10 ± 5	BIN OBN; 2 SC	45 µs max	gain décalage Unip ± 25 ppm Bip ± 40 ppm	15 V; 25 mA -15 V; 25 mA 5 V; 100 mA	± 0,05 %/°ΔV _s	1	44
4130	± 0,2 %	-5; -10 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	0,75 µs max	gain décalage ± 20 ppm ± 15 ppm	15 V; 35 mA -15 V; 30 mA 5 V; 300 mA	+ 2,4 mV/V _s	1	128

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observations	Prix
ALOG DEVICES									
10 Z	± 0,05 %	5; 10 ± 5; ± 10	BIN OBN: 2 SC	20 µs max	gain ± 40 ppm ^b décalage Unip ± 25 ppm ^a Bip ± 30 ppm ^a	15 V; 18 mA -15 V; 25 mA 5 V; 170 mA	gain ± 0,01 % ^b /ΔV _s décalage ± 0,01 % ^a /ΔV _s	1	490
10 QU	± 0,05 %	5; 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN: 2 SC	8 µs max	gain ± 5 ppm ^a décalage Unip ± 50 µV Bip ± 75 µV	15 V; 25 mA -15 V; 50 mA 5 V; 300 mA	± 0,002 %/ΔV _s	1	1 952
1103-002	± 0,05 %	10 ± 5; ± 10	BIN OBN: 2 SC	1,2 µs max	gain ± 10 ppm ^b décalage Unip ± 5 ppm ^a Bip ± 10 ppm ^a	15 V; 85 mA -15 V; 80 mA 5 V; 525 mA	± 0,007 %/ΔV _s	1	3 097
1109	± 0,05 %	10 ± 5	BIN OBN: 2 SC	4 µs max	gain ± 30 ppm ^b décalage Unip ± 200 µV Bip ± 200 µV	15 V; 40 mA -15 V; 40 mA 5 V; 135 mA	gain ± 7,5 mV/V décalage Unip ± 15 mV/V Bip ± 400 mV/V	1	960
170 LD	± 0,05 %	10 V	BIN (logique 3 états)	40 µs typ 120 µs max	gain ± 10 ppm ^b	15 V; 2 mA max 5 V à 15 V		1-2-5	442

ALOGIC

10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN OBN: 2 SC	40 µs max	gain ± 25 ppm ^b décalage ± 20 ppm ^a	15 V; 25 mA -15 V; 10 mA 5 V; 200 mA	± 0,0012 %/ΔV _s		510
10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN: 2 SC	12 µs max	gain ± 10 ppm ^b décalage ± 20 ppm ^a	15 V; 45 mA -15 V; 30 mA 5 V; 300 mA	± 0,001 %/ΔV _s	1	150
10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	CBIN COBN: 2 SC	5 µs	gain ± 7 ppm ^b décalage ± 12 ppm ^a	15 V; 60 mA -15 V; 60 mA 5 V; 300 mA	± 0,0012 %/ΔV _s	1	1 430
10 A	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	CBIN COBN: 2 SC	2,5 µs	gain ± 10 ppm ^b décalage ± 15 ppm ^a	15 V; 60 mA -15 V; 60 mA 5 V; 300 mA	± 0,0012 %/ΔV _s	1	2 390

RR-BROWN

40-10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN: 2 SC	30 µs max	gain ± 10 ppm décalage Unip ± 2 ppm ^a Bip ± 7 ppm ^a	15 V; 30 mA -15 V; 40 mA 5 V; 300 mA	± 0,002 % ^a /ΔV _s		1 620
80 AG 10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN OBN: C 2 SC	21 µs max	gain ± 30 ppm décalage Unip ± 3 ppm ^a Bip ± 15 ppm ^a	15 V; 20 mA -15 V; 20 mA 5 V; 70 mA	± 0,003 % ^a /ΔV _s	1-4	510
85 C-10	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN OBN: C 2 SC	6 µs max	gain ± 40 ppm décalage Unip ± 3 ppm ^a Bip ± 20 ppm ^a	15 V; 45 mA -15 V; 35 mA 5 V; 120 mA	± 0,004 % ^a /ΔV _s	1-3	1 150
60-10	± 0,05 %	+ 5; + 10; + 20 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN OBN: 2 SC	1,88 µs max	coefficient global ± 20 ppm ^a	15 V; 50 mA -15 V; 50 mA 5 V; 270 mA	± 0,002 % ^a /ΔV _s	1	1 400

ATEL

MA 10 B	± 0,05 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN OBN: 2 SC	40 µs max	gain ± 30 ppm	15 V; 35 mA -15 V; 35 mA 5 V; 300 mA		1	570
---------	----------	------------------------	------------------	-----------	---------------	--	--	---	-----

N 10 bits (2)

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observations	Prix
L 10 B 2	± 0,05 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN : 2 SC	16 µs max	gain ± 10 ppm	15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 300 mA		1	1 008
EH 10 B 1	± 0,05 %	+ 10 ± 5	BIN OBN : 2 SC	4 µs max	gain ± 30 ppm ^a	+ 15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 280 mA		1	969

HYBRID SYSTEMS

550-10 E	± 0,05 %	+ 10 ± 5	BIN OBN : 2 SC	30 µs	coefficient global ± 50 ppm	15 V ; 30 mA -15 V ; 30 mA 5 V ; 200 mA	± 0,002 %/ΔV _s		645,15
591-10	± 0,05 %	+ 10 ± 5	BIN OBN	1,2 µs max	coefficient global ± 30 ppm	15 V ; 55 mA -15 V ; 30 mA 5 V ; 300 mA	± 0,05 %/ΔV _s		

LEDYNE PHILBRICK

	± 0,05 %	- 10 ± 5	CBIN OBN : 2 SC	30 µs max	gain ± 40 ppm décalage Unip ± 5 ppm Bip ± 15 ppm	15 V ; 20 mA -15 V ; 20 mA 5 V ; 100 mA	± 0,05 %/ΔV _s	1	578,50
	± 0,01 %	- 5 ; - 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN : 2 SC	1 µs max	gain ± 20 ppm décalage ± 15 ppm	15 V ; 65 mA -15 V ; 45 mA 5 V ; 325 mA	± 2,4 mV/V		1 630

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observations	Prix
ANALOG DEVICES									
C 12 OZ	± 0,012 %	5; 10 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	40 µs max	gain ± 30 ppm ^b décalage Unip ± 5 ppm ^a Bip ± 10 ppm ^a	15 V; 20 mA -15 V; 30 mA 5 V; 210 mA	gain ± 20 ppm/%ΔV _S décalage ± 10 ppm/%ΔV _S	1	676
C 12 QU	± 0,012 %	5; 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN; 2 SC	15 µs max	gain ± 5 ppm ^a décalage Unip ± 50 µV Bip ± 75 µV	15 V; 25 mA -15 V; 50 mA 5 V; 300 mA	± 0,002 %/%ΔV _S	1	2 118
C 1102	± 0,012 %	10; 20 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	8 µs max	gain ± 10 ppm décalage Unip ± 3 ppm Bip ± 7 ppm	15 V; 40 mA -15 V; 60 mA 5 V; 250 mA	gain ± 10 ppm/%ΔV _S décalage ± 7 ppm/%ΔV _S		2 249
C 1103-003	± 0,012 %	+ 10 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	3,5 µs max	gain ± 10 ppm ^b décalage Unip ± 5 ppm ^a Bip ± 10 ppm ^a	15 V; 85 mA -15 V; 80 mA 5 V; 525 mA	± 0,007 %/%ΔV _S	1	3 168
C 1111	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	25 µs max	gain ± 7 ppm	15 V -15 V 5 V			5 728

ANALOGIC

322	± 0,05 %	± 200 mV; ± 2 V	OBN; 2 SC amplitude-signé	2 ms typ	gain ± 50 ppm ^b décalage 1 µV	5 V; 300 mA			640
412	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	48 µs max	gain ± 25 ppm ^b décalage ± 20 ppm ^a	15 V; 25 mA -15 V; 10 mA 5 V; 300 mA	± 0,0012 %/%ΔV _S		595
812	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN; 2 SC	24 µs max	gain ± 5 ppm ^b décalage ± 12 ppm ^a	15 V; 45 mA -15 V; 30 mA 5 V; 300 mA	± 0,001 %/%ΔV _S	1	1 360
112	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN; 2 SC	7 µs	gain ± 7 ppm ^b décalage ± 12 ppm ^a	+ 15 V; 60 mA -15 V; 60 mA 5 V; 300 mA	± 0,0012 %/%ΔV _S	1	1 495
712	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	4 µs	gain ± 12 ppm ^b décalage ± 12 ppm ^a	15 V; 60 mA -15 V; 60 mA 5 V; 300 mA	± 0,0012 %/%ΔV _S		1 450

BURR. BROWN

40-12	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN; BCD OBN; 2 SC	30 µs max	gain ± 7 ppm ^b décalage Unip ± 2 ppm ^a Bip ± 5 ppm ^a	15 V; 30 mA -15 V; 40 mA 5 V; 300 mA	± 0,002 %/%ΔV _S		2 090
80 AG-12	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	CBIN COBN; C 2 SC	25 µs max	gain ± 30 ppm décalage Unip ± 3 ppm ^a Bip ± 15 ppm ^a	15 V; 20 mA -15 V; 20 mA 5 V; 70 mA	± 0,003 %/%ΔV _S	1-4	545
85 C-12	± 0,012 %	+ 5; + 10 ± 2,5; ± 5; ± 10	CBIN COBN; C 2 SC	10 µs max	gain ± 25 ppm décalage Unip ± 3 ppm ^a Bip ± 12 ppm ^a	15 V; 45 mA -15 V; 35 mA 5 V; 120 mA	± 0,004 %/%ΔV _S	1-3	1 620
90-12	± 0,012 %	+ 5; + 10; + 20 ± 2,5; ± 5; ± 10	BIN OBN; 2 SC	3,5 µs max	Coefficient global ± 15 ppm ^a	15 V; 50 mA -15 V; 50 mA 5 V; 270 mA	± 0,002 %/%ΔV _S	1	1 690

Modèle	Précision	Dynamique d'entrée (V)	Codes disponibles en sortie	Temps de conversion	Coefficient de temp. gain et décalage (°C)	Alimentation nécessaire	Réjection des variations de l'alimentation	Observation	P
ATEL									
MA 12 B 2 A	± 0,012 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN ; 2 SC	40 µs max	gain ± 30 ppm	15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 300 mA		1	75
L 12 B 2	± 0,01 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN ; 2 SC	20 µs max	gain ± 10 ppm	15 V ; 35 mA -15 V ; 35 mA 5 V ; 300 mA		1	113
HY 12 BC	± 0,012 %	+ 5 ; + 10 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	CBIN COBN ; C 2 SC	8 µs max	gain ± 30 ppm décalage Unip ± 5 ppm ^a Bip ± 15 ppm ^a	15 V ; 55 mA -15 V ; 45 mA 5 V ; 100 mA		1-3	55
N 12 B	± 0,012 %		BIN OBN ; 2 SC	4 µs max	gain ± 20 ppm				315
EH 12 B 3	± 0,012 %	+ 10 ± 5	BIN OBN ; 2 SC	2 µs max	gain ± 30 ppm décalage Unip ± 100 µV Bip ± 15 ppm	15 V ; 40 mA -15 V ; 40 mA 5 V ; 150 mA	± 0,01 %/°ΔV _S		194

HYBRID SYSTEMS

550-12 E	± 0,012 %	+ 10 ± 5	BIN OBN ; 2 SC	30 µs	Coefficient global ± 50 ppm	15 V ; 30 mA -15 V ; 30 mA 5 V ; 200 mA	± 0,002 %/°ΔV _S	1	828
580-12 M C	± 0,02 %	+ 10 ± 5	CBIN COBN ; C 2 SC	15 µs max	Coefficient global ± 20 ppm	15 V ; 18 mA -15 V ; 30 mA 5 V ; 75 mA	± 0,005 %/°ΔV _S		1345
591-12 A	± 0,012 %	+ 10 ± 5	BIN OBN	3,5 µs max	Coefficient global ± 30 ppm	15 V ; 50 mA -15 V ; 25 mA 5 V ; 275 mA	± 0,005 %/°ΔV _S		3225

MICRO NETWORKS

515	± 0,048 %	+ 5 ; + 10 ; + 20 ± 2,5 ; ± 5 ; ± 10	BIN COBN	50 µs max	Coefficient global ± 15 ppm	15 V ; 20 mA -15 V ; 18 mA 5 V ; 100 mA	± 0,05 %/°ΔV _S	1	1832
5200 à 5202	± 0,048 %	-10 ± 5 ; ± 10	BIN COBN	50 µs max	Coefficient global ± 50 ppm	15 V ; 23 mA -15 V ; 15 mA 5 V ; 25 mA	± 0,05 %/°ΔV _S	1-6	1440
5210 à 5212	± 0,048 %	-10 ± 5 ; ± 10	BIN COBN	13 µs max	Coefficient global ± 50 ppm	15 V -15 V 5 V		1	1600
5250 à 5253	± 0,048 %	-10 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN COBN	175 µs max	Coefficient global ± 50 ppm	12 V 5 à 12 V		1-2-5	1800

ELEDYNE PHILBRICK

2	± 0,012 %	-10 ± 5	BIN OBN ; 2 SC	60 µs max	gain + 30 ppm décalage Unip ± 5 ppm Bip ± 15 ppm	15 V ; 25 mA -15 V ; 25 mA 5 V ; 200 mA	± 0,05 %/°ΔV _S		650
9 QZ	± 0,012 %	+ 5 ; + 10 ± 5 ; ± 10	BIN OBN ; 2 SC	24 µs max	gain ± 30 ppm ^b décalage Unip ± 5 ppm ^d Bip ± 10 ppm ^d	15 V ; 50 mA -15 V ; 60 mA 5 V ; 200 mA	± 0,002 %/°ΔV _S		650
3	± 0,025 %	-10 ; -20 ± 5 ; ± 10	BIN OBN ; 2 SC	2,5 µs max	gain ± 20 ppm décalage Unip ± 5 ppm Bip ± 10 ppm	15 V ; 65 mA -15 V ; 45 mA 5 V ; 325 mA	± 2,4 mV/V		1792

ANNEXE 1

RAPPELS MATHÉMATIQUES

(I) Rappels sur la fonction δ

Soit la fonction $f_{\tau}(t)$ représentée sur la figure (a).

La dérivée $f'_{\tau}(t)$ est

$$f'_{\tau}(t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } |t| > \tau \\ \frac{1}{2\tau} & \text{pour } |t| < \tau \end{cases}$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} f'_{\tau}(t) = \delta(t)$$

$\delta(t)$ est appelée "fonction delta" ou "DIRAC".

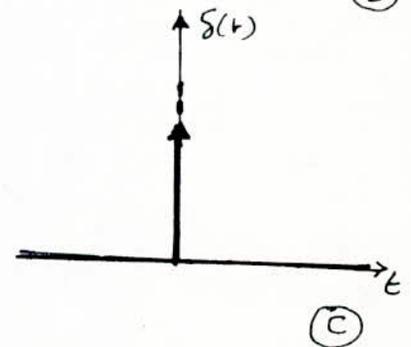
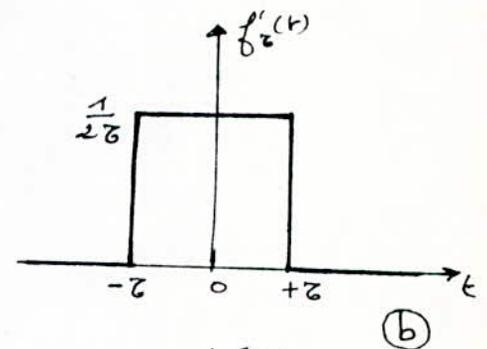
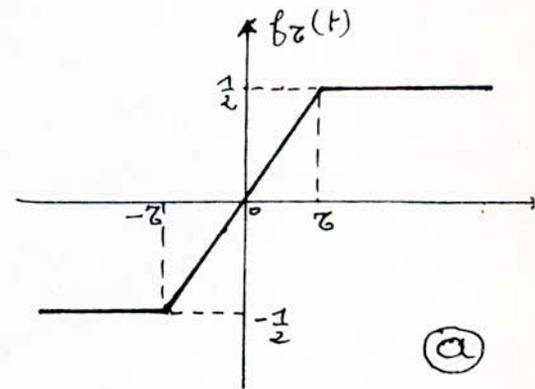
• Propriétés de $\delta(t)$

(a) fonction paire $\delta(t) = \delta(-t)$
(dérivée d'une fonction impaire $f_{\tau}(t)$)

(b) $\delta(t) = 0$ si $t \neq 0$
 $\delta(t) = \infty$ si $t = 0$.

$$(c) \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$$

$$(d) \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta(t - \tau) dt = \frac{1}{2} [f(\tau - 0) + f(\tau + 0)]$$



(e) Spectre de fréquence de la fonction δ .

$$\Delta(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} e^{-j0} + \frac{1}{2} e^{j0} = 1.$$

$$\Delta(\omega) = 1$$

$$\delta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Le développement en série de Fourier donne :

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j\omega_n t}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T} n$$

II Théorème de convolution de fonction périodique

Soient $\Lambda_1(t)$ et $\Lambda_2(t)$ deux fonctions périodiques de T_0 , on définit le produit de convolution de Λ_1 et Λ_2 par $f(t)$ telle que

$$f(t) = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} \Lambda_1(\tau) \cdot \Lambda_2(t-\tau) d\tau \quad (1)$$

Remplaçons $\Lambda_2(t-\tau)$ par son développement en série de Fourier.

$$f(t) = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} \Lambda_1(\tau) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_2(n\omega_0) e^{jn\omega_0(t-\tau)} d\tau$$

En inversant la somme et l'intégration.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_2(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t} \cdot \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} \Lambda_1(\tau) e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_1(n\omega_0) \cdot C_2(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t}$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t}$$

$$C(n\omega_0) = C_1(n\omega_0) \cdot C_2(n\omega_0)$$

III Théorème de Convolution avec la fonction δ

En remplaçant dans (1) $\Lambda_1(t)$ par $\Lambda(t)$ et $\Lambda_2(t-\tau)$ par $\delta_T(t-\tau)$ "fonction delta" périodique de spectre constant

$C_2(n\omega_0) = \frac{1}{T_0}$. On obtient

$$\frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} \Lambda(\tau) \delta_T(t-\tau) d\tau = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t}$$

$$\Lambda(t) = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} \Lambda(\tau) \cdot \delta_T(t-\tau) d\tau$$

Puisqu'il existe une seule impulsion de la fonction $\delta_T(t-\tau)$ à l'intérieur de la période T .

$$\delta(t) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta(\tau) \delta(t-\tau) d\tau$$

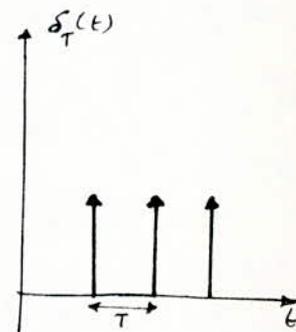
Remarque

$$\begin{aligned} \delta_1(\tau) &= \delta(\tau) & S_1(\omega) &= S(\omega) \\ \delta_2(t-\tau) &= \delta(t-\tau) & S_2(\omega) &= 1 \end{aligned}$$

IV Fonction δ périodique de période T , de moyenne a

C'est la fonction d'échantillonnage idéalise soit

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT) = u(t)$$



$\delta_p(t)$ est définie comme étant la fonction

$$\delta_p(t) = aT \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT)$$

Le développement en série de Fourier est :

$$\delta_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad \text{ou} \quad C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta_p(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = a \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$\Rightarrow \delta_p(t) = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}$$

$$\delta_p(t) = a \left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega_0 t \right)$$

V Fonction rectangulaire périodique

Soit
$$e_T(t) = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\omega_0 \tau}{2}}{\frac{n\omega_0 \tau}{2}} \cos n\omega_0 t$$

$$e_T(t) = a \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\omega_0 \tau}{2}}{\frac{n\omega_0 \tau}{2}} \cos n\omega_0 t \right] \quad \text{où} \quad a = A \frac{\tau}{T}$$

Une telle fonction $e_T(t)$ peut être considéré comme étant la réponse d'un filtre passe-bas idéal à une fonction $\delta_T(t)$.
On définit $\delta_p(t)$ par

$$\delta_p(t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} e_T(t)$$

(VI) Théorème d'échantillonnage

On appelle échantillonnage le produit de la fonction "delta" périodique par le signal $x(t)$

$$x^*(t) = x(t) \cdot u(t) \quad (1)$$

On appelle fonction d'interpolation, et l'on note $x_0(t)$ la fonction

$$x_0(t) = \frac{\sin 2\pi F_M t}{2\pi F_M t} \quad (2)$$

Utilisons le théorème de convolution en prenant

$$\left. \begin{aligned} x_1(t) = x^*(t) &\Rightarrow X_1(\omega) = X^*(\omega) \\ x_2(t) = x_0(t) &\Rightarrow X_2(\omega) = X_0(\omega) = \frac{1}{2F_M} \end{aligned} \right\} (3)$$

Faisons le produit de convolution de x_1 et x_2 .

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot x_0(t-\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X^*(\omega) \cdot X_0(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Soit la fonction "delta" périodique

$$u(t) = \delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_0) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_0 t} \quad \text{avec } T_0 = \frac{1}{2F_M}$$

$$\text{On a donc } \delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{n}{2F_M}\right) = 2F_M \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j(4\pi n F_M) t}$$

On substitue cette relation au produit de convolution

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \delta_T(\tau) \frac{\sin 2\pi F_M (t-\tau)}{2\pi F_M (t-\tau)} d\tau$$

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\tau - \frac{n}{2F_M}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi F_M (t-\tau)}{2\pi F_M (t-\tau)} d\tau$$

$$\text{Or } \delta\left(\tau - \frac{n}{2F_M}\right) = 0 \quad \text{sauf pour } \tau = \frac{n}{2F_M}$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{n}{2F_M}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi F_M \left(t - \frac{n}{2F_M}\right)}{2\pi F_M \left(t - \frac{n}{2F_M}\right)} \quad (4)$$

Calculons la densité spectrale $X^*(\omega)$

$$X_1^*(\omega) = X^*(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[x(t) \cdot 2F_M \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(4\pi n F_M)t} \right] e^{-j\omega t} dt$$

$$X^*(\omega) = 2F_M \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j(\omega t - 4\pi n F_M)t} dt$$

$$X^*(\omega) = 2F_M \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - 4\pi n F_M) \quad (5)$$

car la transformée de Fourier donne

$$\mathcal{F}\{e^{-j\Omega t} \cdot x(t)\} = X(\omega + \Omega)$$

où $e^{-j4\pi n F_M t}$ exprime un retard vis à vis de $x(t)$.

Donc $X^*(\omega)$ est la somme des densités spectrales du signal $x(t)$, transposés de tous les multiples entiers de $2F_M$ sur l'axe des fréquences

Pour $x_0(t) = \frac{\sin 2\pi F_M t}{2\pi F_M t}$ On obtient la densité spectrale.

$$\left. \begin{aligned} X_0(\omega) &= \frac{1}{2F_M} && \text{pour } |\omega| \leq 2\pi F_M \\ X_0(\omega) &= 0 && \text{pour } |\omega| > 2\pi F_M \end{aligned} \right\} (6)$$

(5) et (6) donnent.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F_M}^{2\pi F_M} 2F_M \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - 4\pi n F_M) \cdot \frac{1}{2F_M} \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F_M}^{2\pi F_M} e^{j\omega t} \sum X(\omega - 4\pi n F_M) d\omega \quad (7)$$

On suppose $\omega_m \leq 2\pi F_M$ alors

$$X(\omega - 4\pi n F_M) = 0 \quad \text{pour } (\omega - 4\pi n F_M) > 2\pi F_M$$

Dans ce cas $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega - 4\pi n F_M)$ à l'intérieur de l'intervalle $[-2\pi F_M, +2\pi F_M]$ correspondant à $n=0$ devient $X(\omega)$ et d'après la relation (7) on peut écrire

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F_M}^{2\pi F_M} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega = x(t) \quad (8)$$

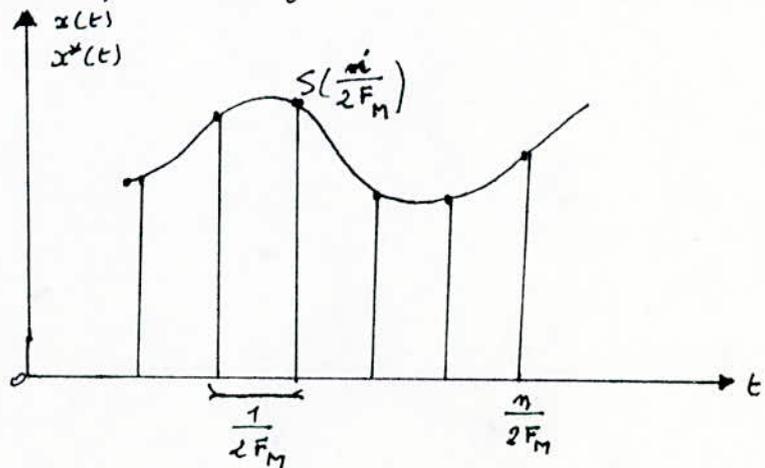
Les relations (4) et (8) donnent

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{n}{2F_M}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi F_M \left(t - \frac{n}{2F_M}\right)}{2\pi F_M \left(t - \frac{n}{2F_M}\right)} \quad (9)$$

La relation (9) s'appelle théorème d'échantillonnage.

Il en résulte de cette relation qu'un signal $x(t)$, dont les composantes spectrales ne dépassent pas la fréquence F_M , est parfaitement déterminé par la connaissance des valeurs prises par ce signal en des points d'échantillonnage régulièrement répartis sur l'axe des temps, avec l'intervalle $\frac{1}{2F_M}$, comme on le voit sur la figure ci-dessous.

La relation (9) est valable pour tous les signaux qui ont une transformée de Fourier; elle représente d'une manière unique la valeur $x(t)$ prise par le signal à tout instant.



ANNEXE 2

ETUDE TRES BREVE D'UN C.N.A.

Certains CAN, par exemple le CAN à approximations successives, utilisent un CNA interne. Pour cela nous allons étudier très brièvement le principe d'un CNA et certaines de ses caractéristiques.

I. DEFINITION :

Un CNA à n bits est un dispositif qui, à une des 2^n combinaisons possibles à son entrée, fait correspondre une parmi 2^n tensions discrètes obtenues à partir de Uref.

Un nombre N à convertir s'exprime par

$$N = d_1 \cdot 2^{n-1} + d_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + d_n \cdot 2^0$$

Si le nombre est fractionnaire :

$$N' = d_1 \cdot 2^{-1} + \dots + d_n \cdot 2^{-n}$$

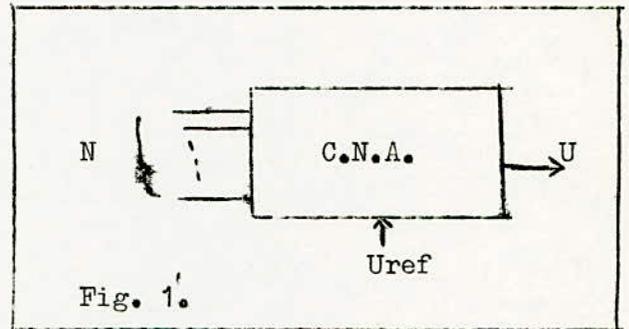
$$0 \leq N \leq 2^n - 1$$

$$0 \leq N' \leq 1 \text{ avec } N' = \frac{N}{2^n}$$

La tension de sortie du CNA est :

$$U = N' \cdot U_{ref} = N \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}$$

$$U = U_{ref} \left(\frac{d_1}{2} + \dots + \frac{d_n}{2^n} \right)$$



.../...

II. PARAMETRES CARACTERISTIQUES :

1) Fonction de transfert :

Elle est donnée par :

$$U = U_{ref} \left(\frac{d_1}{2} + \frac{d_2}{2^2} + \dots + \frac{d_n}{2^n} \right)$$

2) Amplitude de la tension de sortie U_{max} :

CNA Unipolaire $U_{max} = U_{ref} \left(1 - \frac{1}{2^n} \right)$

CNA Bipolaire $U_{max} = U_{ref} \left(1 - \frac{1}{2^{n-1}} \right)$

3) Résolution :

$$r = \frac{1}{2^n}$$

4) Temps de conversion :

C'est le temps nécessaire pour que le signal atteigne la valeur désirée. Il est de l'ordre de 100ns pour n = 12 bits (CNA rapides).

5) Précision :

Elle est donnée par : $U_{srelle} - U_{théo}$.

III. ERREURS : Fig.2'

Comme dans le cas des CAN, ces erreurs sont dues surtout aux erreurs de décalage, de gain et de linéarité. Ces dernières ont les mêmes définitions que celles citées au CAN.

Un CNA est dit monotone si la tension de sortie augmente ou reste la même quand le nombre d'entrée augmente.

Lorsque la température augmente, ces erreurs varient et entraînent une erreur de conversion.

.../...

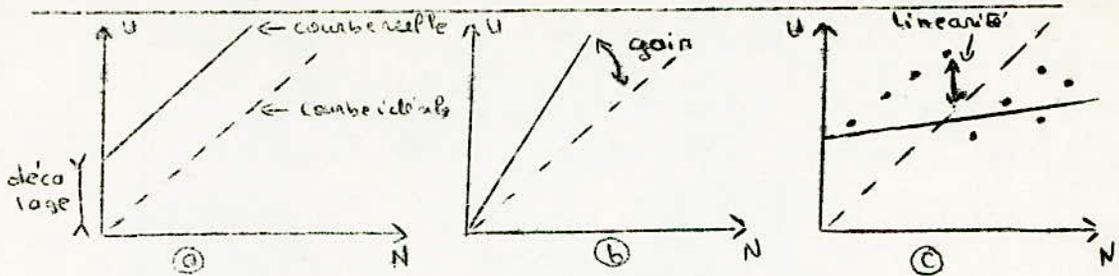


Fig. 2' : Erreurs d'un CNA.

IV. CNA PARALLELE :

Le plus souvent les CNA sont à entrées parallèles ; pour les entrées série, on les mémorise pour les mettre en parallèle.

A partir de la fonction de transfert donnée par :

$$U = U_{ref} \left(\frac{d_1}{2} + \dots + \frac{d_n}{2^n} \right)$$

d'un CNA (Fig. 1) qui consiste à ajouter des courants pondérés.

La fonction de transfert devient :

$$U = R \left(d_1 \frac{U_{ref}}{2} + \dots + d_n \frac{U_{ref}}{2^n} \right)$$

L'A.O. est utilisé pour la transformation tension-courant. La fig. (1) montre qu'un CNA est essentiellement constituée : d'une source de référence ; d'un réseau de commutateurs commandé par l'entrée N et réalisant la fonction logique, d'un réseau de résistances pondérées réalisant des courants pondérés

$$I_i = \frac{U_{ref}}{2^i R}$$

Deux techniques sont utilisées :

- Le CAN à résistances pondérées.
- Le CNA à réseau R- 2R ou en échelle.

.../...

1) CNA à résistances pondérées :

Dans le schéma de la figure (1) on intervertit l'ensemble des résistances et des interrupteurs de façon à ce que le courant circule toujours dans les résistances, soit passant à la masse soit à l'A.O. Ceci permet de réduire le temps de conversion et de maintenir constante Uref.

Le schéma de principe est donné par la figure (2).

2) CNA en échelle :

Le schéma de principe est donné par la figure (3).

a) Chaque résistance $2R$ est parcourue par $I_1 = \frac{U_{ref}}{2R}$ Fig.3a.

b) La 2ème résistance est décomposée en 2 résistances séries parcourues par I_1 ; l'une des 2 résistances R est à son tour décomposée en 2 résistances en parallèles ($2R//2R$) parcourues par :

$$I_2 = \frac{I_1}{2} = \frac{U_{ref}}{4R} \quad (\text{Fig. 3b}).$$

c) Cette opération se fait jusqu'à l'ordre n pour avoir le schéma de la figure 3c. Les résistances sont parcourues par des courants qui forment une progression géométrique de raison

$$\frac{1}{2} \quad \text{d'où} \quad U = U_{ref} \left(\frac{d_1}{2} + \dots + \frac{d_n}{2^n} \right)$$

Le courant total est orienté vers l'entrée de l'A.O. sommateur ou vers la masse ; ce courant est toujours constant.

CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE

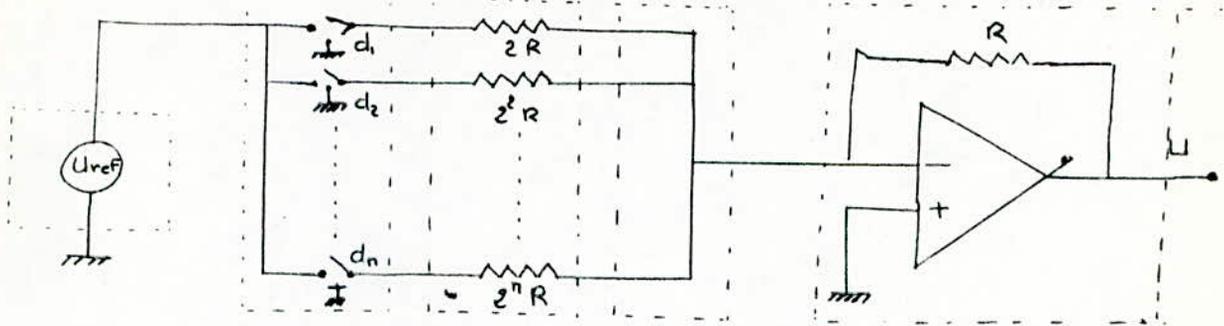


FIG1 SCHEMA DU PRINCIPE D'UN CNA PARALLELE

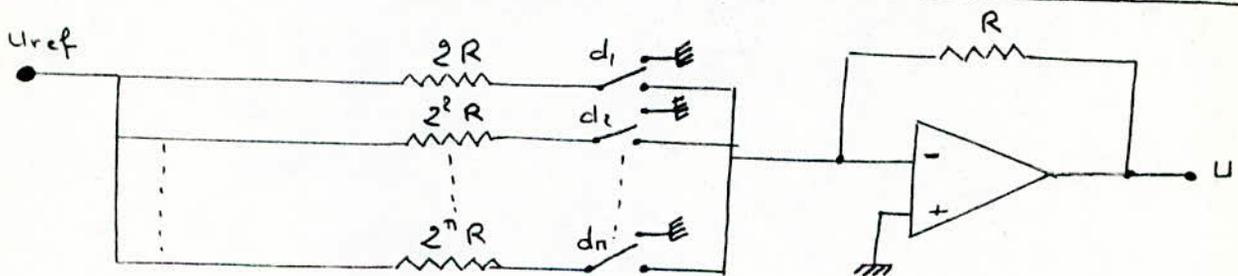


FIG2 SCHEMA D'UN CONVERTISSEUR A RESISTANCES PONDEREES.

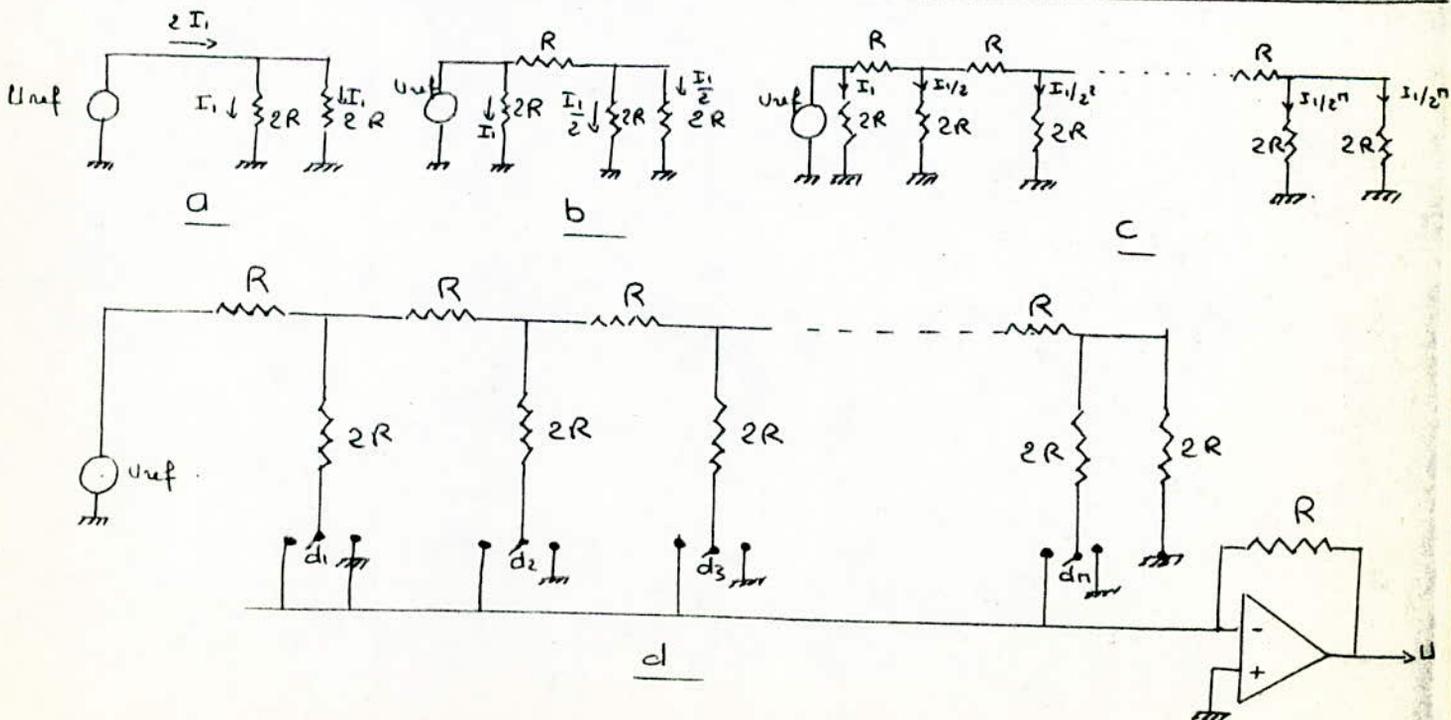


FIG3 SCHEMA D'UN CONVERTISSEUR EN ECHELLE

ANNEXE 3

NOTES SUR LES SCHEMAS PRATIQUES

Généralement les schémas pratiques sont presque les mêmes que ceux de principe cités pour chacune des techniques.

Pour utiliser le schéma pratique certaines liaisons extérieures sont nécessaires et qui consistent soit à ajuster le gain, c'est-à-dire éliminer les erreurs de gain et de décalage à une température donnée (cf Ch.III) ainsi que le découplage de l'alimentation, des masses analogiques et digitales ; on ajuste aussi l'horloge interne afin de réduire le temps de conversion.

- On utilise des condensateurs de $1 \mu F$ environ pour réaliser le découplage de l'alimentation ainsi que le découplage des masses.

- Un réseau de potentiomètres afin d'éliminer les erreurs de gain, ou de décalage comme on l'a traité dans l'étude du ADC 84 et ADC 85.

Les valeurs des capacités, des résistances d'ajustage dépend de l'état interne du CAN, donc sont données dans les indications du constructeur.

De même, les CAN sont conçus généralement pour des signaux variant dans 3 ou 4 gammes de tensions de référence U_{ref} . Pour utiliser la gamme désirée des indications sont données pour faire la connection du signal d'entrée.

Exemples pratiques de CAN :

Dans le chapitre "Techniques de conversion" nous avons étudié les CAN parallèles et les CAN à double rampe.

- Pour les CAN parallèles on cite les séries ADCUH, UV ; ADC - TV ; ADC - HU, produites par DATEL.

.../...

Pour la série ADC UH on note :

Résolution $n = 4, 6, 8$ bits .

Vitesse de conversion $40 - 200$ ns

Précision : 50 ppm /°C.

-- Pour les CAN à double rampe on cite les séries
ADC -- ER et ADC -- EP .

Pour le ADC -- ER :

Résolution $n = 8, 10, 12$ bits

Vitesse de conversion : 76 ms

Précision : 35 ppm/°C.

B I B L I O G R A P H I E

- (1) Théorie de la Transmission de l'information.
Tome 1 : SPATARU
- (2) Micro-électronique analogique.
GRABOWSKY
- (3) Techniques de Conversion A/D et D/A.
D. HOESCHEL
- (4) Circuits intégrés et techniques numériques.
DELSOL

R E V U E S

- * Mesures - Régulation - Automatisme :
Sept.75 - Oct.75 - Nov.75.
Janv/Fev.76 - Mars.76 - Avril.76 - Mai.76
Juin.76 - Octobre.76.
- * Toutes l'électronique :
Nov.75 - Juin.76 - Juillet.76.
- * Micro-électrique industrielle E.M.I. :
Novembre 75.

* * * * *

RESEARCH
PROJECT

CAN A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

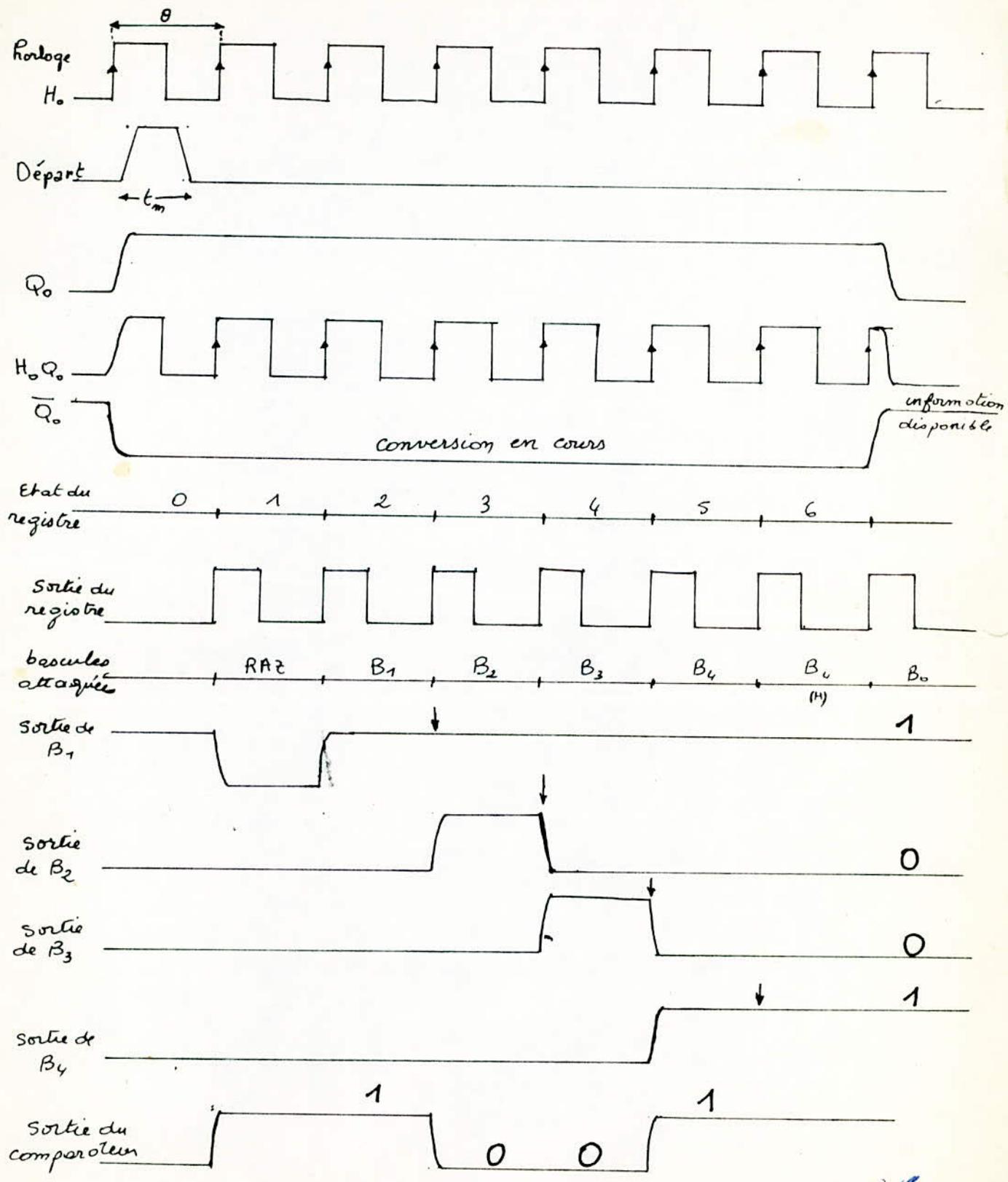


Fig 4: Conversion d'une tension correspondant à 1001

CAN A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

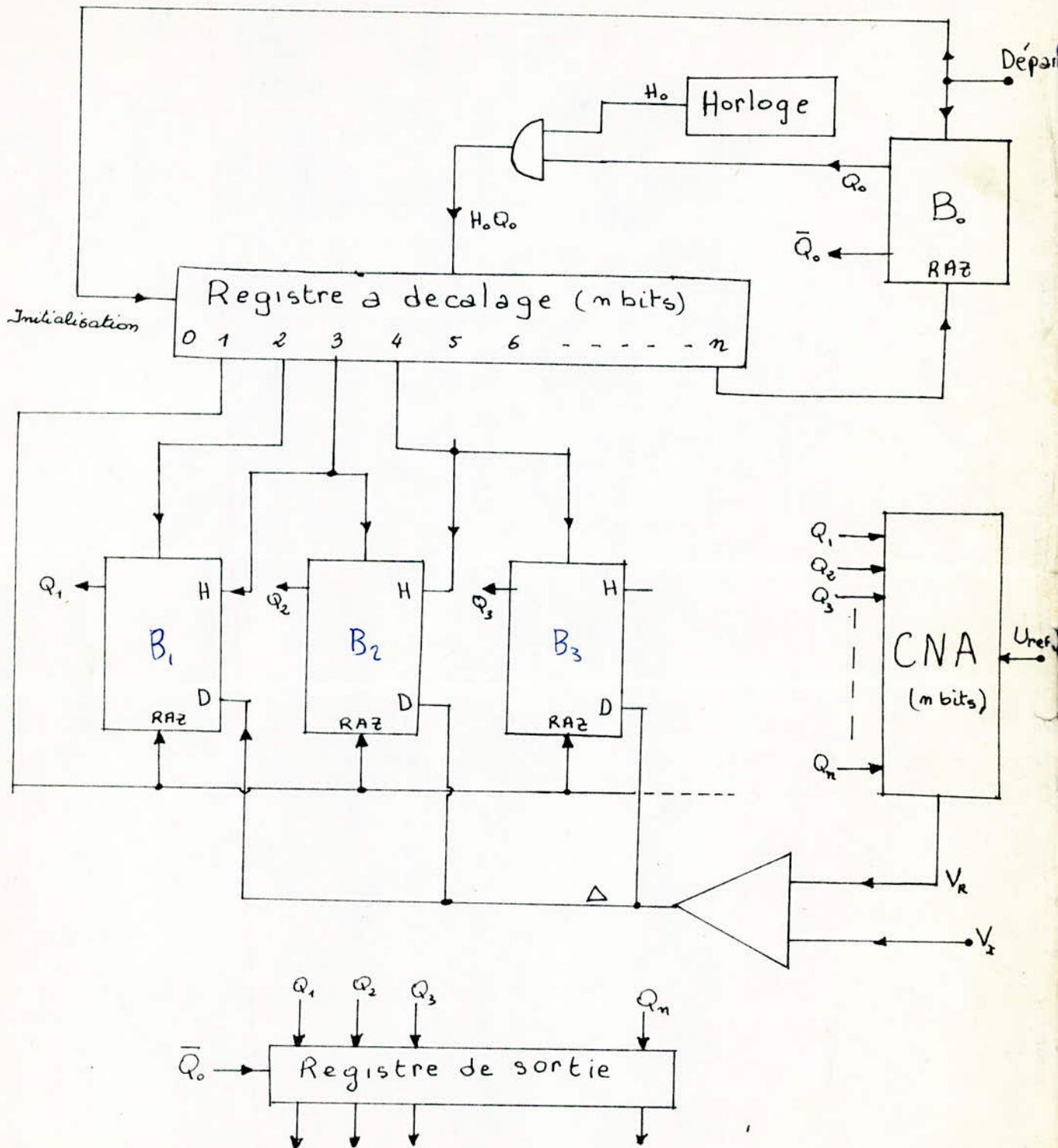


Fig 3: CAN A APPROXIMATIONS SUCCESSIVES