INITIATION A L'ELECTRONIQUE

Suite voir n° 1754

CONVERTISSEUR A RAMPE ET COMPTAGE

Etant donné l'extrême importance des convertisseurs analogiques-numériques, nous allons en voir d'autres modèles.
La figure 59 montre la structure d'un type que l'on a utilisé au début pour la réalisation des voltmètres numériques.
Le « générateur de rampe » est tout simplement une source de tension en dents de scie, ces dernières ayant une excellente linéarité, c'est-à-dire que la tension de sortie de ce générateur, partant d'une valeur légèrement négative, monte avec une vitesse (en volts par seconde) parfaitement constante.
En général, après être montée, la tension de sortie redescend rapidement à sa valeur initiale et s'y maintient jusqu'au moment d'une nouvelle commande en Sy.
Les comparateurs C_1 et C_2 sont deux amplificateurs très sensibles, détectant, par une variation brusque de leur tension de sortie, le moment où les potentiels de leurs entrées « + » et « – » passent par la même valeur.
Comme on le voit sur la forme d'onde indiquée à côté de la sortie du générateur de rampe, sa tension de la sortie croise la valeur zéro au temps t_o, et la valeur e au temps t_1.
Lorsque la tension de (A) passe par zéro, le comparateur C_2 envoie un signal négatif à l'entrée S du bistable B. Celui-ci bascule, et sa sortie Q passe au niveau haut.
Au moment où la tension de (A) passe par e, le comparateur C_2 délivre alors un signal à l'entrée R du bistable, qui revient donc à sa position initiale, et la sortie (Q) retombe au niveau bas.
Donc, entre t_o et t_1, les signaux de l'horloge passent par la porte « et » P, et sont comptés par le compteur.
Pourquoi a-t-on utilisé *deux* comparateurs, au lieu de ne garder que C_1 et de faire partir la rampe depuis une tension nulle ? Tout simplement parce qu'une rampe n'est pas toujours parfaite au départ. Elle peut ne prendre sa pente définitive (et constante) que lorsqu'un temps minimal s'est écoulé depuis son démarrage.

LES DEFAUTS DU SYSTEME A RAMPE ET COMPTAGE

Le schéma de la figure 59, quoiqu'ayant donné de bons résultats, est limité en précision pour plusieurs raisons.
1° On sait très bien engendrer une rampe parfaitement droite, dont la vitesse de montée (en volts par seconde) est rigoureusement constante *pendant toute la durée de la rampe*, mais il est bien plus difficile de maintenir cette vitesse constante *d'un jour à l'autre* (la vitesse de montée met en jeu la résistance d'un résisteur et la capacité d'un condensateur).
2° Le comparateur C_2 est fidèle (donnant des résultats bien reproductibles) parce qu'il compare la tension en (A) à une tension *fixe* (zéro), mais il n'en est pas de même de C_1, qui peut introduire une « erreur de comparaison » variable en fonction de e.
C'est la raison pour laquelle les premiers voltmètres numériques étaient limités en précision. La nécessité de faire mieux ou/et moins cher a conduit à la solution du convertisseur « double rampe », dont le principe est tellement intelligent que nous ne résistons pas au plaisir de le détailler ici.

L'APPLICATION DE LA « DOUBLE PESEE » EN ELECTRONIQUE

Tout le monde a entendu parler, dans ses premières années scolaires, de la « double pesée », et il est vraisemblable qu'il n'y a pas un élève sur mille qui ait compris l'intérêt de cette méthode.

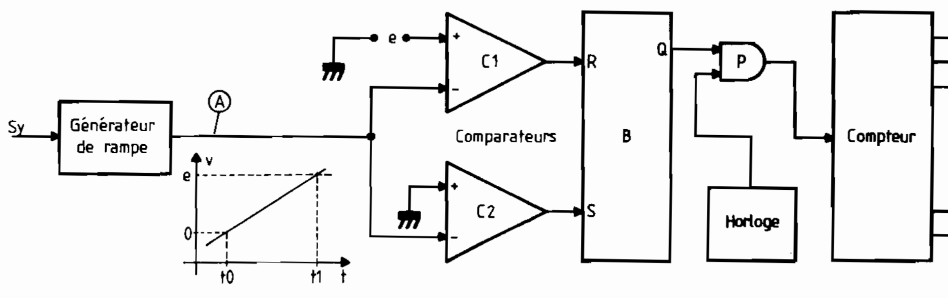

Fig. 59. – Convertisseur analogique-numérique du type « rampe et comptage » : le compteur compte les tops de l'horloge pendant le temps mis par le signal en (A) pour monter de zéro à e.

Pourquoi ? Parce que l'on en fait la démonstration avec une balance classique, c'est-à-dire dont les bras du fléau sont généralement de même longueur, à mieux d'un dix-millième près.

Pour en comprendre l'intérêt, il faut imaginer, comme sur la figure 60, une balance « horrible », dont les bras du fléau ont des longueurs l et l' très différentes.

Si on l'utilise (fig. 60 a) en pesée simple, équilibrant le poids du corps de masse C à peser par celui des masses marquées m (« poids » venant d'une « boîte de poids »), le résultat obtenu en considérant m comme égal à C sera complètement faux, puisque :

$$m \times 1 = C \times 1'$$

Mais, ayant fait le premier équilibre, enlevons le corps de masse C (fig. 60 b) et remplaçons-le par des masses marquées M, jusqu'à ce que l'équilibre soit rétabli. La masse totale M n'est pas égale à m, mais, maintenant, la fausseté de la balance a joué en sens inverse.

En effet, la masse m n'est pas C, puisqu'elle vaut :

$$m = C\,l'/l$$

la masse M n'est pas m puisqu'elle vaut $M = l/l'$.

On a donc utilisé le « mensonge » de la balance deux fois, de telle sorte qu'il se compense lui-même.

Cela fait penser à ce fameux problème de logique : « Vous devez interroger, avec une question dont la réponse sera oui ou non, quelqu'un qui peut être un menteur ou un homme qui dit la vérité. Il faut lui poser une seule question et savoir la vérité. Comment faire ? »

Pour aider la compréhension de la méthode, on peut, dans une première étape, la formuler ainsi :

Il faut demander à l'homme d'écrire la réponse à la question, puis de lire ce qu'il a écrit. S'il est celui qui dit vrai, il écrira la vraie réponse, oui ou non, et, comme il dit vrai, il lira ce qu'il a écrit, qui est vrai.

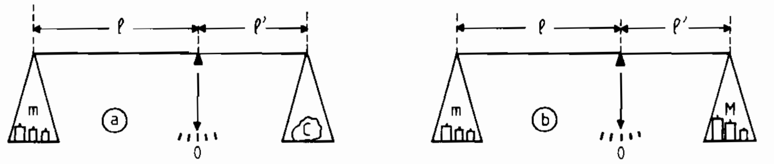

Fig. 60. – L'intérêt de la « double pesée » (dont le principe est appliqué dans le convertisseur que l'on va voir) se comprend mieux si l'on imagine une balance « horrible », ayant des bras de fléau tout à fait inégaux. Lire (en a) la masse de C sur m conduit à une erreur, mais la lecture de m par M (en b) introduit une « anti-erreur », qui compense la première.

S'il est le menteur, il écrira « oui » si la réponse est non, et « non » si la réponse est oui. Quand il lira ce qu'il a écrit, il mentira de nouveau, lisant « oui » s'il a écrit « non » et lisant « non » s'il a écrit « oui ». Ce sera le contraire de ce qu'il a écrit, ce sera donc la vérité.

En fait, on formule la question d'une façon plus subtile : *« Si je vous posais* telle question, que me *répondriez*-vous ? ». Le double conditionnel est essentiel : on *ne pose pas* la question, mais on *envisage* le cas où on la *poserait*, et on demande à l'homme ce qu'il *aurait* répondu, ce qui revient au même que la méthode de la réponse écrite intermédiaire (les frais d'aspirine ne sont pas à la charge de l'auteur !).

Donc, le secret consiste à utiliser un appareil qui ment, et à lui donner l'occasion de « mentir sur son mensonge », ce qui rétablit la vérité.

De nos menteurs, revenons à notre convertisseur, dont le schéma se trouve sur la figure 61.

UNE TROUVAILLE GENIALE

L'ensemble de l'amplificateur, de R et de C constitue ce que l'on appelle un « intégrateur ». Ne vous inquiétez pas : il ne s'agit pas de calcul d'intégrales triples, c'est bien plus simple.

Comme il doit le faire, l'amplificateur maintient, quand il le peut, le potentiel de son entrée « – » à la même valeur que celui de son entrée « + », c'est-à-dire zéro.

Quand le point (E) est porté à un potentiel U, l'extrémité droite du résisteur R étant au potentiel zéro, il y a exactement U aux bornes de R, donc l'intensité dans ce résisteur est égale à U/R.

D'autre part, comme le courant d'entrée de l'amplificateur est négligeable, tout le courant U/R va dans C, qu'il charge. Comme nous ne considérerons que des valeurs de U constantes, le courant constant U/R charge C en faisant varier à une vitesse constante la tension à ses bornes.

Cette vitesse est : U/RC, en volts par seconde.

Comme le potentiel de l'armature de gauche de C est maintenu à zéro par l'action de l'amplificateur opérationnel, celui de (A) (armature de droite) varie donc avec la vitesse – U/RC (il descend si U est positif).

Le potentiel U du point (E) est commandé par deux « inter-

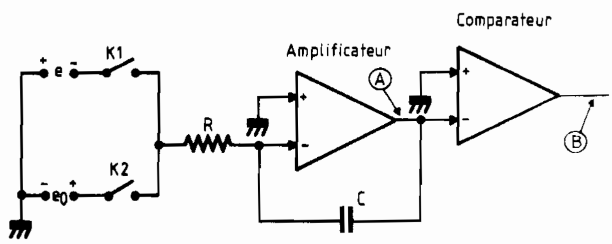

Fig. 61. – Convertisseur analogique-numérique à « double rampe ». Pendant la fermeture de K_1 (la durée de cette fermeture est constante), le potentiel de (A) monte d'autant plus vite que e est plus grande. Au temps t_0 on ouvre K_1 et l'on ferme K_2. Le potentiel de (A) redescend et l'on mesure le temps $t_2 - t_1$ qu'il met pour arriver à zéro. On élimine ainsi les causes d'erreurs, par une sorte de « double pesée ».

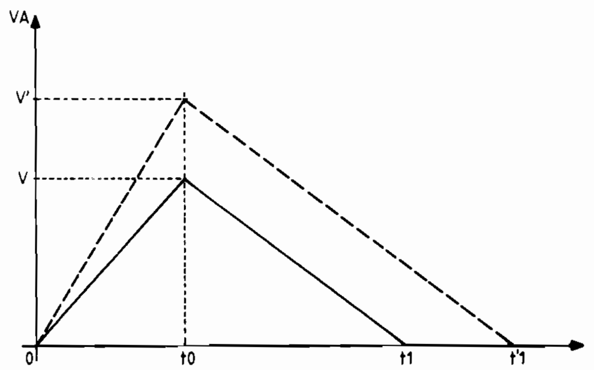

Fig. 62. – Variation au cours du temps du potentiel du point (A) du convertisseur de la figure 61 (sortie de l'intégrateur). Les courbes en trait plein correspondent à une valeur donnée de e, celles qui sont tracées en tirets sont relatives à une valeur plus grande de e.

rupteurs », K_1 et K_2. Si c'est K_1 qui est fermé, U = – e (nous supposons que la tension e à convertir a son pôle positif à la masse). Si l'on ferme K_2, le potentiel de (E) sera égal à e_o, valeur « étalon » ou « tension de référence », rigoureusement fixe et parfaitement connue.

On part d'un moment où le potentiel de (A) est nul, puis on ferme K_1 pendant une durée constante et connue T.

Comme on le voit sur la forme d'onde de la figure 62 (courbe en trait plein), dès la fermeture de K_1 au temps zéro, le potentiel Va du point (A) commence à croître, la vitesse de montée étant :

$$e / RC$$

Au bout du temps T, on est arrivé à l'instant t_o, et l'on ouvre K_1. Le potentiel de (A) a donc atteint la valeur :

$$V = T\,e / RC$$

A l'instant t_o, au moment où l'on ouvre K_1, on ferme K_2. Le potentiel de (E) est alors e_o, et celui de (A) se met à redescendre avec la vitesse :

$$- e_o / RC$$

le signe – indiquant que, maintenant, le potentiel de (A) *diminue* quand le temps augmente.

Le comparateur va déceler le moment t_1 où le potentiel de (A) va repasser par zéro. On utilisera la sortie (B) de ce comparateur pour rouvrir K_2.

Dès l'instant où K_1 et K_2 sont ouverts tous les deux, plus aucun courant ne passe dans R, le potentiel de (A) reste fixe (et nul).

La durée de la redescente, soit :

$$D = t_1 - t_o$$

est égale au quotient de V par la valeur absolue de la vitesse de descente, soit :

$$D = V / (e_o / RC) = V \times RC / e_o$$

Or V est proportionnel à e, comme on l'a vu : $V = T\,e / RC$, donc :

$D = (Te/RC) \times RC/e_o = Te/e_o$

Il est normal que cette durée D soit proportionnelle à e. Si cette dernière avait une valeur plus grande (courbes en pointillé sur la figure 62), le potentiel de (A) monterait plus vite du temps zéro au temps t_0, et il atteindrait la valeur V'> V. La vitesse de descente étant constante, l'instant t'_1 d'arrivée à zéro serait postérieur à t_1.

LA CORRECTION AUTOMATIQUE

On a vu le terme RC disparaître dans le calcul de la durée D. C'est normal puisqu'on le trouve au dénominateur dans la valeur de V, au numérateur dans le calcul de D à partir de V.

En effet, si le produit RC diminuait, par exemple, pour une raison quelconque (vieillissement des composants, action de la température, etc.), la valeur de V atteinte après le temps T serait plus grande, mais la vitesse de descente entre t_o et t_1 serait également plus grande, l'instant t_1 ne serait donc pas modifié.

Autrement dit, dans une première étape, on a transformé la tension e en une tension V ; dans une seconde, on transforme la tension V en une du-

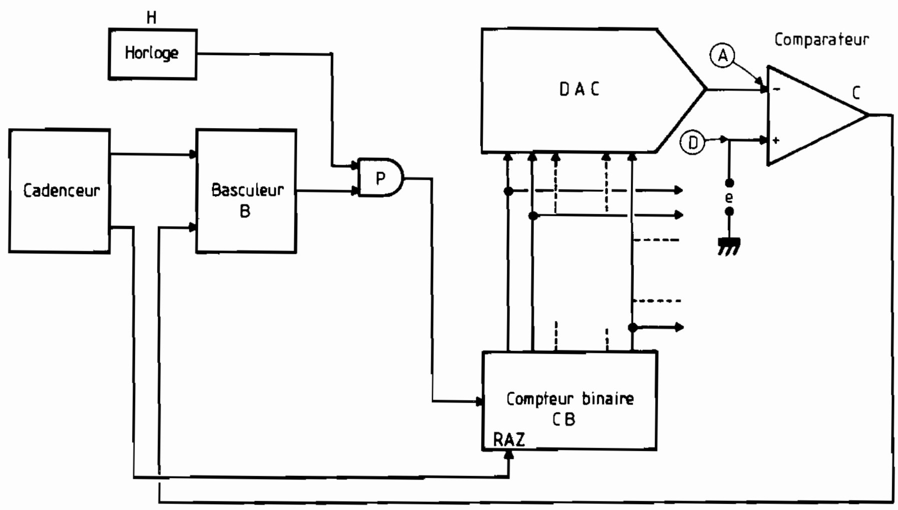

Fig. 63. – Réalisation d'un convertisseur analogique-numérique en utilisant un DAC et un compteur. Périodiquement, le « cadenceur » remet à zéro le compteur binaire, puis bascule le bistable B, amorçant le comptage jusqu'à ce que le comparateur C indique que la sortie du DAC (point A) a atteint le potentiel du point (D), ce qui arrête le comptage.

rée D, mais en réutilisant l'intégrateur, de telle sorte que l'influence de RC est éliminée. On a réellement fait une « double pesée ».

Si l'on compte les signaux d'une horloge pendant la durée D, on aura donc réalisé une excellente conversion analogique-numérique, puisque ce nombre de signaux sera proportionnel à la durée D, donc à la tension e.

La précision dépendra donc uniquement de la valeur de T, de la fréquence de l'horloge qui sera comptée pendant la durée D, et de la tension de référence e_0. Pour cette dernière, on sait maintenant, avec les stabilisateurs en technique « bandgap », obtenir une précision remarquable.

UNE AUTRE « DOUBLE PESEE » !

Reste à connaître avec précision la valeur de la durée T. Là encore, une astuce véritablement géniale va être utilisée : on va utiliser, pour produire la durée T, un nombre connu (et grand) de périodes de l'horloge.

C'est une nouvelle « double pesée ». Si la période de l'horloge varie, devenant plus grande par exemple, la durée T augmente, faisant augmenter proportionnellement la durée D. Mais, en même temps, l'« étalon de temps » utilisé pour mesurer D a augmenté, puisque c'est la période de l'horloge. Donc la mesure de D n'a pas changé.

Le seul élément qui reste capable d'agir sur la précision de la conversion est la tension de référence e_0, que l'on peut connaître à un cent millième près.

Précisons que, dans les voltmètres numériques, on utilise une troisième idée remarquable (quel festival !) pour compenser automatiquement une éventuelle dérive de zéro de l'amplificateur opérationnel et du comparateur.

Ce dernier, utilisé uniquement pour comparer le potentiel de (A) avec une valeur fixe (zéro), ne peut introduire d'erreur. C'est ce qui explique que, avec la « triple compensation », les voltmètres numériques ont pu arriver, si nécessaire, à l'extraordinaire précision que l'on connaît.

CONVERTISSEUR ADC UTILISANT UN DAC

On peut réaliser un convertisseur analogique-numérique en employant un DAC (convertisseur numérique-analogique), comme le montre la figure 63.

Le signal de l'horloge H, quand la porte « et » P est passante, est compté par le compteur binaire CB, préalablement remis à zéro, dont les sorties attaquent un DAC.

La tension de sortie de ce dernier va donc croître progressivement, selon un « escalier », comme nous l'avons vu sur la figure 43. Quand le potentiel de (A) croise celui de (D), c'est-à-dire au moment où la tension de sortie du DAC passe par e, le comparateur C envoie un signal au basculeur B, qui bloque la porte P.

Le nombre affiché sur les sorties du compteur CB est la valeur numérique binaire résultant de la conversion de la tension e.

Comme dans le cas des montages des figures 58 et 61, il faut, pour que le tout fonctionne, un « cadenceur », qui déclenche périodiquement la remise au zéro du compteur CB, puis le basculement de B.

ENFIN, DES ESSAIS PRATIQUES !

Pour voir réellement comment tout cela se passe, nous conseillons aux lecteurs de réaliser effectivement un tel montage, en utilisant les éléments qu'ils ont déjà, à savoir le compteur décimal-binaire (voir le *Haut-Parleur* n° 1750, mars 1988, pages 68-71), et le DAC.

Pour ce dernier, on utilisera un AD 7523 (si on a pu en trouver un), monté à peu près comme sur la figure 50, ou un AD 7533 (en mettant à la masse les broches 12 et 13, pour se ramener à un DAC 8 bits). On pourra également utiliser un DAC 008, mais en lui adjoignant aussi un amplificateur opérationnel en sortie, comme pour les AD 7523 ou 7533.

Le tout va donc se présenter comme l'indique la figure 64, moins complexe qu'on ne pourrait le croire, surtout si l'on tient compte du fait que les lecteurs ont déjà réalisé certains sous-ensembles importants de ce montage.

Le compteur décimal-binaire évoqué plus haut est muni de huit fils souples soudés sur ses huit premières sorties binaires (celle qui est marquée 2^0 sur le circuit imprimé et les sept voisines). Ces fils le relient aux entrées du DAC, c'est-à-dire aux broches allant du 11 (LSB ou 2^0 en descendant jusqu'au 4 (MSB ou 2^7).

Le DAC lui-même est monté presque exactement comme sur la figure 50. On a simplement remplacé le potentiomètre P, donnant la référence, par une diode Zener appliquant à la broche (15) une tension de – 6,2 V, alimentée par R_1, et l'on a supprimé le résisteur de tarage r.

Le choix d'une référence négative est imposé par le fait que, avec le montage de l'amplificateur opérationnel en sortie du DAC, on obtient une tension de sortie de polarité opposée à celle de la référence. Il faut donc que celle-ci soit négative, pour avoir sur la sortie (1) de A_1 des tensions positives.

Quand le nombre binaire appliqué aux entrées 11 à 4 du DAC va de zéro à 11111111 (deux cent cinquante-cinq), la tension de sortie de A_1 va donc de zéro à 6 V environ.

L'amplificateur opérationnel A_2, seconde moitié du TL 082, sert de comparateur. Comme sa tension de sortie pourrait descendre vers – 10, on écrête cette tension à zéro par R_2 et D_1.

Pour éviter d'appliquer un flanc montant à l'entrée (6) du « NAND », on a shunté le résisteur R_5 par une diode D_2.

Le basculeur B de la figure 63 est réalisé, sur la figure 64, par deux portes « NAND », prises sur un HEF 4011. Les entrées de commande, sur les broches (1) et (6), sont maintenues normalement au niveau haut par les résisteurs R_4 et R_5 (on les nomme « résisteurs de tirage haut » ou « pull-up resistors »).

Pour ne pas laisser des entrées de circuits C-MOS inutilisées « en l'air », on a relié à la masse les entrées 8, 9, 12 et 13 des portes inutilisées du HEF 4011.

On peut facilement loger sur une plaque de montage d'essais (par exemple une « N-DEC ») le DAC, l'amplificateur opérationnel, le HEF 4011 et les composants passifs.

L'horloge H et la porte P du schéma de la figure 63 sont déjà présentes sur le compteur décimal-binaire. En effet, il comporte une horloge, équipée d'un 555, qui peut fonctionner au coup par coup, à 10 Hz ou à 100 Hz. Il a, d'autre part, une entrée de commande i/e-barre qui envoie aux compteurs :

– l'horloge interne (i) quand cette entrée est haute ;
– une entrée extérieure (e) quand la commande i/e-barre est basse.

Comme on n'a rien connecté à l'entrée « ext », le fait de porter la commande i/e-barre au niveau bas coupe l'envoi des tops d'horloge aux comp-

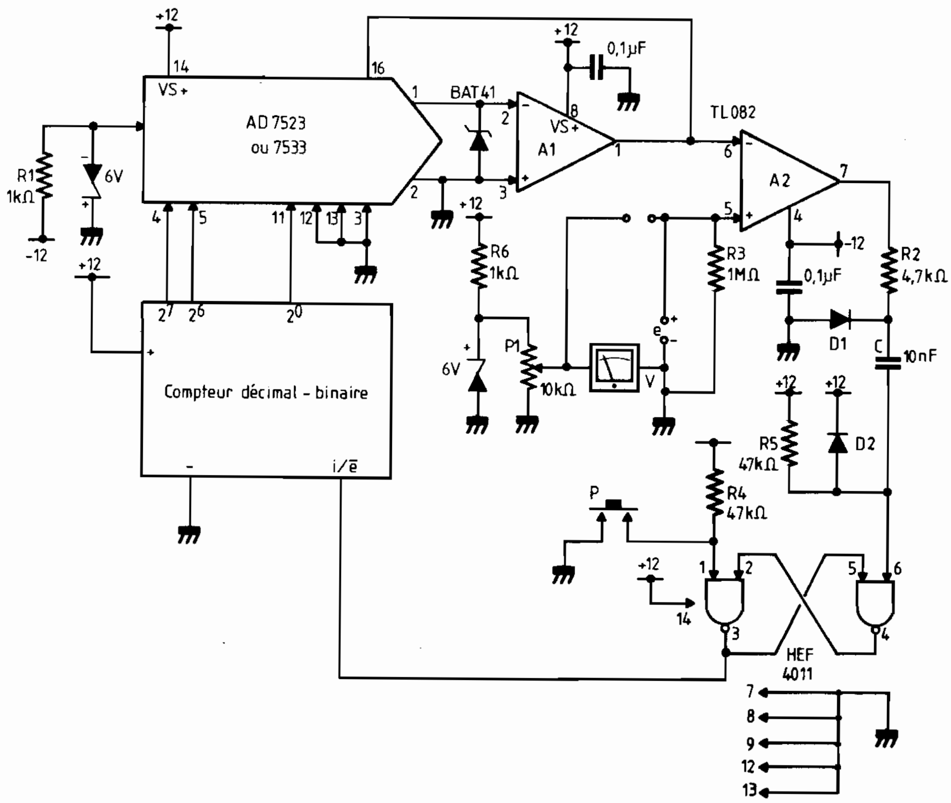

Fig. 64. – Exemple de réalisation du convertisseur de la figure 63 en utilisant le compteur décimal-binaire décrit précédemment. Le passage de l'entrée i/e-barre au niveau haut stoppe le comptage des tops de l'horloge interne.

teurs, comme le fait la porte P de la figure 63.

La tension e à convertir sera simplement appliquée à l'entrée (5) de A_2. Pour ne pas laisser celle-ci « en l'air » si l'on ne branche rien, on a mis un résisteur R_3, de 1 MΩ, entre cette entrée et la masse.

Comme tension d'entrée e (0 à 6 V), le mieux est de prendre celle que l'on trouve sur le curseur du potentiomètre P_1, monté en parallèle sur une autre diode Zener, de 6,2 V aussi, ce curseur allant à la broche (5) de A_2 (et à un voltmètre, pour que l'on connaisse la valeur de e).

TOUT EST PRET ? PARTONS !

Nous commencerons par faire fonctionner l'horloge du compteur à 100 Hz. Pour vérifier qu'il en est bien ainsi, on appuie sur le poussoir P, qui fait basculer le basculeur à deux portes NAND et amène la sortie (3) au niveau haut (si elle y est déjà, l'appui sur P n'agit pas).

On doit donc voir les compteurs compter à 100 Hz. On les stoppe, en mettant momentanément à la masse l'entrée (6) du HEF 4011, ce qui fait rebasculer le bistable, et porte la sortie (3) au niveau bas.

Ayant remis les compteurs à zéro, on applique une tension e arbitraire (on la lit sur le voltmètre branché sur elle), puis on appuie sur le poussoir P.

Le comptage démarre alors. Au fur et à mesure que le nombre binaire envoyé par les huit fils des sorties du compteur binaire vers le DAC augmente, le potentiel de l'entrée (6) de A_2 augmente.

Quand ce potentiel croise la valeur e, celui de la sortie (7) de A_2 descend brusquement. Cette descente, transmise par C à l'entrée (5) du bistable, fait basculer ce dernier, stoppant le comptage.

On peut alors lire (en binaire et en décimal) le nombre résultant de la conversion.

Chaque fois que l'on veut recommencer l'expérience, on remet le compteur à zéro, on applique la nouvelle tension e à convertir, et l'on démarre la conversion par appui sur P.

Autrement dit, le « cadenceur » de la figure 63 est... l'opérateur.

Pour voir plus précisément ce qui se passe, on peut procéder en réglant l'horloge in-

terne du compteur à 10 Hz, ou même en procédant au « coup par coup ».
Avec l'horloge à 100 Hz, une conversion demande un temps qui va de zéro à 2,5 s environ, cette dernière valeur correspondant au cas où la tension e est maximale, ce qui donne un nombre voisin de 255 sur le compteur.
Il se peut que l'on applique à la broche (5) de A_2 une tension trop grande. Alors, la tension de sortie de A_1 n'arrive plus à dépasser e, même quand le nombre binaire appliqué aux entrées du DAC par le compteur arrive au 11111111 (deux cent cinquante-cinq). Que se passe-t-il alors ? Le comptage n'arrête plus : on a dépassé la limite d'utilisation du système (sans rien détériorer, d'ailleurs).

RESULTATS DES ESSAIS

Il est très intéressant de recommencer la conversion plusieurs fois, avec des valeurs diverses de e, en notant, à chaque fois, la tension appliquée et le résultat du comptage. On voit, top par top, le fonctionnement du convertisseur, et cela peut aider la compréhension de ceux qui ont des difficultés avec le système binaire.
On peut voir, en particulier, ce qu'est le « quantum ». En effet, notre tension d'entrée entre 0 et 6 V est décomposée en 255 niveaux, soit environ 23 mV par niveau. On peut alors, en refaisant des séries d'essais avec des valeurs de e très proches, voir comment le comptage réagit aux faibles variations de e.
On peut aussi, en augmentant progressivement la valeur de e près du maximum admis, voir pour quelle valeur le convertisseur refuse de fonctionner (le comptage ne s'arrête plus).

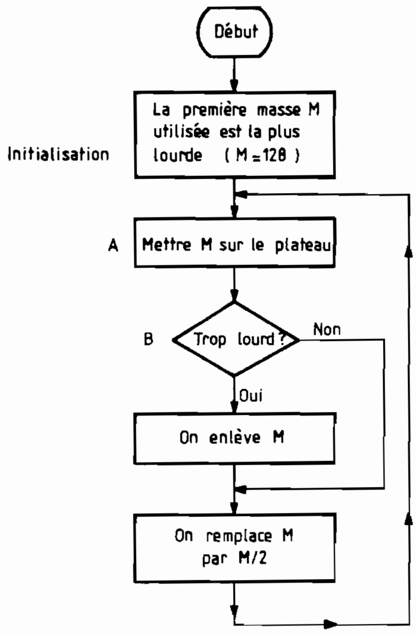

Fig. 65. – Organigramme simplifié d'une conversion par « pesées », qui permettra de gagner beaucoup de temps par rapport à la conversion par comptage. Mais, avec cet organigramme simplifié, la pesée ne s'arrêtera pas.

Comment, dans un montage « professionnel », devrait-on réagir à l'application d'une tension e trop élevée, sortant du maximum admis par le convertisseur ? Tout simplement en affichant un signal de « surcharge ». Ce dernier est facile à obtenir.
En effet, à chaque conversion, on remet les compteurs à zéro. Le comptage doit s'arrêter avant 255 impulsions, donc la Led des 2^8 ne doit pas s'allumer. C'est elle qui constitue le signal de « dépassement ».
De l'autre côté de la gamme de tensions d'entrée, on constatera qu'il est difficile de descendre à un résultat de conversion inférieur à deux. On n'obtiendra jamais zéro, car l'arrêt du comptage nécessite qu'une impulsion au moins ait été comptée, faisant monter d'un quantum le potentiel de l'entrée (6) de A_2.
Si, au départ, le potentiel de l'entrée (6) de A_2 est supérieur à celui de l'entrée (5), la sortie de A_2, déjà minimale au départ, ne peut plus s'abaisser, et on a, là aussi, un comptage qui ne s'arrête plus.
Une autre constatation évidente : à une fréquence donnée d'horloge, plus la tension e à convertir est grande, plus la conversion est longue. Avec une horloge à 10 Hz, elle peut prendre plus de 25 s.
Si vous avez un DAC du type AD 7533, vous serez peut-être tenté de réaliser un convertisseur à dix bits. Le schéma de la figure 64 reste parfaitement valable, mais il faut alors munir le compteur décimal-binaire de *dix* sorties au lieu de huit. Le fil relié à la sortie 2^0 ira sur la broche 13 du DAC, la sortie binaire voisine sur la broche 12... jusqu'à la sortie en 2^9 qui ira sur la broche 4 du AD 7533.
Avec un tel convertisseur, la lenteur de la conversion, particulièrement marquée quand la tension d'entrée est proche du maximum, sera encore plus notable. Avec une horloge à 10 Hz, une conversion peut prendre jusqu'à 100 s, et, même avec l'horloge de 100 Hz, la durée peut atteindre 10 s.
C'est cette considération qui nous amènera à modifier la structure des convertisseurs analogiques-numériques, quand on doit faire des conversions rapides. Pensez, par exemple, au codage numérique des informations analogiques pour réaliser un disque compact : il faut faire cela près de 48 000 fois par seconde (et encore, sur seize bits).

DE LA CONVERSION PAR COMPTAGE A LA CONVERSION PAR « PESEE »

Le fonctionnement d'un convertisseur analogique-numérique du type indiqué par les schémas des figures 63 et 64 repose sur le comptage. On augmente, unité par unité, le nombre contenu dans un compteur, et cela jusqu'au moment où la valeur analogique correspondant au nombre atteigne celle que l'on souhaite.
Autrement dit, si l'on prend comme exemple le cas d'un convertisseur à huit bits, donnant une sortie binaire de 00000000 à 11111111 (ou 00 à FF en hexadécimal), tout

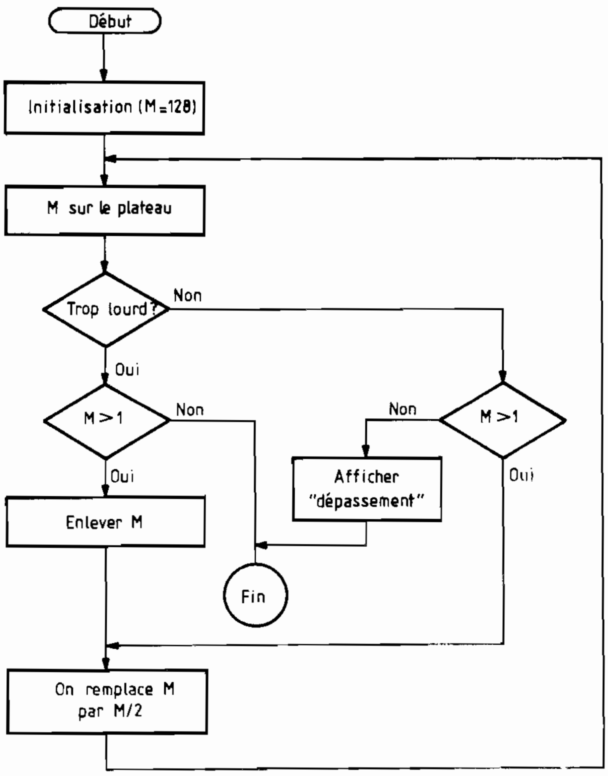

Fig. 66. – Perfectionnement de l'organigramme de la figure 65, permettant de stopper le cycle des pesées quand on est arrivé au « poids » minimal, soit en indiquant qu'il y a dépassement, soit en arrêtant les pesées.

se passe comme si l'on voulait effectuer une pesée par la méthode la plus longue qui se puisse imaginer.

Supposons, en effet, que l'on ait placé dans un plateau d'une balance (exacte, celle-là) une masse inconnue, dont le poids est compris entre zéro et 255 g. Si l'on essaye d'en déterminer le poids en mettant sur l'autre plateau des « poids » de un gramme, un par un, jusqu'à ce que l'équilibre soit réalisé, cela peut demander très longtemps. Il se peut, en effet, que l'on doive placer, l'un après l'autre, deux cent cinquante-cinq « poids » de un gramme.

Or, tout le monde sait que l'on abrège considérablement cette opération en utilisant des « poids » de masse supérieure. Avec le système décimal, on essaye d'abord un 200 g ; s'il est trop lourd, on l'enlève, s'il ne suffit pas, on le laisse et l'on essaye d'y ajouter un 50 g. S'il s'est avéré trop lourd et qu'on l'ait enlevé, on essaye un 10 g... et ainsi de suite.

Avec le système décimal, les masses marquées sont souvent des 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, etc. Avec une notation binaire, la façon de procéder serait plus systématique.

Imaginons, en effet, que nous ayons à notre disposition des masses marquées de 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 et 128 g. Le processus de pesée est alors parfaitement répétitif, illustré par l'organigramme de la figure 65.

On voit que l'on commence par « initialiser le processus », en utilisant, comme masse M, une valeur de 128 (le maximum disponible). Ayant posé la masse M sur le plateau (stade A), on voit (stade B) si c'est trop lourd ou pas. Si oui, on enlève la masse M, sinon on la laisse.

On remplace alors M par M/2 et l'on recommence au stade A.

L'organigramme de la figure 65 conduirait à « tourner » indéfiniment, en arrivant à des masses de 1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16, etc.

Or, il faudra arrêter la pesée lorsque l'on utilisera la masse minimale de 1, soit parce qu'elle est terminée (trop lourd), soit parce qu'elle est irréalisable (trop léger).

On modifie donc l'organigramme pour arriver à celui de la figure 66, qui, après l'essai B, ne continue comme sur la figure 65 que si la masse que l'on vient d'essayer est supérieure à 1.

Si c'est le cas, la conversion n'est pas terminée, et l'on « repart pour un tour ». Mais, si l'on vient d'utiliser la masse M = 1, la pesée est :

– finie si le test A a donné « trop lourd » ;

– impossible si ce test a donné « trop léger » (on doit alors afficher « dépassement » et stopper le processus).

On voit que, dans le cas d'une pesée allant de la masse 1 à la masse 255 (cas d'une conversion à huit bits), le nombre de « tours » (de pesées) sera limité à huit (au lieu de 255 en ajoutant les masses de 1 une par une).

Nous allons voir que cette méthode s'applique assez facilement au cas de la conversion, simplement en remplaçant le « compteur » CB de la figure par un « registre à approximations successives », souvent désigné par son sigle anglais SAR (Successive Approximations Register), sans que ce terme désigne le « mage qui dîne toujours à l'huile », comme disait Pierre DAC.

J.-P. ŒHMICHEN