

# INITIATION A L'ELECTRONIQUE

(Suite, voir n° 1752)

## COMMENT SE PROCURER UN DAC

L'auteur est conscient d'une grosse difficulté à laquelle se heurteront les lecteurs : trouver un DAC est loin d'être évident. Le modèle recommandé pour les essais, c'est-à-dire le AD 7523 JN, n'est pas vendu « au détail » par les distributeurs de « Analog Devices ». On le trouve chez le dépositaire de cette maison (Analog Devices SA, 12, rue Le Corbusier, Silic 204, 94518 Rungis Cedex, tél. : 46.87.34.11), mais, comme c'est le cas pour beaucoup de dépositaires de ce genre, on ne peut y acheter que moyennant un minimum de facturation voisin de 300 F. Il faut alors se grouper à plusieurs.

Vous avez, toutefois, quelques chances de le trouver chez Reuilly Composants, 79, boulevard Diderot, 75012 Paris, tél. : 43.72.70.17 et chez TCI.COM, 87, rue de Flandres, 75019 Paris, tél. : 42.39.23.61.

Une autre solution (paradoxalement) plus simple est de le remplacer par le modèle « plus performant », soit le DAC à dix bits (et non huit), le modèle AD 7533 KN, tout à fait identique comme emploi et montage au AD 7523 JN, mais avec deux cellules R-2 R de plus, deux commandes de plus, et une précision quatre fois plus grande.

Son brochage est identique à celui du AD 7523, la seule différence étant que les broches n° 13 et n° 12 (qui n'étaient pas connectées dans le

AD 7523) sont les entrées du LSB et du bit de poids supérieur dans le AD 7533. A part cela, le fonctionnement et les schémas typiques d'emploi sont les mêmes. Si l'on veut le « convertir » en un AD 7523, il suffit de mettre à la masse les entrées 13 et 12.

Pourquoi utiliser un modèle « plus luxueux » sans utiliser les bits 9 et 10 ? Parce que le AD 7533 présente l'avantage d'être « trouvable » sans complexité abusive et sans minimum de facturation : il est disponible à l'unité chez Verospeed, rue Henri-Becquerel, 60004 Beauvais Cedex. Tél. : 44.84.72.72, au prix d'environ 86 F (taxes comprises).

## UN AUTRE TYPE DE DAC

Comme les pauvres amateurs sont fort mal lotis pour trouver les composants, nous préférons leur proposer ici une autre possibilité : l'emploi du convertisseur DAC 008, généralement plus facile à trouver (Saint-Quentin Radio, 6, rue de Saint-Quentin, 75010 Paris. Tél. : 46.07.86.39, et ailleurs... pour un prix double). Sa structure est nettement différente de celle des AD 7523 et 7533. En effet, on ne lui applique pas une tension de référence, mais un courant de référence (qui ne doit pas dépasser 5 mA), et la valeur de ce courant est commandée d'une façon un peu inhabituelle.

En effet, ce courant est appliqué en même temps (fig. 52) :

– sur le collecteur d'un transistor T, qui le distribue vers les circuits qui l'utilisent ;  
– sur l'entrée « + » d'un amplificateur opérationnel (entrée qui ne consomme qu'une intensité négligeable), dont la sortie commande la base de T.

Si le potentiel du point « V REF+ » est supérieur (même très peu) à celui du point « V REF- », il y a une augmentation considérable du potentiel base de T, donc du courant consommé sur le collecteur de T, donc de la chute de tension dans R, et ceci jusqu'à ce que les potentiels des entrées « + » et « - » de l'amplificateur opérationnel deviennent égaux.

Puisque ces potentiels sont ramenés à la même valeur par l'action de l'amplificateur opérationnel, la chute de tension dans R est égale à la différence de potentiel entre les points (A) et (B) ; or l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel ne consomme aucun courant ; l'intensité passant

dans R va donc en totalité vers les circuits « utilisateurs ».

Ces derniers répartissent ce courant dans huit transistors, dont les valeurs des intensités émetteur sont en progression géométrique de raison 2.

Les huit entrées logiques commandent chacune l'aiguillage du courant collecteur d'un de ces transistors :

– vers une ligne commune, L<sub>1</sub>, sortant en (2) si le niveau logique de l'entrée de commande est au niveau bas ;  
– vers une autre ligne commune, L<sub>2</sub>, sortant en (4), si le niveau logique de la commande est haut.

L'intensité sortant en (2) est donc proportionnelle à la valeur du nombre binaire appliqué sur les huit entrées de commande. Elle est aussi proportionnelle à l'intensité du courant de référence, injecté sur la broche (14), ce qui fait que le DAC 008 a, lui aussi, une fonction « multiplicatrice », comme les AD 75232 et AD 7533, mais un peu moins facile à utiliser.

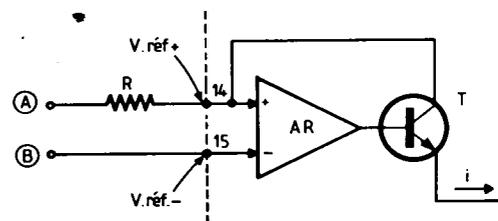


Fig. 52. – Dans le convertisseur numérique-analogique du type DAC 008, qui nécessite un courant étalon d'entrée, on stabilise sa valeur par un amplificateur opérationnel : l'intensité  $i$  est rigoureusement égale à  $(V_a - V_b)/R$ .

## UNE HISTOIRE DE « COMPLIANCE »

On voit qu'il y a là une certaine analogie avec le fonctionnement du DAC à réseau R-2R de la figure 45. Mais nous allons découvrir un avantage fort intéressant du DAC 08 par rapport au système indiqué sur la figure 45.

En effet, l'emploi d'un réseau R-2R et de commutateurs nécessite que les lignes de sorties  $L_1$  et  $L_2$  soient au potentiel zéro, comme nous l'avons expliqué plus haut.

Or, dans le DAC 08, les sorties  $L_1$  et  $L_2$  sont reliées à des collecteurs de transistors, dont les courants émetteurs sont déterminés par des jeux de résisteurs (à partir du courant de référence). Donc, si l'on fait varier les potentiels de ces lignes (sans sortir d'une certaine plage), on ne fait pas varier les intensités qui y passent.

En effet, quand le courant émetteur d'un transistor est déterminé, on peut modifier le potentiel de son collecteur dans de grandes proportions sans changer la valeur de l'intensité collecteur. Il suffit, pour un transistor N-P-N, par exemple, que le potentiel du collecteur soit supérieur à celui de l'émetteur (sans prendre une valeur abusive) pour que le courant collecteur ne change plus.

Ce fait est utilisé pour la réalisation des « générateurs de courant », bien connus des électroniciens, utilisés, entre autres, pour la mesure des résistances dans les multimètres numériques : on envoie une intensité connue et constante dans un résistor et l'on mesure la tension à ses bornes, proportionnelle à sa résistance.

La qualité d'un générateur de courant se mesure par son aptitude à donner une intensité qui ne change pas quand la tension aux bornes du circuit

dans lequel on envoie cette intensité varie. On dit qu'il a une « compliance » élevée, ce qui revient à dire qu'il a une résistance interne considérable.

On le vérifie ainsi : soit (fig. 53) un générateur de courant  $G$ , de 1 mA, alimentant un milliampèremètre  $A$ , à travers un résistor  $R$  de  $5\text{ k}\Omega$ , que l'on peut court-circuiter par  $K$ . Quand  $K$  est fermé, il n'y a, entre les points (P) et (M) qu'une différence de potentiel faible (si  $A$  est bon). En ouvrant  $K$ , la tension entre (P) et (M) augmente de 5 V : si  $G$  a une bonne « compliance », l'intensité ne doit pas changer d'une façon notable dans  $A$ .

Autrement dit, on vérifie la compliance d'un générateur de courant en plaçant un résistor en série avec le montage alimenté par le générateur : cela ne doit pas faire varier l'intensité. On voit le parallélisme entre cet essai et la vérification d'une source de tension, que l'on fait débiter dans un résistor en parallèle avec le montage alimenté, pour voir que la variation de courant débité n'influe pas sur la tension.

## TIRONS PARTI DE LA HAUTE COMPLIANCE DU DAC 08

Nous pouvons, si nous le souhaitons, utiliser le DAC 08, en sortie, exactement comme on le faisait avec le AD 7523 ou le AD 7533, c'est-à-dire avec un amplificateur opérationnel monté en convertisseur courant-tension, qui maintient le potentiel de la sortie  $L_2$  à zéro.

Mais il nous est également possible de faire passer le courant de sortie du DAC 08 dans un simple résistor : la tension aux bornes de ce dernier sera proportionnelle à l'intensité de sortie, c'est-à-dire au nombre binaire appli-

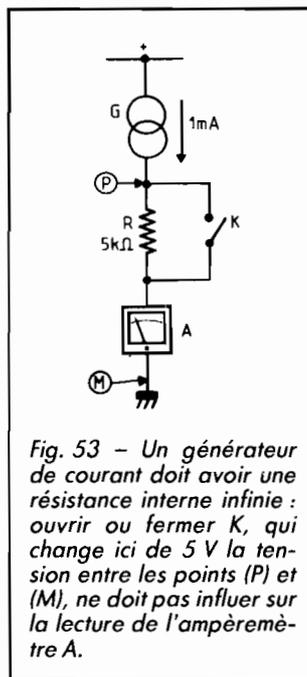


Fig. 53 - Un générateur de courant doit avoir une résistance interne infinie : ouvrir ou fermer  $K$ , qui change ici de 5 V la tension entre les points (P) et (M), ne doit pas influencer sur la lecture de l'ampèremètre  $A$ .

qué sur les huit entrées. Cette possibilité n'existe pas dans un DAC à réseau R-2R du type AD 7523, puisque le courant de sortie n'a la valeur souhaitée que si l'on maintient la ligne de sortie au potentiel zéro par un amplificateur opérationnel.

Autre détail intéressant à noter à propos du DAC 08 : on peut choisir la valeur des niveaux logiques qui commandent les entrées. En effet, il y a, dans ce circuit, une entrée, arrivant à la broche 1, nommée VLC (logic Control) (et que certaines notices considèrent comme « la masse »). On la porte à un potentiel  $V$  que l'on choisit. Chaque entrée binaire est alors à considérer :

- comme étant au niveau logique haut, si on lui applique un potentiel supérieur à  $V + 1,5$  ;
  - comme étant un niveau logique bas, si on lui applique un potentiel inférieur à  $V + 1$ .
- Il est ainsi possible d'adapter le DAC 08 à la commande par des sorties de circuits TTL (on met alors l'entrée (1) à la masse,  $V = 0$ ) ou par des sorties de C-MOS, en portant

l'entrée (1) à un potentiel inférieur de 1,2 V à la moitié de la tension d'alimentation des C-MOS.

Dernier détail à noter : l'amplificateur opérationnel  $A_0$  de la figure 52 (qui détermine le courant de référence) nécessite un petit condensateur de compensation en fréquence, de 10 nF, que l'on branche entre la broche (16) et la broche (3) (qui est l'alimentation négative du circuit).

## EXEMPLE D'EMPLOI DU DAC 08

La figure 54 indique un emploi typique du DAC 08, alimenté en +15 V et -15 V, dans lequel on a envoyé un courant de référence de 3,6 mA. Pour stabiliser ce courant, on utilise une diode Zener de 8 V, qui maintient donc une tension constante entre le point (A) (voir figure 52), qui est ici le +15 V, et le point (B), relié à la broche (15) du circuit. On maintient donc 8 V aux bornes de  $R$ , dont la résistance est de  $2,2\text{ k}\Omega$ , ce qui représente un courant de 3,6 mA injecté sur l'entrée (14) du circuit.

Le résistor de  $10\text{ k}\Omega$  entre le point (B) et le -15 V est là pour assurer un courant correct dans la diode Zener, soit environ 2,2 mA, puisqu'il y a 22 V à ses bornes.

Nous avons choisi des niveaux de commande pour les entrées qui sont :

- moins de 1 V pour le niveau bas ;
- plus de 1,5 V pour le niveau haut.

Pour y arriver, nous avons simplement connecté à la masse l'entrée (1) du circuit.

Le condensateur de 10 nF stabilise l'amplificateur opérationnel de commande du courant de référence ; les condensateurs de 0,1  $\mu\text{F}$  sur le +15 et le -15 sont des découplages, toujours utiles à prévoir dans les montages analogiques (dans les amplifi-

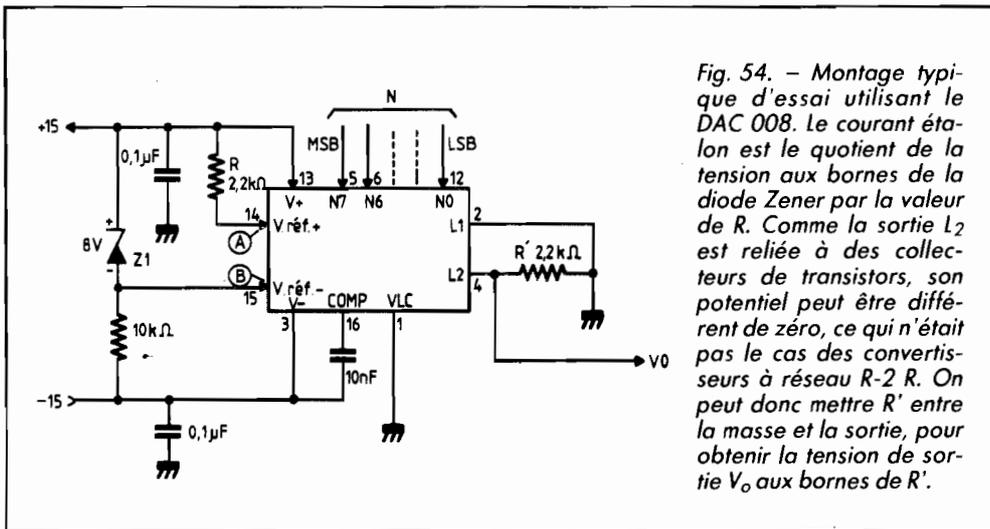


Fig. 54. - Montage typique d'essai utilisant le DAC 008. Le courant étalon est le quotient de la tension aux bornes de la diode Zener par la valeur de  $R$ . Comme la sortie  $L_2$  est reliée à des collecteurs de transistors, son potentiel peut être différent de zéro, ce qui n'était pas le cas des convertisseurs à réseau  $R-2R$ . On peut donc mettre  $R'$  entre la masse et la sortie, pour obtenir la tension de sortie  $V_o$  aux bornes de  $R'$ .

cateurs opérationnels par exemple).

Enfin, le courant de sortie se répartit entre la ligne  $L_1$  (sortie 2), qui est à la masse, et la ligne  $L_2$ , soit la sortie (4). Cette sortie est simplement reliée à la masse via un résistor  $R'$ , de  $2,2\text{ k}\Omega$ , aux bornes duquel apparaît la tension de sortie  $V_o$ , proportionnelle au courant de sortie, donc au nombre binaire  $N$ , appliqué sur les huit entrées binaires, de la broche (5) à la broche (12).

La notice nous indique que, quand le DAC 08 est alimenté en  $+15$  et  $-15\text{ V}$ , le potentiel de la broche (4) peut varier entre  $-10\text{ V}$  et  $+15\text{ V}$  sans que le courant de sortie se modifie de moins d'une moitié de LSB.

Rappelons que ce « LSB » (Least Significant Bit = chiffre de poids minimal) correspond à la variation du courant de sortie sur la broche (4) quand l'entrée « LSB » (la moins significative, soit la broche 12, correspondant à  $N_0$ , aux unités du nombre  $N$ ), passe du niveau bas au niveau haut, ou inversement. Cette variation correspond à  $1/255$  du courant de référence d'entrée, injecté sur la broche (14), soit ici à environ  $14\text{ }\mu\text{A}$ .

Si le nombre binaire appliqué est  $N = 255$  (toutes les en-

trées, de la broche 5 à la broche 12, au niveau haut), le courant total de sortie, consommé par la sortie (4), est presque égal au courant de référence, entrant sur (14), soit ici  $3,6\text{ mA}$ .

Avec un résistor de  $2,2\text{ k}\Omega$  entre la masse et la broche (4), la chute de tension dans ce résistor est donc proche de  $8\text{ V}$  pour  $N = 255$ , ce qui porte la broche (4) au potentiel  $-8\text{ V}$ , parfaitement admissible.

Il serait possible de remplacer le résistor de  $2,2\text{ k}\Omega$  entre masse et broche (4) par un ensemble comportant en série :

- un résistor fixe de  $2,7\text{ k}\Omega$  ;
- un résistor ajustable de  $220\text{ }\Omega$ .

On pourrait alors régler la résistance totale entre masse et broche (4) pour que le « quantum » vaille exactement  $40,00\text{ mV}$ . La tension de sortie atteint alors  $-10,20\text{ V}$  pour une valeur de  $N$  maximale et égale à 255.

### LE CIRCUIT « RECIPROQUE » DU DAC, OU « ADC »

Maintenant que nous connaissons bien le convertisseur numérique-analogique, il est

temps de faire connaissance avec le circuit qui réalise la fonction opposée, c'est-à-dire qu'il part d'une valeur analogique (à variation continue), pour la transformer en une valeur exprimée numériquement.

Sa fonction est donc indiquée sur la figure 55. On voit qu'on lui applique une tension d'entrée,  $V_i$ , et, dans certains cas, une référence,  $e_o$ , et qu'il fournit, en sortie, un nombre binaire,  $N$ , de  $p$  chiffres. Ce nombre est le quotient entier (sans partie fractionnaire) de la division de  $V_i$  par le « quantum »,  $q$ .

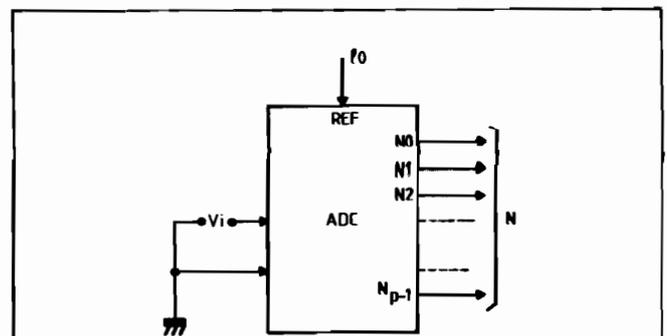


Fig. 55. - Un convertisseur analogique-digital (ADC) reçoit une tension d'entrée  $V_i$  et fournit en sortie un nombre binaire sur  $p$  fils, exprimant le codage de la valeur de tension d'entrée.

Un tel circuit exécute donc une fonction tout à fait réciproque de celle qu'indiquait la figure 42.

Prenons un exemple numérique pour fixer les idées. Nous supposons que le convertisseur fournit en sortie un nombre  $N$  de 10 bits ( $p = 10$ ), sur des sorties  $N_0$  à  $N_9$ . Si le coefficient de conversion du circuit a été ajusté de telle sorte que le quantum  $q$  soit de  $10\text{ mV}$  exactement, voyons comment varieront les niveaux des sorties quand nous allons augmenter progressivement la valeur de  $V_i$ .

Tant que  $V_i$  n'aura pas atteint  $10\text{ mV}$ , toutes les sorties resteront au niveau bas ( $N = 0$ ). Dès que  $V_i$  franchit le seuil de  $10\text{ mV}$  (mais en restant inférieur à  $20\text{ mV}$ ), la sortie  $N_0$  passe, seule, au niveau haut ( $N = 1$ ). Quand  $V_i$  dépasse  $20\text{ mV}$ , mais en restant inférieur à  $30\text{ mV}$ ,  $N_0$  repasse au niveau bas, mais  $N_1$  passe au niveau haut ( $N = 2$ , soit  $0000000010$  en binaire à dix chiffres).

Donc, si  $V_i$  augmente progressivement de zéro à  $10,23\text{ V}$  (soit de  $0$  à  $1\ 023 \times q$ ), les niveaux des sorties varieront exactement comme celles d'un compteur binaire à dix étages recevant  $1\ 023$  impulsions régulièrement espacées.

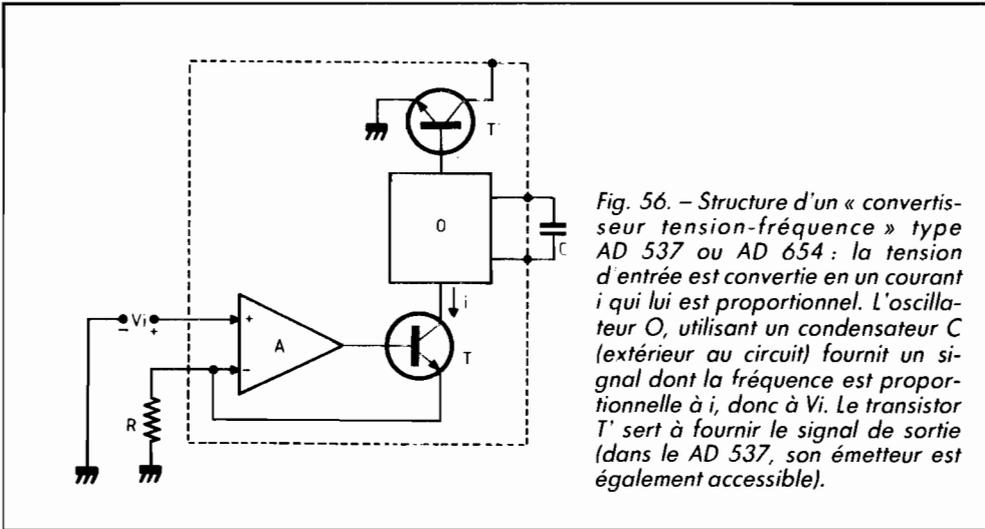


Fig. 56. - Structure d'un « convertisseur tension-fréquence » type AD 537 ou AD 654 : la tension d'entrée est convertie en un courant  $i$  qui lui est proportionnel. L'oscillateur O, utilisant un condensateur C (extérieur au circuit) fournit un signal dont la fréquence est proportionnelle à  $i$ , donc à  $V_i$ . Le transistor T sert à fournir le signal de sortie (dans le AD 537, son émetteur est également accessible).

$V_i$ , est appliquée à l'entrée « + » d'un amplificateur opérationnel A, dont l'entrée « - » est attaquée par la chute de tension dans le résistor R, parcouru par le courant  $i$  que commande le transistor T.

Un amplificateur opérationnel ramenant toujours son entrée « - » au même potentiel que son entrée « + », le courant  $i$  du transistor T sera exactement égal à  $V_i/R$ .

Ce courant commande un oscillateur O, nécessitant l'emploi d'un condensateur C (extérieur au circuit intégré comme toujours). L'oscillateur fournit un signal de sortie dont la fréquence est :

- proportionnelle au courant  $i$  (donc à  $V_i$ ) ;
- inversement proportionnelle à la capacité du condensateur C.

L'oscillateur O commande la base d'un transistor T', dont

Notre circuit convertit donc une valeur analogique en expression numérique (ou digitale), d'où son nom de « ADC » (Analog to Digital Converter = convertisseur analogique en numérique). On voit donc déjà qu'une de ses applications sera la réalisation de voltmètres numériques.

Précisons tout de suite que le ADC est plus complexe que le DAC (c'est pourquoi nous avons commencé par ce dernier), car il est généralement réalisé par la combinaison d'un DAC et d'un ensemble d'autres circuits. Il y a, toutefois, une façon de le réaliser un peu plus simplement, quand on se contente d'une précision modeste, et qui consiste à utiliser un « convertisseur tension-fréquence ».

performante mais d'emploi analogue, est le AD 654 JN, disponible chez Verospeed. Le principe du AD 654 est celui qu'indique la figure 56. Nous

y retrouvons un système produisant un courant  $i$ , proportionnel à une tension  $V_i$ , assez analogue à celui de la figure 52. La tension d'entrée,

## UN CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE INTERESSANT

Un tel circuit est malheureusement trop peu connu des amateurs. Un exemple de modèle est le AD 537 (Analog Devices), dont une version, moins

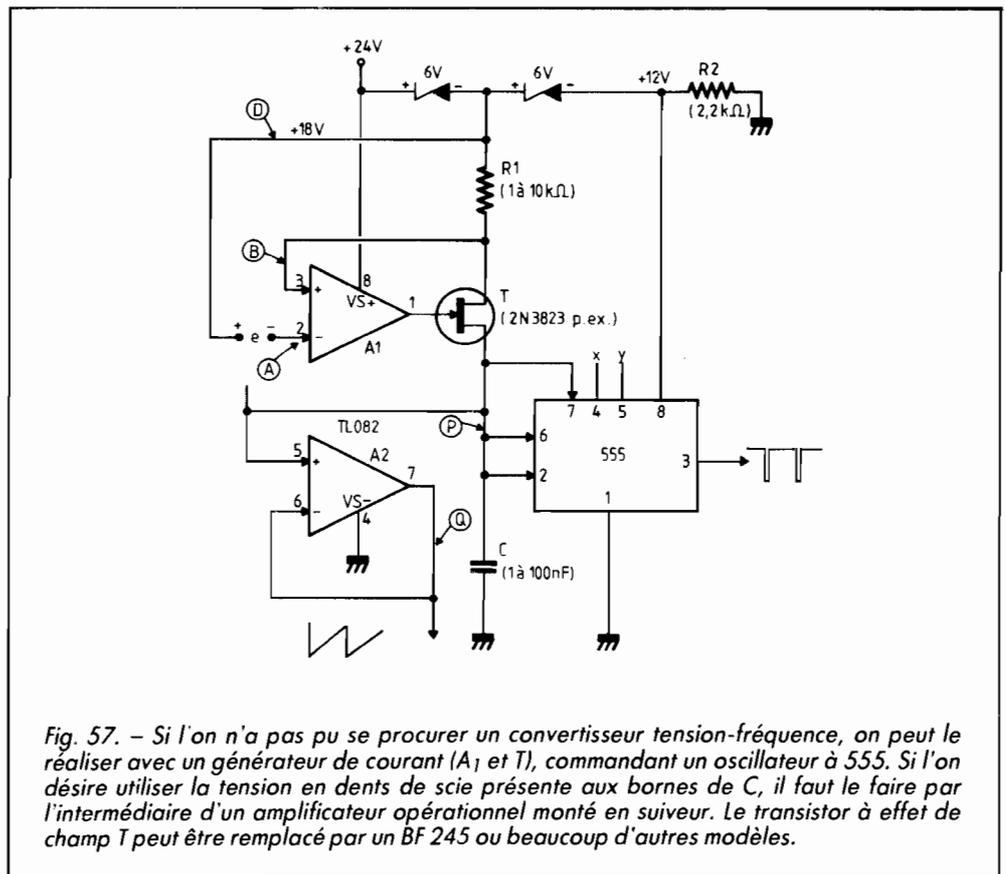


Fig. 57. - Si l'on n'a pas pu se procurer un convertisseur tension-fréquence, on peut le réaliser avec un générateur de courant ( $A_1$  et T), commandant un oscillateur à 555. Si l'on désire utiliser la tension en dents de scie présente aux bornes de C, il faut le faire par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur. Le transistor à effet de champ T peut être remplacé par un BF 245 ou beaucoup d'autres modèles.

l'émetteur et le collecteur sont disponibles sur deux broches du circuit. A noter que, dans le cas du AD 537, seul le collecteur de T' est disponible, mais le AD 537 contient une source de tension de référence très perfectionnée, délivrant aussi un signal proportionnel à la température du circuit, pour corriger l'influence de cette dernière sur les composants du montage.

## SI L'ON NE PEUT PAS TROUVER LE CIRCUIT

L'auteur pense toujours aux difficultés que rencontrent les amateurs en cherchant des circuits intégrés qui sortent un peu des modèles courants. Donc, s'il s'avère trop difficile de trouver un AD 537 ou AD 654, il n'y a plus qu'à réaliser soi-même un convertisseur tension-fréquence avec des composants plus faciles à trouver.

La figure 57 indique une réalisation possible d'un tel convertisseur. L'alimentation est faite en 24 V, ce qui est peu classique, mais cette tension est nécessaire pour le fonctionnement correct.

L'amplificateur opérationnel A<sub>1</sub>, le résistor R et le transistor à effet de champ T constituent un générateur à courant constant. On voit, en effet, que le potentiel de l'entrée « - » de cet amplificateur est :

$$18 - e$$

e étant la tension que l'on applique entre les points (D) et (A), et qui doit être convertie en une fréquence.

Le potentiel de l'entrée « + » de l'amplificateur A<sub>1</sub> est :

$$18 - R i$$

i étant le courant qui passe dans le résistor R<sub>1</sub> (de résistance R).

Ici, pour une fois, l'amplificateur opérationnel maintient le potentiel de son entrée « + » à la même valeur que celle de son entrée « - » (alors, que,

normalement, c'est le contraire). En effet, si le potentiel de l'entrée « + » (point B) tombe au-dessous de  $18 - e$ , le courant i étant trop élevé, la sortie de l'amplificateur abaisse le potentiel de la grille de T, réduisant le courant drain (et source) qui le parcourt.

Donc, par le jeu de l'amplificateur opérationnel et du transistor à effet de champ, la valeur du potentiel du point (B) est asservie à celle du point (A). On a alors :

$18 - e = 18 - R i$ , soit  $R i = e$   
Le courant sortant de T par sa source (rigoureusement égal au courant drain dans le cas d'un transistor à effet de champ) est donc constant et égal à  $E/R$ .

Ce courant commande la fréquence d'un oscillateur à relaxation ultra-classique : le fameux « 555 ». Si l'on considère comme négligeable la durée de la décharge de C par rapport à celle de sa charge, la période des dents de scie en (P) est inversement proportionnelle au courant i qui charge C, courant fourni par la source de T. La fréquence de la dent de scie est donc proportionnelle à i, donc à e.

Comme la sortie (3) du 555 est faite de tops descendants très brefs, il peut être plus commode d'utiliser la dent de scie en (P). Mais alors, attention ! Pas question d'employer cette tension directement, car il ne

faut prélever aucun courant à celui qui charge C. On utilise donc un second amplificateur opérationnel, A<sub>2</sub>, en « suiveur », donnant en (Q) la même tension qu'en (P), mais sans consommer de courant en (P).

La sortie en (Q) est apte à fournir du courant si nécessaire. C'est une dent de scie d'une linéarité parfaite, C étant chargé par une intensité rigoureusement constante.

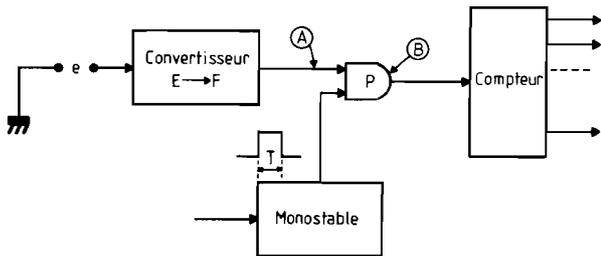
Les diodes Zener permettent de disposer facilement des tensions intermédiaires de 18 et 12 V utilisées par le montage. Le résistor R<sub>2</sub> est là pour assurer le passage d'un courant minimal dans ces diodes, ce qui est nécessaire pour qu'elles fonctionnent correctement.

## UTILISATION DU CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE

Le convertisseur tension-fréquence (AD 537, AD 654 ou montage de la figure 57) étant réalisé, il s'agit maintenant d'en faire un convertisseur analogique-numérique. C'est extrêmement simple.

La figure 58 indique comment on procède. Le convertisseur tension-fréquence donne, sur sa sortie (A), un signal dont la

Fig. 58. - Pour réaliser un convertisseur analogique-numérique avec un convertisseur tension-fréquence, on laisse passer son signal de sortie, par une porte « et » P, pendant une durée constante, fournie ici par le signal d'un monostable.



fréquence est proportionnelle à la tension d'entrée e. La porte « et » P ne laisse passer en (B) que les signaux de (A) produits pendant la durée T du signal fourni par un monostable.

Les signaux sur la sortie (B) sont comptés par un compteur électronique classique. Comme leur nombre est proportionnel à la fréquence du signal en (A) (et à la durée T), donc à la tension d'entrée e, ce nombre est l'expression numérique de e.

Si l'on passe à la réalisation pratique, il faut compliquer un peu le système, car le monostable ne donne son signal que s'il est déclenché, et le compteur ne compte correctement que s'il a été remis à zéro avant le comptage. On doit donc utiliser un « cadencéur », qui commande, quand on le souhaite, la remise à zéro du compteur puis le déclenchement du monostable. En fait, les lecteurs auront reconnu dans l'ensemble du monostable, de la porte et du compteur, la structure de base d'un fréquencemètre à comptage.

A noter un fait intéressant : le compteur utilisé ici peut être binaire, ou décimal. On a donc réalisé ainsi un convertisseur analogique-numérique dont la sortie peut être binaire ou décimale, suivant ce que l'on veut en faire.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN