

LE HAUT-PARLEUR

17^F
N° 1715
AVRIL
1985
LX^e ANNÉE

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



INITIATION
**L'ELECTRONIQUE
AUX EXAMENS**

REALISATIONS
**UN EXPANSEUR
DE DYNAMIQUE**

HIFI
**LE FESTIVAL
DU SON ET DE
L'IMAGE VIDEO**

MICRO-INFORMATIQUE
**ABC: INITIATION A LA
PROGRAMMATION
LE MICRO ORDINATEUR
MSX SANYO PHC 28**

Vidéo Actualité
**LE MAGNÉSCOPE
HIFI BRANDT VK 47 S**

SHARP

BELGIQUE : 105 F.B. • CANADA : 2,50 \$
SUISSE : 5 F.S. • TUNISIE : 1,49 DIN
ESPAGNE : 300 PTAS

A/D D/A A/N N/A CONVERTISSEURS EN TOUS GENRES !

L'amateur d'électronique est, à tout instant, confronté au dilemme dramatique « Analogique-Numérique », et pour certains, les idées ne sont pas très claires ! Cet article a pour but une étude des procédés de conversion d'un mode d'évaluation dans l'autre mode.

Précisons d'abord le vocabulaire :

– **L'analogique** est le domaine des grandeurs à variation continue, pouvant prendre toute valeur entre deux valeurs extrêmes quelconques. Toutes ces valeurs peuvent être aussi bien positives que négatives.

Les phénomènes naturels sont de caractère essentiellement analogique : la température, la pression atmosphérique, le temps qui passe sont analogiques. Pour en revenir à ce qui nous intéresse, l'électricité, ses principaux paramètres sont analogiques : l'intensité du courant, l'induction... sont analogiques !

Aussi, tout... naturellement, l'électricité a permis la traduction des grandeurs analogiques en signaux exploitables. On commença par la téléphonie : le son... analogique, détermina une tension analogique proportionnelle ! Puis, plus tard, on continua avec la télévision : la lumière est analogique, l'image télévisée l'est aussi !

On peut ainsi supposer que tout ce qui se fit en électricité ou électronique, des années 1900 à 1960, fut... analogique !

Notons d'ailleurs que l'analogique se « mesure » ! C'est-à-dire que l'on associe à tel ou tel niveau analogique, un certain nombre. On mesure l'intensité, la tension, la température, la pression, mais jamais parfaitement. On parle d'approximation, d'erreur, d'encadrement. On n'est pas sûr. C'est « entre tant et tant ». On évolue dans le monde des réels. Monde essentiellement analogique, puisqu'entre deux réels quelconques, on peut toujours placer une infinité d'autres réels !

Dire que telle intensité mesure environ 253 mA ne fait donc pas sortir de l'analogique, bien qu'à cette grandeur électrique, on fasse correspondre un nombre !

– **Le numérique** ressort d'une tout autre manière de voir les choses. Alors que l'analogique est le domaine de la *penne douce et régulière*, le numérique est le royaume de l'**escalier**. Si vous êtes normalement constitué... et sur un escalier, vous pouvez être sur une marche ou sa voisine, jamais entre les deux ! Il n'existe pas de niveau intermédiaire entre ceux des deux marches !

Faire du « numérique » c'est donc choisir :

- un niveau bas initial,
- un niveau haut final,
- un nombre plus ou moins grand de niveaux intermédiaires situés à égale distance les uns des autres.

A ce sujet, nous pouvons constater que le terme « numérique », qui vient manifestement de « nombre », est beaucoup plus ambigu que l'expression synonyme « digital » qui elle, vient de « digit », c'est-à-dire de « chiffre » !

Il est vrai que, en ce domaine, les Français semblent ne pas bien connaître leur langue, faisant très mal la distinction entre *nombre* et *chiffre*. Ecoutez donc la radio ou la télévision et vous serez fixé !

Mais revenons à nos moutons ! Numériser une information analogique, c'est donc lui faire correspondre un échelon de l'**escalier** précédemment défini ! Il s'agit donc d'une correspondance entre la grandeur et un nombre entier, choisi entre deux valeurs entiè-

res extrêmes, définissant un sous-ensemble de N, ensemble des entiers naturels.

Il se trouve que la base numérique idéale pour l'électronique est la base 2 ! Tout simplement parce qu'il est très facile de distinguer le blanc du noir, le froid du chaud, le 0 du 1 ! De plus, un interrupteur est ouvert (0) ou fermé (1). Un relais est au repos (0) ou au travail (1). Un moteur tourne (1) ou est à l'arrêt (0). Une lampe est éteinte (0) ou allumée (1). Une bascule est d'un côté (0) ou de l'autre (1), etc.

Le comptage va donc se faire en base 2. C'est adjugé ! Mais, dans ce système, jusqu'où peut-on aller ?

- Avec un chiffre, on compte de 0 à 1 : jusqu'à $1 = 2^1 - 1$
- Avec deux chiffres, on compte de 00 à 11 : jusque $3_{10} = 2^2 - 1$
- Avec trois chiffres, on compte de 000 à 111 : jusqu'à $7_{10} = 2^3 - 1$
- Avec n chiffres... : jusqu'à... $2^n - 1$

Chaque chiffre est appelé **bit** (Eh oui !) Si vous décidez de numériser à 8 bits, vous irez de 0 à $2^8 - 1$, soit de 0 à 255₁₀. Votre « escalier » aura donc 256 échelons, en comptant celui de départ.

Une numérisation à 16 bits aurait 2^{16} niveaux, soit 65 536 !

Vous pouvez maintenant comprendre, par exemple, ce que veut signifier « musique numérique » ! On ne va pas transmettre analogiquement dans le temps et analogiquement en amplitude, le signal électrique correspondant. On va tout d'abord l'*échantillonner*, c'est-à-dire faire un prélèvement à intervalles constants : par exemple, un prélèvement d'amplitude durant 10 μ s, toutes les millisecondes ! La valeur

analogique prélevée est *numérisée* à n bits. Les nombres binaires obtenus sont alors transmis à raison de un par milliseconde, cadence de l'échantillonnage. Cette première opération transformant l'analogique en numérique se fait à l'aide d'un convertisseur correspondant, dit **convertisseur A/D ou A/N**, selon... la rive de l'Atlantique !

Mais, si cette conversion permet par exemple l'enregistrement magnétique, elle ne permet pas l'écoute, l'oreille n'entendant que l'analogique. Il est donc indispensable de faire une conversion contraire, le numérique redonnant l'analogique d'origine. Cette fois, nous ferons appel à un **convertisseur D/A ou N/A**.

On peut penser qu'un tel processus, horriblement compliqué, ressort de la coupe d'un cheveu en quatre... dans le

médias qui n'y comprennent rien, mais en parlent d'autant plus !... Mais nous divergeons encore (et le mot est bien faible) !

De l'analogique au numérique, il faut donc passer ! Du numérique à l'analogique, il faut bien revenir ! Nous allons donc vous exposer très simplement, dans les lignes suivantes, le fonctionnement des divers convertisseurs nécessaires.

I. Convertisseurs D/A

Bien que la réalité soit analogique, nous commencerons par l'opération consistant à transformer une information numérique en information analogique, tout d'abord parce que c'est plus

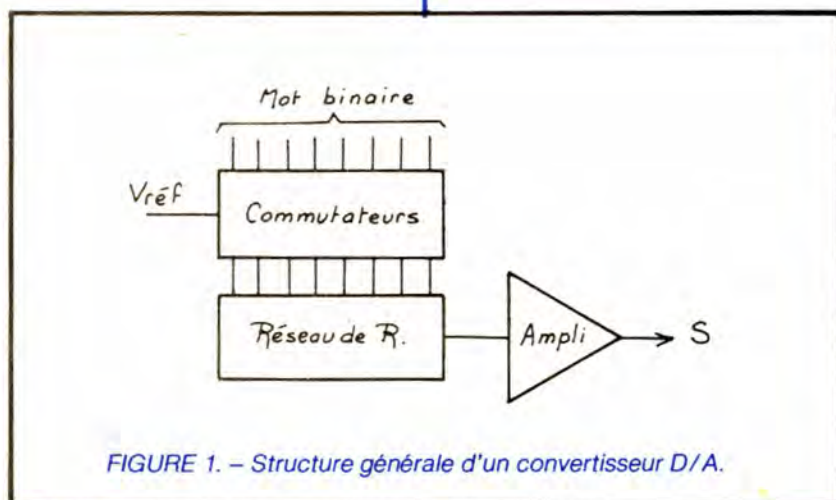


FIGURE 1. - Structure générale d'un convertisseur D/A.

sens de la longueur, bien sûr ! Au fond, c'est probablement vrai. Mais on ne peut pas empêcher les inventeurs... d'inventer, les novateurs... d'innover ! Par ailleurs, il faut savoir que l'information numérisée est d'une solidité à toute épreuve, se défiant remarquablement des perturbations et autres agressions de l'environnement. Pour s'en convaincre, il suffit de penser à la multitude de données numériques qui existent dans un ordinateur, sont véhiculées en tous sens et grande vitesse, avec une fiabilité quasi parfaite ! C'est d'ailleurs finalement le plus étonnant dans cette technologie de l'électronique digitale. On est souvent sidéré et enthousiaste. De là à considérer l'informatique comme une « magie salvatrice », il n'y a évidemment qu'un pas très court à franchir, et que franchissent allégrement les apprentis-sorciers en tous genres, au son claironnant des

simple, et aussi parce que les convertisseurs A/D sont souvent à base de convertisseurs D/A.

Rappelons que l'information numérique est binaire à n bits (8, par exemple). Pour que cet exposé soit simple, nous ne traiterons que des données numériques *parallèles*, c'est-à-dire pour lesquelles tous les bits déterminant la valeur existent **simultanément**. Par opposition aux données numériques *série*, où les bits se suivent, un seul existant à un instant donné.

Le convertisseur D/A se présente alors sous la forme de la figure 1. La donnée binaire commande une batterie de commutateurs. Un bit à **1** ferme le commutateur, un bit à **0** l'ouvre. Ces commutateurs branchent des résistances étalonnées et envoient alors une fraction très précise d'une tension de référence vers la sortie, éventuellement amplifiée.

Systemes à charges pondérées (voir figure 2).

En binaire, chaque bit « pèse » deux fois moins que son voisin moins significatif de droite :

1	1	1	1	1	1	1	1	bits
128	64	32	16	8	4	2	1	valeur ₁₀

Partant de ce principe, chaque bit commande, par un interrupteur, une résistance de valeur inversement proportionnelle au poids du bit. Ainsi le bit des unités D_0 , le plus « léger », le LSB des Anglo-Saxons (Least Significant Bit) est associé à une résistance de forte valeur délivrant un courant *faible* inversement, le MSB (Most Significant Bit) de poids fort aura une résistance de faible valeur, donnant une intensité *forte*. Bien sûr, de bit à bit, les valeurs de résistances sont dans un rapport de 2.

Conséquence : le courant final amplifié de l'ampli OP de sortie est proportionnel au nombre binaire appliqué. La tension S de même, évidemment !

Inconvénient : Toutes les résistances sont différentes. Comme leurs valeurs doivent être très précises, il y a une grosse difficulté de fabrication et d'approvisionnement. Le coefficient de température peut varier des valeurs faibles aux plus fortes.

Avantage : Les commutateurs sont de simples interrupteurs et peuvent être réalisés en technologie rapide à base de transistors PNP ou NPN.

Systemes à réseau R/2R (voir figure 3)

Observons bien la configuration de cette figure. Constatons d'abord que toutes les résistances $2R$ retournent au potentiel 0, soit directement à la masse, si le bit correspondant est à 0, soit à la masse fictive de l'entrée e^- de l'ampli OP. (Rappelons que pour un tel ampli, on a $V_{e^-} = V_{e^+}$, dans tous les cas). Plaçons nous maintenant en Y et constatons que tout courant qui arrive en ce point, venant de gauche, voit deux dérivation $2R$ de retour à la masse et se divise donc en deux intensités égales une vers l'ampli, l'autre vers la masse. En X, dans les mêmes conditions, il se présente aussi deux chemins : $2R$ vers l'ampli OP (ou la masse) et $R + 2R // 2R = R + R = 2R$, vers la masse. Donc là aussi, division par deux de l'intensité incidente. En A, nous avons encore $2R$ vers ampli (ou masse) et $R + \text{« équivalent R »} = 2R$ vers la droite.

Ainsi, partant de la référence, tout courant arrivant à un **nœud** se partage en deux intensités égales. Le commutateur relié à A concerne le MSB (donne la moitié de l'intensité maxi-

male). Le commutateur relié à Y concerne le LSB (donne la moitié de la moitié de... la moitié de l'intensité maximale). L'équation de l'intensité finale est :

$$I = V_{ref}/R(1/2 + 1/4 + 1/8 + \dots + 1/2^n)$$

La tension de sortie est égale à :
 $V_s = R_s \times I$

Avantage : Deux valeurs de résistances seulement, à choisir là où elles sont les plus faciles à réaliser. Les réseaux peuvent être « trimmés » à la fabrication. La tenue en température est très homogène.

Inconvénient : Les commutateurs sont, cette fois, des inverseurs plus difficiles à fabriquer. Ce sont généralement des inverseurs C.MOS.

Améliorations

1° Dans le cas des **systèmes à charges pondérées**, il est difficile de dépasser 8 bits, les valeurs extrêmes devenant trop fortes et trop faibles. On a alors recours à la technique mixte, illustrée par la figure 4. Pour obtenir un convertisseur à 12 bits (ce qui n'est déjà pas si mal : 4 096 niveaux différents), on associe trois convertisseurs 4 bits. Le courant issu de celui des MSB attaque directement l'ampli de sortie, celui des bits intermédiaires a son courant divisé par 16 par R_3 et R_4 , tandis que celui des LSB a son courant divisé par 16 par R_1 et R_2 , donc par 256 par rapport à l'ampli de sortie.

Gros **avantage :** chaque D/A n'emploie que 4 valeurs de résistances : par exemple 80 k Ω , 40 k Ω , 20 k Ω et 10 k Ω . Les trois D/A ont des réseaux identiques. De plus, la précision exigée pour ces réseaux peut être bien moindre du côté des LSB. Voir, à titre d'exemple, la figure 5 correspondant à la mise en œuvre de cette technique à partir de composants Intersil.

2° La technique du **réseau R/2R** permet l'intégration facile de convertisseurs D/A complets comprenant les commutateurs, le réseau R/2R, la gestion du signal de référence... Voir figure 6 un exemple parmi d'autres.

Pour illustrer le fonctionnement des convertisseurs D/A, nous avons expérimenté sur le montage de la figure 7. Nous vous conseillons d'en faire autant, si vous désirez tirer le maximum de profit de l'étude que nous sommes en train de mener. Il suffit d'un CD4093, d'un CD4024 et de quelques résistances de 47 et 100 k Ω !

La source de données binaire est ici le compteur à 7 bits, type 4024. C'est un circuit C.MOS, alimenté comme le reste du montage par une tension quelconque, mais stable, de 5 à 10 V, attaqué par une horloge RC, construite avec une porte NAND, du type Trigger

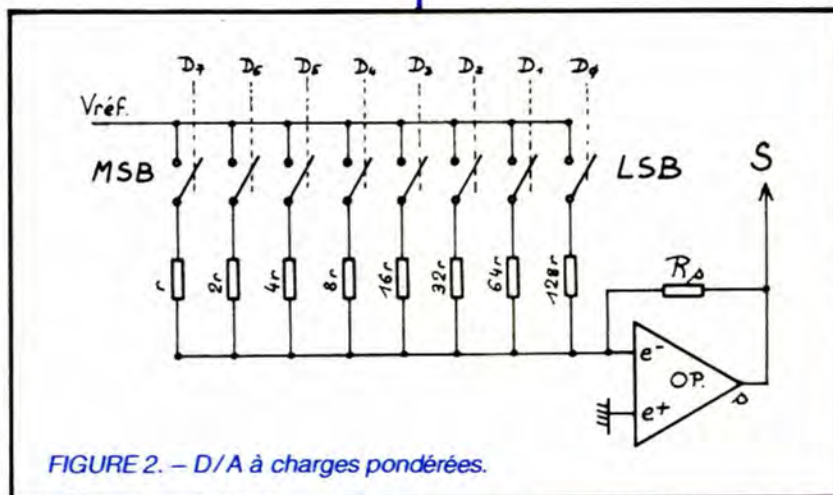


FIGURE 2. - D/A à charges pondérées.

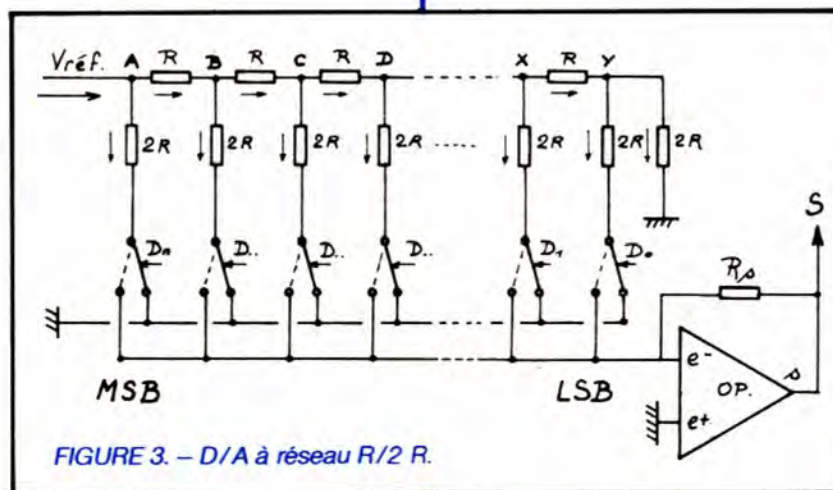


FIGURE 3. - D/A à réseau R/2R.

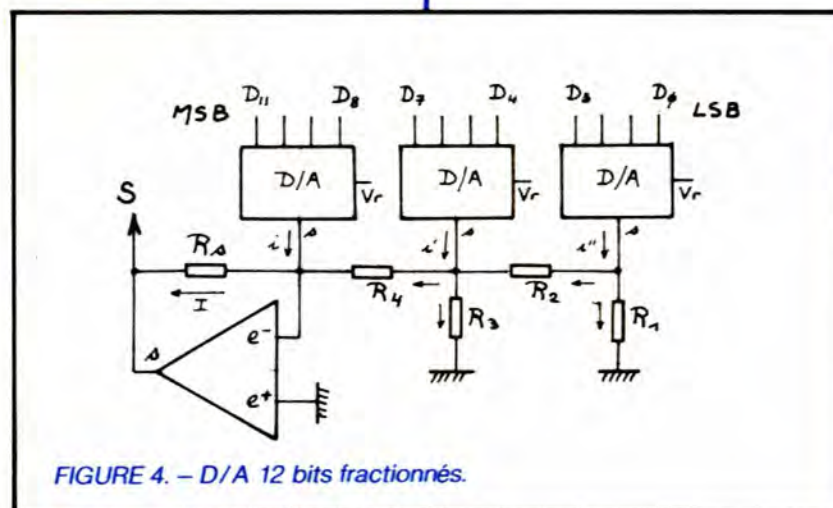


FIGURE 4. - D/A 12 bits fractionnés.



PHOTO A. - Rampe pratiquement parfaite. Attaque à 4 500 Hz. Sortie à 35 Hz.



PHOTO B. - Gros plan de la rampe précédente montrant le résultat très correct obtenu.



PHOTO C. - Rampe présentant un défaut de monotonie, dû à un réseau R/2R incorrect.



PHOTO D. - Gros plan du défaut précédent. On peut remarquer que les trois derniers échelons de la première partie ont les mêmes niveaux que les trois premiers de la seconde.



PHOTO E. - Rampe relativement correcte avec une attaque à 25 kHz. On note l'apparition des « glitches ».



PHOTO F. - Cette fois l'attaque est passée à 700 kHz et les glitches sont très importants. On peut remarquer aussi le temps de descente relativement grand, rendant visible cette dernière.

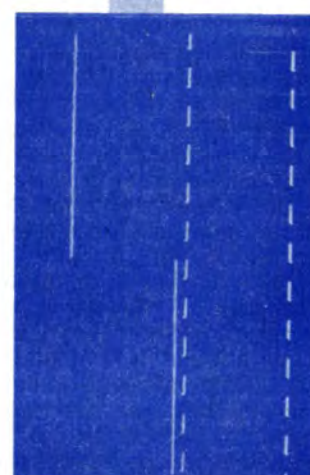


PHOTO G. - En attaquant à 4 500 Hz, les fronts de Q₇ et Q₁ coïncident.



PHOTO H. - Par contre, à 700 kHz, le décalage des fronts des mêmes sorties est important : une demi-période du signal d'horloge.



PHOTO I. - On constate à cette fréquence un décalage aussi très net, entre les fronts de Q₅ et de Q₇.

de Schmitt, oscillant de moins de 1 kHz à 1 MHz, sans difficulté, les sorties Q_1 à Q_7 passent cycliquement par toutes les combinaisons entre 0000000 et 1111111, soit de 0_{10} à 127_{10} . Ces sorties alimentent un réseau R/2R fonctionnant, cette fois, non pas en intensité, mais en tension. En effet, si Q_7 seul est à 1, on a $V_s = 1/2 V_{cc}$. Si Q_6 seul est à 1, on a $V_s = 1/4 V_{cc}$... L'oscilloscope peut alors être directement connecté à la sortie du réseau.

Lorsque tout est pour le mieux, cette sortie passe progressivement de 0 V à + V_{cc} , par échelons de $V_{cc}/128$. L'oscilloscope doit alors montrer un superbe escalier à 128 niveaux. C'est bien ce que nous obtenons en photo A. La photo B, prise en mode « base de temps retardée » (voir nos articles sur la mesure), donne un gros plan de l'escalier en question.

On pourra remarquer que, en dépit de sa belle allure générale, cet escalier présente quelques défauts de **linéarité** : faites donc une visée, l'œil au ras de la page ! Certaines marches sont un peu plus ou un peu moins hautes que d'autres. La linéarité d'un tel convertisseur D/A est en général définie par rapport au LSB (donc à l'échelon unitaire). Ainsi la linéarité typique des convertisseurs D/A commerciaux est-elle souvent de 1/2 LSB. C'est-à-dire que l'erreur sur un échelon ne doit pas dépasser 1/2 échelon en plus ou en moins. L'échelon peut donc varier

entre 1/2 et 3/2 de l'échelon calculé. C'est manifestement le cas de l'escalier de la photo B, qui est ainsi dans les « normes ». Bien sûr, la linéarité dépend essentiellement de la qualité du réseau R/2R.

La photo C montre un grave défaut : la rupture de **monotonie**. Une fonction mathématique est dite *monotone* si elle est constamment croissante ou constamment décroissante. Ce n'est pas le cas de C puisque, alors que la rampe est croissante, l'accident central la fait décroître. Voir photo D, gros plan du défaut.

Le défaut en question a été volontairement provoqué en donnant à la résistance 2R, associée à Q_7 , une valeur un peu trop grande. Dans la première partie de la rampe, Q_7 vaut 0 : comptage de 0000000 à 0111111. Par contre, la seconde partie de cette rampe voit $Q_7 = 1$: de 1000000 à 1111111. Si la résistance associée à Q_7 n'a pas la bonne valeur, le point de départ de la seconde partie de la rampe est donc trop bas ou trop haut. Il apparaît un défaut de monotonie, dans le cas de la photo. Un tel défaut est très grave car deux **échelons identiques** de la rampe peuvent correspondre à 2 données binaires différentes, ce qui peut causer de gros désordres dans un logiciel, par exemple.

Si vous réalisez la manipulation, il vous faudra probablement ajuster la valeur des résistances de 100 k Ω , car 47 k Ω n'est pas exactement la moitié de cette valeur.

Mais augmentons la fréquence de l'horloge de 4 500 Hz environ à 25 kHz ! Nous obtenons l'oscillogramme E, pour lequel le résultat est encore très bon, mais avec apparition de petits accidents en forme de pics parasites. Ce sont ce que les Anglo-Saxons appellent des « glitches », ici très légers.

Montons la fréquence d'entrée à 700 kHz ! Voir photo F. Les glitches sont alors très nets et fort gênants. Le plus important correspond toujours à la transition de Q_7 , les moyens à celles de Q_6 et les plus faibles à celles de Q_5 , les autres étant à peu près invisibles.

D'où vient donc ce nouveau problème ? Pour y voir clair, observons en mode « double trace » les signaux Q_1 et Q_7 , lors de l'attaque à 4 500 Hz, donnant un signal A, presque parfait. Voir photo G. Constatons que le front montant de Q_7 correspond exactement au front descendant de Q_1 . Parfait !

Mais voyons maintenant cela à 700 kHz. Voir photo H. Horreur ! Une demi-alternance d'écart entre les fronts ! Soit une demi-période d'horloge ou quelque 700 ns ! La photo I montre le décalage existant entre les fronts de Q_5 et Q_7 : de l'ordre de 400 ns. On s'explique alors le résultat F. Q_7 bascule trop tard par rapport aux sorties précédentes : la rampe s'effondre donc, pour retrouver son niveau correct lorsque le basculement s'est fait.

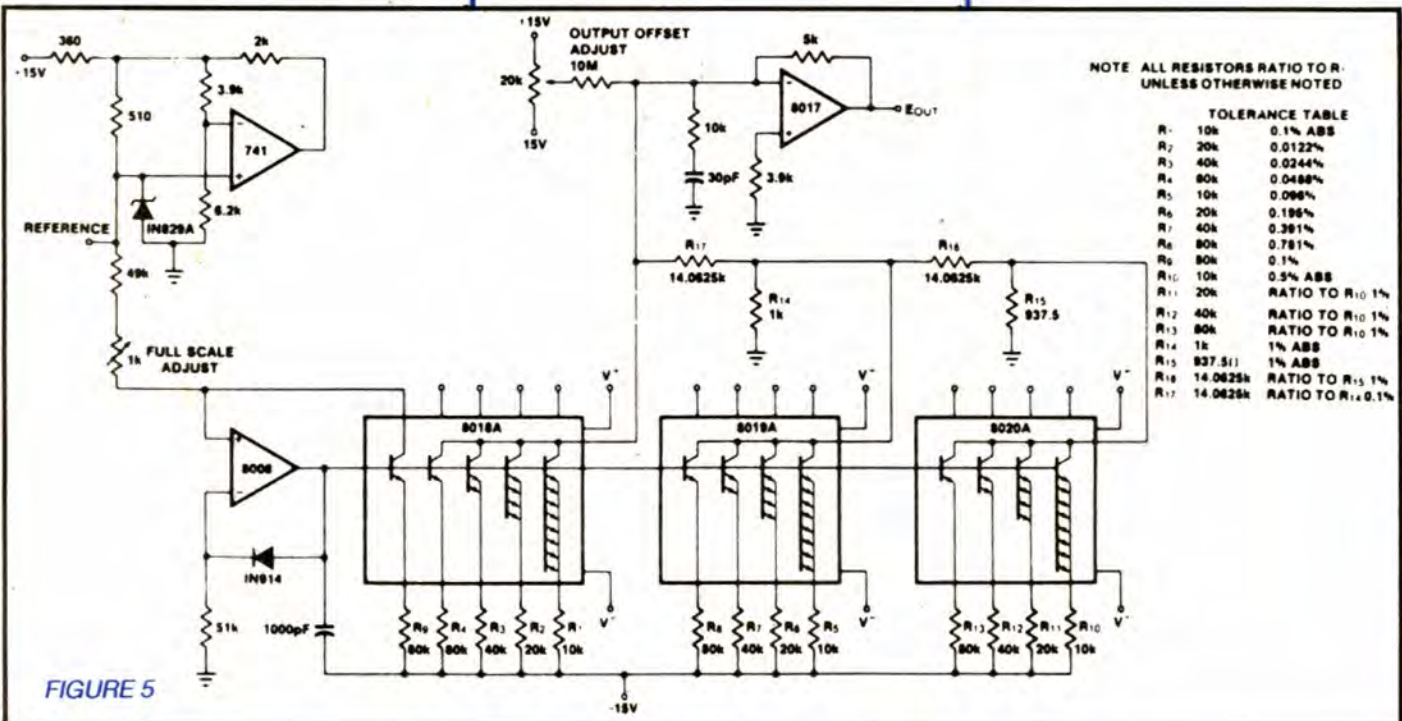


FIGURE 5

Cause : Le 4024 est tout d'abord de technologie C.MOS ancienne. C'est donc un circuit **lent**. De plus, dans la manipulation faite par l'auteur, la tension V_{cc} n'est que de 5 V, ce qui donne la vitesse minimum. Par ailleurs, ce basculeur est **asynchrone**, c'est-à-dire que les 7 bascules internes sont déclenchées **successivement**, la première faisant basculer la seconde, la seconde faisant basculer la troisième, etc. Chaque action met « un certain temps », d'où le gros retard affectant Q_7 .

Remède : D'abord choisir une technologie plus rapide : LSTTL, voire STTL ou la très récente C.MOS type HC, qui va supplanter toutes celles-là ! Par ailleurs choisir un compteur **synchrone** dans lequel toutes les bascules internes sont déclenchées par le signal d'horloge initial. C'est le cas, par exemple, du 74193, à 4 bits seulement, hélas ! Mais dans ce cas, les glitches disparaissent à la fréquence considérée.

Dans le cas d'un convertisseur D/A intégré, il faut tenir compte également du **temps de réponse**. C'est 150 ns dans le cas du MC1406 de Motorola, 300 ns pour le MC1408 et $2 \mu s$ pour le ZN426 de Ferranti. En technologie MECL, on tombe à 10 ns avec le MC10318.

Conclusion

Le convertisseur D/A est nécessaire à chaque fois que la donnée binaire disponible doit être traduite en gran-

deur analogique. C'est le cas de la lecture d'une musique numérisée (compact disc). C'est le cas de l'exploitation de données informatiques (toujours en binaire). C'est le cas des synthétiseurs de sons. Ce sera celui de la télévision numérique dont on commence à parler. Nous avons en projet plusieurs montages utilisant cette technique et espérons bien vous proposer le premier, le mois prochain.

II. Convertisseurs A/D

Ces convertisseurs font l'opération inverse des convertisseurs D/A : ils numérisent une donnée analogique. Voyons ci-dessous les divers moyens d'aboutir à ce résultat.

1. Convertisseur A/D à comptage simple

Le montage de la figure 7 peut facilement être transformé en convertisseur de ce type. On obtient le montage de la figure 8. Au départ, le 4024 est à 0. La tension d'entrée à convertir appliquée à e^- du comparateur. La sortie du réseau R/2R est à e^+ , via R et r, donnant un seuil d'hystérésis de l'ordre de 1/2 LSB. Comme $A > B$, la sortie S du comparateur est basse (0), et donc la porte N passante. Le 4024 reçoit les impulsions d'horloge et compte. La tension en B croît donc en escalier.

A l'instant où cette tension B dépasse celle de A de 1/2 LSB, le comparateur bascule et bloque N. Le 4024

s'arrête là où il est arrivé ! Les sorties Q_1 à Q_7 donnent l'image binaire de la tension analogique V_{in} !

On peut évidemment remettre le système à 0 pour une nouvelle numérisation. On peut aussi rendre le fonctionnement continu et mémoriser chaque résultat dans des registres « latches ». C'est classique en technique d'affichage.

Avantage : Très grande simplicité !

Inconvénient : Durée de l'opération proportionnelle à la valeur de V_{in} . A chaque mesure, le 4024 repart de 0. La durée de l'évaluation va donc de 1 à 256 coups d'horloge, en conversion à 8 bits.

2. Convertisseurs A/D à comptage-décomptage

Voir figure 9. Cette fois, le compteur utilisé peut compter ou décompter selon l'état de la sortie du comparateur.

Au départ, le compteur est à 0, V_{in} appliquée. Le comparateur a sa sortie à 0. Dans ces conditions, N_3 est passante et N_4 bloquée. Le compteur se met à **compter**. Lorsque la rampe engendrée atteint en B le niveau de $A + 1/2$ LSB, le comparateur bascule et inverse l'état des portes ; le compteur **décompte**, faisant redescendre le niveau de B et bientôt rebasculer le montage.

Cette fois, le compteur va donc « balancer » autour de la valeur binaire de V_{in} à ± 1 bit près.

Avantage : Le montage est **sui-veur** : si V_{in} varie, le compteur ne part

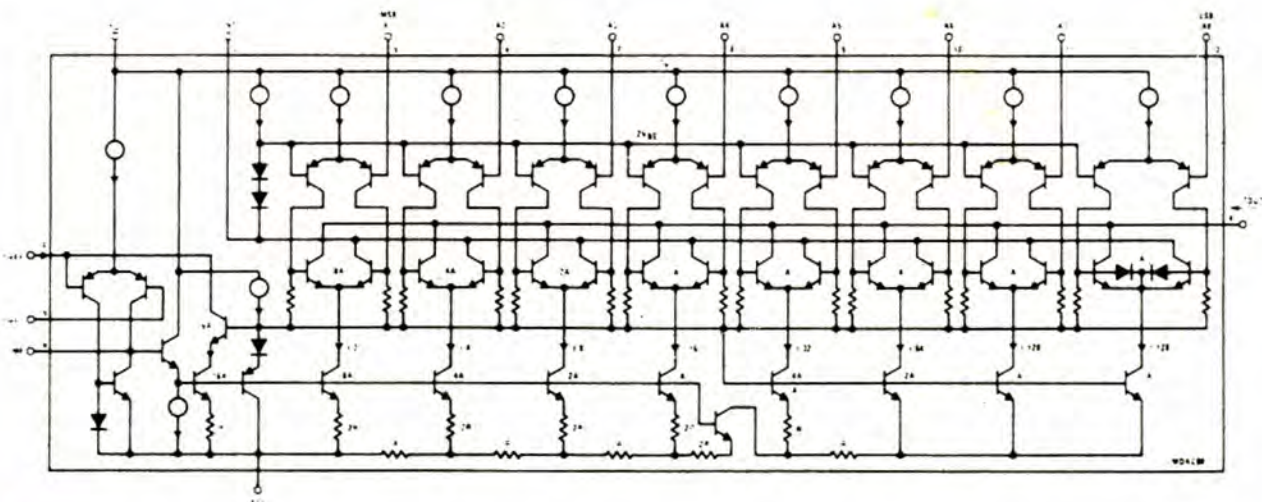


FIGURE 6

pas de 0 pour une nouvelle mesure, mais bien de la valeur précédente, en se déplaçant dans le sens correct pour une nouvelle numérisation. Une nouvelle acquisition demande donc **très peu de temps** si la variation de V_{in} est faible !

Inconvénient : La première acquisition demande toujours 1 à 2^n coups d'horloge en conversion à n bits. C'est donc encore une méthode beaucoup trop lente pour de nombreuses applications.

3. Convertisseurs à approximations successives

La technologie est toute différente. Le compteur est remplacé par un registre très spécial, dit à approximations successives (RAS).

Au premier coup d'horloge, le RAS met le MSB à 1, donnant $B = 1/2 V_{réf.}$

- Si $A > B$, S reste à 0.
- Si $A < B$, S passe à 1.

Après ce premier coup d'horloge, le MSB reste à 1 si S a donné 1, il revient à 0 si S est resté à 0. (Action de D du RAS).

Au deuxième coup d'horloge, le RAS teste le bit juste inférieur au MSB, en le portant à 1... et ainsi de suite jusqu'au LSB.

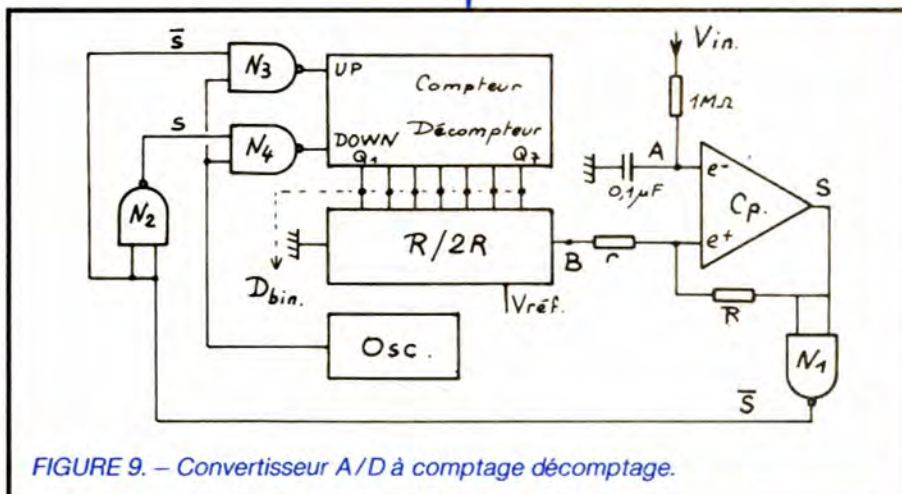
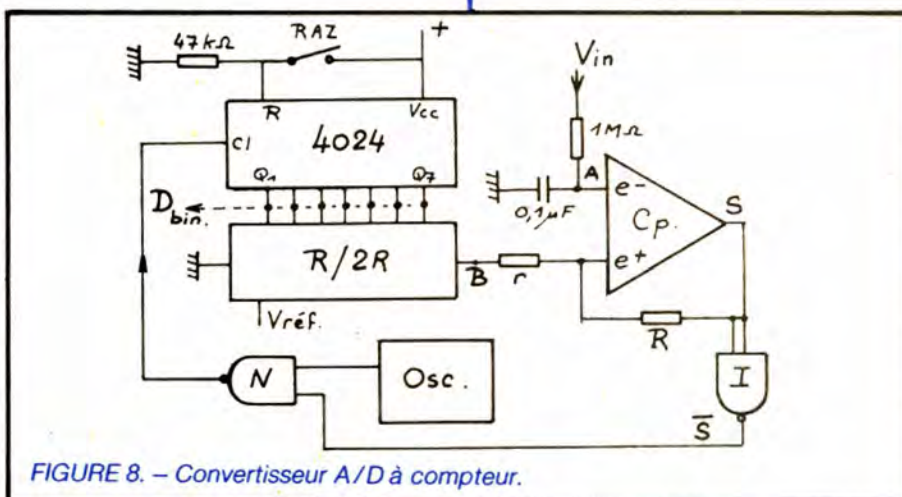
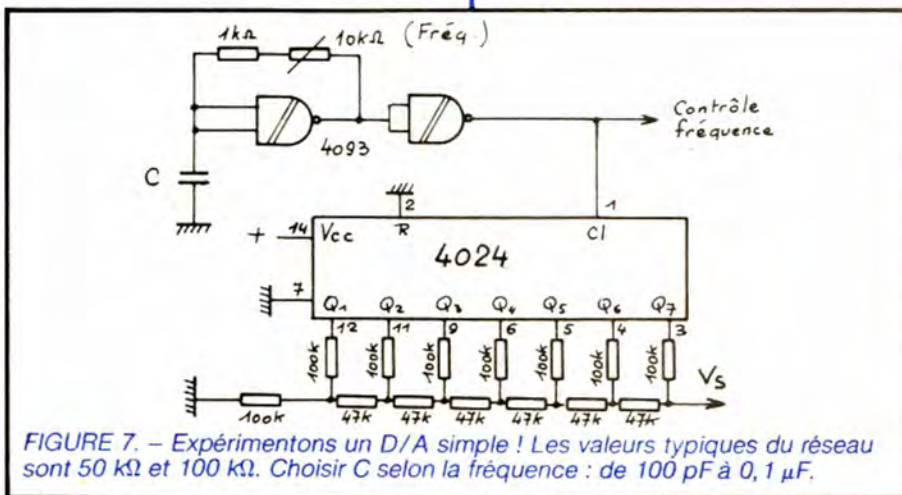
Avantage : Pour un convertisseur 8 bits, en huit coups d'horloge, le RAS a testé les 8 bits et fournit donc sur les lignes D_0 à D_7 l'image binaire de V_{in} . La vitesse d'acquisition est indépendante de V_{in} . Elle ne dépend que de la technologie des circuits. On peut alors atteindre des temps d'acquisition très courts : 10 bits en moins de $1 \mu s$ et 12 bits en moins de $2 \mu s$.

N.B. : Vous avez sans doute remarqué que le procédé décrit ressemble parfaitement à la méthode de la pesée avec des masses marquées !

4. Conversion A/D parallèle

Si l'on veut des conversions ultra-rapides, huit coups d'horloge, c'est encore trop. On adopte alors la technique dite **parallèle** ou **simultanée**. Voir la figure 11. Une chaîne de $2^n + 1$ résistances détermine un échelonnement de valeurs distantes de 1 LSB, entre V_{max} et V_{min} . Chaque valeur est appliquée à l'un des $2^n - 1$ comparateurs. Lorsque V_{in} est appliquée, tous les comparateurs correspondants à des niveaux inférieurs ou égaux à V_{in} basculent simultanément, donnant des niveaux hauts en sortie. Il reste alors à faire, dans le décodeur, une conversion instantanée (ou presque) de cette entrée non binaire en donnée binaire.

Avantage : Conversion quasi instantanée, au temps de réponse des comparateurs et du décodeur près.



Inconvénients : Il est de taille. Pour une conversion à 8 bits, il faut 255 R et 255 comparateurs. Sans parler du décodeur à 255 entrées ! Bien sûr, on fait presque des miracles en intégration LSI, mais tout de même ! Il va sans dire que de tels monstres sont très coûteux. A noter cependant une astuce rendant la solution plus accessible : 4 et 4 font 8. Mais 4 bits ne nécessitent que $2^4 - 1$ comparateurs, soit 15 comparateurs. Dans ces conditions, pour 8 bits, il ne faut plus que 30 comparateurs. Ouf, c'est mieux ! Ne crions pas victoire trop vite car la mise en parallèle des deux convertisseurs 4 bits pour en faire 8 n'est pas si simple et oblige à des composants supplémentaires. C'est souvent la méthode retenue cependant, on s'en doute.

Quoi qu'il en soit, cette méthode permet de numériser sur 8 bits à 20 MHz de cadence (soit 20 000 000 d'acquisitions par seconde). Ce n'est pas mal du tout !

F. THOBOIS

Conclusion

Toutes les méthodes passées en revue sont bonnes à un certain point de vue. Même les deux méthodes à compteur qui sont pourtant les plus lentes. D'ailleurs, vous avez peut-être reconnu dans ces techniques celles mises en œuvre dans les multimètres numériques, qui sont à base de convertisseurs A/D. Dans ce cas, une acquisition lente, de l'ordre de 1 seconde, n'est pas du tout gênante. L'effort peut alors porter sur la linéarité, la précision, la stabilité... Pour toutes les applications à vitesse moyenne, les circuits à approximations successives sont parfaits. On les trouvera en général en interface entre les capteurs analogiques et les circuits de traitement des informations binaires résultantes (systèmes à microprocesseurs en général). Enfin, les convertisseurs ultrarapides seront réservés par exemple à la télévision numérique, et même tout simplement au son numérique qui exige déjà une grande vitesse.

Reste une dernière méthode dont nous n'avons pas parlé, parce que ce

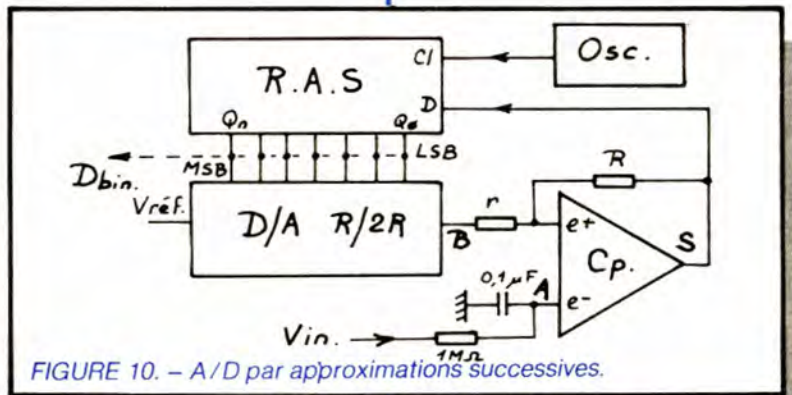


FIGURE 10. - A/D par approximations successives.

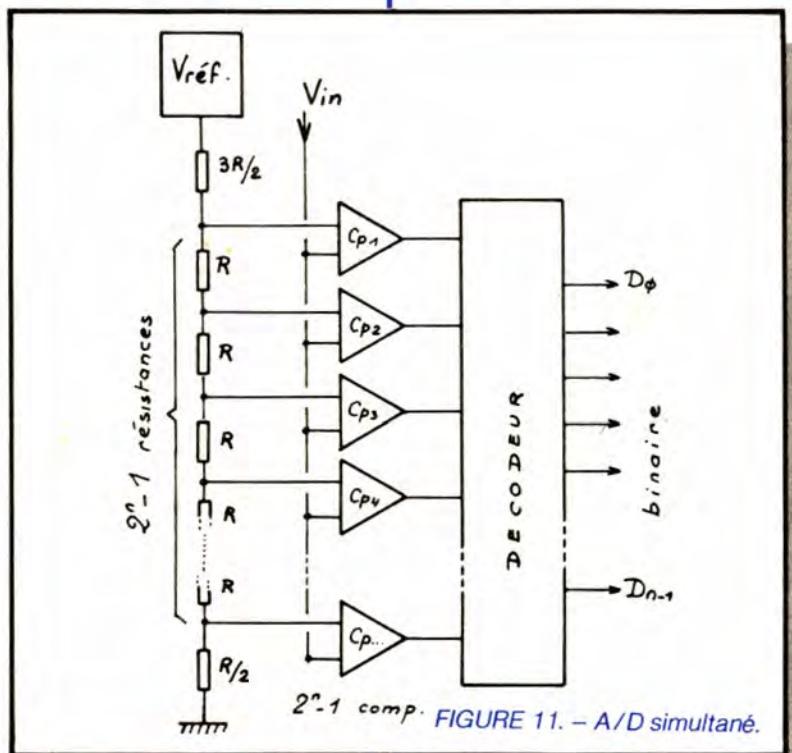


FIGURE 11. - A/D simultanée.

n'est pas une véritable conversion A/D : c'est la conversion tension/fréquence. Ce n'est d'ailleurs pas une très bonne méthode. En effet, la fréquence, bien que caractérisée par un nombre, est une grandeur analogique. Il reste donc encore dans la méthode en question à numériser cette fréquence. Comme la conversion V/F manque très souvent de précision et de linéarité, le résultat final est médiocre, en général.

Nous avons déjà illustré ce mode de fonctionnement dans des voltmètres

construits autour du LM331 de NS, circuit V/F assez satisfaisant : c'est ainsi que furent conçus l'adaptateur TFX3 et le voltmètre du TF7 SF. Nous avons aussi remarqué la description de manettes de jeux, pour ordinateur avec quatre LM331, solution peu économique, il faut en convenir ! Il existe pourtant des multiplexeurs analogiques.

Dans un article à venir, nous aurons l'occasion d'utiliser un convertisseur A/D, type RAS ! Mais n'en disons pas plus, nous verrons cela plus tard.