

LE HAUT-PARLEUR

17^F

N° 1716
MAI
1985
LX^e ANNÉE

LA REFERENCE ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE

REALISATIONS

EMISSION-RECEPTION
**REALISEZ
UN EMETTEUR DE
TELEVISION AMATEUR**

MICRO-INFORMATIQUE
**INITIATION A LA
PROGRAMMATION**

**TSUKUBA
"EXPO '85"**

HIFI
**LE CD 54 ET CD 84
MARANTZ**

Actualité
Vidéo
**LE CAMESCOPE
VIDEO 8 SONY**



TBF 3

UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES

Le TBF 3, comme son nom l'indique, n'est pas le premier générateur BF dit « de fonctions » que nous avons décrit dans les colonnes de cette revue. En effet, c'est le quatrième, comme – cette fois – son nom ne l'indique pas.

– Le TBF 1, très simple a été décrit dans les n°s 1513 et 1521.

– Le TBF 2, beaucoup plus récent, a été décrit dans les n°s 1672 et 1673. Cet appareil ayant la particularité intéressante et inédite de posséder son propre fréquencemètre numérique incorporé !

– Le TBF 1038, le seigneur de la série, vit le jour à un moment où ce genre d'appareil était quasiment inconnu des amateurs. Sa description se fit dans les n°s 1482, 1486 et 1490. C'est l'ancêtre, mais quel ancêtre ! Le TBF 1038 fournissait :

- Triangles, sinusoïdes et rectangles.
- Signaux TTL à rapport cyclique variable.
- Fréquences allant de 2×10^{-2} Hz à 200 kHz.
- Tone-Burst.

C'est que le TBF 3 sort résolument des sentiers battus ! Il diffère totalement des générateurs que nous avons décrits et de ceux décrits même très récemment dans d'autres revues. Dans le TBF 3, nous franchissons le pas séparant l'analogique du digital ! Alors que tous ses concurrents sont analogiques, le TBF 3 est DIGITAL (ou numérique, si vous préférez).

Tout d'abord la **fréquence du signal de sortie est synthétisée** : elle

est obtenue par l'intermédiaire de roues codeuses et a la stabilité et la précision du quartz ! Cela à **toutes les fréquences fournies** !

Mais, de plus, la **forme des signaux est synthétisée** également ! Ces formes sont mises en mémoire morte. La mémoire est lue à la fréquence souhaitée et on obtient ainsi soit un triangle parfait, soit une magnifique sinusoïde... et tous leurs dérivés, nous le verrons plus loin.



- Sorties calibrées à offset.
- Double ampli de sortie.

Cet appareil unique en son genre (au diable la modestie !) n'est nullement dépassé aujourd'hui et mériterait d'être monté encore !

Mais alors, pourquoi le TBF 3 ?

Nous pourrions répondre : tout simplement pour l'amour de l'art. Pour le plaisir de se frotter à un problème difficile (assez difficile pour que les... planteurs de tulipes s'y soient cassés les dents, du moins à ce qu'ils disent !). Bien entendu, aussi, pour pouvoir proposer aux lecteurs de la revue qui nous est chère, une réalisation une fois encore inédite, performante, passionnante à étudier, à fabriquer et plus encore à utiliser ! Quand vous aurez terminé cet appareil, si vous le réalisez, nous vous promettons beaucoup de plaisir, rien que dans les longues séances d'observation des signaux qu'il fournit, sur l'écran de votre oscilloscope !

Bien entendu, ce n'est pas du tout comme cela que procèdent les générateurs de fonctions habituels. Dans tous les cas, le cœur du montage est un générateur de triangles. Le triangle est obtenu en provoquant la charge puis la décharge d'un condensateur. Pour que le triangle généré soit parfait :

– les courants de charge et de décharge doivent être parfaitement constants, ce qui n'est pas très difficile à obtenir ;

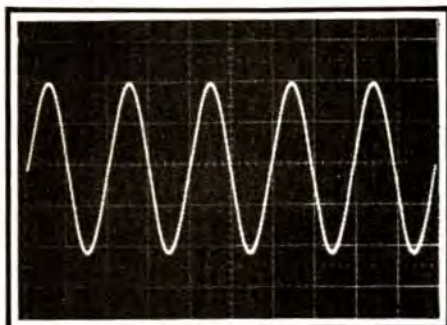


PHOTO A. – Sinusoïde à la fréquence maximale de 20 460 Hz.

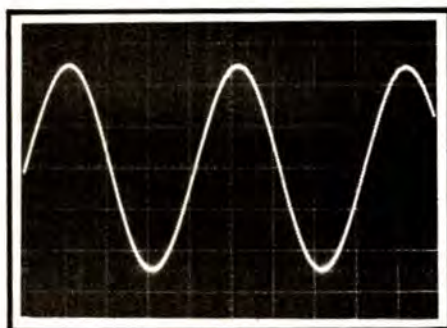


PHOTO B. – Sinusoïde à 1 000 Hz.

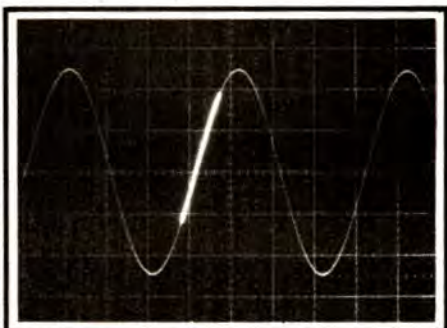


PHOTO C. – La même sinusoïde avec surbrillance par la deuxième base de temps.

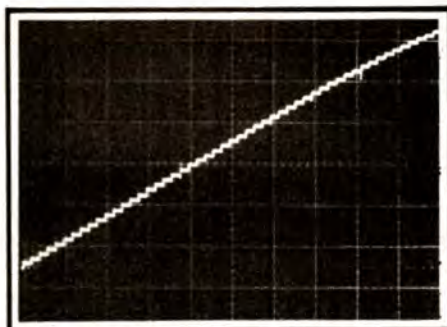


PHOTO D. – La partie surbrillée apparaît maintenant en gros plan, montrant la structure en escalier de la courbe générée.

– le courant de charge doit être rigoureusement égal à celui de décharge et c'est une condition bien plus difficile à remplir, car il faut que cette condition soit respectée à toutes les fréquences, d'abord d'un bout à l'autre d'une gamme, puis de gamme à autre. En pratique, le réglage se fait en UN POINT de la gamme, quelquefois en deux, le montage faisant le reste en tentant de conserver l'égalité aussi bien que possible. Bien entendu, il y a un écart notable entre la perfection souhaitée... et la réalité concrète !

Comme la sinusoïde de nos générateurs est un sous-produit du triangle (le triangle étant « déformé » par un **conformateur** à conduction progressive), tout défaut du triangle se retrouve dans cette sinusoïde.

Les deux circuits intégrés classiques, pour fabriquer les générateurs de fonctions, sont le ICL 8038 de Intersil et le XR 2206 de Exar. Ces deux circuits assez semblables, datant de quelque dix ans, permettent d'obtenir des taux de distorsion moyens de 1 % sans trop de difficulté. Pour descendre en dessous, il faut « jongler » avec les corrections et les astuces de montage. Il est possible d'atteindre 0,5 %, mais il est souhaitable alors de faire la vérification à la fréquence correspondant **au point de réglage**, car il est probable qu'en dehors de ce point, le résultat soit beaucoup moins flatteur !

Pour ce qui est de la stabilité en fréquence des 8038 et 2206, il est préférable de ne pas trop insister sur la question. En effet, elle serait plutôt du type « caoutchouc » ! C'est plus, c'est moins, ça monte, ça descend. Espérer mieux que 10 % de précision à court et long terme relève de l'optimisme le plus débordant !

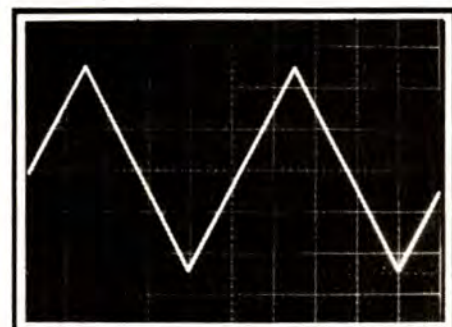


PHOTO E. – Triangle à 1 000 Hz.

Une autre difficulté des générateurs BF classiques : obtenir la même amplitude de sortie des trois formes de base : la sinusoïde, le triangle et le rectangle. De plus, difficulté annexe, le potentiel moyen des trois signaux est parfois différent et doit être corrigé en conséquence.

En conclusion, le générateur de fonctions classiques est de principe simple (charge et décharge d'un condensateur), mais il doit être assorti de multiples corrections, ajustages et réglages très difficiles à maîtriser et ne donnant jamais les mêmes performances à toutes les formes et fréquences.

Nous avons un gros défaut, lequel nous est parfois reproché : nous ne travaillons pas assez pour « la plupart des amateurs ». Nous avons la très mauvaise habitude d'être « perfectionniste » ! Nous avons le vice de croire que parmi les lecteurs existent des amateurs de belle électronique !

Que voulez-vous que nous y fassions ? La nature est ainsi faite que chacun a son propre tempérament. Le nôtre est plutôt de lorgner vers les montages de haut de gamme que vers la brocante des montages des débutants sous cultivés. Et c'est pourquoi nous vous présentons aujourd'hui le TBF 3 !

Les caractéristiques de ce nouvel appareil sont résumées ci-dessous :

Formes d'ondes délivrées

- Sinusoïdes.
- Triangles.
- Rectangulaires.
- Rampes sinusoïdales.
- Rampes linéaires.
- Sinusoïdes redressées.
- Signaux carrés TTL.

N.B. : Toute forme particulière peut être programmée si nécessaire. Une moitié seulement de la mémoire étant utilisée en version standard.

Fréquences

- Synthétisées. Par boucle à verrouillage de phase.
- Gamme de base : 100 à 1 023 Hz, au pas de 1 Hz.
- Autres gammes : $\times 10$, $/10$, $/100$, $/1000$. D'où une couverture de 0,1 Hz à 10 kHz en direct.
- Multiplication par deux dans toutes les gammes portant la couverture de 0,2 Hz à 20 kHz.
- Manuelles. Chaque gamme peut être couverte en variation manuelle par oscillateur libre non synthétisé, libérant de

la servitude des « pas » si le besoin s'en fait sentir.

– Vobulés. Entrée de vobulation prévue avec couverture de chaque gamme.

Amplitudes

– Calibrées. Quatre niveaux disponibles.

10 Vcc, 1 Vcc, 100 mVcc, 10 mVcc.

– Décalibrées. Chaque niveau est ajustable de 0 au maximum.

– Offset. Décalage du niveau moyen des signaux depuis le tout négatif jusqu'au tout positif.

Tone-Burst.

Modes 1/1 et 8/8 donnant des salves de 1 période ou de 8 périodes.

Performances

– Fréquence. Stabilité et précision type quartz, de 10^{-6} environ.

– Triangle. Linéarité et symétrie « mathématiques », de l'ordre de 0,2 %.

– Sinusoïde. Distorsion mesurée de l'ordre de 0,25 %. Ce résultat étant valable A TOUTES LES FREQUENCES fournies.

La lecture de ces résultats montre l'intérêt du TBF 3, dépassant nettement les performances d'un générateur ordinaire, parfois de très loin, comme pour la précision et stabilité de la fréquence. Quand nous aurons ajouté que ces résultats sont obtenus SANS AUCUN REGLAGE (le TBF 3 ne contient que trois résistances ajustables, une pour la butée de fréquence manuelle et les deux autres pour caler l'amplitude !), donc que l'on est certain que ces performances seront **reproductibles et stables dans le temps**, nous craignons fort de retrouver, d'ici peu, quelques vieux générateurs de fonctions... dans les poubelles !

On peut cependant faire un reproche au TBF 3 : ne pas monter assez haut en fréquence. C'est vrai, les signaux de base plafonnent à 20 kHz, à 20 460 Hz pour être précis. Les générateurs classiques montent souvent à 200 kHz !

Nous pourrions vous dire que 200 kHz ce n'est plus de la BF, mais de la HF. C'est même la fréquence du fameux émetteur de Droitwich !

Nous pourrions dire aussi que à 200 kHz, les autres générateurs y montent peut-être, mais à quel prix : triangles à linéarité et symétrie douteuses, sinusoïdes à fort taux de distorsion... D'ailleurs, une récente description très « bichonnée » d'un montage à 2206 se limite prudemment à 100 kHz !

Certes, nous pourrions dire tout cela, mais franchement si nous avions pu faire mieux, nous l'aurions fait ! 20 kHz constituent le maximum possible avec des **composants grand public**. Un seul exemple : le convertisseur D/A qui nous est nécessaire vaut quelque 50 F. Pour passer à la vitesse supérieure (100 kHz, par exemple), il faut un exemplaire « ultra high speed », de prix « ultra fort ». De l'ordre de 400 F HT à l'unité, ce qui nous amène à 800 F chez le revendeur de détail. Bien entendu, les circuits périphériques du convertisseur D/A doivent suivre. Le prix de revient devient absolument incompatible avec celui d'une réalisation d'amateur. N'en parlons plus.

A noter que le TBF 3 permet des triangles à 1/2 amplitude, mais à fréquence double, ce qui porte dans ce cas la barre à 40 kHz, ce qui n'est pas si mal. De même, si l'on tolère une distorsion double, on peut aussi programmer la mémoire pour obtenir des sinusoïdes à 40 kHz et demi-amplitude. Cette possibilité sera offerte en option. Notons encore que les rampes sont fournies, en version de base, à fréquence double, donc à maximum de 40 kHz. Une option permet d'ailleurs de supprimer cette multiplication par deux. Nous verrons cela plus loin.

La présentation du TBF 3 s'achevant et vous ayant, du moins nous l'espérons, convaincu, nous allons passer à la seconde partie de cet article, consacrée à l'étude théorique. Une étude que nous aurions pu développer beaucoup plus, compte tenu de la richesse et de l'intérêt des sujets abordés. Nous nous sommes cependant limité au minimum nécessaire à une compréhension correcte du montage. De toute manière, cette étude théorique nous semble

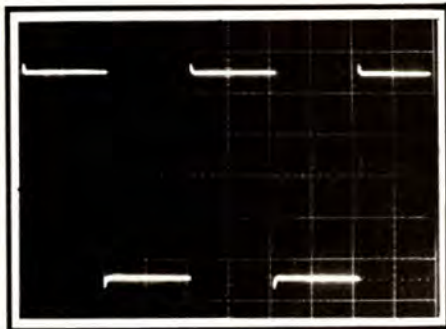


PHOTO F. – Rectangulaire à 1 000 Hz.

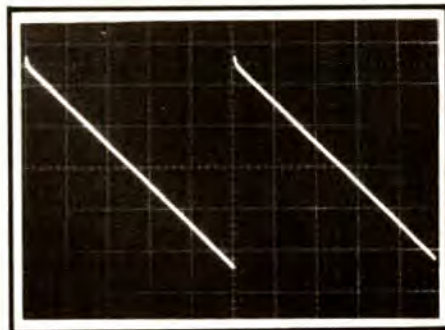


PHOTO G. – Le TBF3 fournit aussi des rampes montantes ou descendantes.

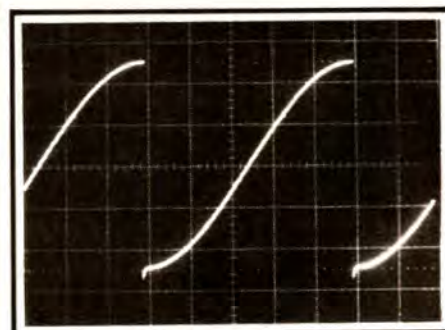


PHOTO H. – Ces rampes linéaires comme en photo G peuvent aussi être sinusoïdales.

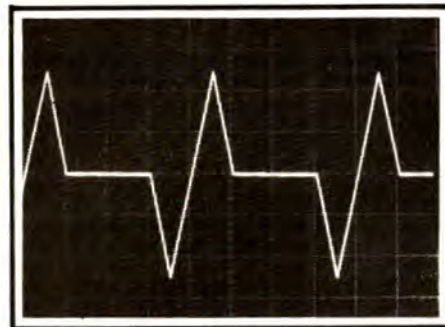


PHOTO I. – Le TBF3 possède un mode TONE-BURST, générateur de salves. Ici sur les triangles et en 1/1.

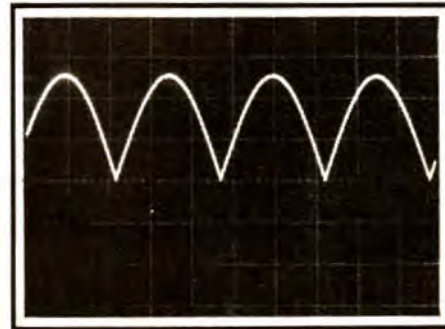


PHOTO J. – On peut aussi obtenir des sinusoïdes redressées.

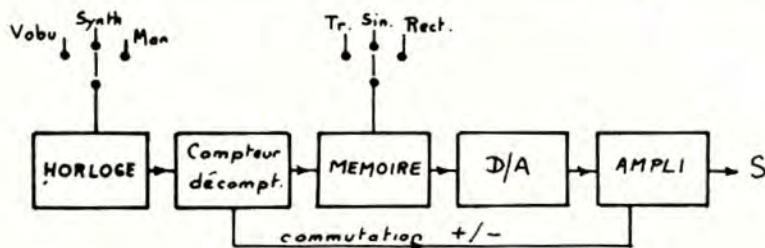


FIGURE 1. - Schéma bloc du TBF3.

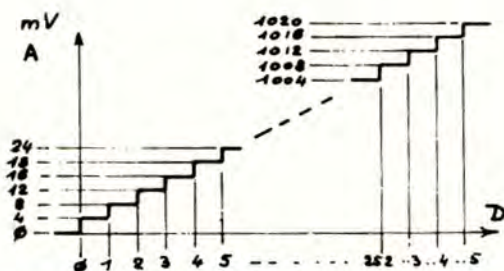


FIGURE 2. - Conversion D/A. Binaire de 0 à 255, 4 mV par échelon.

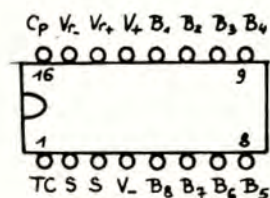


FIGURE 3. - Brochage du DAC-08.

d'autant plus indispensable qu'elle concerne autant les réalisateurs que ceux qui ne feront que lire ces lignes. Pour les uns et pour les autres, cette seconde partie, outre son côté pédagogique, aura au moins un avantage substantiel. Elle vous enrichira l'esprit... sans vider votre portefeuille. Elle vous apportera beaucoup, peut-être, et ne vous coûtera rien, sans doute. Alors, s'en priver serait vraiment stupide ! Allons-y donc, car le TBF 3... c'est un beau sujet !

Etude théorique

La figure 1 montre le synoptique du TBF 3 et met en évidence ses diverses parties :

- Le **générateur d'horloge** fonctionnant soit en mode synthétisé, soit en mode manuel, soit en mode vobulé par une tension externe.
- Les signaux d'horloge attaquent un système logique de **comptage-décomptage**.
- Les sorties de ce compteur-décompteur adressent une mémoire morte dont les données de sorties constituent les poids binaires des niveaux à créer.
- Les données mémoire, de type nu-

mérique, sont converties en tensions analogiques par un **convertisseur D/A**. Le signal est disponible sur la sortie de cet étage.

- Un **ampli de sortie** permet d'avoir l'amplitude désirée, un réglage de gain et une possibilité d'offset.

Nous allons commencer l'étude par celle du convertisseur D/A, étude assez rapide puisque nous y avons consacré un autre article spécial paru dans le numéro 1715 du *Haut-Parleur*.

Le convertisseur D/A

Le convertisseur D/A a une mission très simple : il doit transformer un nombre binaire en son image analogique, c'est-à-dire en une tension continue. La loi mathématique de conversion est donc :

$$V_S = k n_2$$

n_2 étant le nombre binaire (base 2) des entrées.

V_S , la tension de sortie continue obtenue.

k , un coefficient de proportionnalité, positif ou négatif suivant le schéma retenu.

Ainsi, si l'on a affaire à un convertisseur 8 bits, le nombre n_2 peut aller de

00000000 à 11111111, soit de 0 à 255 en décimal. En supposant que

$$k = 4 \text{ mV/échelon,}$$

la tension V_S peut prendre 256 valeurs différentes comprises entre $V_S = 0 \text{ V}$ et $V_S = 255 \times 4 = 1020 \text{ mV}$, chaque valeur étant distante de sa voisine de 4 mV. Voir la figure 2.

Le convertisseur que nous avons choisi pour le TBF 3 est le DAC-08, identique au DAC 0800. Ce circuit intégré est fabriqué tant par Motorola que par NS, et il ne doit donc pas donner de problème d'appro !

Le DAC-08, dont la figure 3 donne le brochage et la figure 4 la structure interne schématique, a la particularité d'un temps d'établissement très court : de l'ordre de 90 ns ! C'est donc un circuit rapide, même s'il ne l'est pas autant que nous l'aurions souhaité. Il requiert une double alimentation de $\pm 15 \text{ V}$, une tension de référence de 10 V. On peut le monter soit en référence positive, soit en référence négative. Nous avons retenu la première solution. Les entrées binaires s'adaptent à toutes les familles logiques existantes, en fonction du branchement du picot 1 (TC). Elles conviennent donc à la LSTTL, retenue pour le système de comptage, à condition de relier TC à la masse.

Deux sorties sont disponibles, donnant des courants complémentaires, ce qui permet soit une tension de sortie nulle pour $n_2 = 0$, soit au contraire une tension maximale. Voir à ce sujet le tableau de la figure 5, basé sur une intensité de référence de 2 mA et une résistance de référence de 5 k Ω . Vous noterez que les tensions obtenues sont négatives. Nous verrons plus loin que cette polarité est inversée, donc rendue positive, dans le TBF 3, par un ampli OP de type 741. Voir figure 10.

Dans notre montage, la tension de sortie du DAC-08 est donnée par la formule :

$$V_S = V_{ref} / R_{ref} \times n_2 / 256 \times R_{CH}$$

V_{ref} étant la tension de référence de 10 V.

R_{ref} , la résistance d'entrée de la référence, soit 4,7 k Ω .

n_2 , le mot binaire appliqué sur les entrées.

R_{CH} , la charge de sortie du 741, soit 1,5 k Ω .

Au maximum on a : $n_2 = 255$

ce qui donne :

$$V_S = 10\,000 / 4\,700 \times 255 / 256 \times 1\,500$$

$$V_S \approx 3\,180 \text{ mV ou } 3,18 \text{ V}$$

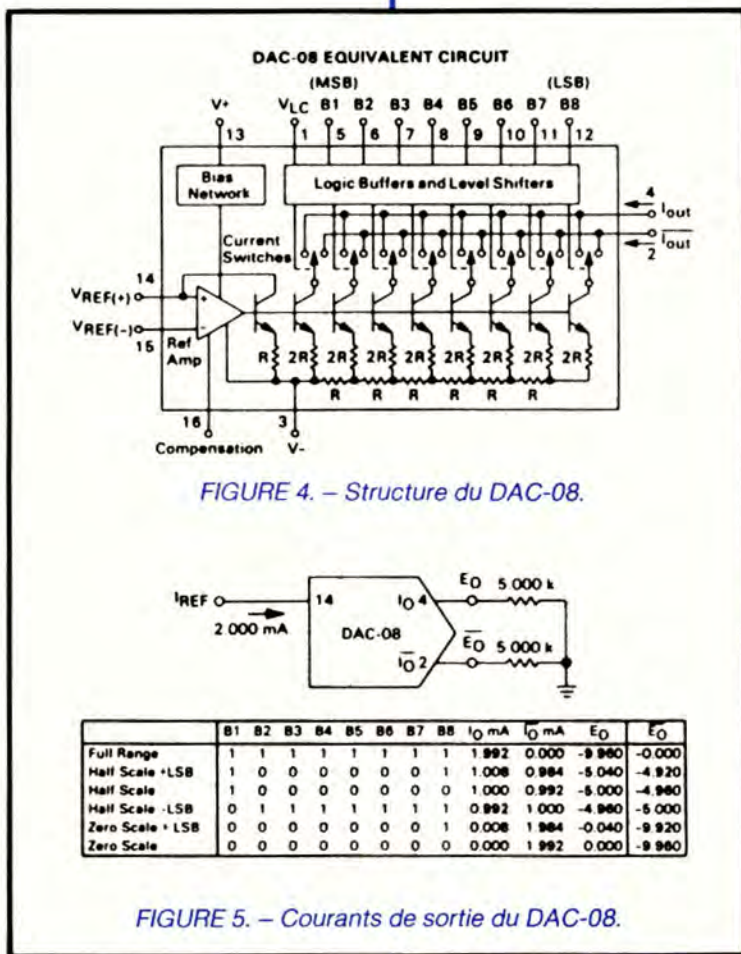
Comme le montre la figure 4, le DAC-08 retient la technique du réseau R/2R pour assurer la conversion Digital/Analogique. On se reportera à notre article précédent sur les convertisseurs pour explorer un peu plus le sujet.

Finalement, le principe de génération d'un signal est très simple : il suffit de placer successivement sur les entrées du DAC-08 les mots binaires n_2 nécessaires à l'obtention des paliers de tensions désirés. Pour obtenir un signal donné, il faut donc déterminer :

- le nombre d'échelons à créer pour s'approcher au plus près de la forme désirée ;
- les valeurs de n_2 correspondant à chaque échelon.

Ce processus est appelé **digitalisation d'un signal**. Voir la figure 8 dans laquelle la courbe a été digitalisée à sept niveaux, dont les valeurs seront, par exemple, de 0 1,2 2,0 2,4 2,8 3,1 et 3,4. En admettant que 3,5 soit la valeur maximale du signal en question, alors on peut établir la correspondance entre n_2 et les valeurs ci-dessus :

N_2	V_S
0	0
255	3,5



n_2 étant en décimal pour l'instant. On peut alors calculer les différentes valeurs décimales de n_2 , par la relation :

$$n_2 = 255 \times V_S / 3,5$$

ce qui donne, pour 1,2 par exemple :

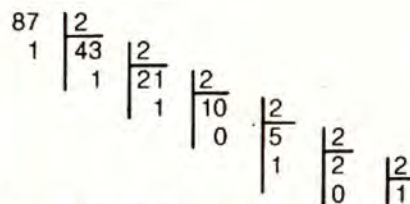
$$n_2 = 255 \times 1,2 / 3,5 \approx 87$$

Nous obtenons alors les résultats suivants, en calculant de même les autres échelons :

V_2	0	1,2	2,0	2,4	2,8	3,1	3,4
N_2	0	87	145	178	204	225	247

Les valeurs trouvées de n_2 sont donc les valeurs d'adressage du DAC-08 pour avoir les sept échelons en sortie (à un coefficient de proportionnalité près). Reste maintenant à convertir les résultats en binaire pur, pour savoir ce qu'il faut réellement appliquer sur les entrées B_1 à B_8 .

Il faut convertir nos résultats décimaux en binaire :
- soit par la technique des divisions successives par 2 :



d'où $87_{10} = 1010111$ sur 7 bits ou 01010111 en complétant à 8 bits ;

- soit par la technique de « la pesée » en utilisant la « boîte de poids » binaires suivantes :

B_8	B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1
128	64	32	16	8	4	2	1

Pour faire 87, il faut prendre
64 $\rightarrow B_7 = 1$
Il manque alors $87 - 64 = 23$
Prenons 16 $\rightarrow B_5 = 1$
Il manque $23 - 16 = 7$
Prenons 4 $\rightarrow B_3 = 1$
Il manque encore $7 - 4 = 3$
Prenons 2 $\rightarrow B_2 = 1$
... et 1 $\rightarrow B_1 = 1$

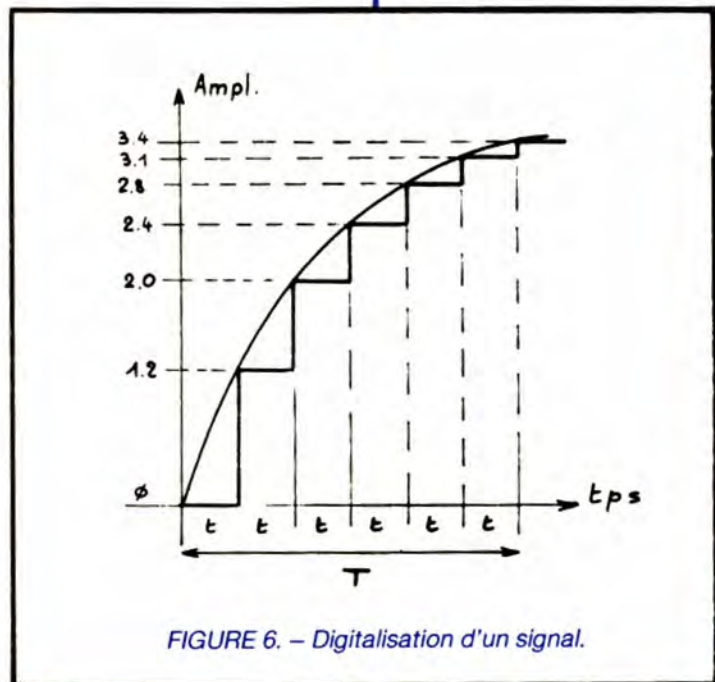


FIGURE 6. - Digitalisation d'un signal.

d'où :

B ₈	B ₇	B ₆	B ₅	B ₄	B ₃	B ₂	B ₁
0	1	0	1	0	1	1	1

Résultat égal au précédent, bien sûr !

Finalement, pour digitaliser notre signal de la figure 6, il faut appliquer sur B₁... B₈ les mots binaires suivants :

Pour synthétiser la courbe de la figure 6, il faudra appliquer ces mots binaires à intervalles de temps t égaux. Bien entendu, cela nous fait penser à un compteur. Nous ferons donc, sans aucun doute, appel à ce type de circuit.

Décimal	B ₈	B ₇	B ₆	B ₅	B ₄	B ₃	B ₂	B ₁
0	0	0	0	0	0	0	0	0
87	0	1	0	1	0	1	1	1
145	1	0	0	1	0	0	0	1
178	1	0	1	1	0	0	1	0
204	1	1	0	0	1	1	0	0
225	1	1	1	0	0	0	0	1
247	1	1	1	1	0	1	1	1

NB. : Il existe une erreur volontaire dans ce tableau ! Trouvez-la !

$t = T/n$, n étant le nombre des échelons et T la durée du signal que l'on ne peut changer. Or, il faut garder à n une valeur compatible avec la technologie utilisée. Pour le DAC-08, on a $t = 90$ ns, au minimum ! Comptons sur 100 ns et faisons un petit calcul !

Supposons que T de la figure 6 corresponde à $1/4$ de période d'une sinusoïde. Supposons une fréquence de 20 kHz.

$$\begin{aligned} \text{Alors } T &= 1/4 \times 1/20\,000 \\ &= 1/80\,000 \text{ s} = 12,5 \mu\text{s} \\ \text{d'où } n &= T/t = 12,5 \times 10^{-6} / 100 \times 10^{-9} \\ &= 125. \end{aligned}$$

Nous pouvons envisager 125 échelons en poussant le DAC-08 au maximum de ses possibilités. Malheureusement, les composants périphériques du DAC vont un peu ralentir cette belle cadence !

De plus, le compteur envisagé plus haut sera probablement binaire et de ce fait, pourra compter par 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128... Nous sommes donc amenés à éliminer la valeur 128, dépassant les prévisions, pour nous rabattre sur le facteur 64, plus modeste, mais qui nous maintiendra assez loin des possibilités limites !

En conclusion, le TBF3 va synthétiser une forme, en lui donnant 64 échelons de valeur, par quart de période entière, soit $(4 \times 64) - 4$ échelons par période entière : 252 échelons !

Mais, au fait, comment peut-on passer du quart de période de la figure 6 à la période entière de la figure 8 ?

Eh bien, par deux artifices :

- Tout d'abord le compteur d'adressage comptera de A à B, puis décomptera de B à A... et ainsi de suite, donnant le signal de la figure 7 ! Ce signal sera celui de sortie du DAC-08 :

- Ensuite nous ferons suivre le DAC d'un amplificateur à **inversion commandée** :

- Pendant I, non inverseur donnant ABA.
- Pendant II, inverseur donnant \overline{ABA} .
- Pendant III, non inverseur redonnant ABA.
- Pendant IV inverseur donnant $\overline{\overline{ABA}}$.

La figure 8 donne le résultat obtenu. Petit miracle ! C'est une sinusoïde ! Compteur/décompteur et commande d'inversion font partie de la logique de contrôle du TBF3. Nous l'étudierons plus loin.

2. Mémoire de forme

Il est évident que des nombres aussi biscornus que ceux de la suite : 0, 87, 145, 178, 204... de l'exemple précédent ne peuvent pas être obtenus à l'aide d'un compteur classique, dont les sorties n'ont rien d'aussi aléatoire. Il est donc indispensable de mettre les susdites valeurs « en mémoire ». Cela se fait dans des circuits intégrés spéciaux appelés... devinez ! Eh oui, tout simplement... **mémoires** ! Si vous êtes un fana d'informatique, ces composants n'ont pas de secret pour vous (surtout vus du clavier !). Dans le cas contraire, une petite explication est nécessaire.

Les mémoires qui nous sont nécessaires doivent évidemment garder leurs données, même une fois le TBF3 arrêté ! De telles mémoires sont dites *mortes* (quel vilain nom !). On les dit aussi de type ROM (Read Only Memory = mémoire que l'on peut seulement lire !). Dans cette catégorie, on trouve deux types de circuits :

– **Les EPROM** (Erasable Programmable ROM = ROM programmable et effaçable). Le type le plus connu est la fameuse 2716 que nous allons justement utiliser dans le TBF3. Une 2716 est une ROM pouvant contenir 16 K-bits, comme sa référence l'indique (1 K-bit = 1024 bits). Dans ce cas, les 16 K-bits sont organisés en 2 K « mots » de 8 bits. Comme 8 bits font 1 octet, nous disposons ainsi de 2 K-octets !

Une 2716 se programme électriquement, mais peut s'effacer par une exposition aux ultraviolets. Les EPROM sont donc des mémoires d'emploi très facile avec des capacités pouvant être considérables puisqu'il existe des 2732, 2764, 27128 et même des 27256 ! Elles ont cependant un défaut : elles sont **lentes** : leur temps d'accès est de l'ordre de 450 ns ! Elles sont donc incompatibles avec l'emploi envisagé plus haut, puisque la cadence nécessaire à la synthèse d'une sinusoïde de 20 kHz est de 100 ns environ !

Signalons encore que la donnée contenue dans une EPROM est constituée par la charge d'un « condensateur » intégré. S'il est chargé, le niveau est de 1. S'il ne l'est pas, c'est 0. L'isolement des condensateurs élémentaires est tel que cette charge demeure... des années !

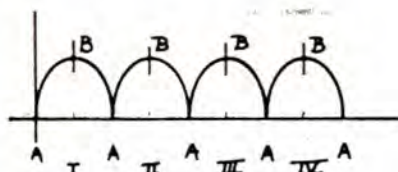


FIGURE 7. – Sortie du DAC.

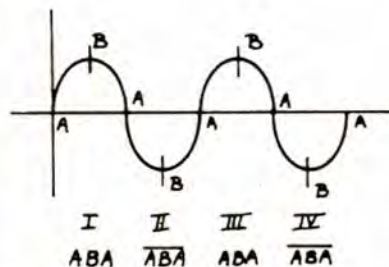


FIGURE 8. – Sortie après inversion des phases paires.

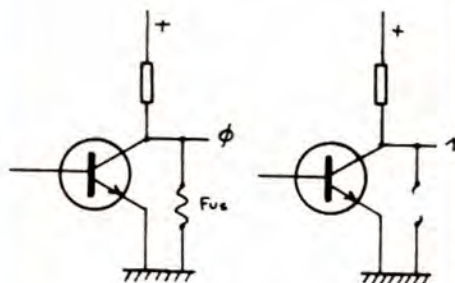


FIGURE 9. – Principe des sorties des PROMS fusibles.

– **Les PROM.** Ce sont des mémoires programmables, mais non effaçables. La technologie est très différente et basée sur le principe du « fusible ». Très schématiquement, on peut dire que les données sont accessibles sur des transistors de sorties (voir fig. 9). A l'origine, tous les transistors sont court-circuités par des conducteurs fusibles. Dans ces conditions, toutes les sorties sont en permanence à 0. La programmation consiste à « griller » les fusibles sur les sorties à mettre à 1. Une fois grillé, on comprend facilement qu'il n'est plus possible de revenir en arrière !

Nous avons choisi la PROM fusible 74S387, de technologie TTL rapide.

Cette mémoire a une capacité de 1 K-bit. Elle est organisée en 256 « mots » de 4 bits. Pour obtenir des octets (8 bits), il est donc nécessaire d'associer deux 74S387 en parallèle, l'une donnant les **MSB** (Most Significant Digit = digits de poids fort), l'autre donnant les **LSB** (Least Significant Digit = digits de poids faible).

Gros avantage des PROM : leur temps d'accès très court, de l'ordre de 50 ns, soit neuf fois plus rapides que les EPROM ! Ce temps est tout à fait correct dans notre TBF3 (< 100 ns !). Les deux 74S387 peuvent contenir 256 mots de 8 bits, c'est plus qu'il nous en faut pour mémoriser la forme de la sinusoïde 64, mots seulement étant nécessaires. Nous n'allons donc utiliser que le 1/4 de ces mémoires.

Pour générer une forme triangulaire, il n'est pas nécessaire de mettre les échelons en mémoire, puisque leur progression est linéaire. Elle peut donc être obtenue directement de la sortie d'un compteur. Toutefois, si nous adoptons cette solution, pour passer de la sinusoïde au triangle, il va falloir commuter les 8 entrées du DAC, soit vers la mémoire SINUS, soit vers les sorties de ce compteur. Cette solution est trop lourde en pratique !

Nous l'avons évitée en mettant également en mémoire les échelons du triangle. Nous utilisons pour cela le second quart des mémoires. Le passage d'une forme à l'autre se fait très simplement par commutation d'adressage (changement sur un bit, avec un simple inverseur !) (voir fig. 11).

Nous n'avons pas utilisé la moitié restante de la mémoire. Il serait pourtant parfaitement possible de le faire, en synthétisant d'autres formes : paraboliques, hyperboliques, exponentielles, arbitraires... Nous verrons plus loin que nous envisagerons une occupation d'un troisième quart, pour une sinusoïde à double fréquence. Toute autre possibilité est laissée à l'initiative des réalisateurs !

Schéma de la platine de conversion

Voir figure 10. Nous y retrouvons les éléments étudiés dans les lignes précédentes. Le convertisseur D/A, un DAC-

08, est alimenté sous ± 15 V. La tension de référence est obtenue par Zener, à partir du + 15 V. Les entrées du DAC sont reliées aux sorties mémoires. Celles-ci étant du type « à collecteurs ouverts », des résistances de charge sont indispensables. Une faible valeur, 470 Ω , garde des temps de transition très courts.

La lecture des mémoires se fait à l'aide des entrées d'adresses : A₀ à A₅ reliées aux sorties du compteur/décompteur, via un circuit non inverseur : un 74LS541. Nous en verrons l'utilité plus loin.

La sortie du DAC est reliée au 741 monté en convertisseur Intensité/Tension. Le signal synthétisé apparaît en sortie 6 de ce 741, avec la

forme du signal de la figure 7. L'ampli OP qui suit est un 318 à large bande. Il opère la transformation illustrée en figure 8. Le fonctionnement de cet étage est assez spécial :

- Si le transistor T₃ est conducteur, l'entrée e⁺ est à la masse, l'ampli OP fonctionne alors en inverseur, de gain unité ($R_{51}/R_{50} = 1$).

- Si le transistor T₃ est bloqué, la tension de sortie du 741 apparaît intégralement sur l'entrée e⁺, amenée par la résistance de 1 k Ω . L'ampli OP va alors déterminer sa tension de sortie de manière à conserver une ddp nulle entre e⁺ et e⁻. Imaginons par exemple que la sortie du 741, soit à + 4 V. Nous avons alors e⁺ = + 4 V, donc e⁻ = + 4 V. La chute de tension aux bornes de R₅₀ est

donc nulle et le courant qui la traverse aussi ! Comme ce courant ne peut venir que de la sortie, le courant dans R₅₁ est nul et la tension de sortie est égale à + 4 V aussi ! En conclusion :

- Avec T₃ conducteur, le 318 inverse la polarité du signal.
- Avec T₃ bloqué, le 318 transmet le signal. C'est un suiveur de tension.

L'amplitude du signal en sortie du 318 est de deux fois 3,18 V, parfaitement centrés sur le 0 V (masse) puisque l'alternance négative est la symétrique de la positive. L'offset du 318 est corrigée par P_{AJ2} de manière à ce que le raccordement entre ces deux alternances soit parfait, sans inégalité aucune, entre les échelons, au passage du 0 V.

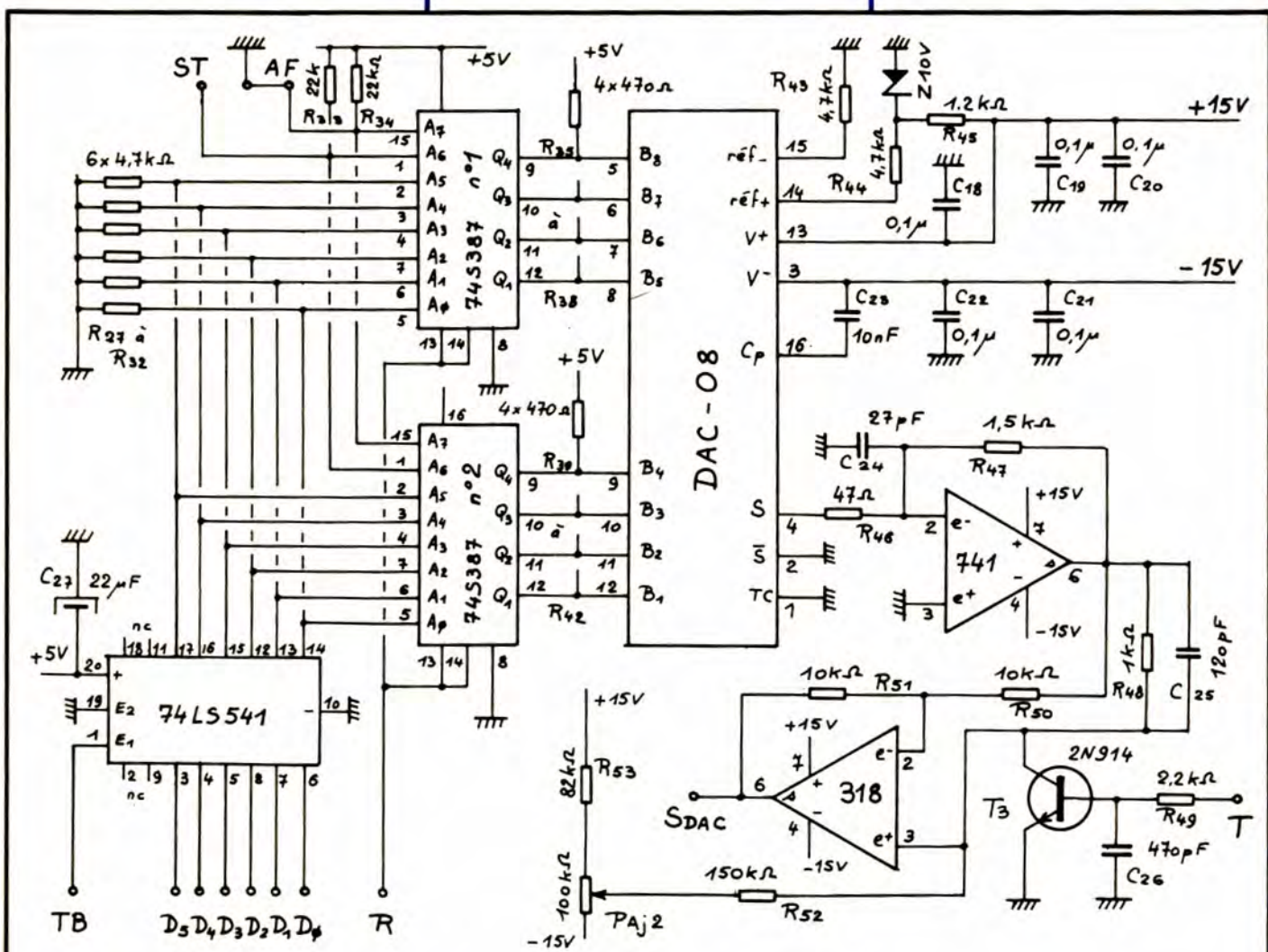


FIGURE 10. - Schéma du convertisseur D/A.

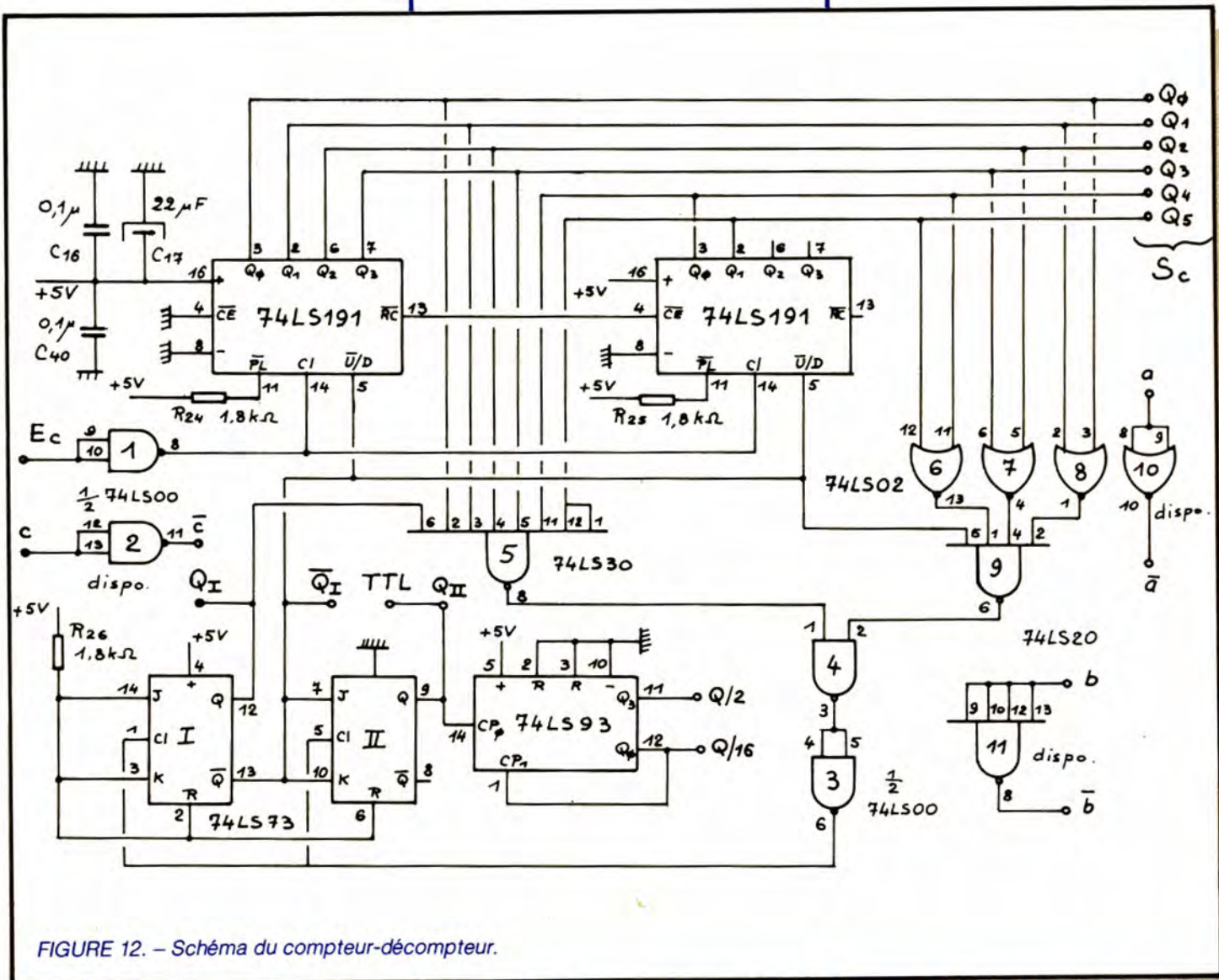


FIGURE 12. - Schéma du compteur-décodeur.

A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	
0	0	0	0	0	0	0	0	SINUS
		1	1	1	1	1	1	
0	1	0	0	0	0	0	0	TRIANGLE
		1	1	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	0	0	0	3 ^e FORME
		1	1	1	1	1	1	
1	1	0	0	0	0	0	0	4 ^e FORME
		1	1	1	1	1	1	

FIGURE 11. - Pages mémoires des 74S387.

La commutation sinus/triangle se fait par la ligne d'adresse mémoire A₆. La ligne A₇ permet la lecture de la seconde moitié de la mémoire. Elle est à la masse lorsque la lecture se fait dans la première moitié. La répartition exacte se fait selon le tableau de la figure 11.

Les mémoires 74S387 possèdent des entrées « enable » (picots 13 et 14, point R). Si ces entrées sont à 0, les mémoires sont activées et peuvent être lues. Si l'une ou les deux entrées enable sont à 1, toutes les sorties sont « ouvertes », ce qui porte les entrées du DAC à 1, par les résistances de tirage de 470 Ω. Le DAC, voyant 1 sur toutes ses entrées, donne la tension de sortie

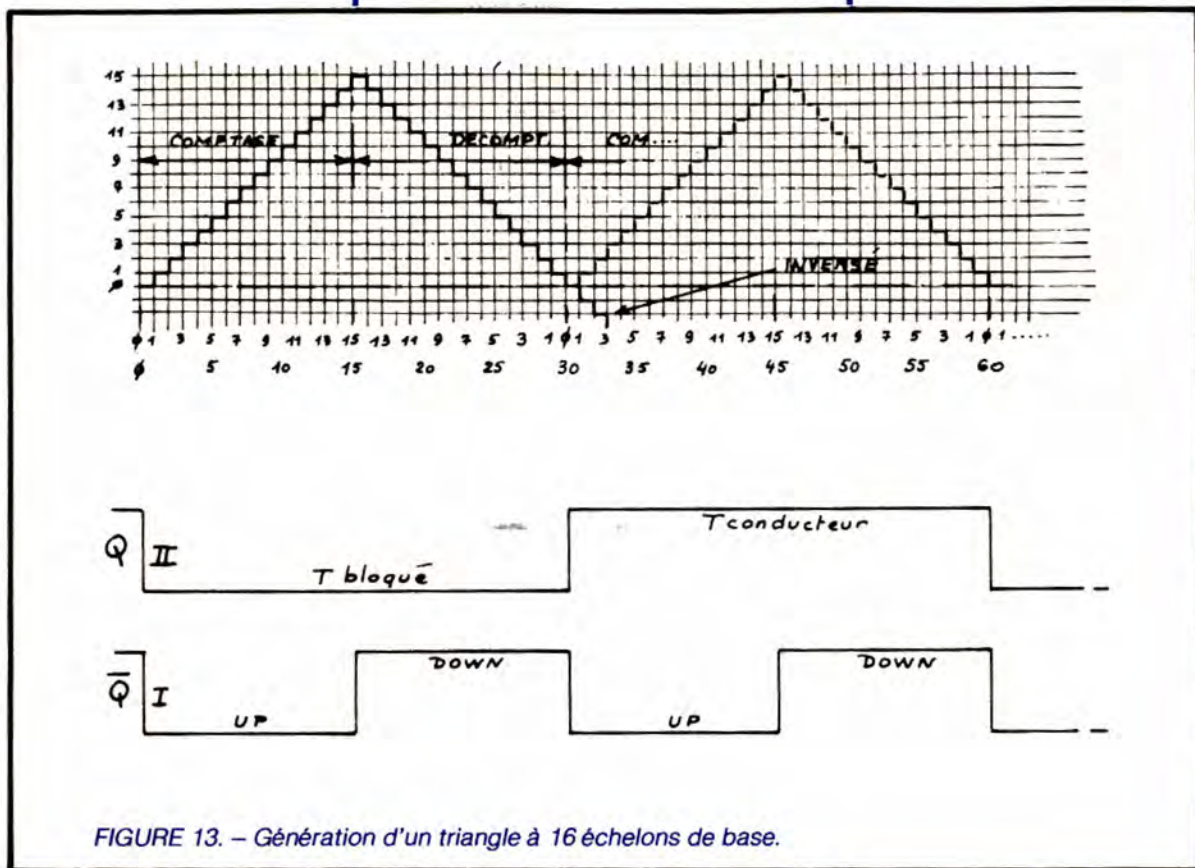


FIGURE 13. – Génération d'un triangle à 16 échelons de base.

maximale en permanence. Si la commutation du transistor T_3 continue à fonctionner, cette tension continue est périodiquement inversée.

Résultat : un superbe signal rectangulaire, bien centré sur le 0 V et d'amplitude crête-à-crête parfaitement égale à celles des autres signaux.

A noter la nécessité d'un transistor T_3 à temps de transition très faible. Nous avons choisi le 2N914 parmi quelques autres transistors rapides. C'est celui qui nous a donné les meilleurs résultats.

Un dernier détail : à vitesse maximale de 20 kHz, la vitesse de lecture des mémoires et de travail du DAC est déjà considérable : 252×20 kHz, soit 5,04 MHz ! A cette vitesse, on voit apparaître le défaut typique des DAC : à savoir les « glitches » (voir l'article sur les convertisseurs). Le plus important de ces glitches se fait au franchissement du nombre binaire n_2 de 01111111 (soit 127) à 10000000 (ou

128). Dans ce cas, les transistors internes du DAC, correspondant aux 7 bits LSB, se bloquent, tandis que celui du MSB devient conducteur. Dans l'idéal, ces commutations sont parfaitement synchrones. En pratique, ce n'est pas tout à fait vrai ! Il y a quelques nanosecondes d'écart, d'où apparition d'un petit pic parasite lors de la transition !

Les photos des signaux obtenus montrent que le défaut reste très discret ! Mais c'est pour beaucoup à cause du condensateur C_{24} qui joue le rôle de découpleur de glitches ! Le choix du premier ampli OP est également primordial. Il lui faut juste assez de bande passante pour restituer correctement les signaux à 20 kHz, mais pas plus, pour une bonne réjection des glitches, toujours à fréquence élevée. Le 741 convient parfaitement, la bande passante étant de plus ajustée par la valeur de sa résistance de charge R_{47} . La valeur retenue de 1 500 Ω convient le mieux.

Compteur-Décompteur

Cette partie du TBF3, dont le schéma complet est donné en figure 12, doit fournir les mots binaires d'adressage des mémoires PROM de la platine D/A. En fait, elle doit, partant de 0, compter jusque 63, puis décompter de 63 à 0 et ainsi de suite.

Observons un instant la figure 13 détaillant la génération d'un triangle simplifié à 16 échelons (pour la clarté du dessin) par quart de période. Sur l'axe horizontal, nous avons le nombre des impulsions d'horloge nécessaire. La première impulsion donne l'échelon 1, la quinzième, l'échelon 15, la seizième doit redonner l'échelon 14..., la trentième nous ramène à 0. La seconde alternance est identique et nous pouvons constater que c'est la soixantième impulsion qui marque la fin de la période.

Conclusion

Pour avoir 16 échelons par quart de période, il faut compter de 0 à 15, puis décompter de 15 à 0. La période compte 60 impulsions d'horloge, c'est-à-dire 64-4 !

Extrapolation

Pour avoir 64 échelons par quart de période :

- Il faut compter de 0 à 63.
- Puis décompter de 63 à 0.
- Le nombre des impulsions d'horloge par période complète est de $(4 \times 64) - 4 = 256 - 4 = 252$.

N.B. : La fréquence du signal synthétisé sera dans ces conditions 252 fois plus petite que celle de l'horloge du compteur/décompteur.

Ces principes étant posés, passons à l'examen du schéma de la figure 12. Nous y trouvons tout d'abord deux circuits type 74LS191. Ce sont des compteurs/décompteurs **binaires** et entièrement **synchrones** (sauf prépositionnement non utilisé ici). Ces compteurs comptent donc normalement de 0 à 15 si l'entrée U/D est à 0 ou de 15 à 0, si cette entrée est à 1.

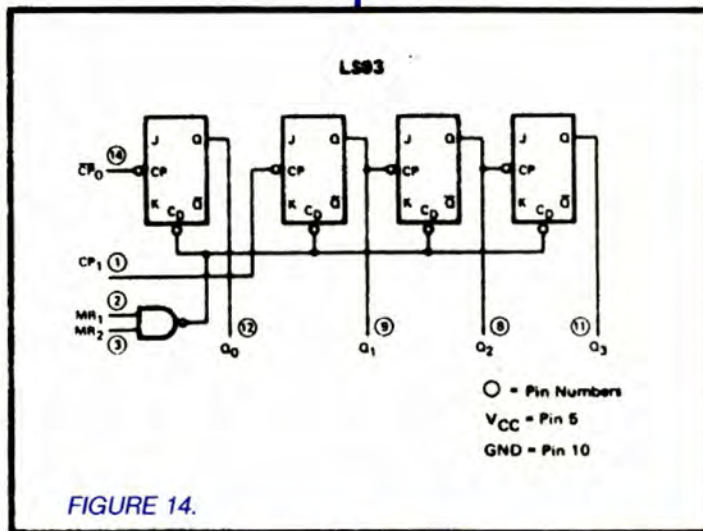
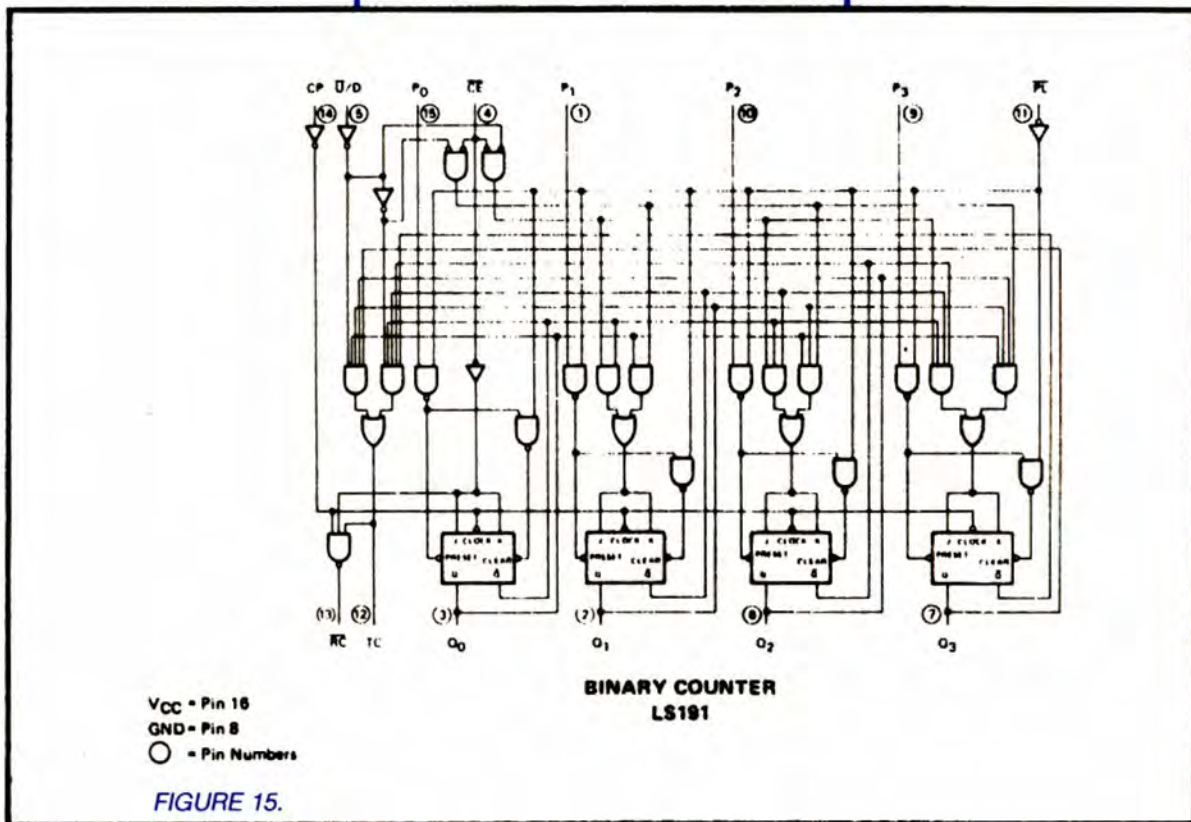


FIGURE 14.

Il est très important de distinguer ici entre compteur synchrone et compteur asynchrone. Dans le second cas (voir figure 14 donnant l'exemple du compteur binaire 74LS93), le premier basculeur déclenche le second, qui déclenche le troisième, qui déclenche le quatrième

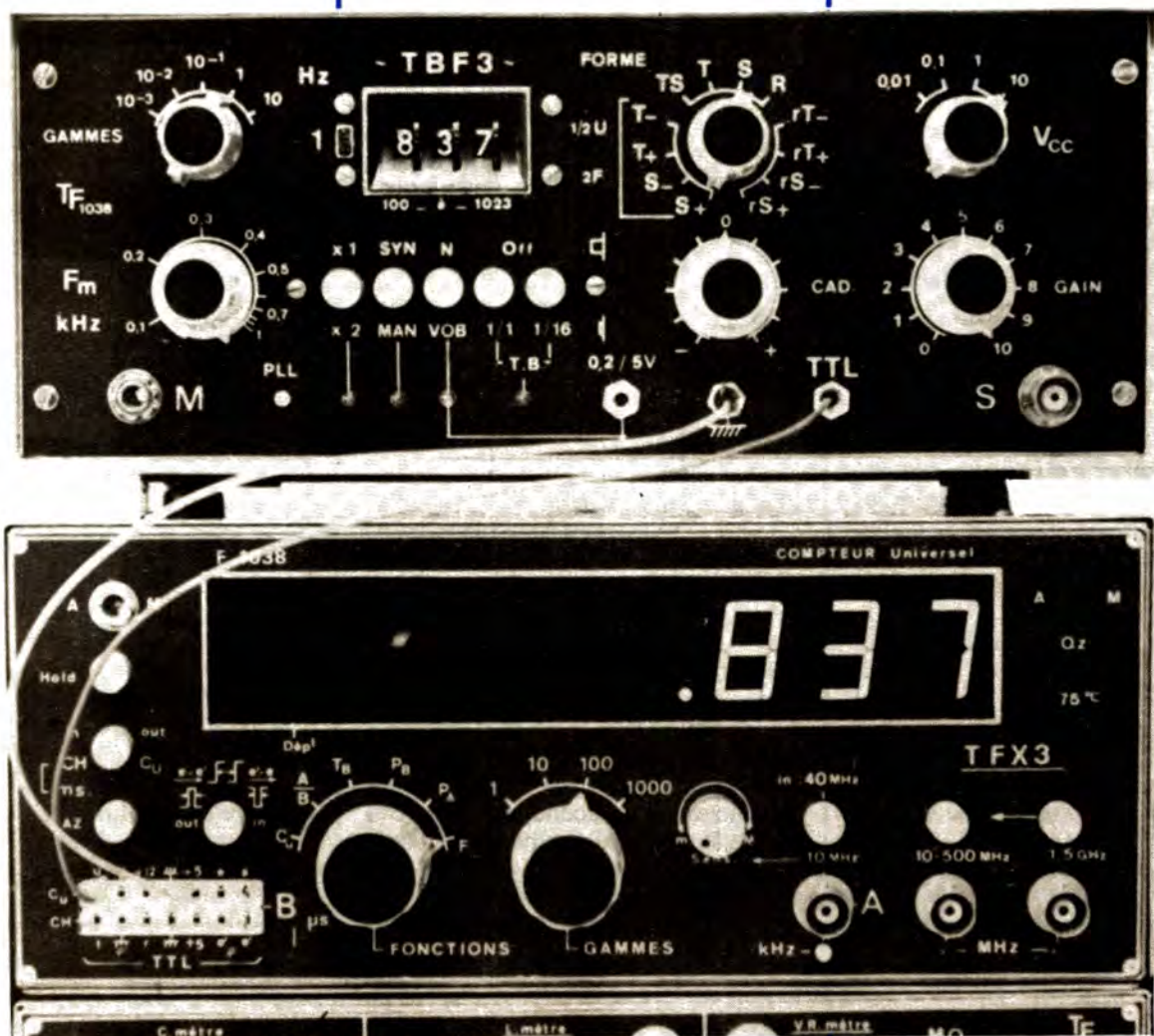
(etc. si les circuits sont en cascade). Cette technologie est celle des C.MOS 4020, 4040, 4060. On comprend aisément que dans ces conditions, rien n'étant instantané, **les retards s'additionnent !** Il y a alors décalage entre les fronts de transition



VCC = Pin 16
GND = Pin 8
○ = Pin Numbers

BINARY COUNTER
LS191

FIGURE 15.



Lorsque le TBF3 délivre du 837 Hz, c'est du 837 Hz !

des divers étages (voir article sur les convertisseurs et article mesure sur les oscilloscopes).

Dans le premier cas, le même signal d'horloge provoque les différents basculements, lesquels sont permis ou non par les entrées J et K activées par une logique de décodage des états assez complexe (voir la fig. 15 montrant le 74LS19). Tous les étages basculent **en même temps**. De plus, le signal de sortie, permettant la mise en série des boîtiers, est lui-même synchrone du signal d'horloge. Tous les boîtiers mis en série basculent ainsi en parfait synchronisme.

Cette condition, sans importance dans un simple diviseur, est ici essentielle. Si l'on veut réduire les glitches du

DAC au strict minimum, il faut pour le moins éviter tout décalage dans les fronts de commande.

Notons que pour compter de 0 à 63, il suffit de 6 bits :

$63_{10} = 111111$ en binaire.

Nous n'utilisons donc que la moitié du second 74LS191.

Les différentes portes et basculeurs JK de la figure 12 assurent deux fonctions : la détection de 0 et celle du 63, de manière à commander la commutation compteur/décompteur.

- Détection du 0

Elle est faite par les portes N_6 , N_7 et N_8 . Leurs trois sorties passent à 1 si et seulement si leurs entrées sont à 0, c'est-à-dire les sorties des circuits 74LS191. Dans ce cas, si Q_1 est bien à

1 (voir fig. 13), donc en décomptage, la sortie de N_9 passe à 0. Ce front est transmis par N_4 et N_3 au double JK, le 74LS73, qui bascule et fait passer du mode comptage au mode décomptage, par changement d'état des entrées \bar{U}/D des 74LS191.

- Détection de 63

Elle est faite par N_5 . Si les six sorties des 74LS191 sont à 1 et si Q_1 est aussi à 1 (donc Q_1 à 0 → mode comptage) alors la sortie de N_5 passe à 0 et via N_4 et N_3 , bascule les JK.

Remarque que les deux JK en question sont connectés en mode synchrone (entrées Clock en parallèle). Comparer avec le schéma interne des 74LS191 (voir fig. 15).

F. THOBOIS
(A suivre.)