

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

mise au point d'un générateur de fonctions

L'ASSOCIATION TRIGGER- INTEGRATEUR

Examinons, d'abord, le fonctionnement de l'intégrateur construit autour de Cl_2 , en admettant (pour l'instant) que le potentiel V_A , à la sortie de Cl_1 , ne peut prendre que les valeurs :

$V_A = + E$ (tension positive d'alimentation),

$V_A = - E$ (tension négative d'alimentation).

L'entrée non inverseuse de Cl_2 étant maintenue au potentiel de la masse, il en va de même de son entrée inverseuse, qui se comporte comme une masse virtuelle. Dans ces conditions :

● Si $V_A = + E$, un courant, d'intensité I constante, traverse R_3 de la gauche vers la droite, avec :

$$I = \frac{E}{R_3}$$

En supposant parfait l'amplificateur opérationnel Cl_2 , aucun courant ne pénètre dans son entrée, et I traverse intégralement le condensateur C , qui se charge linéairement. Sur la sortie B, le potentiel V_B décroît selon la loi :

$$V_B = -\frac{I}{C} = -\frac{E}{R_3 C} t$$

en fonction du temps t .

Dans le numéro de septembre dernier (le *Haut-Parleur* n° 1744), à l'occasion de l'étude de multivibrateurs à amplificateur opérationnel, nous avons montré la possibilité de construire, outre des dents de scie à croissance et décroissance exponentielle, des triangles de qualité acceptable. Ceux-ci, pourtant, ne restaient que des fragments d'exponentielles, impropres à la réalisation d'un véritable générateur de fonctions. Aujourd'hui, nous envisageons la genèse de véritables triangles, associés à un signal en créneaux.

● Si $V_A = - E$, la situation reste analogue, mais avec un courant I circulant de la droite vers la gauche dans R_3 . V_B croît linéairement, selon la loi :

$$V_B = + \frac{E}{R_3 C} t$$

L'amplificateur opérationnel Cl_1 , pour sa part, travaille en trigger de Schmitt. Attaqué par la tension V_B à travers R_2 , il reçoit une réaction positive depuis sa sortie, grâce à R_1 . Déterminons les seuils de basculement, c'est-à-dire les valeurs de V_B pour lesquelles V_C traverse la valeur 0, soit en croissant, soit en décroissant. Lorsque $V_A = + E$, V_B décroît.

Le potentiel V_C s'annule quand :

$$\frac{E}{R_1} = -\frac{V_B}{R_2}$$

soit,

$$V_B = -E \frac{R_2}{R_1}$$

Par symétrie, si $V_A = - E$, donc que V_B croît, on annule V_C pour :

$$V_B = +E \frac{R_2}{R_1}$$

LA FORME DES SIGNAUX

A cause de la réaction positive, nous avons vu que la sortie A de Cl_1 ne pouvait évoluer

qu'entre $- E$ et $+ E$. On recueille donc, en ce point, des créneaux, dont les temps de montée et de descente dépendent du slew-rate de Cl_1 , et de l'excursion totale $2E$ (nous y reviendrons plus loin). Sur la sortie B de Cl_2 , nous avons montré que la tension V_B croissait ou décroissait linéairement, entre les seuils $\pm E R_2/R_1$: on y recueille donc des triangles, d'amplitude (crête à crête) :

$$2 E \frac{R_2}{R_1}$$

CALCUL DE LA FREQUENCE

Reportons-nous au diagramme de la figure 2, qui illustre l'évolution des rampes. L'amplitude totale, d'un sommet négatif au sommet positif suivant, par exemple, est décrite en un temps égal à la demi-période $T/2$. Connaissant (voir plus haut) la loi d'évolution de V_B , on peut donc écrire :

$$\frac{E}{R_3 C} \frac{T}{2} = 2 E \frac{R_2}{R_1}$$

d'où :

$$T = 2 \frac{R_2}{R_1} R_3 C$$

On en déduit la fréquence

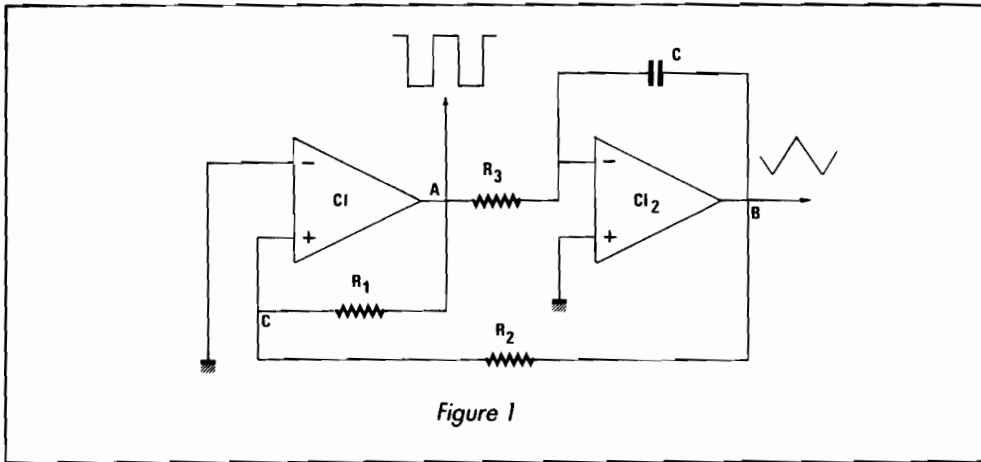


Figure 1

d'oscillation, inverse de la période T :

$$F = \frac{R_1}{2R_2R_3C}$$

Cette relation appelle deux commentaires intéressants. D'abord, on remarquera que la fréquence F ne dépend nullement des tensions d'alimentation $\pm E$: c'est un résultat remarquable, et qui montre qu'on pourra réaliser, par exemple, un appareil alimenté sur piles, et malgré cela, fort stable en fréquence (par contre, évidemment, les amplitudes diminueront avec l'usure des batteries). Par ailleurs, l'expression de F montre que celle-ci :

- est inversement proportionnelle à C : on obtiendra des gammes, de fréquences de plus en plus élevées, en commutant des valeurs de plus en plus faibles du condensateur ;
- est inversement proportionnelle à R_3 : les variations continues, à l'intérieur de chaque gamme, s'obtiennent en remplaçant R_3 par un potentiomètre.

DES RESULTATS PRATIQUES

Pour relever l'oscillogramme A, nous avons adopté les valeurs de composants suivantes :

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega ; R_2 = 10 \text{ k}\Omega ; \\ R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega ; C = 22 \text{ nF}.$$

L'alimentation s'effectuait sous des tensions de $\pm 10 \text{ V}$. Compte tenu des calculs précédents, on doit trouver une fréquence :

$$F = \frac{10^5}{2 \cdot 10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} \\ F = 48 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 48 \text{ kHz}$$

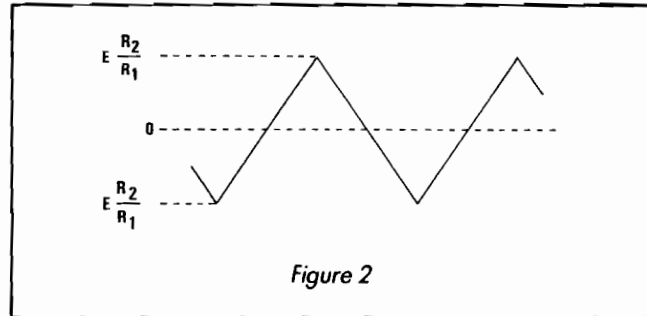


Figure 2

C'est effectivement ce que nous observons, avec un balayage horizontal à $10 \mu\text{s}/\text{division}$.

A cette fréquence, les méfaits du slew-rate se font clairement voir, sur les crêteaux de la trace supérieure. L'excursion atteignant près de 20 V crête à crête, et l'amplificateur opérationnel utilisé étant un LF 353 (slew-rate de $13 \text{ V}/\mu\text{s}$), on trouve des temps de commutation voisins de $1,5 \mu\text{s}$. Cette paresse à la commutation se répercute sur les triangles, qui atteignent une amplitude de $2,6 \text{ V}$, au lieu des 2 V prévus par le calcul.

AMELIORATION DES VITESSES DE COMMUTATION

On ne pourra, avec le même amplificateur opérationnel que ci-dessus, monter en fré-

quence qu'à la condition de découvrir un artifice pour diminuer les durées de transition entre paliers du signal en crêteaux. Comme le slew-rate

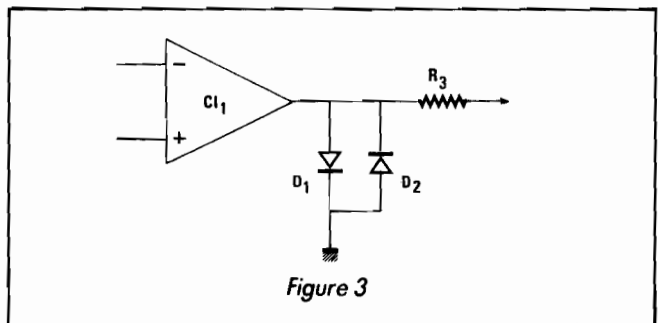


Figure 3

ne peut guère être amélioré, la seule technique envisageable consiste à diminuer l'amplitude. Il serait possible, à cet effet, de réduire les tensions d'alimentation, mais ceci entraîne vite une détérioration des caractéristiques de l'amplificateur.

Une autre solution consiste, comme le montre le schéma de la figure 3, à limiter l'excursion en sortie de CI_1 , à l'aide des diodes écrêteuses D_1 et D_2 , connectées tête-bêche. Avec des diodes au silicium (ici, des 1N4148), et compte tenu de l'intensité maximale que peut délivrer la sortie du LF 353 (10 mA), la tension aux bornes de chaque diode, dans le sens conducteur, se situe vers $0,8 \text{ V}$. Les crêteaux - et c'est ce qu'on vérifie sur l'oscillogramme B - n'auront plus qu'une amplitude, crête à crête, de $1,6 \text{ V}$. Avec un slew-rate de $13 \text{ V}/\mu\text{s}$, on calcule alors des temps de commutation d'environ $0,12 \mu\text{s}$, soit 120 ns .

Naturellement, l'amplitude des triangles diminue aussi. Il est facile de la calculer, en remplaçant E (10 V) par $E' = 0,8 \text{ V}$, nouvelle valeur des paliers des crêteaux. On trouve :

$$V_B = 2 \cdot 0,8 \frac{R_2}{R_1} = 0,32 \text{ V} \\ = 320 \text{ mV}$$

L'oscillogramme B correspond bien aux résultats déterminés par le calcul. Pour augmenter la fréquence, nous avons attribué au condensateur C la nouvelle valeur $6,8 \text{ nF}$, ce qui donne 150 kHz environ.

UN COMPROMIS ACCEPTABLE

La limitation d'amplitude adoptée dans le précédent exemple peut paraître sévère. Nous l'avons retenue dans un but didactique, afin de clairement illustrer les améliorations qui en découlent.

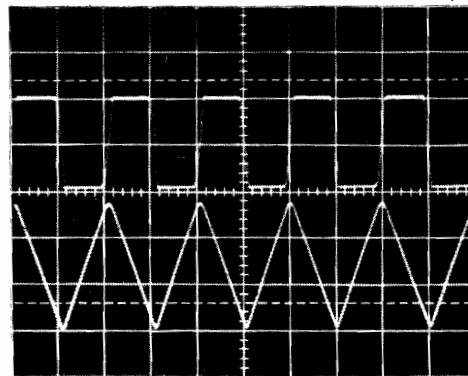
Dans la pratique, il serait plus raisonnable d'atteindre quelques volts pour les crêteaux (5 V par exemple, ce qui correspond aux normes TTL). On y parviendra en remplaçant chaque diode, D_1 et D_2 dans la figure 3, par la mise en série de trois diodes, entraînant un écrêtage à + 2,4 V et - 2,4 V. Dans ces conditions, l'amplitude des triangles montera sensiblement à 1 V crête à crête.

ATTENTION A L'ALIMENTATION !

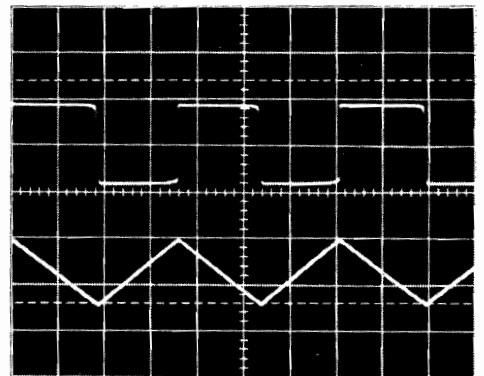
Le fonctionnement en commutation de l'amplificateur opérationnel Cl_1 se traduit par de forts appels transitoires de courant sur les alimentations. Sans précautions particulières, ces appels se répercutent évidemment sur l'ensemble du montage, et peuvent conduire à bien des déboires.

L'oscillogramme C en illustre un cas extrême, et montre l'apparition d'oscillations HF sur les rampes. On en détermine facilement la source, en observant (couplage alternatif) l'une et l'autre des tensions d'alimentation. L'oscillogramme D montre, sur sa trace inférieure, les variations de la tension - E, avec une sensibilité de 200 mV/division.

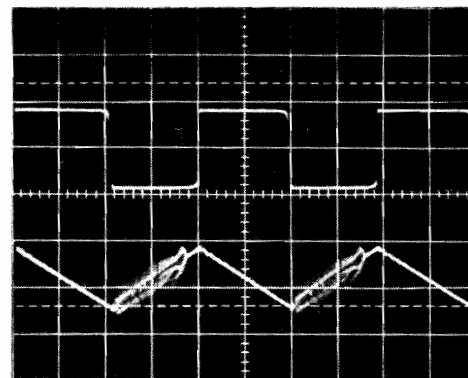
Un premier découplage par des condensateurs électrolytiques branchés entre plus et masse d'une part, et entre moins et masse d'autre part (capacité de 100 μ F), apporte une amélioration sensible. Sur les triangles, il ne reste plus



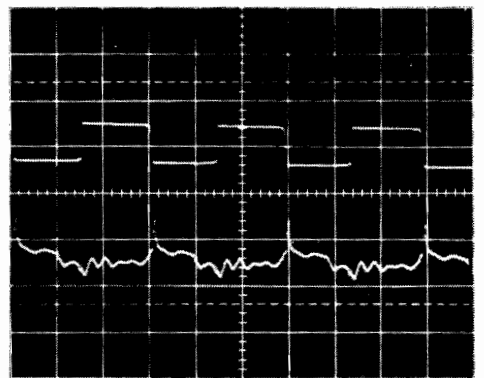
Oscillogramme A. - Signaux à 50 kHz. En haut : 10 V/division. En bas : 1 V/division. Balayage : 10 μ s/division.



Oscillogramme B. - Signaux à 150 kHz. En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 μ s/division.



Oscillogramme C. - En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 μ s/division.



Oscillogramme D. - En haut : 2 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 μ s/division.

Oscillogramme E. - En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 μ s/division.

que de faibles oscillations parasites, comme le montre l'oscillogramme E.

On parviendra aux résultats parfaits déjà rencontrés sur l'oscillogramme B, en complétant le découplage par des condensateurs à film plastique de 47 nF environ.

R. RATEAU

POUR CONCLURE

Au prix des améliorations que nous avons analysées dans cet article, un simple amplificateur opérationnel double, de type LF 353, peu coûteux, constitue la base d'un générateur de fonctions capable de monter aisément à 100 kHz, et même davantage. Il ne reste qu'à le compléter par des circuits de mise en forme pour les sinusoïdes, et des étages de sortie. Nous aurons l'occasion d'y revenir...