

# LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE: LES OSCILLATEURS

## L'OSCILLATEUR EN PONT DE WIEN

Après l'oscillateur RC à déphasage ou « phase-shift » (n° 1715 d'avril), nous abordons ce mois l'oscillateur à réseau déphaseur sélectif, encore appelé oscillateur en pont de Wien par suite d'une certaine similitude existant avec la composition des bras du pont de mesures désigné par le même nom (Wilhelm Wien – 1864-1928 –, Prix Nobel 1911, physicien allemand, étudia l'action des champs électrique et magnétique sur les

rayons positifs ; en appliquant les principes de la thermodynamique et la loi de Döppler, suite à son compatriote Stefan, il indiqua comment passer de la répartition spectrale du rayonnement du corps noir, à une température donnée, à celle obtenue à une autre température). L'analogie de circuit entre le pont et l'oscillateur apparaît nettement figure 1, avec les quatre bras du pont  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $Z_s$  et  $Z_p$ .

Nous voyons sur cette figure 1 (circuit de gauche) deux boucles de réaction :

- une boucle de réaction positive, qui comprend les impédances  $Z_s$  et  $Z_p$  dont les valeurs fixent la fréquence de l'oscillation ;
- une boucle de réaction négative (ou contre-réaction) avec les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , lesquelles agissent par leur rapport sur l'amplitude de l'oscillation.

Représentons le schéma de la figure 1A suivant celui de la figure 2, qui tient compte de la résistance d'entrée de l'amplificateur  $R_e$  et de sa résistance de sortie  $R_i$ .

En ce qui concerne la réaction positive, qui met en jeu  $Z_s$  et  $Z_p$ , elle est du type tension série. Calculons  $T = \beta G_o$ , fonction de transfert en boucle ouverte avec  $G_o = V_s/V_e$ , et pour cela calculons d'abord  $\beta$  :

$$\beta = \frac{V_R}{V_s} \text{ en ouvrant la boucle en B.}$$

Le schéma équivalent devient celui de la figure 3 qui tient compte de  $R_i$  et  $R_e$  incluses la première dans  $Z_s$  et la seconde dans  $Z_p$ .

En posant :

$$Z'_s = Z_s + R_i, \text{ avec } Z_s = R_s + \frac{1}{jC_s\omega}$$

et :

$$\frac{1}{Y'_p} Z'_p = Z_p + R_e, \text{ avec } \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + jC_p\omega = Y_p$$

il vient :

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{V_R}{V_s} = - \frac{1}{1 + Y'_p Z'_s} \\ &= - \frac{1}{1 + \left( R_i + R_s + \frac{1}{jC_s\omega} \right) \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} + jC_p\omega \right)} \end{aligned}$$

d'où  $T = \beta \cdot G_o$

$$= - \frac{G_o}{1 + \left( R_i + R_s + \frac{1}{jC_s\omega} \right) \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} + jC_p\omega \right)} \quad (1)$$

Pour qu'il y ait oscillation, il faut (condition d'accrochage de l'oscillateur ou encore condition limite d'entretien des oscillations) que :

$$T = -1$$

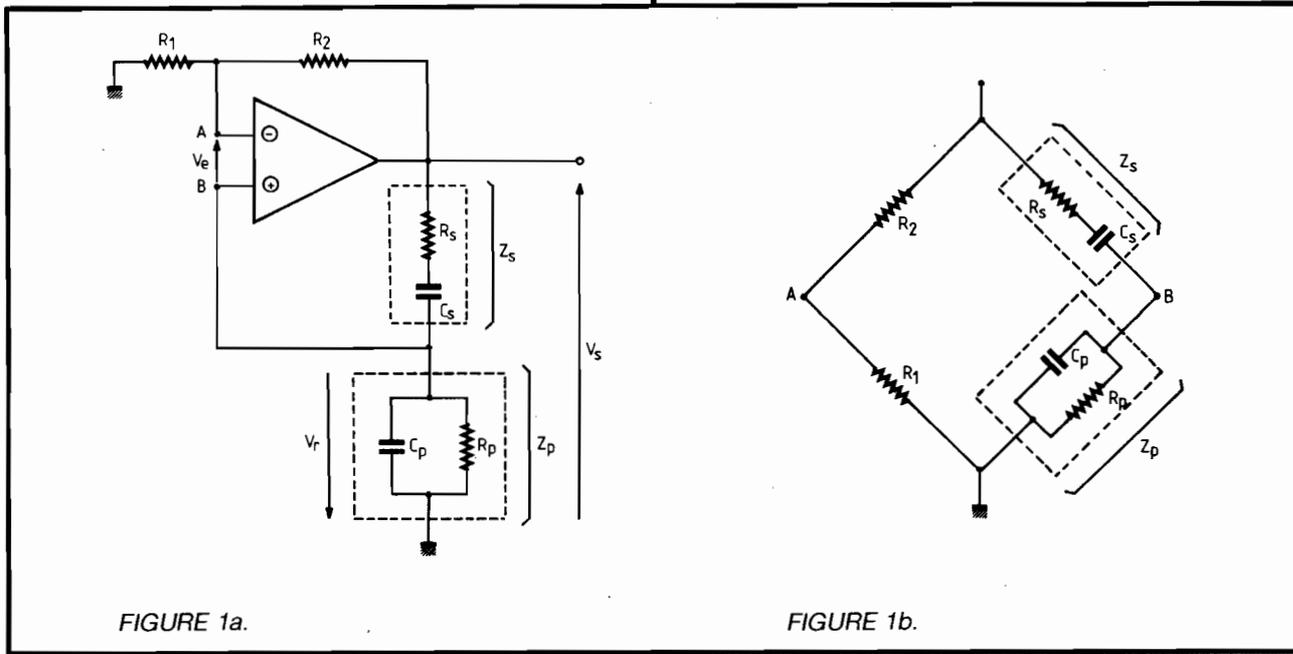


FIGURE 1a.

FIGURE 1b.

Pour que cette relation soit satisfaite, il faut, avec l'hypothèse que  $G_o$  est un nombre réel, que la partie imaginaire de (1) soit nulle, ce qui fixe la fréquence des oscillations :

$$\omega_o^2 = \frac{1}{(R_i + R_s) \cdot C_p \cdot C_s} \cdot \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} \right) \quad (2)$$

et que la partie réelle de (1) soit égale à  $-1$  pour la fréquence déterminée par (2), soit :

$$G_o = 1 + (R_i + R_s) \cdot \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} \right) + \frac{C_p}{C_s} \quad (3)$$

Ces conditions se simplifient si l'amplificateur a une très grande impédance d'entrée ( $R_e \approx \infty$ ) et une impédance de sortie nulle ( $R_i = 0$ ). Il vient alors pour (2) et (3) :

$$\omega^2 = \frac{1}{R_s \cdot R_p \cdot C_p \cdot C_s} \quad (2')$$

et :

$$G_o = 1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{C_p}{C_s} \quad (3')$$

Au cas où  $R_s = R_p = R$  et  $C_p = C_s = C$ , les relations (2') et (3') se simplifient encore pour donner :

$$\omega = 1/RC \text{ et } G_o = 3 \quad (2'')$$

(soit  $2R_1 = R_2$  pour que cette condition soit réalisée)

Pratiquement, pour obtenir de la boucle de contre-réaction ( $R_1, R_2$ ) le gain nécessaire défini par les relations (2), (2') ou

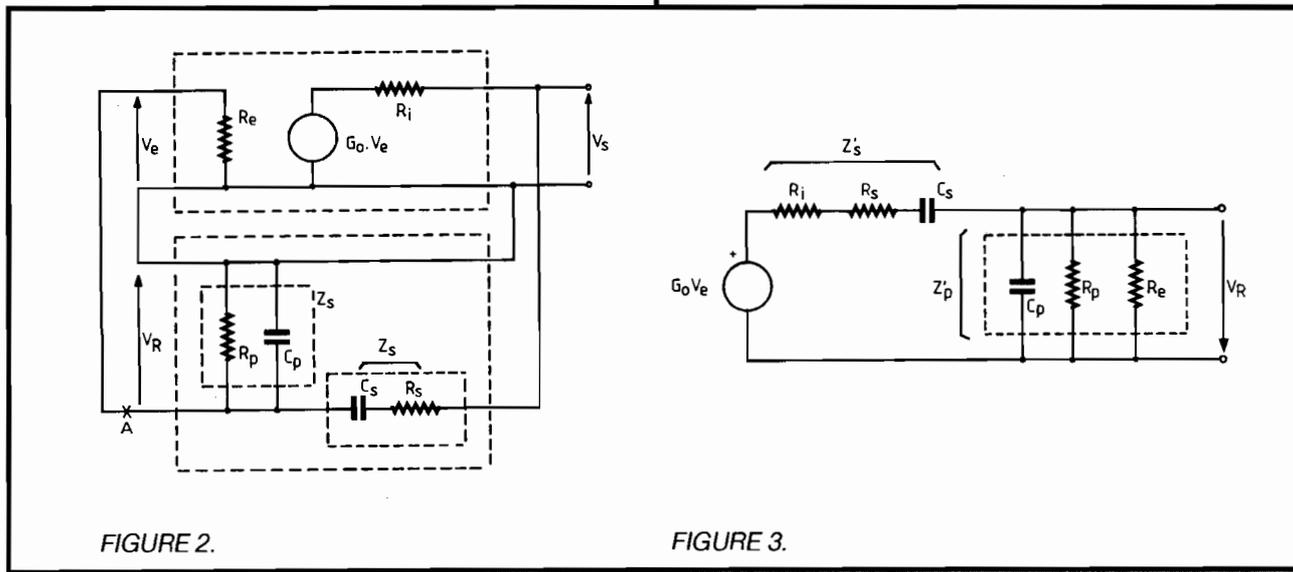


FIGURE 2.

FIGURE 3.

(2''), une des résistances est rendue ajustable pour permettre un réglage du rapport  $R_2/R_1$ .

En fait, pour que l'oscillation puisse prendre naissance, on prendra  $R_2/R_1$  légèrement supérieur à la valeur que donne le calcul.

Une variation continue de la fréquence pourra être obtenue par deux capacités variables  $C_s = C_p = C$  à air, alors qu'un changement de gammes de fréquence est possible en commutant diverses valeurs de résistances – dans l'hypothèse précédente – respectant l'égalité  $R_s = R_p = R$ .

Pour stabiliser l'amplitude de la tension de sortie contre les fluctuations dues, par exemple, au vieillissement des composants actifs et passifs, une amélioration consistera à remplacer  $R_1$  par une résistance CTP (résistance à coefficient de température positif). L'amplitude de l'oscillation augmente tant que le gain de boucle  $|\beta G_o|$  est supérieur à l'unité. Si la tension de sortie  $V_s$  augmente, et ce quelle qu'en soit la raison, le courant dans  $R_1$  (CTP) croît et  $G_o$  diminue. Le mécanisme de la régulation qu'apporte la CTP consiste à automatiquement faire varier  $\beta G_o$  de façon à garder le gain de boucle plus constant en fonction des circonstances. La température de  $R_1$  est fixée par la valeur RMS du courant qui la traverse et, si cette valeur change, la température, à cause de l'inertie thermique de la CTP, sera stabilisée au bout d'un grand nombre d'alternances alors que, au cours d'une seule de ces alternances,  $R_1$  peut être considérée comme fixe : en conséquence, pour toute oscillation d'amplitude constante, la CTP se comportera comme une résistance conventionnelle.

Une résistance à coefficient de température négatif (CTN) peut être aussi employée mais, dans ce cas, on la mettra plutôt à la place de  $R_2$ .

Une autre possibilité pour stabiliser l'amplitude de  $V_s$  consiste à faire appel à deux diodes Zener initialement non conductrices (fig. 4) avec un gain de boucle légèrement supérieur à 1. Comme ce gain est supérieur à l'unité, l'amplitude des oscillations croît jusqu'à ce que leur amplitude atteigne la tension de Zener. A ce moment, l'action de la résistance  $6R'$  qui vient en dérivation sur  $0,8R$  et  $2R'$  réduit le gain et limite l'amplitude de la tension de sortie à une valeur proche de la tension de Zener. La distorsion avec le montage précédent peut ne pas dépasser 0,5 %.

La figure 5 donne un autre exemple de montage économique de par le nombre de composants utilisés. Le potentiomètre  $P_1$  est ajusté pour une valeur telle qu'elle soit juste à celle où les oscillations sont d'amplitude constante. Les diodes commencent à conduire quand cette amplitude croît, ce qui diminue leur impédance et augmente la contre-réaction : en conséquence, le gain diminue et, avec lui, la tension de sortie. Ce circuit ayant une impédance de sortie élevée, toute charge plus faible changera la valeur de l'amplitude. Les réglages devront donc être effectués sur charge, fixe, à moins d'interposer un étage séparateur tampon entre sortie et utilisation. D'autres exemples pratiques pourront être trouvés dans la bibliographie et, en particulier, dans l'ouvrage de R. Dugehault.

C. PANNEL

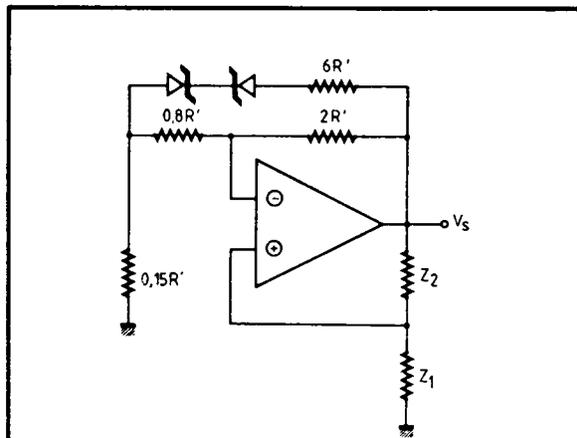


FIGURE 4. (d'après J. Millman).

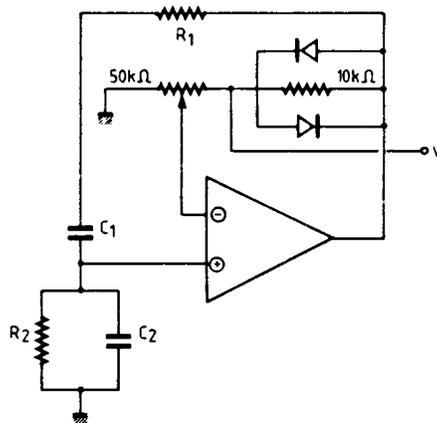


FIGURE 5. (d'après Tobey).

## Bibliographie

- R. Dugehault : « Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel », 3<sup>e</sup> édition. ETSF. 1978.
- Tobey, Graeme, Huelsman : « Operational amplifiers », McGraw Hill. 1971.
- J. Millman : « Microelectronics », McGraw Hill. 1979.
- A. Pelat : « Pratique de l'amplificateur opérationnel », tome II. Masson. 1983.