

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE

LES OSCILLATEURS

En dehors des articles d'initiation, qui permettent un premier abord avec l'électronique et ses circuits, et en complément à ces derniers, il est bon de s'adresser aux amateurs avertis et aux techniciens avec une approche plus poussée de l'étude des phénomènes et des lois qui régissent les montages fondamentaux. C'est l'objet de cette

série d'articles qui commencera par les oscillateurs, articles à la fois plus théoriques que ceux destinés à l'initiation mais qui resteront pratiques au niveau des remarques et des réflexions qu'ils amènent et provoquent.

Nous aborderons ci-après l'oscillateur RC à déphasage.

Principe

Il est constitué d'un amplificateur de gain G_o , supposé constant et indépendant de la fréquence, et d'un réseau de réaction, de coefficient de transmission $\beta = V_R/V_s$. L'accrochage de l'oscillateur est obtenu pour une fréquence f_o telle que la condition d'oscillation est respectée, soit βG_o (gain en boucle ouverte) = 1. L'amplificateur ayant un gain G_o , le réseau de réaction doit avoir un gain égal à $-1/G_o$ (fig. 1) et l'accrochage se produira à la fréquence où ce réseau déphase de π .

Le réseau déphaseur

De nombreux schémas sont possibles pour le réseau déphaseur. Nous traiterons un cas relativement général avec un réseau à trois cellules identiques montées en cascade et constituées chacune d'une impédance série Z_s et d'une impédance parallèle Z_p (fig. 2).

Si nous supposons que l'amplificateur a une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie, la tension d'entrée se confond avec celle du générateur d'attaque et le courant de sortie est nul. Pour évaluer le rapport $\beta = V_R/V_s$, plusieurs méthodes sont à notre disposition : méthode des nœuds, méthode des mailles, remplacement du générateur d'attaque successivement par plusieurs générateurs de Thévenin ou de Norton pour réduire progressivement le circuit... Nous choisisons la méthode des mailles suivant la figure 3, ce qui nous donne* :

$$\begin{cases} \text{Maille 1 : } V_s = (Z_s + Z_p) i_1 - Z_p i_2 & (1) \\ \text{Maille 2 : } (2 Z_p + Z_s) i_2 - Z_p i_1 - Z_p i_3 = 0 & (2) \\ \text{Maille 3 : } (2 Z_p + Z_s) i_3 - Z_p i_2 = 0 & (3) \end{cases}$$

* Les quantités imaginaires, telles que Z_s , Z_p , V_s , V_R ,... sont écrites sans barre sur le symbole comme le voudrait l'usage (\bar{Z}_s , par exemple), puisqu'ici il n'y a pas de confusion possible.

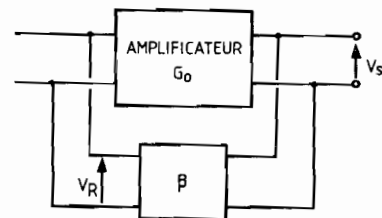


FIGURE 1

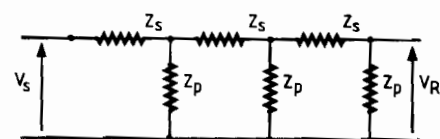


FIGURE 2

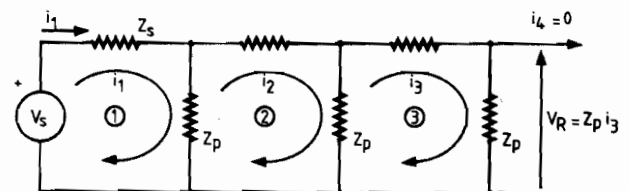


FIGURE 3

relations auxquelles s'ajoute :

$$Z_p i_3 = V_R \quad (4)$$

A partir de (1) (2) (3) et (4), il est possible de calculer β . Pour ne pas surcharger les calculs, donnons la marche à suivre : i_3 tiré de (4) est porté dans (3), ce qui permet d'obtenir i_2 . Cette dernière valeur, portée dans (2), permet d'aboutir à i_1 :

$$i_1 = [(Z_s/Z_p)^2 + 4 (Z_s/Z_p) + 3] V_R/Z_p \quad (5)$$

valeur qui, portée dans (1), conduit à :

$$\beta = \frac{V_R}{V_s} = \frac{1}{(Z_s/Z_p)^3 + 5(Z_s/Z_p)^2 + 6(Z_s/Z_p) + 1} \quad (6)$$

Dans ces conditions, on doit avoir :

$$6 (Z_s/Z_p) + (Z_s/Z_p)^3 = 0 \quad (7)$$

$$\text{soit : } (Z_s/Z_p)^2 = -6 \quad (8)$$

Si $Z_s = R$ et $Z_p = 1/j C\omega$, la condition (8) s'écrit :

$$R^2 C^2 \omega^2 = 6, \text{ soit } f_0 = \sqrt{6}/2\pi RC \quad (9)$$

Si $Z_s = 1/j C\omega$ et $Z_p = R$, nous aurons $f_0 = 1/\sqrt{6} \cdot 2\pi RC$.

2° Pour la partie réelle de β , à la fréquence f_0 , nous avons :

$$\beta = \frac{1}{5 (Z_s/Z_p)^2 + 1} \quad (10)$$

et, puisque $(Z_s/Z_p)^2 = -6$ d'après (8), $\beta = -1/29$.

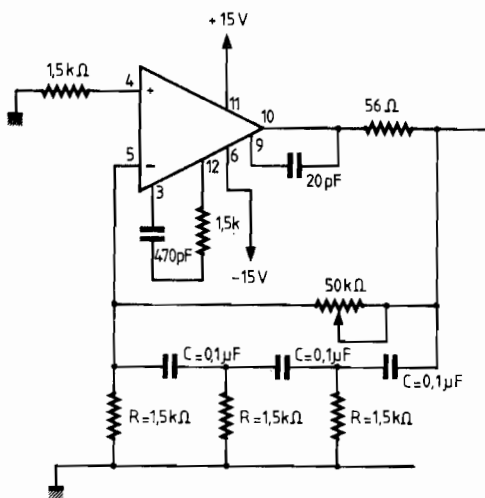


FIGURE 4. — Oscillateur « phase shift » à amplificateur opérationnel (709) d'après J. Auvray.

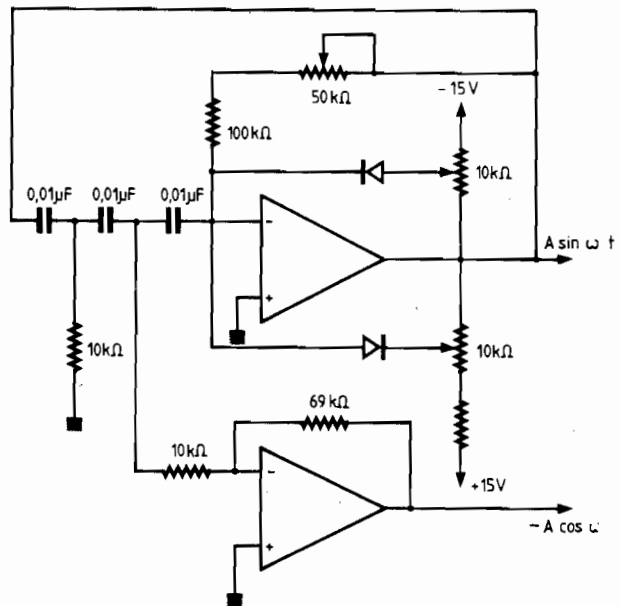


FIGURE 5. — Oscillateur « phase shift » d'après Tobey. Les potentiomètres de 10 kΩ sont ajustés pour la symétrie de l'onde.

L'oscillateur : première approche

Si $Z_s = R$ et $Z_p = 1/j C\omega$, nous avons un oscillateur « à ligne à retard » et, si $Z_s = 1/j C\omega$ et $Z_p = R$, un oscillateur « à ligne à avance », ces appellations étant expliquées par le sens du déphasage du courant sur la tension suivant le type de configuration de cellules employées : RC ou CR.

La condition de l'accrochage de l'oscillateur : $\beta G_0 = 1$ nécessite à la fois :

- que la partie imaginaire de βG_0 soit nulle (déphasage égal à $\pm \pi$ suivant le type de cellule), ce qui fixe la fréquence f_0 de l'oscillation ;
- que la partie réelle de βG_0 soit égale à 1, ce qui conduit à la valeur minimale de G_0 permettant l'amorçage des oscillations.

1° En ce qui concerne la partie imaginaire, elle provient des puissances impaires du rapport Z_s/Z_p (puisque $j = j^3 = j^5 \dots$ alors que $j^2 = j^4 = j^6 \dots = -1$).

La valeur du gain nécessaire pour amorcer les oscillations est donc de -29 (le signe $-$ signifiant que l'amplificateur déphase de π).

Nous avons utilisé trois cellules, nombre minimal, puisque chacune d'elles — en dehors de conditions limites — ne peut déphaser de $\pi/2$ et qu'il en faut donc au moins trois pour obtenir un déphasage de π . Mais il n'est pas interdit d'utiliser un nombre de cellules supérieur. Avec quatre cellules, le calcul mené de la même façon que ci-dessus conduit à :

$$(Z_s/Z_p)^2 = -10/7, \text{ pour déterminer } f_0$$

$$\text{et à } \beta = \frac{1}{(Z_s/Z_p)^4 + 15 (Z_s/Z_p)^2 + 1}, \text{ pour le gain nécessaire}$$

$$\text{soit } \beta \simeq -1/18,5 \text{ et } G_0 = -18,5$$

L'oscillateur à déphasage, avec les hypothèses de départ que nous avons faites : amplificateur de gain G_0 constant et indépendant de la fréquence, très grande impédance d'entrée, très faible impédance de sortie... s'avère très facile à

mettre en œuvre à partir d'un « ampli op » qui possède toujours un gain suffisant pour que la condition $\beta G_0 = 1$ soit satisfaite.

Nous donnons figures 4 et 5 deux exemples de réalisations qui ne demandent pas de précautions spéciales.

Pour rendre le montage à fréquence variable, on pourra préférer un dispositif avec $Z_p = 1/j C\omega$ qui autorise alors l'emploi d'un condensateur variable à trois cages, les lames mobiles de chacune des sections étant mises à la masse, il sera possible de faire varier simultanément les trois valeurs, égales entre elles, de C.

Par ailleurs, nous avons :

$$-i_c = \frac{V_s}{R_c} + i_1$$

$$= \frac{V_s}{R_c} + \frac{[(Z_s/Z_p)^2 + 4(Z_s/Z_p) + 3] V_R/Z_p}{\text{d'après (5)}}$$

soit :

$$-i_c = \frac{V_s}{R_c} + [(Z_s/Z_p)^2 + 4(Z_s/Z_p) + 3] \cdot \beta V_s/Z_p$$

$$\text{d'où : } \beta' = -\frac{i_b}{i_c}$$

$$= \frac{\beta V_s/Z_p}{(V_s/R_c) + [(Z_s/Z_p)^2 + 4(Z_s/Z_p) + 3] (\beta V_s/Z_p)}$$

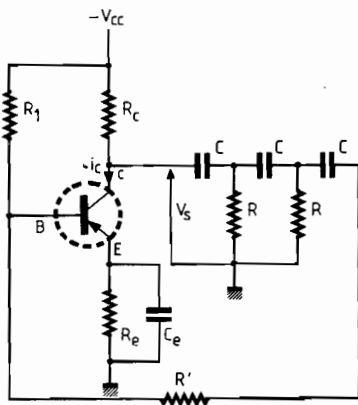


FIGURE 6

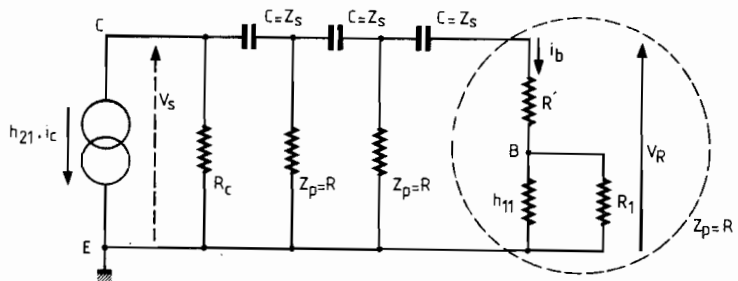


FIGURE 7

L'oscillateur à transistor

Nous pouvons également envisager un oscillateur à déphasage avec un transistor, mais alors nos hypothèses de départ doivent être revues, en particulier à cause de la résistance de charge R_c qui fait que l'impédance de sortie n'est plus de faible valeur (fig. 6) et que l'impédance d'entrée h_{11} du transistor n'est plus très grande ; il faut donc intercaler en série avec Z_s ($Z_s = 1/j C\omega$ si $Z_p = R$) une résistance R' telle que R' , en série avec h_{11} et R_1 mis en parallèle, soit égale à $Z_p = R$. Ce qui revient à considérer le schéma équivalent de la figure 7.

Il est bon de préciser cet aspect des choses car nombre de réalisateurs s'imaginent, à partir des résultats théoriques de la première approche faite ci-dessus, qu'il suffit d'avoir un amplificateur de gain supérieur à 29 pour que « ça marche » à tous les coups. En fait, il n'en est rien et il faut disposer, quelquefois, de gains bien plus importants pour que le montage soit en état d'osciller. Origine de ces déboires : la valeur de R_c vis-à-vis de R.

Nous considérerons donc la figure 7 pour évaluer $\beta' = -(i_b/i_c) = h_{21}$.

$$i_b = \frac{V_R}{Z_p} \quad (11)$$

i_b étant le i_3 de (4).

$$= \frac{1}{\beta \cdot \frac{Z_p}{R_c} + (Z_s/Z_p)^2 + 4(Z_s/Z_p) + 3}$$

ou, en définitive, en posant $(Z_s/Z_p) = a$:

$$\beta' = \frac{1}{(a^3 + 5a^2 + 6a + 1) (Z_p/R_c) + a^2 + 4a + 3} \quad (12)$$

Comme précédemment, la condition de l'accrochage de l'oscillateur : $\beta'G_0 = 1$ nécessite à la fois la nullité de la partie imaginaire de β' et l'égalité $\beta'G_0 = 1$ de la partie réelle de β' , ce qui conduit, si $Z_p = R$, à :

$$1^\circ (a^3 + 6a) (R/R_c) + 4a = 0$$

$$\text{ou } a^2 = -[6 + 4(R_c/R)] \quad (12 \text{ bis})$$

$$\text{et à : } \frac{1}{R^2 C^2 \omega'^2} = 6 + (4R_c/R)$$

$$\text{d'où } \omega'_0 = \frac{1}{RC \sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{3} \cdot \frac{R_c}{R}}}$$

● Pour $R_c = 0$, on retrouve le résultat de (9), celui d'une source de tension de résistance interne nulle : $\omega'_0 = \omega_0$

$$\text{et } f'_0 = \frac{\omega'_0}{2\pi} = f_0$$

● Pour $R_c \neq 0$: $f'_0 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{2}{3} \cdot \frac{R_c}{R}}} < f_0 \quad (13)$

2° Pour la partie réelle de β' , il faut envisager au dénominateur comme précédemment :

$$(5a^2 + 1) (R/R_c) + a^2 + 1.$$

Si nous remplaçons a^2 par sa valeur tirée de (12 bis), il vient :

$$- [29(R/R_c) + 4(R_c/R) + 23]$$

ce qui conduit à :

$$\beta' = \frac{1}{29(R/R_c) + 4(R_c/R) + 23} \quad (14)$$

Les deux termes $29(R/R_c)$ et $4(R_c/R)$ ont un produit constant : en conséquence leur somme sera minimale quand ils seront égaux (il en est de même du périmètre d'un rectangle : celui-ci, à surface constante, sera minimal quand ce rectangle sera un carré, avec deux côtés consécutifs égaux).

Dans ces conditions :

$$29(R/R_c) = 4(R_c/R), \text{ soit } (R_c/R) = \sqrt{29}/2 \approx 2,7.$$

β' est alors maximal et vaut environ 1/45, ce qui signifie que, pour que l'amorçage des oscillations se produise, G_0 doit être au moins égal à 45.

Mais pour des valeurs plus petites de R_c , ou plus grandes de R , et telles que $R_c \ll R$, il faudra un gain G_0 plus important :

Supposons $R_c = 2,7 \text{ k}\Omega$ et $R = 8,2 \text{ k}\Omega$, il vient, d'après (14) : $\beta \approx 0,0096$, et nous devons avoir : $G_0 = 104$.

En conséquence, il faudra rester vigilant et ne pas se contenter des résultats de la théorie simplifiée qui conduit à $G_0 = 29$.

De même pour le calcul de ω'_0 — qui n'est pas toujours égal à ω_0 — et qui, de toute façon, dépendra aussi, par exemple, de la température et des tolérances sur R et C , qui ont leurs valeurs respectives comprises dans une certaine fourchette de valeurs limites.

Nous continuerons ce survol des oscillateurs dans les prochains numéros, en espérant que cette série d'articles donnera matière à réflexion.

Ch. PANNEL

Bibliographie

- R. DUGEHAULT : *Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel*, 3^e édition, ETSF, 1978.
- A. PELAT : *Pratique de l'amplificateur opérationnel*, tome II, Masson, 1983.
- TOBEY, GRAEME, HUELSMAN : *Operational amplifiers*, McGraw Hill, 1971.
- J. AUVRAY : *Cours d'électronique*, C₃, Université Paris VI, 1970-1971.

RETOUR SUR LA PLATINE HF 6 SF II

Modification des valeurs d'accord du VCO

Pour obtenir beaucoup plus facilement un signal reçu, en sortie du RX9, de bonne qualité, avec paliers plus horizontaux, nous conseillons la modification suivante :

● En version 72 MHz

Remplacer C_2 de 27 pF par 12 pF.
Remplacer C_3 de 18 pF par 10 pF.
Ajouter C_0 de 18 pF, en parallèle sur

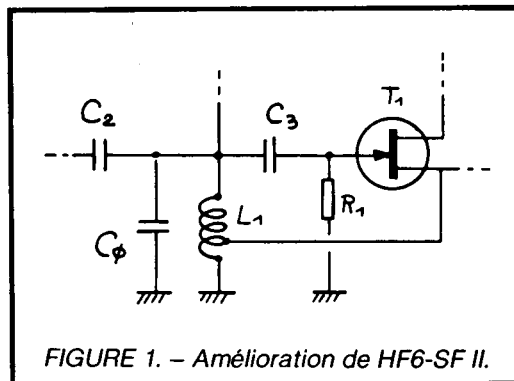


FIGURE 1. — Amélioration de HF6-SF II.

L_1 (entre le point commun C_2 , C_3 , L_1 et masse).

N.B. — Cette modification a pour but une diminution de la pente MHz/volt du VCO. Elle oblige à augmenter le niveau BF par P, de manière à retrouver un

swing normal. On peut être conduit à diminuer la valeur de R_1 (de 22 k Ω à 10 k Ω par exemple) dans ce but.

Le réglage du VCO est plus pointu, mais la qualité est nettement meilleure. La stabilité en température reste très bonne. Les condensateurs C_0 , C_2 , C_3 peuvent être des NPO.

● En version 41 MHz

Voici la liste des valeurs remplaçant celles du 72 MHz :

C_0 : 12 pF C_7 : 27 pF C_{16} : 12 pF,
 C_2 : 22 pF C_9 : 27 pF C_{17} : 6.8 pF
 C_3 : 22 pF C_{12} : 27 pF C_{18} : 100 pF.

Autres valeurs inchangées.

N.B. — C_{18} mesure bien 6.8 pF et non 68 pF, en 72 MHz. Les bobines 41 MHz sont à commander à l'auteur, comme en 72 MHz.

F. THOBOIS