Oscillateurs

Chapitre 5

Part. 1 :

A. MAAOUNI SMP5 Electronique 2017-2018

Oscillateurs

Un oscillateur est un générateur de signaux périodiques sinusoïdaux ou non

Deux catégories d'oscillateurs à distinguer :

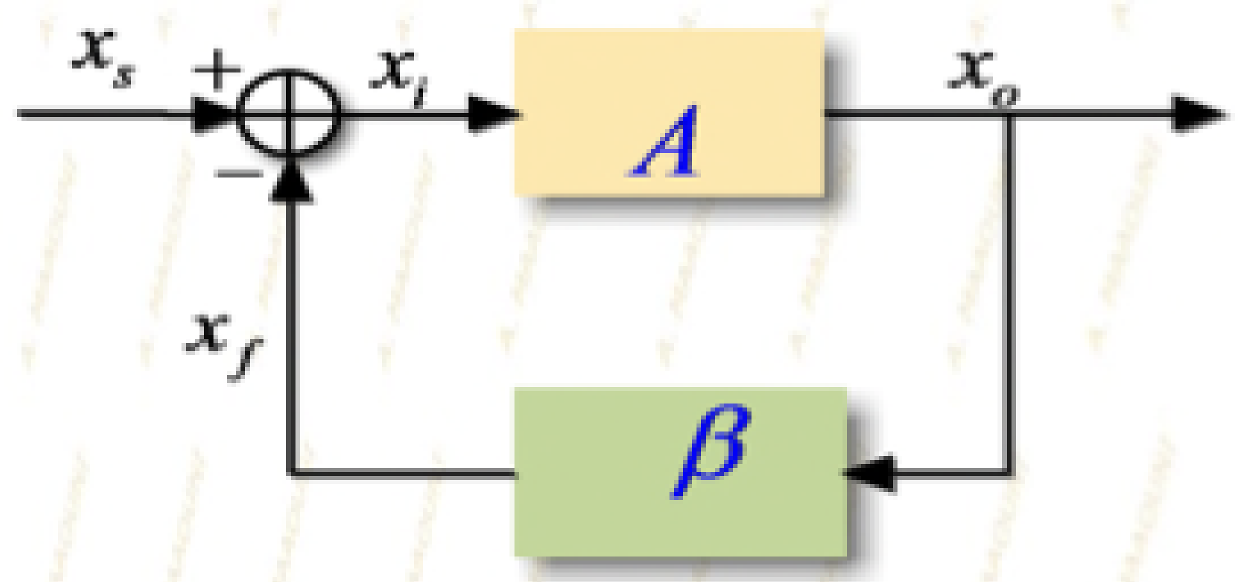
- Les oscillateurs sinusoïdaux qui génèrent des formes d'ondes sinusoïdales à amplitudes fixées par des éléments non linéaires (diodes) sont appelés **oscillateurs linéaires**. Ils emploient une rétroaction positive avec réseaux LC ou CR pour circuit de chaîne de retour.

- Les oscillateurs générant les autres formes d'ondes : carrée, triangulaire… portent le nom **d'oscillateurs non linéaires**. Ils utilisent des multivibrateurs: monostables, bistables, astables.

Oscillateurs sinusoïdaux

Principe de fonctionnement

La structure de base d'un oscillateur sinusoïdale consiste en un amplificateur contre réactionné dans des conditions instables. Si $A(p)$ la fonction de transfert de l'amplificateur et $\beta(p)$ celle de la contre réaction, la fonction de transfert en boucle fermée est :



$$A_{BF} = \frac{A(p)}{1+\beta(p)A(p)}$$

Si $\beta(p)A(p) = -1$, à une certaine fréquence f_o le dénominateur s'annule est la fonction de transfert est infinie, ce qui peut s'interpréter par :

$$x_s = 0, \;\; x_o \neq 0$$

Un tel circuit est appelé ***oscillateur***.

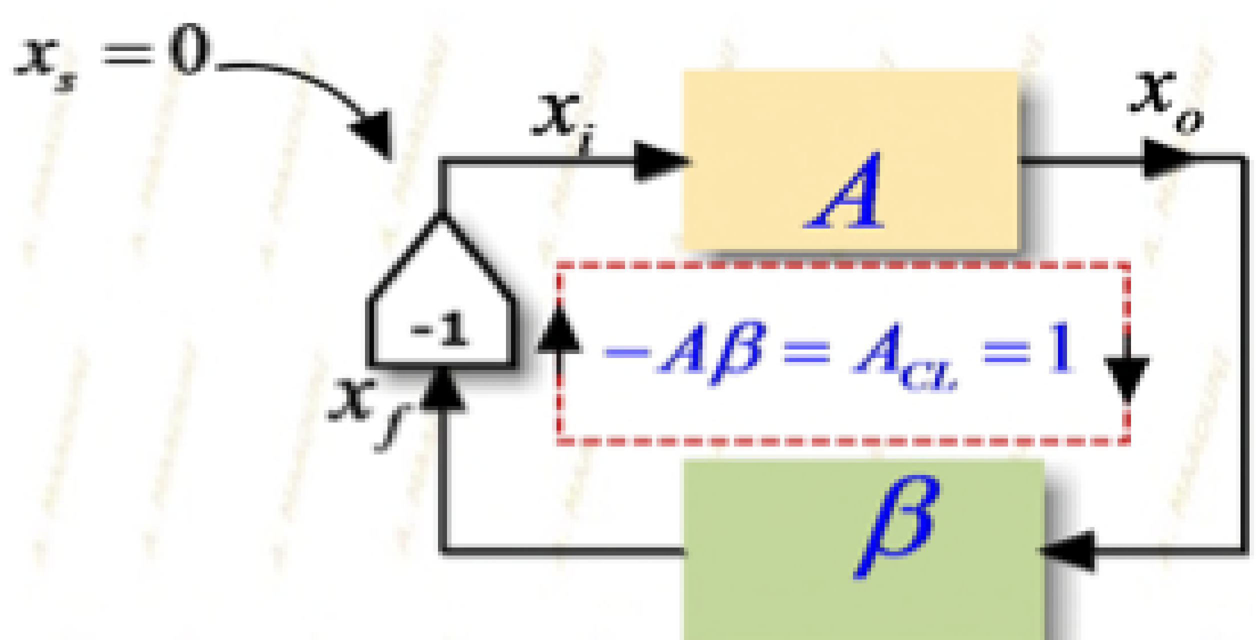
$\beta(p)A(p) = -1$ est la condition d'instabilité

Conditions d'oscillations

Pour réaliser un oscillateur, il faut d'abord que la condition d'instabilité soit vérifiée à fréquence ω_o non nulle. Cette condition s'écrit encore :

$$\left.\begin{array}{c} \left|\beta(j\omega_o)A(j\omega_o)\right| = 1 \\ \angle A(j\omega_o) + \angle B(j\omega_o) = (2k+1)\pi \end{array}\right\} \text{Conditions de Barkhausen}$$

et sont appelées conditions de **Barkhausen**



A_{CL} = gain de boucle

En général, le gain de l'amplificateur A est indépendant de la fréquence (positif ou négatif). La fréquence ω_o est fixée par la condition de phase qui se traduit part :

$$\begin{cases} \angle\beta(j\omega_o) = 2k\pi\,,\ A < 0 \\ \angle\beta(j\omega_o) = (2k+1)\pi\,,\ A > 0 \end{cases}$$

Oscillateurs à AO. Et Réseaux RC

OSCILLATEUR À PONT DE WIEN

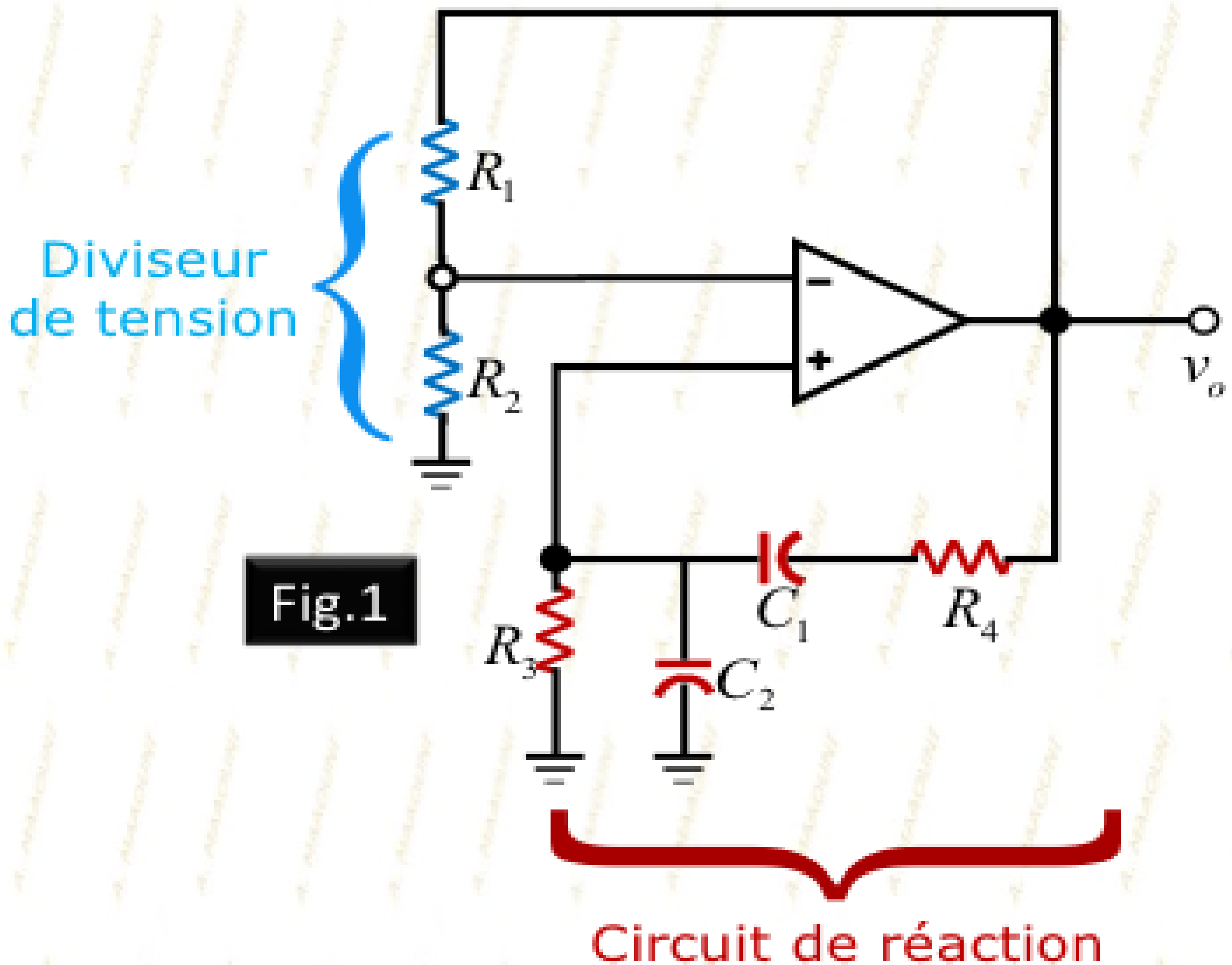
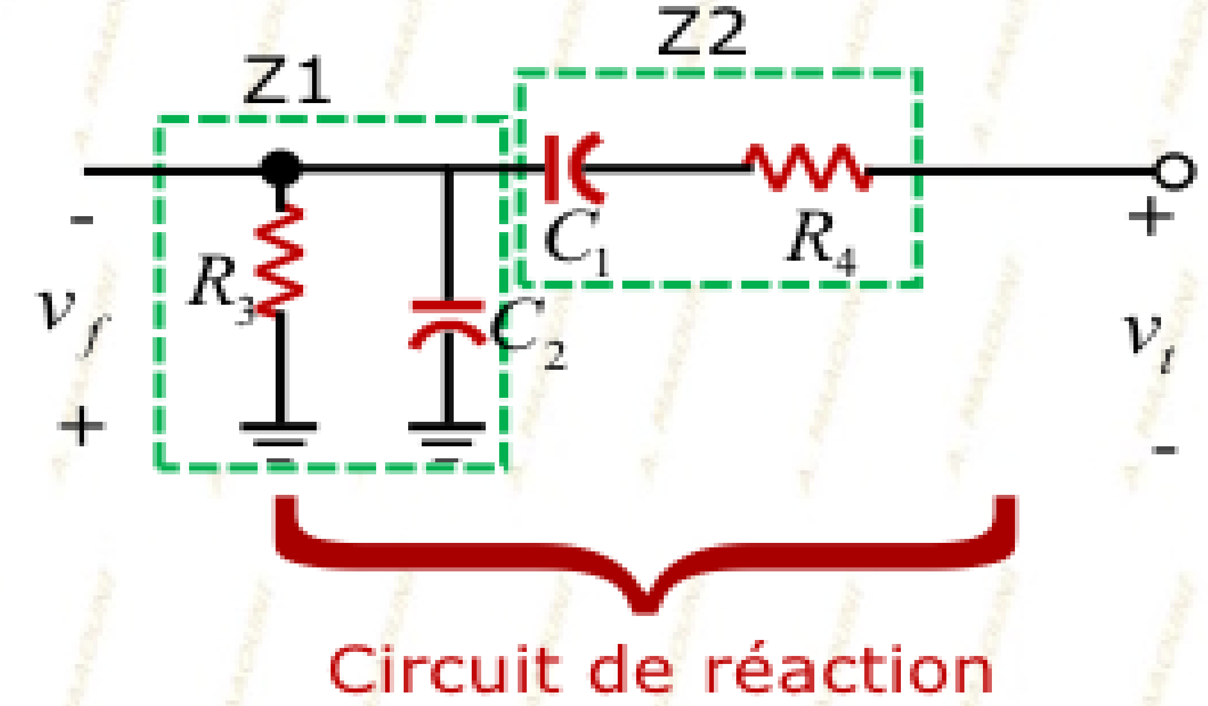
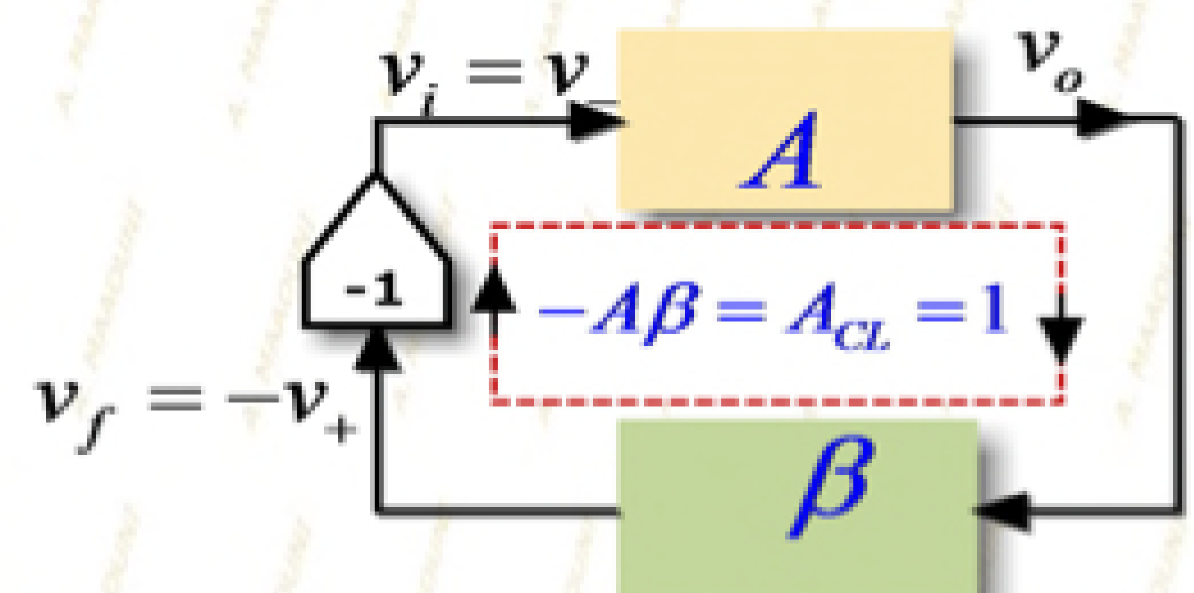


Fig.1



$$\beta(j\omega) = \frac{v_f}{v_t} = -\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$



Le gain *A* est donné par le diviseur de tension:

$$A = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Exprimons β en fonction de la fréquence :

$$\beta(j\omega) = -\frac{1}{1+Y_1 Z_2} = \frac{1}{1+(G_3+C_2 j\omega)(R_4+\frac{1}{C_1 j\omega})}$$

$$= -\frac{C_1 j\omega}{C_1 j\omega + (G_3 + C_2 j\omega)(C_1 j\omega R_4 + 1)}$$

$$= -\frac{C_1 j\omega}{j\omega(C_1 + C_2 + C_1 R_4 G_3) + G_3 - \omega^2 C_2 C_1 R_4}$$

Fréquence d'oscillation :

Le gain *A* étant positif, la condition sur la phase nous donne à la fréquence d'oscillation **ω_o** :

$$\angle\beta(j\omega_o) = \pi,\ A > 0$$

Autrement, $\beta(j\omega_o)$ est réel négatif, ce qui se traduit directement par la relation :

$$G_3 - \omega_o^2 C_2 C_1 R_4 = 0, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_3 R_4}}$$

$$\beta(j\omega_o) = -\frac{C_1 R_3}{C_1(R_3+R_4) + C_2 R_3}$$

Si $R_3 = R_4 = R,\ C_1 = C_2 = C$

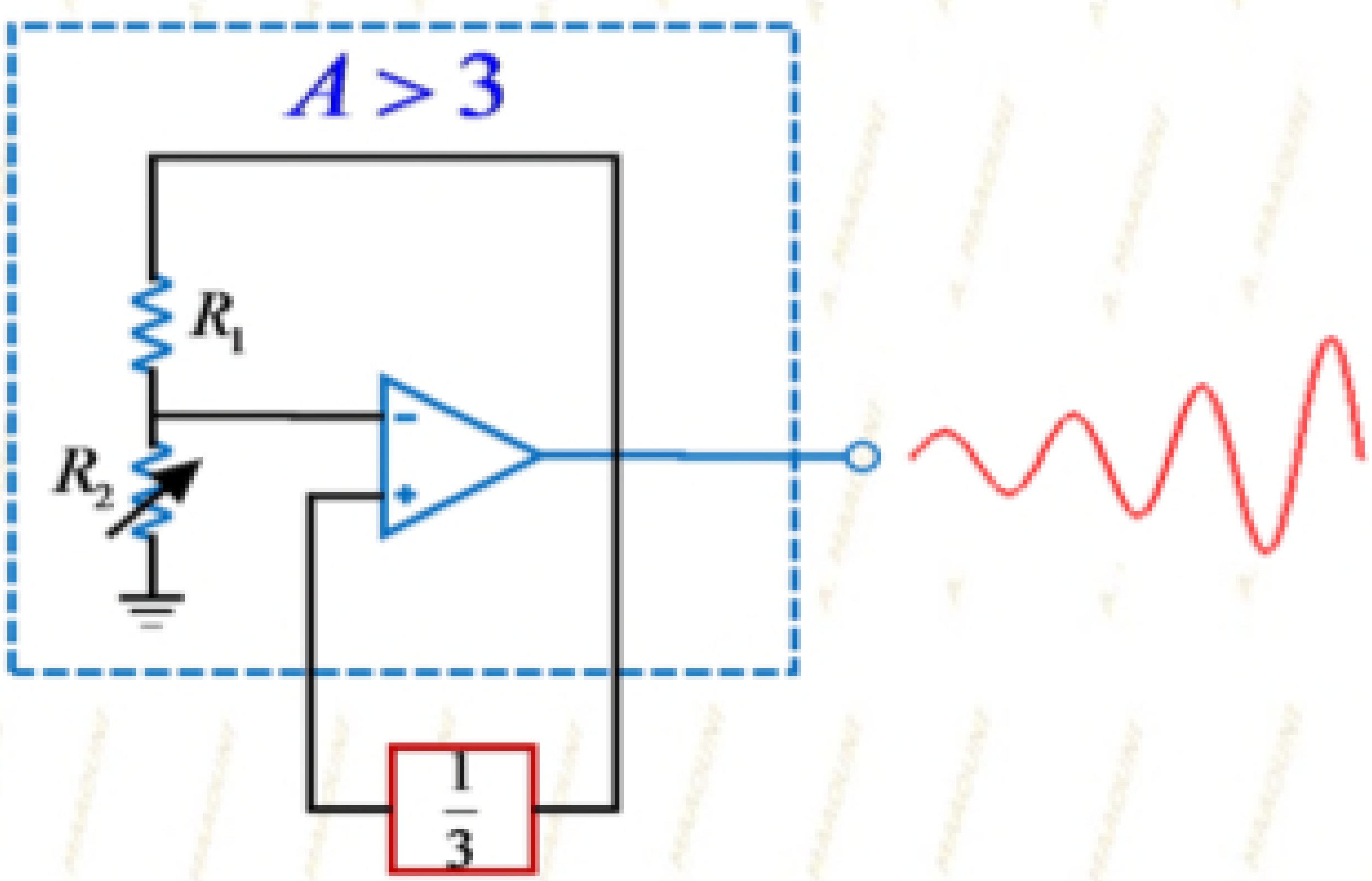
$$\omega_o = \frac{1}{RC},\ \beta(j\omega_o) = -\frac{1}{3}$$

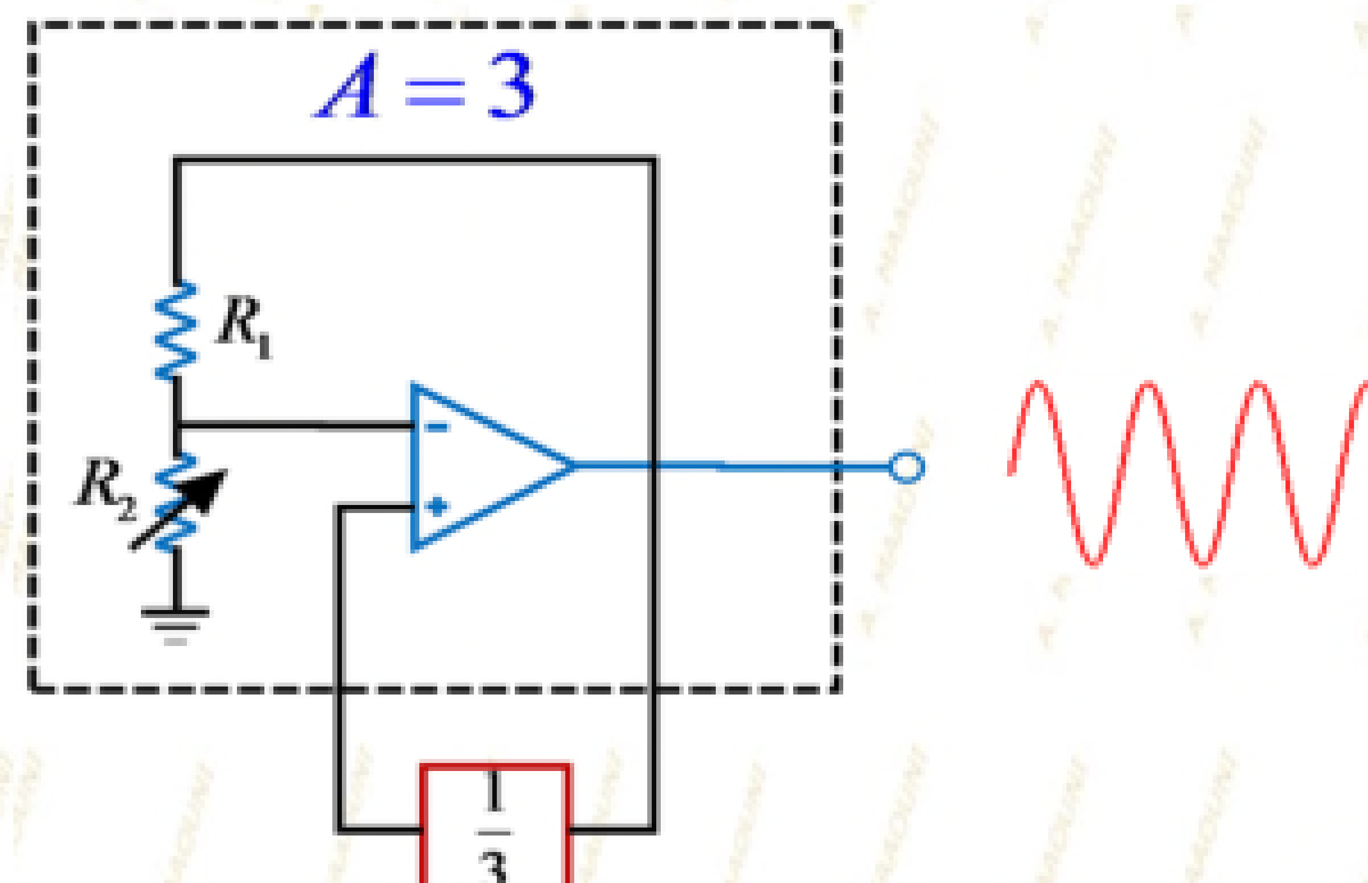
La condition sur le gain est définie par :

$$A = \frac{1}{|\beta(j\omega_o)|} = 3, \text{ si } R_{3,4} = R,\ C_{1,2} = C$$

Conditions d'amorçage et d'entretien des oscillations

En fait, pour assurer l'amorçage des oscillations, initialement le gain A doit être supérieur à **3** ($A > 3$) jusqu'à ce que le signal de sortie atteint l'amplitude désirée. Idéalement, le gain de l'amplificateur doit diminuer de sorte que le gain de boucle se fixe au voisinage de 1, entretenant ainsi les oscillations (cf. figure ci-dessous):



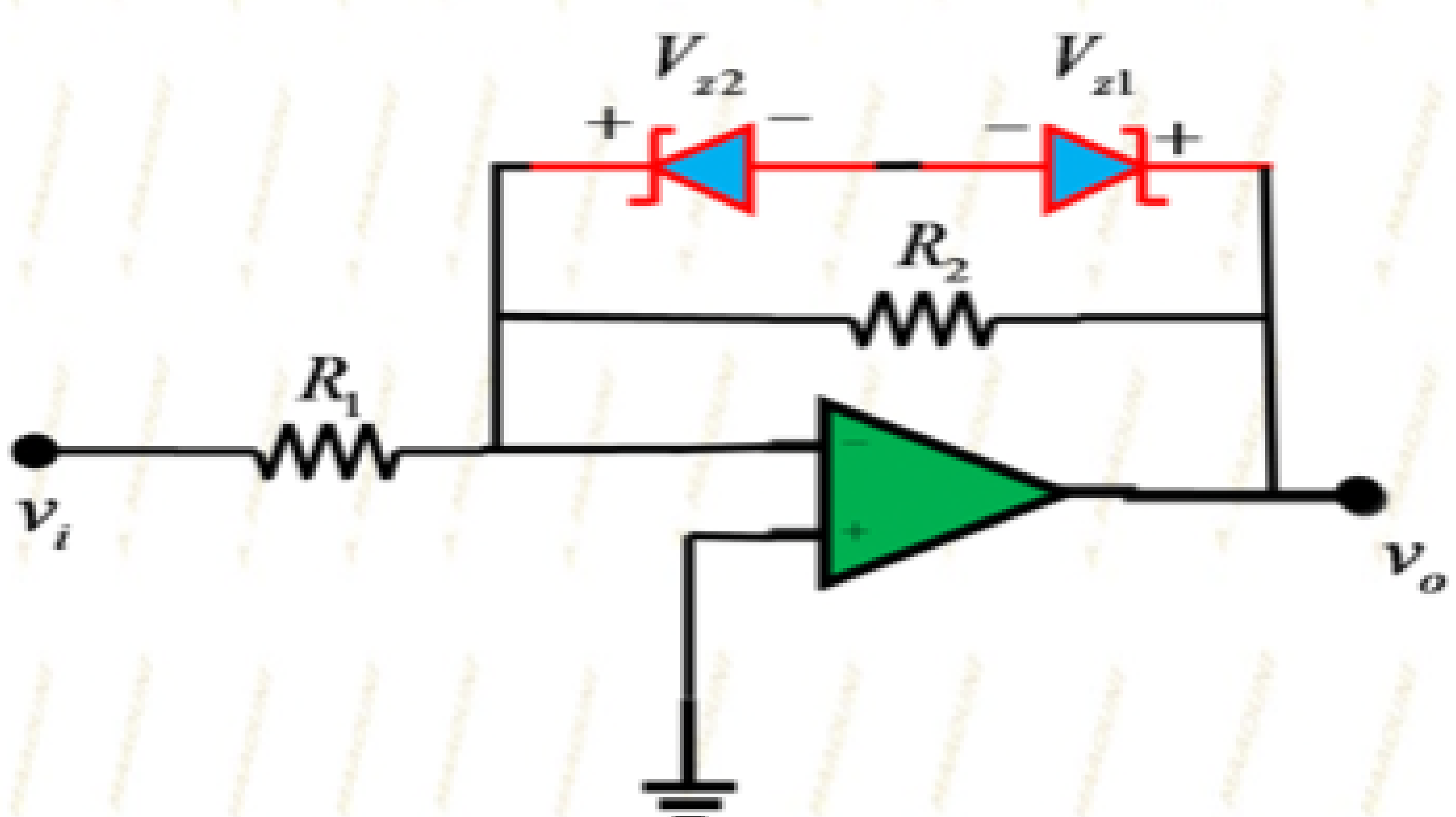


Limiteurs

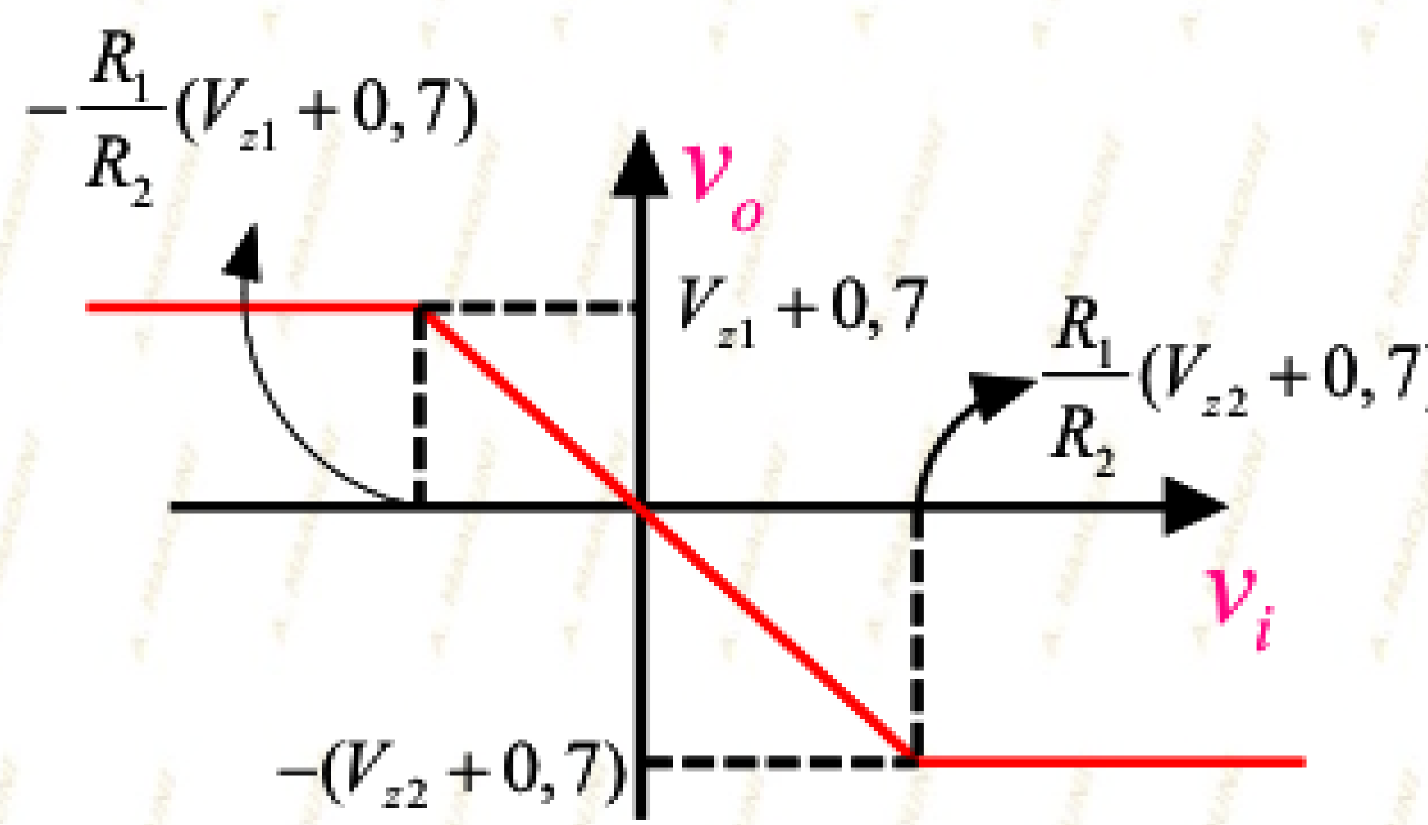
Lorsque la chaîne de retour est un réseau passif, la non linéarité de l'amplificateur détermine l'amplitude des oscillations. La procédure de la figure 1 génère des harmoniques supplémentaires puisque l'amplitude des oscillations est limitée par la tension de saturation de l'amplificateur. Dans le but d'éliminer ces harmoniques indésirables, on peut utiliser un filtre passe bande à la sortie de l'amplificateur ne faisant passer que la fréquence d'oscillation.

On peut également utiliser des circuits limiteurs qui permettent de limiter l'amplitude des oscillations avant d'atteindre la saturation de l'amplificateur.

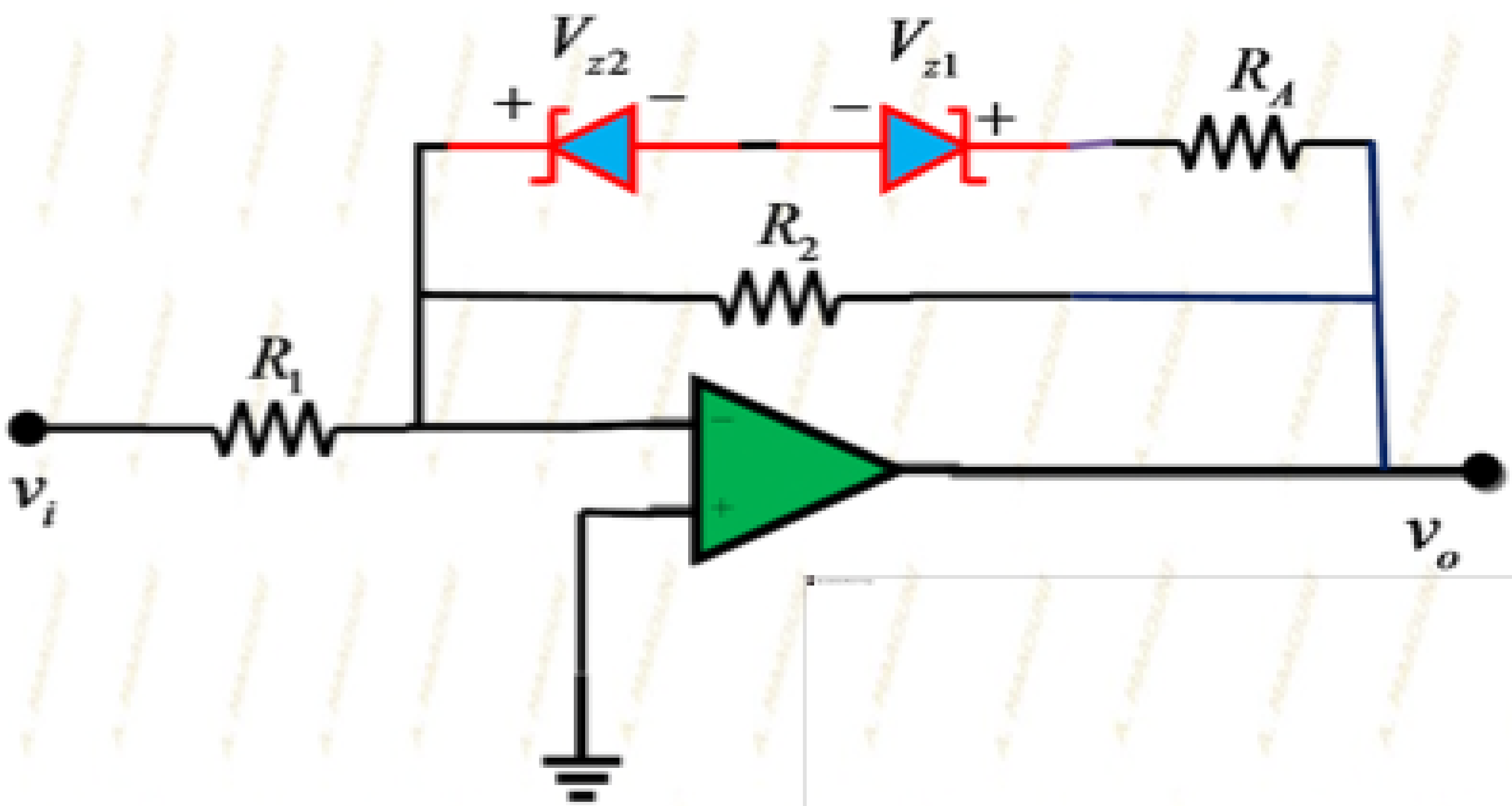
Exemple de limiteurs



Caractéristique de transfert

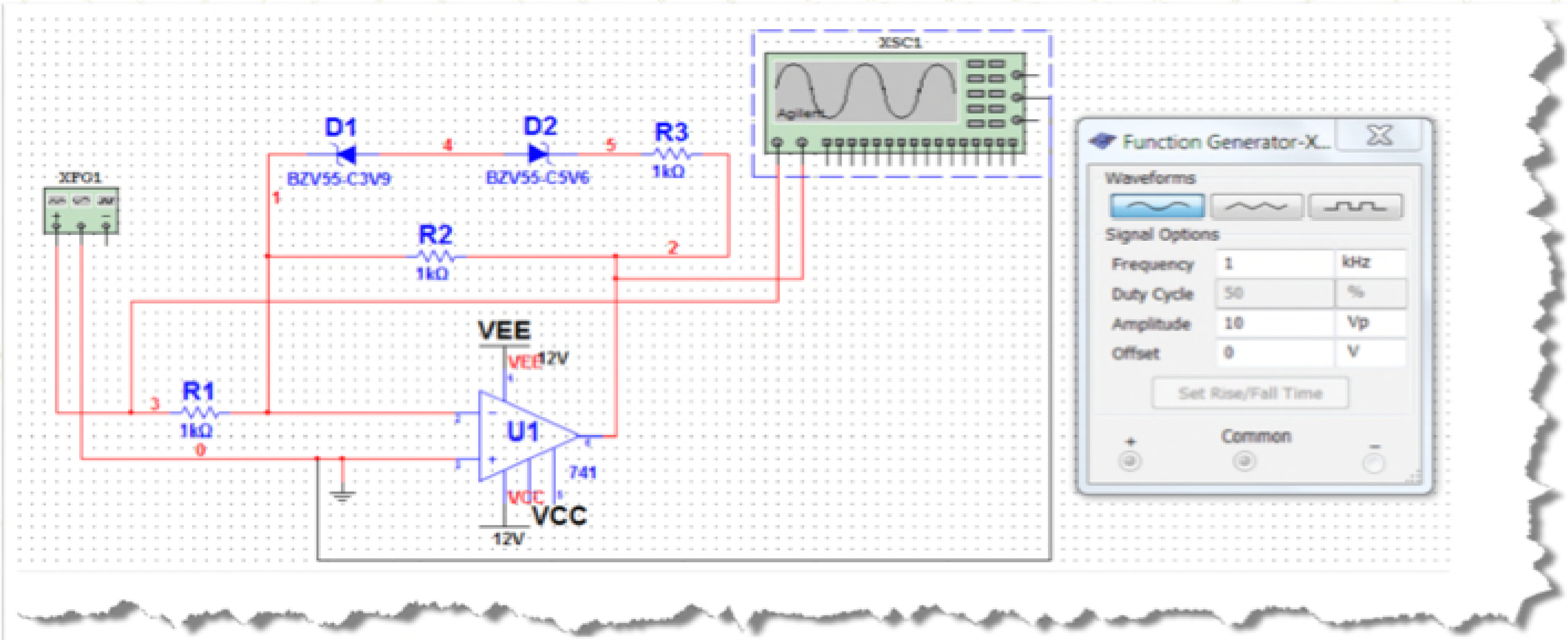


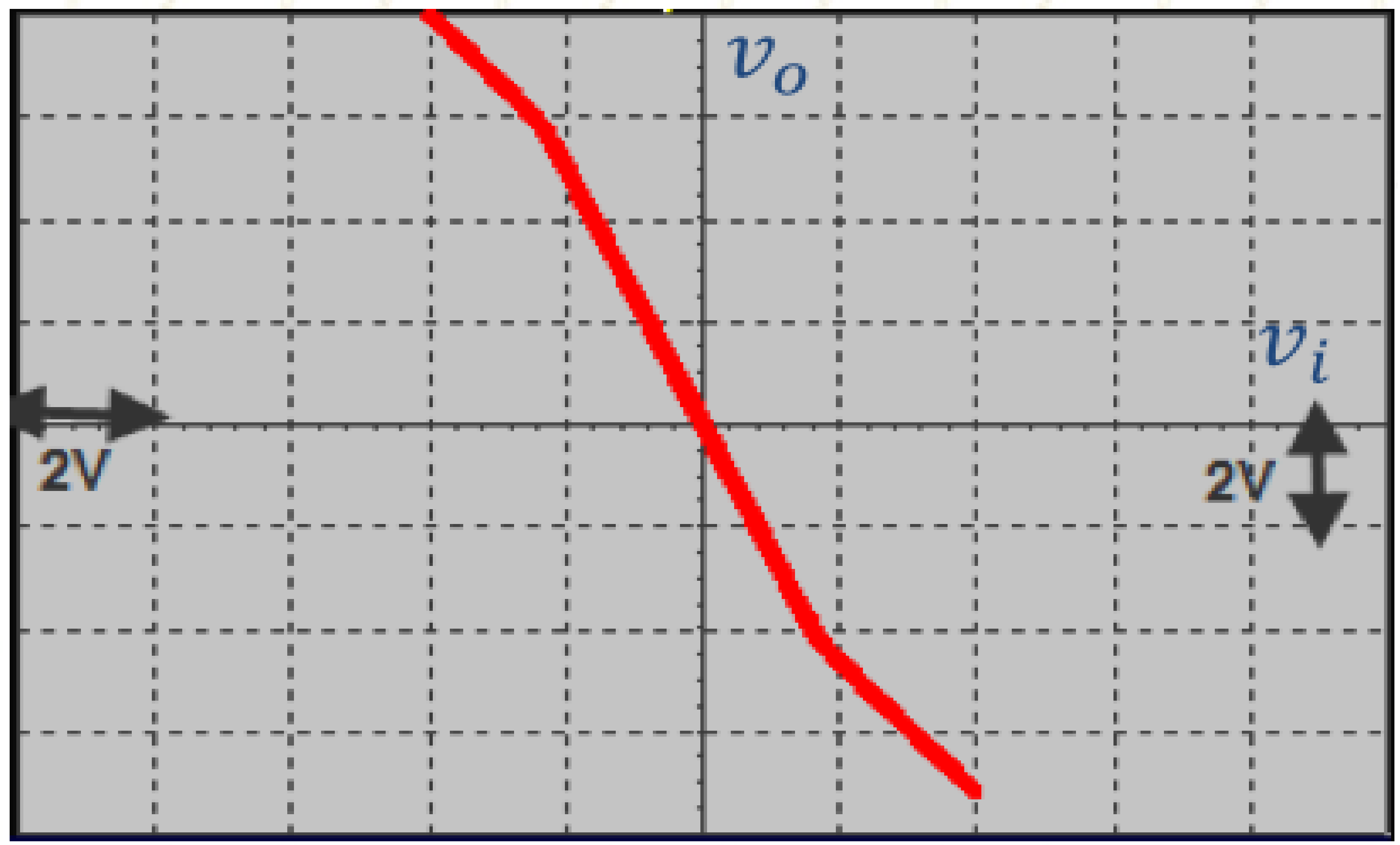
Dans cette configuration de limiteur, le gain v_o/v_i passe de A_{v_1} à A_{v2}



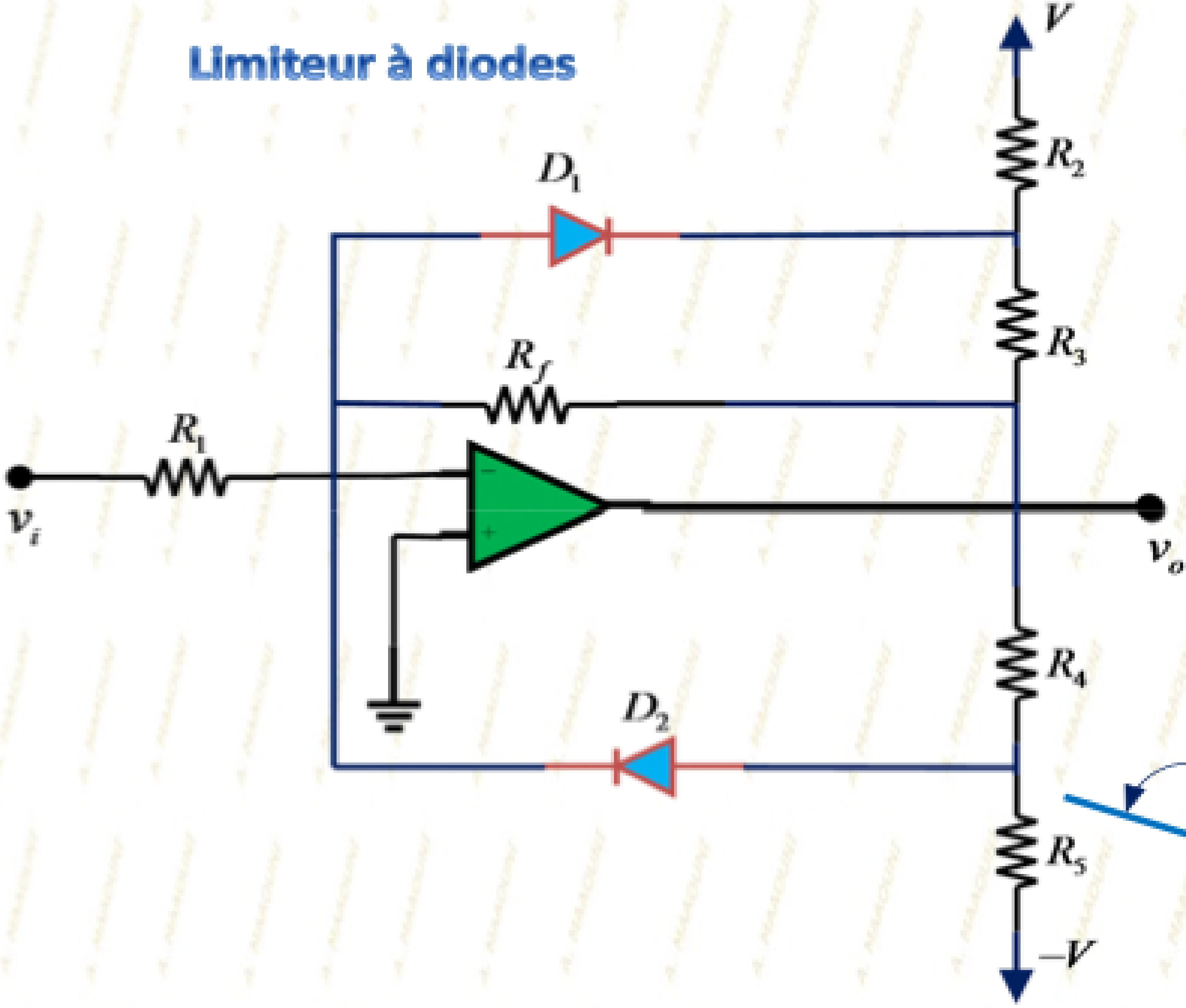
Caractéristique de transfert

Multisim

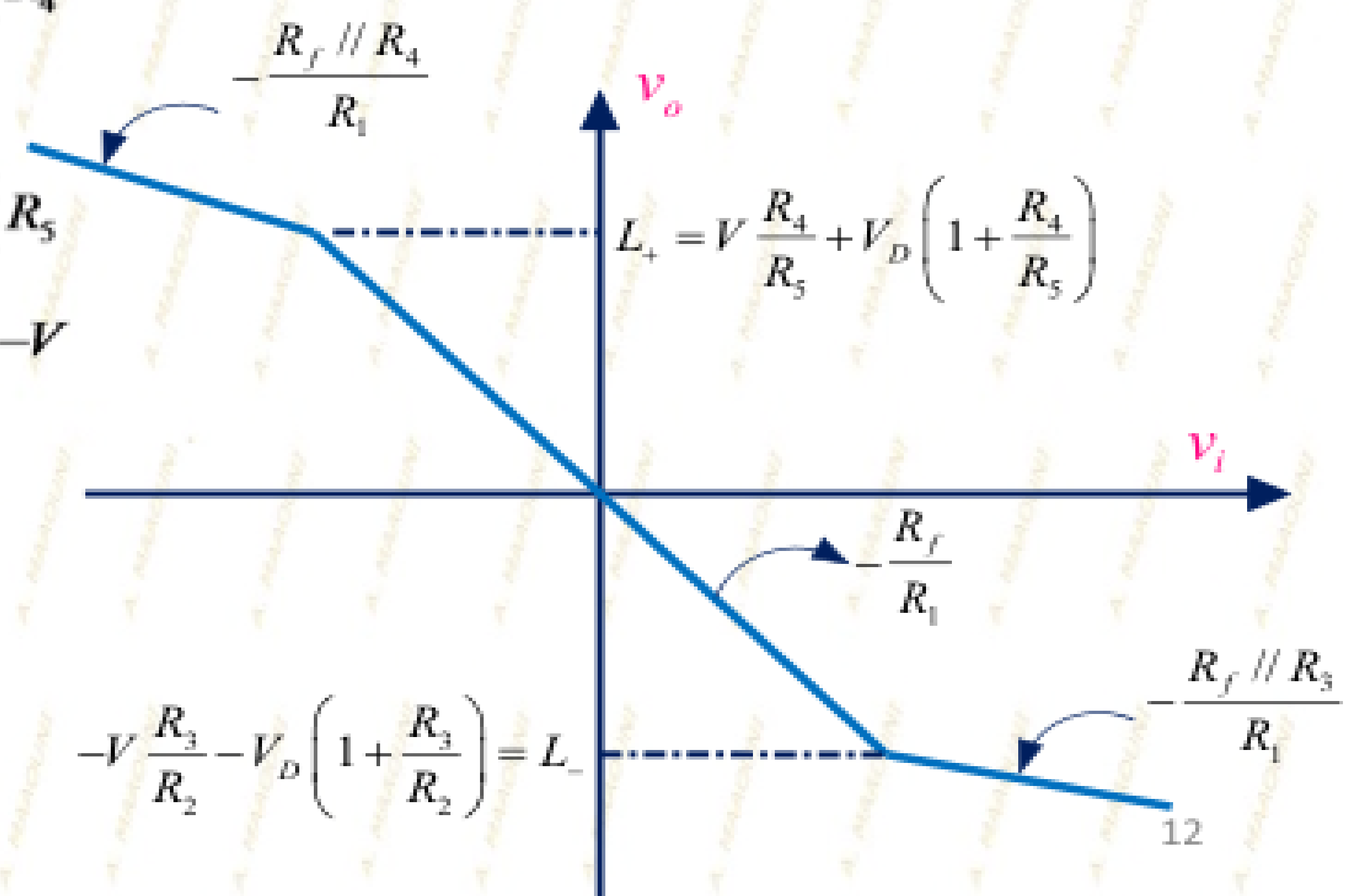

XSC1
XFG1
D1
BZV55-C3V9
D2
BZV55-C5V6
R3
1kΩ
R2
1kΩ
R1
1kΩ
VEE
-12V
VCC
12V
U1
741
Function Generator-X...
Waveforms
Signal Options
Frequency
1
kHz
Duty Cycle
50
%
Amplitude
10
Vp
Offset
0
V
Set Rise/Fall Time
Common


v_o
v_i
2V
2V

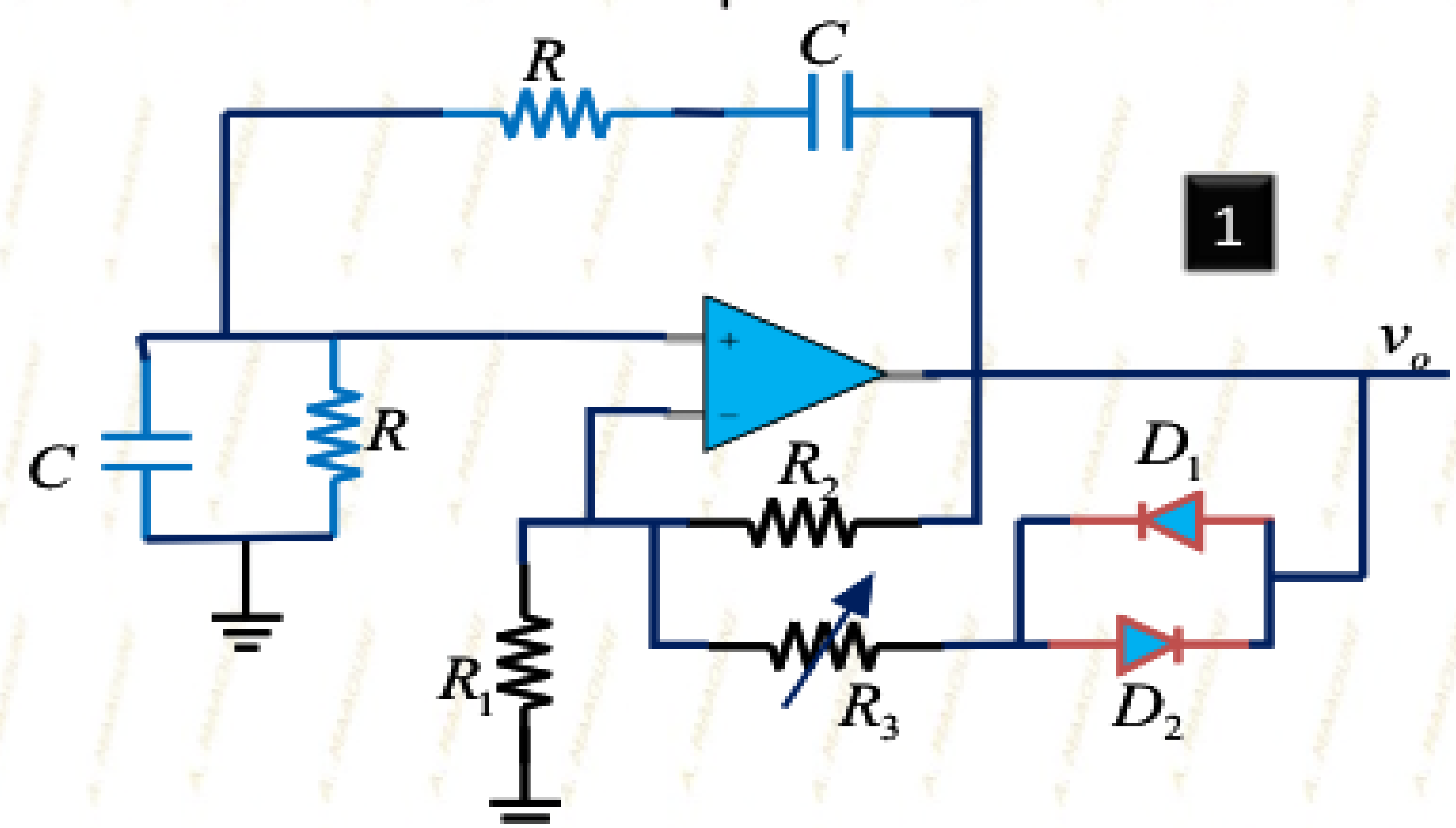
Limiteur à diodes

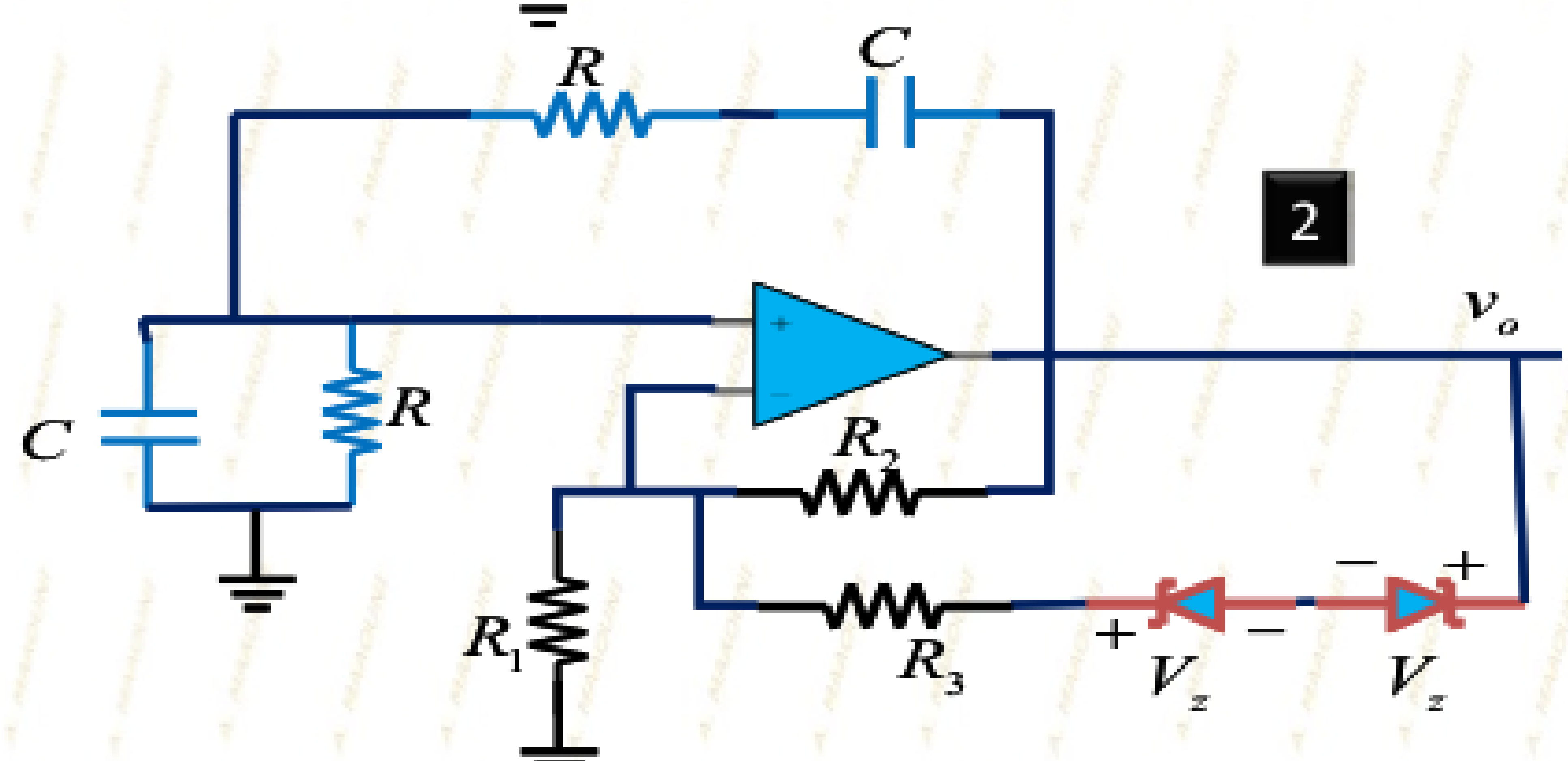


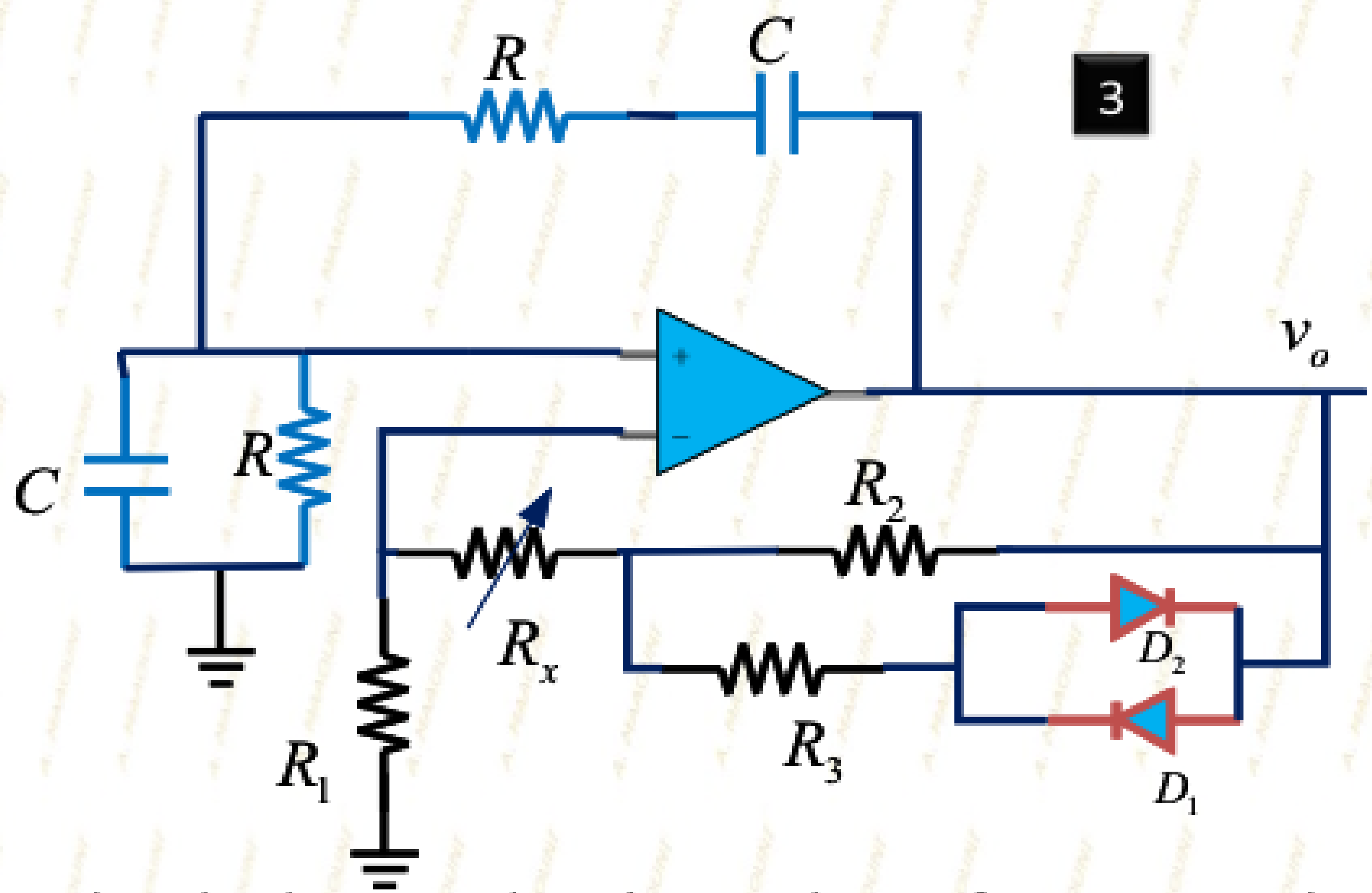
Caractéristique de transfert



Les figures suivantes représentent 3 configurations d’oscillateurs à pont de Wien avec mécanisme de limitation d’amplitude.







Lorsque les diodes sont 'OFF' pour la configuration 1, le gain est $1 + R_2/R_1$ et quand elles sont 'ON', le gain devient $1 + R_2//R_3/R_1$. La condition d'amorçage des oscillations requière un gain supérieur à 3 (tout en étant très proche), soit :

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

a

Lorsque les diodes sont 'ON' le gain doit être sensiblement inférieur à 3, soit

$$\frac{R_2||R_3}{R_1} < 2 \qquad \text{b}$$

Les inégalités a et b peuvent être satisfaites en prenant le rapport R_2/R_1 entre $2.1 \ \ et\ 2.2$, et le rapport $R_2||R_3/R_1$ entre $1.8 \ \ et \ \ 1.9$.

Lorsque la diode D_2 conduit, nous avons :

$$v_+ = v_- = \frac{1}{3} v_o$$

La loi des nœuds nous donne :

$$\frac{1}{3R_1} v_o = \frac{v_o - \frac{1}{3} v_o}{\mathrm{R}_2} + \frac{v_o - \frac{v_o}{3} - V_D}{R_3}$$

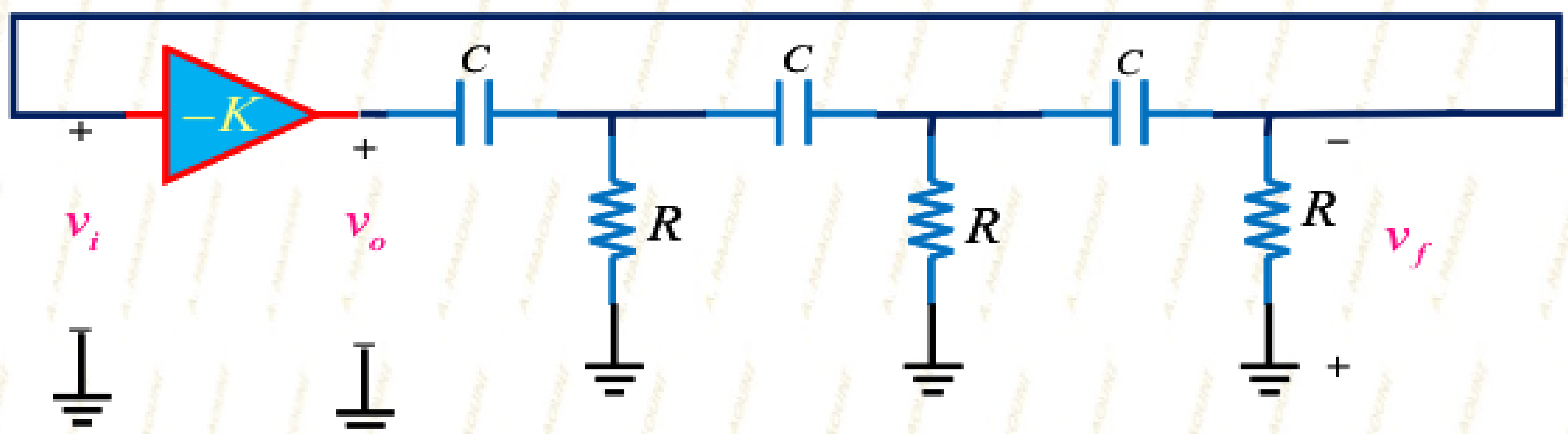
V_D :
tension seuil de la diode.

Compte tenu du résultat ci-dessus, la tension de sortie vaut:

$$v_o = \frac{3V_D}{2\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}}$$

L'OSCILLATEUR À RÉSEAU RC DÉPHASEUR

La structure de base de l'oscillateur de déphasage est représentée à la figure suivante. Elle se compose d'amplificateur à gain négatif(- K) (K réel) et d'un réseau de trois cellule RC qui forment le circuit de réaction.



La résistance d'entrée R_i de l'amplificateur de gain $-K$ est telle que $R_i||R \cong R$

Le gain de la chaîne de retour vaut :

$$\beta(j\omega) = \frac{v_f}{v_o} = -\frac{R}{R+\frac{1}{Cj\omega}} \times \frac{\left(R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R}{\left(R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R+\frac{1}{Cj\omega}} \times \frac{\left(\left(R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R}{\left(\left(R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R+\frac{1}{Cj\omega}\right)||R+\frac{1}{Cj\omega}}$$

La fonction de transfert β peut être mise, après calcul algébrique, sous la forme :

$$\beta(j\omega) = -\frac{1}{\left(\frac{1}{j\omega RC}\right)^3 + 5\left(\frac{1}{j\omega RC}\right)^2 + 6\frac{1}{j\omega RC} + 1}$$

Le gain de boucle $\beta A = -1$, où $A = \frac{v_o}{v_i} = -\mathrm{K}$.

La condition d'amorçage des oscillations se traduit par :

$$K\beta = 1$$

K étant réel, la condition ci-dessus est équivalente à :

$$\begin{cases} Re(\beta(j\omega_o)) = 1/K \\ Im(\beta(j\omega_o)) = 0 \end{cases}$$

ω_o est la fréquence d'oscillation

La partie imaginaire de β nous fournit la fréquence d'oscillation ω_o et la partie réelle la condition sur le gain.

$$Im(\beta(j\omega_o)) = 0 \leftrightarrow \left(\frac{1}{j\omega_o RC}\right)^3 + 6\frac{1}{j\omega_o RC} = 0$$

$$\leftrightarrow \left(\frac{1}{\omega_o RC}\right)^2 - 6 = 0$$

$$\leftrightarrow \omega_o = \frac{\sqrt{6}}{RC}$$

La fréquence des oscillations est donc :

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\frac{\sqrt{6}}{RC}$$

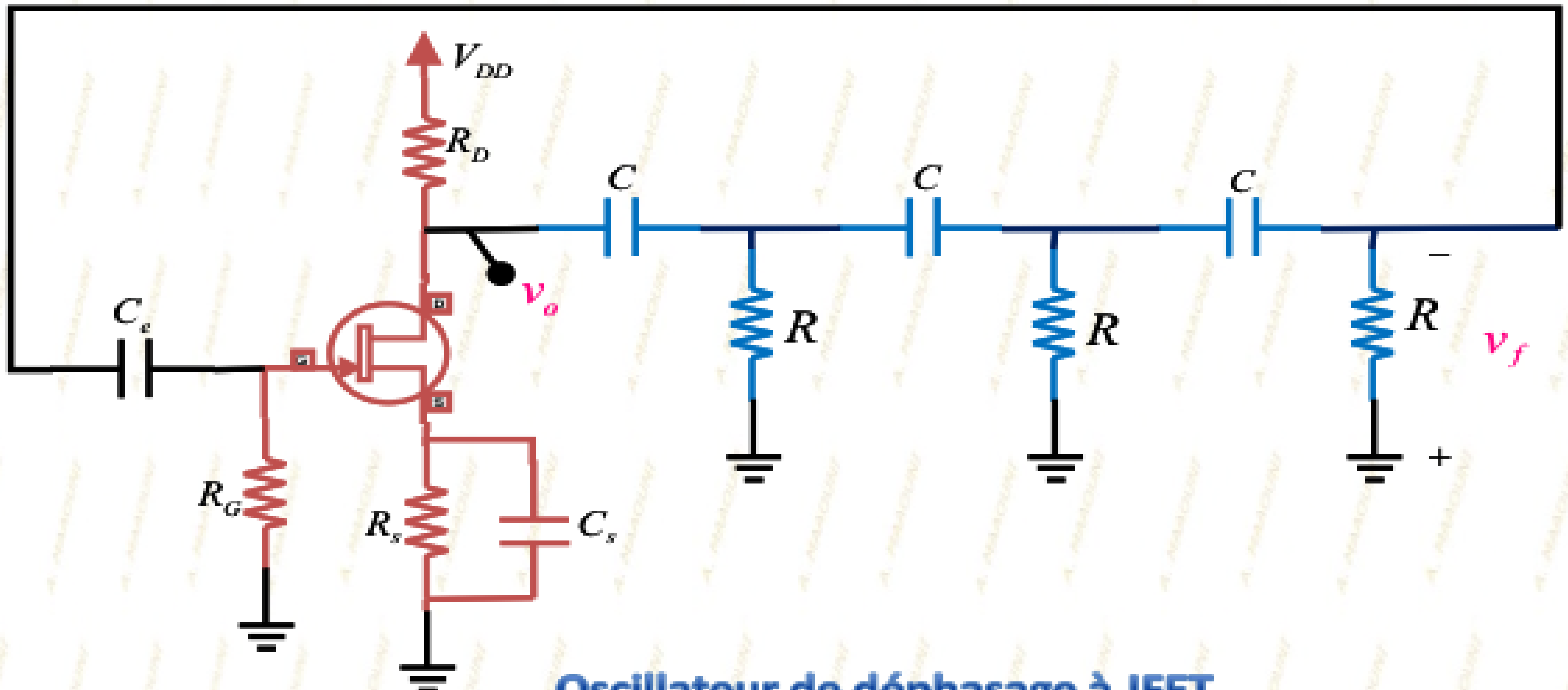
Le gain à la fréquence f_o se déduit de la partie réelle de β:

$$K = \frac{1}{Re(\beta(j\omega_o))} = -\frac{1}{\frac{1}{1-5\left(\frac{1}{RC\omega_o}\right)}} = 29$$

Pour amorcer les oscillations, un gain K, $K > 29$ doit être choisi

A la fréquence d'oscillation, le réseau déphaseur produit un déphasage de *180°*

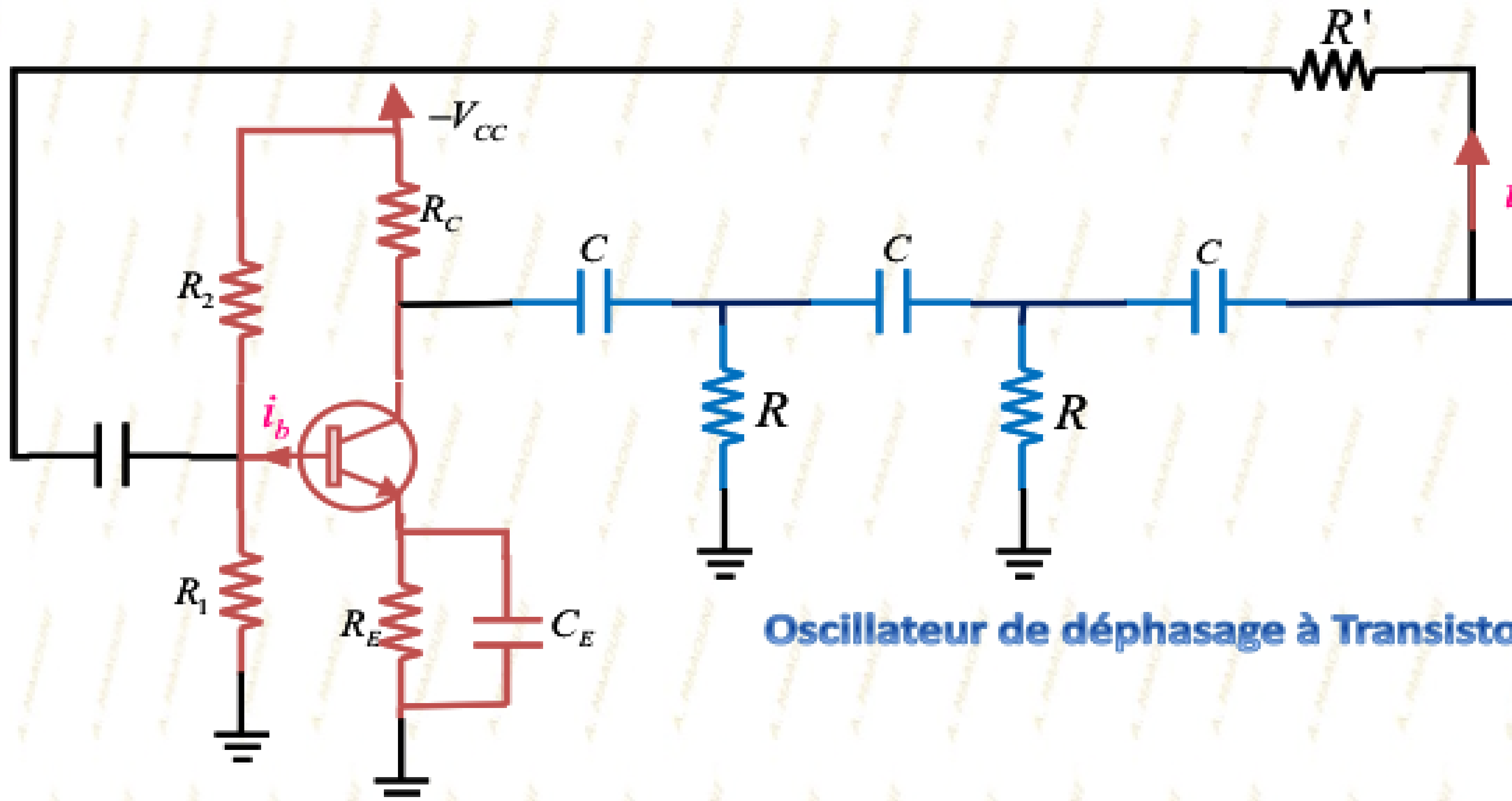
Quelques configurations d'oscillateurs à réseau RC déphaseurs



Oscillateur de déphasage à JFET

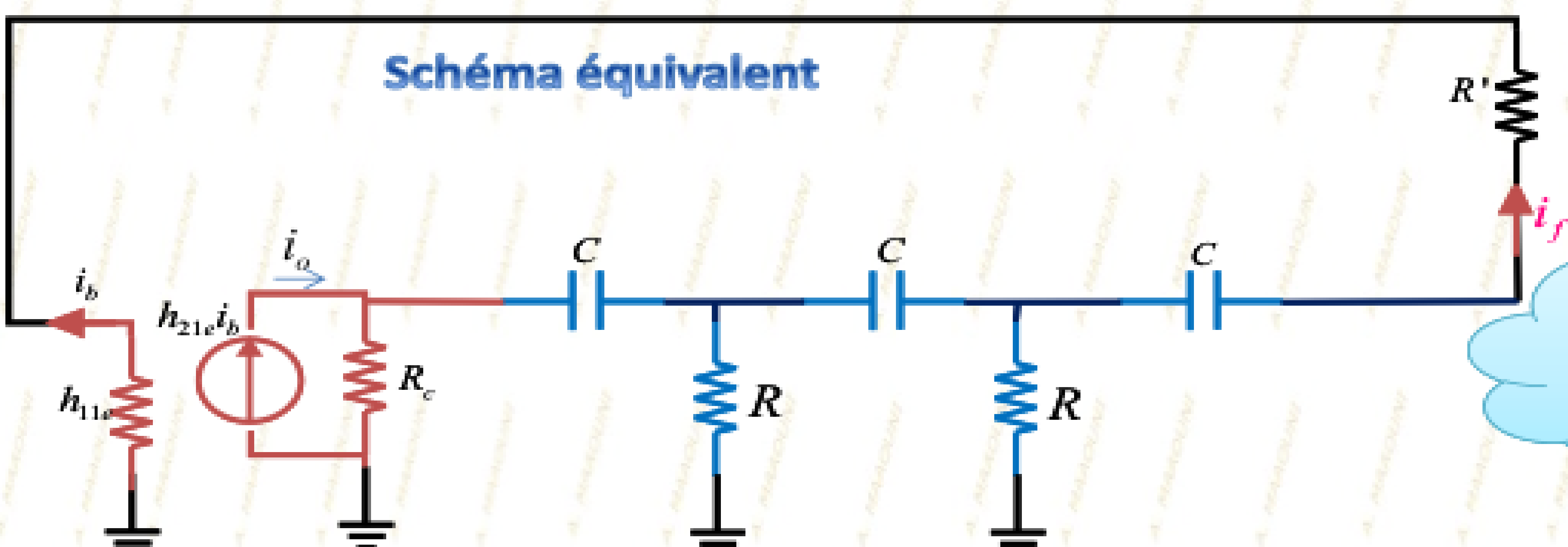
$$A = -g_m R_D || r_d \cong -g_m R_D \quad (si\ R_D \ll r_d)$$

$$K = g_m R_D$$



Oscillateur de déphasage à Transistor bipolaire

Schéma équivalent



$$R_1//R_2 \gg h_{11e},$$
$$R' + h_{11e} = R$$

Le courant d'entrée est $i_i = i_b$. Le courant de sortie i_o correspond au courant collecteur; $i_o = h_{21e} i_i$.

Le gain A est donc :

$$A = h_{21e}$$

Le gain de boucle est : $A_{cl} = A\beta = i_f / i_o$

$$A_{cl} = \frac{h_{21e}}{3 - \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 + \frac{R}{R_C} - \frac{5}{RR_C}\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 - \frac{j4}{\omega RC} - \frac{j6}{\omega R_C C} + \frac{1}{\omega^3 R^2 R_C C^3}}$$

La condition d'oscillation $A_{cl}(\omega_o) = -1$ se traduit par :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6 + \frac{4R_C}{R}}}$$

ω_0: Fréquence d'oscillations

A la fréquence ω_o,

$$\frac{h_{21e}}{3 - \left(\frac{1}{\omega_o RC}\right)^2 + \frac{R}{R_C} - \frac{5}{RR_C}\left(\frac{1}{C\omega_o}\right)^2} = -1$$

En remplaçant ω_0 par sa valeur, on obtient la condition sur la gain suivante :

$$h_{21e} = 23 + 29\frac{R}{R_C} + 4\frac{R_C}{R} \qquad \boxed{G}$$

Pour une valeur de h_{21e} fixée, on peut déterminer la valeur du rapport R/R_C satisfaisant la condition G. L'oscillateur déphaseur à transistor bipolaire fonctionne correctement pour des fréquences allant jusqu'à 1MHZ.

Partie 1