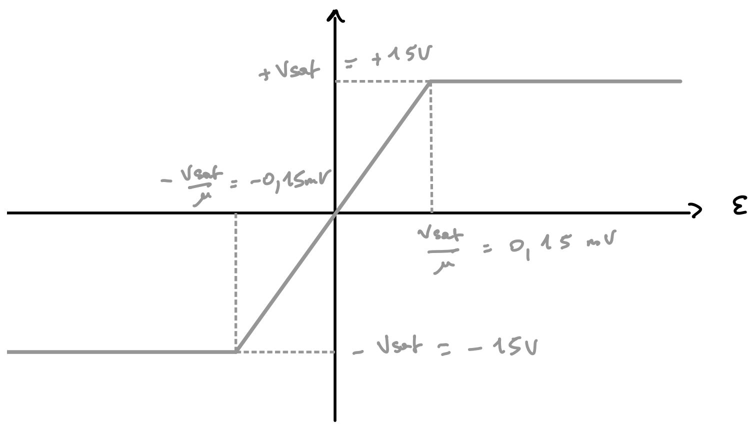
DS2 - correction pb 4

A / GENERALITES SUR LES ALI

1. Le gain intrinsèque de l'ALI est de l'ordre de 10^5 donc le domaine de fonctionnement linéaire s'étend de $-0,15\ mV$ à $-0,15\ mV$. En dehors, la tension de sortie est égale à $+/-\ V_{sat} = +/-\ 15\ V$.



2. La rétroaction sur l'entrée inverseuse permet le fonctionnement linéaire de l'ALI. Le gain intrinsèque étant considéré comme infini, la tension différentielle d'entrée est approximativement nulle, soit $V_+ = V_-$. Comme $V_s = V_-$, on a finalement :

$$V_s = V_e$$

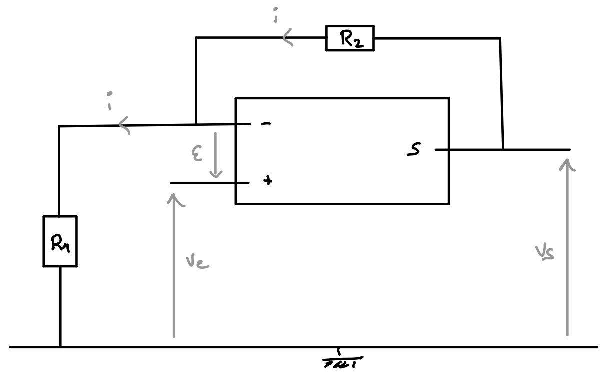
C'est un montage suiveur qui permet de reproduire en sortie la tension d'entrée mais avec un courant de sortie nettement plus grand que le courant d'entrée, qui est quasiment nul (inférieur, voire très inférieur au μA).

3. C'est une tension sinusoidale d'amplitude $6,5\ V$ et de fréquence $2,5\ kHz$. On ne dépasse pas les valeurs de saturation et la vitesse de variation reste inférieure au slew rate (de l'ordre de $0,5V/\mu s$ pour un 741 qui est peu performant).

4. C'est un problème de vitesse de balayage (slew rate) de l'ALI, le signal de sortie est triangularisé. On relève une pente de l'ordre de $10\ V/\mu s$, qui est donc la valeur max pour cet ALI.

5. Les plateaux observés correspondent à une saturation en courant de l'ALI. On relève une tension max en sortie de $4\ V$ ce qui, avec une charge de $50\ \Omega$, donne un courant de sortie max de $80\ mA$.

6.

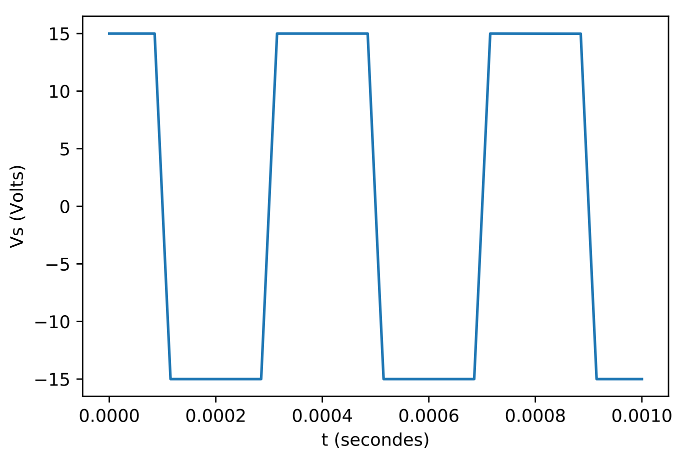


En fonctionnement linéaire et avec un gain considéré comme infini, $\epsilon = 0$, donc $V_- = V_e$. Les courants d'entrés sont quasiment nuls, donc le même courant i circule dans les résistances R_1 et R_2. On a donc $V_e = R_1\ i$ et $V_s = (R_1 + R_2)\ i$ et donc :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

7. On peut prendre $R_1 = 1\ k\Omega$ et $R_2 = 9\ k\Omega$, $99\ k\Omega$ et $999\ k\Omega$. En continu, le gain ne peut dépasser le gain intrinsèque de l'ALI, de l'ordre de 10^5. Le produit gain bande passante est de l'ordre de $10^6\ Hz$, donc à une fréquence de $10\ kHz$ le gain est limité à une valeur de l'ordre de 100.

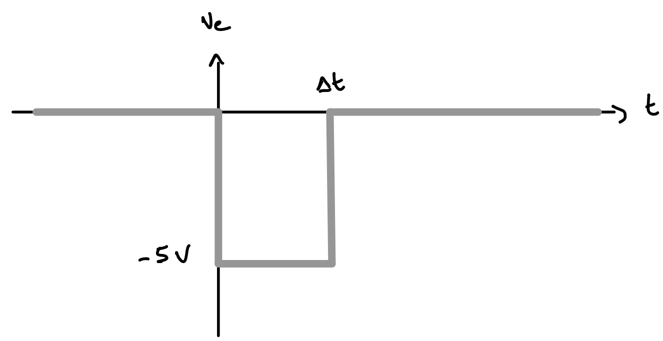
8. On garde de la marge en termes de slew rate, mais il y a une saturation en tension à $+/-\ 15\ volts$ puisque si le fonctionnement restait linéaire on devrait avoir une amplitude de 65 Volts en sortie.



B / COMPTEUR D'IMPULSIONS

9. En régime stationnaire le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert et donc, les courants d'entrée étant négligeables, $i = 0$.
On a donc une tension nulle aux bornes de la résistance et donc $V_+ = -V_0 = -1\ V$.
Ainsi, si $V_- = V_e = 0$, $V_+ < V_-$ et donc $V_s = -V_{sat} = -7V$.
La tension aux bornes de la résistance u_R étant nulle, une loi de maille donne $u_C = -V_s - V_0 = V_{sat} - V_0 = 6\ V$.

10.



11. Il faut comparer Δt avec la constante de temps $\tau = RC$ du circuit, ce qui donne numériquement $\Delta t << 6,5\ ms$. La tension u_C n'a pas le temps de varier.

12. Le passage de V_e de 0 à $-5\ V$ rend $V_- = V_e$ inférieure à $V+ = -1\ V$ et donc la sortie bascule en saturation haute, à $+V_{sat}$.
Cela modifie V_+ (u_C ne varie pas et reste à 6 Volts), et juste après la bascule de V_s on aura $V_+ = 13\ V$. Dans la mesure où $\Delta_t << \tau$, u_C ne varie quasiment pas pendant Δ_t et donc V_+ aussi. Donc lorsque V_e va repasser à 0, V_+ vaudra toujours $13\ V$ et V_s va rester à $+V_{sat} = 7\ V$.

13. A partir de $t = 0$ et avant un nouveau basculement on a $V_s = +V_{sat}$. La loi des mailles donne (avec u_R fléchée vers le bas) :

$$V_{sat} + u_C + u_R + V_0 = 0$$

Or, $u_R = -Ri$ et $i = -C du_C/dt$ donc $u_R = RC du_C/dt$, d'où :

$$u_C + RC du_C/dt = -V_{sat} - V_0$$

La solution s'écrit, avec $\tau = RC$:

$$u_C = \lambda e^{-t/\tau} - V_{sat} - V_0$$

Et compte-tenu de la condition initiale $u_C(t=0) = V_{sat} - V_0$, ce qui donne $\lambda = 2V_{sat}$, on obtient finalement :

$$u_C = 2V_{sat}\, e^{(-t/\tau)} \; - (V_{sat} + V_0)$$

$\tau = RC$ est le temps de relaxation, temps caractéristique du régime transitoire.

14. Le régime transitoire décrit à la question précédente conduit à une tension u_C de $-8\ V$ après un temps *infini*. Mais on ne va pas jusque là, parce que dès lors que V_+ repasse en dessous de 0, on bascule en saturation basse ($V_- = V_e$ est depuis *longtemps* repassé à $0\ V$). Comme $V_+ = V_s + u_C$ et que, avant le basculement, $V_s = +V_{sat}$, $V_+ = V_s + V_{sat}$ et donc le basculement se produit pour $u_C = -V_{sat}$:

$$u_C(t_1) = 2V_{sat}\, e^{(-t_1/\tau)} \; - (V_{sat} + V_0) = -V_{sat}$$

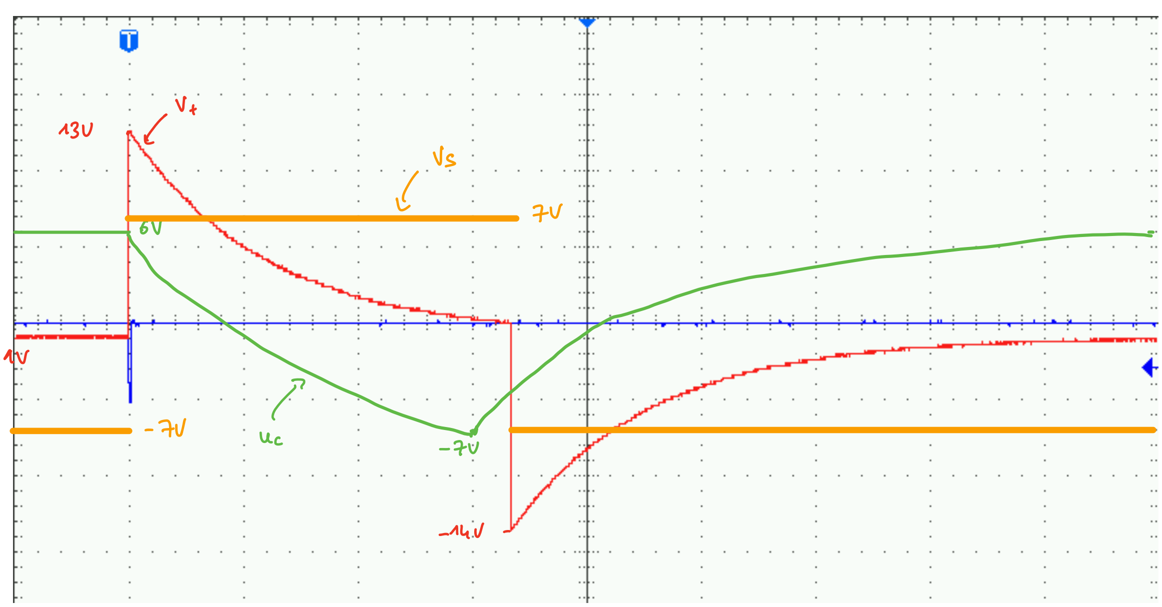
Ce qui donne :

$$t_1 = \tau \; ln\left(\frac{2V_{sat}}{V_0}\right)$$

L'application numérique donne $t_1 = 2{,}6\tau = 17\ ms$.

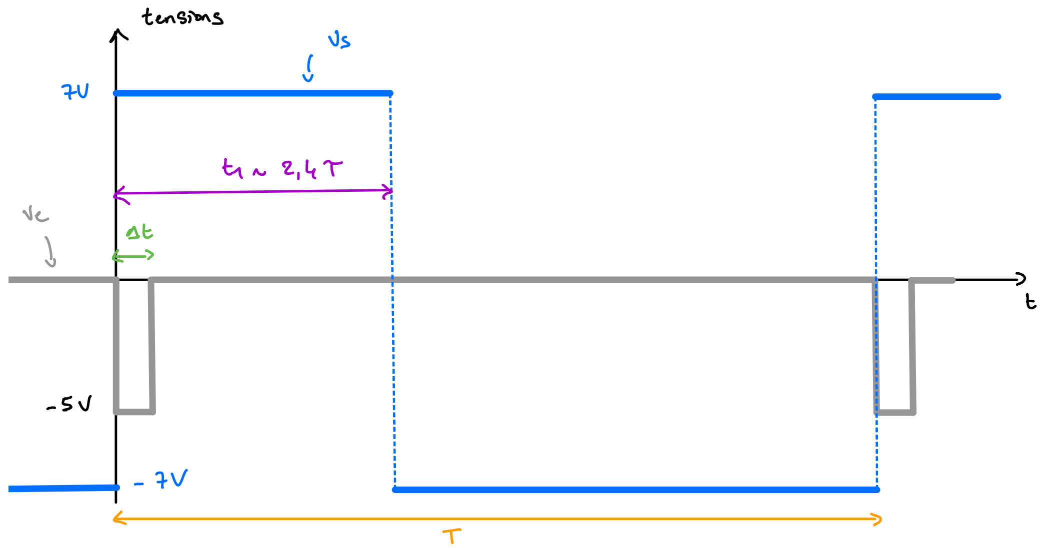
15. Avant le premier basculement $V_+ = -1\ V$. Au début de la première phase, à $t = 0$, $V_+ = 13\ V$ (cf question 12). L'évolution en exponentielle décroissante qui suit est décrite par les questions 13 et 14 et s'arrête à l'instant $t_1 = 17\ ms$. On bascule à ce moment en saturation basse avec $u_C = -V sat$ (question précédente) et donc à l'instant t_1, $V_+ = -2V_{sat} = -14\ V$. Il y a ensuite un nouveau régime transitoire qui ramène V_+ à sa valeur de régime stationnaire de $-1\ V$.

16.



17. Il faut $T >> \tau$ pour que le circuit ait le temps de revenir à l'équilibre avant une nouvelle impulsion (on peut aussi dire $T > 2t_1$).

18.



19. $< V_s >= V_{sat}\frac{2t_1 - T}{T} = V_{sat}(2ft_1 - 1)$

20. On veut garder la valeur moyenne, il faut donc un filtre passe-bas de fréquence de coupure nettement inférieure à f.
Un classique passe-bas RC avec $f_c = 1/(2\pi RC) << f$ peut convenir. Par exemple, on prend $f_c = 1Hz$ avec $C = 1\mu F$ et $R = 160k\Omega$.

21. Il faut ajouter V_{sat} à $< V_s >$: