

14/20

A peu près tout a été traité mais cela mérite plus d'explications et des valeurs mesurées mises en tableau avant analyse

Physique _ TP2

On étudiera dans ce TP différents filtres actifs (constitués d'ALIs, de condensateurs et de résistances).

On apprendra notamment à maîtriser les branchements dans les montages comportant des ALIs, et on observera des applications des ALIs utilisés en régime linéaire et en régime saturé.

→ faire une liste des différents cas qui sont vus.

1. Etude d'un filtre de Wien actif

Travail 1

On rassemble les dipôles en parallèle dans une impédance Z_b et ceux en série dans une impédance Z_a .

L'ALI étant supposé idéal, on a notamment $i_- = 0$. La loi des noeuds donne donc, en notant $V_n = V_-$,

$$\frac{V_e - V_n}{Z_a} = \frac{V_n - V_s}{Z_b} . \text{ Or il y a rétroaction sur la borne négative donc } \varepsilon = V_+ - V_- = 0 \Rightarrow V_n = V_+ = 0 \text{ (car } \checkmark$$

$i_+ = 0$ donc la tension aux bornes de R_1 est nulle).

D'où: $\frac{V_e}{Z_a} = -V_s Y_b$. Ainsi

$$H = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{Z_a Y_b} = \frac{-1}{(R_2 + \frac{1}{jC_1 \omega})(\frac{1}{R_1} + jC_2 \omega)} = \frac{-1}{\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} + jR_2 C_2 \omega + \frac{1}{jR_1 C_1 \omega}} \quad \checkmark$$

Puis, comme on doit choisir les résistances et condensateurs tels que $R_2 C_1 = R_1 C_2$, d'où, en notant

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{R_1 C_2} , \text{ on a: } H = \frac{\frac{-R_1}{R_2}}{1 + \frac{C_2 R_1}{C_1 R_2} + j \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_0}}} , \text{ i.e. } H = \frac{K}{1 + jQ(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})} , \text{ où } \checkmark$$

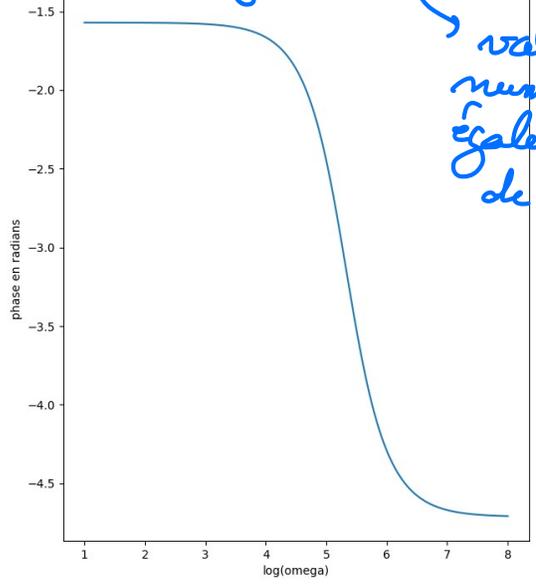
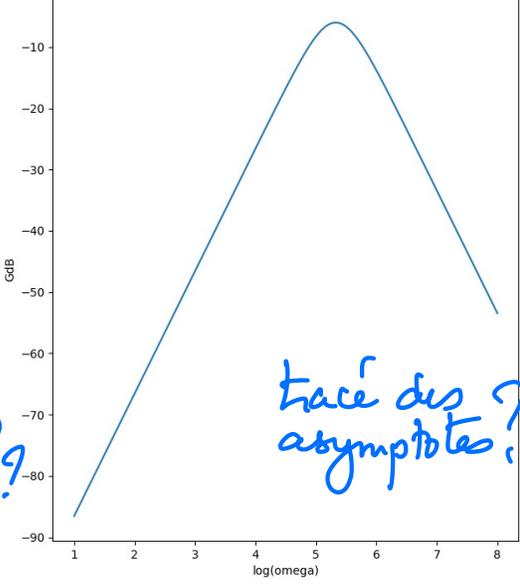
$$Q = \frac{1}{2} \text{ et } K = \frac{-R_1}{2R_2} .$$

Ω

Diagramme de Bode de cette fonction de transfert, pour $R_1 = R_2 = 470 \text{ohms}$ et $C_1 = C_2 = 10 \text{nF}$:

expliquez comment vous l'avez tracé Python? code?

valeurs numériques égales à celles de l'énoncé?



me

vérification des pentes?

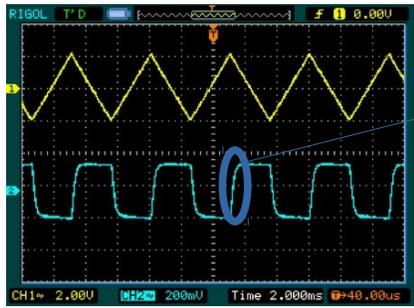
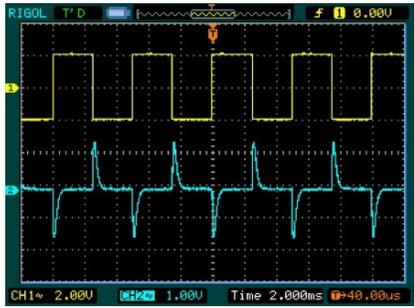
tracé des asymptotes?

Le montage se comporte comme un dérivateur pour $\omega > 500\text{kHz}$. le mettre sur le tracé!

Pour $R_1=R_2=10\text{k}\Omega$, et $C_1=C_2=10\text{nF}$, on a $\omega_0=1/(RC)=10\text{kHz}$, donc $f_0=1590\text{Hz}$. c'est vérifié?

On envoie sur ce filtre une tension créneau puis une tension triangulaire:

- pour 200Hz: on a $H \sim \frac{K}{Q\omega_0} j\omega$, i.e. $s = \frac{K}{Q\omega_0} \frac{de}{dt}$, et donc $\arg H \sim -\pi/2$



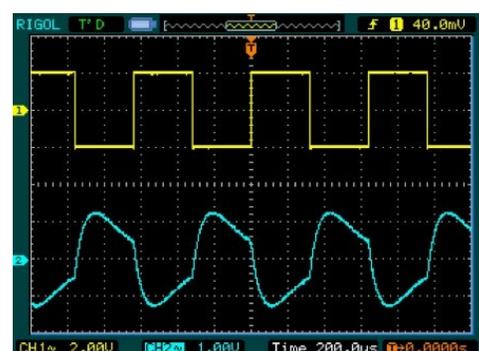
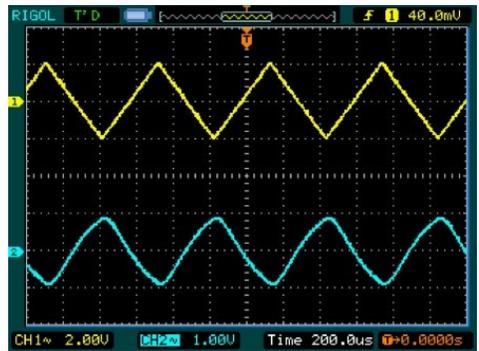
Le signal créneau est imparfait car l'effet dérivateur n'agit pas sur les plus hautes harmoniques

qui schéma du spectre? (→ FOURIER?)

Pour une fréquence proche de la fréquence de résonance f_0 , on observe bien que le signal de sortie est en opposition de phase par rapport à celui d'entrée (en effet $\arg H \sim -\pi$), et d'amplitude 2 fois moins importante. En revanche, le signal est modifié; on pourrait peut-être l'expliquer par le fait que les harmoniques de hautes fréquences sont touchées par l'effet intégrateur du filtre, contrairement à la fréquence fondamentale de résonance qu'on envoie ici. Ces "défauts" seraient en outre plus importants pour le signal créneau dont la décroissance des amplitudes des pics est moins rapide que celle du signal triangulaire d'après leurs décompositions de Fourier respectives. Le filtre passe-bande fabriqué aurait donc une faible bande passante; il serait sélectif.

qui

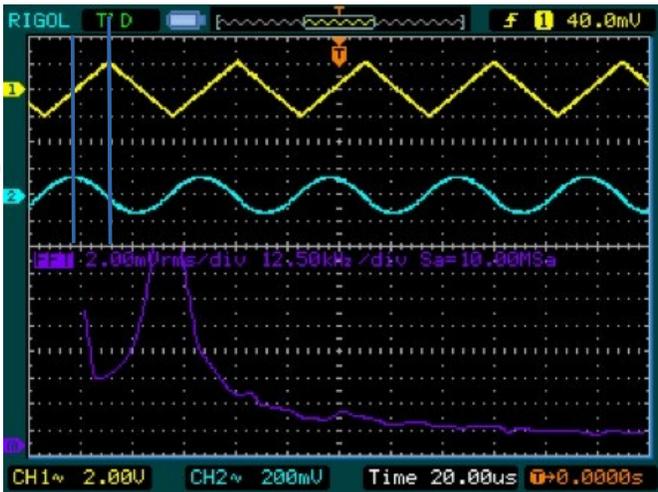
NON



normal !! (car mode AC et pas DC)

Pour une fréquence de 20kHz, très grande devant la fréquence de coupure, on a un effet intégrateur. On observe de plus deux pics dans la transformée de Fourier; un qui semble indiquer une valeur moyenne non nulle qui ne se retrouve pas sur le tracé temporel du signal de sortie, et un unique autre qui signifie que le signal est pseudo-sinusoidal; intégrer un signal triangulaire doit donner une succession de paraboles croissantes et décroissantes, assimilé ici à un sinus.

On mesure d'autre part un temps de retard de $t_f = 17$ microsecondes, ce qui correspond à un déphasage $360 \cdot t_f \cdot f = 124^\circ$.



quel est l'origine de ce "retard"?

vous êtes en AC!

Non, oui donc pas sinusoidal.

Travail 2

1. Filtre n°1

1-1. On peut penser que le régime est linéaire car il y a rétroaction sur la borne négative de l'ALI.

1-2. La loi des noeuds écrite au noeud de potentiel V_1 donne: $(V_e - V_1)Y_1 + (V_s - V_1)Y_2 + (V_2 - V_1)Y_3 = 0$.

On en déduit que $V_1 = \frac{V_e Y_1 + V_s Y_2 + V_2 Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$ *oui*

1-3. L'ALI étant supposé idéal, le courant traversant le fil relié à sa borne + est nul donc un pont diviseur de tension

donne directement $V_2 = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} V_1 = \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4} V_1$ *oui*

1-4. L'ALI étant en régime linéaire, on a également $V_2 = V_+ = V_- = V_s$.

Par conséquent $\frac{Y_3 + Y_4}{Y_3} V_s = \frac{V_e Y_1 + V_s (Y_2 + Y_3)}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$, ainsi

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3)(Y_3 + Y_4) - Y_3(Y_2 + Y_3)}$$

il y a 4 termes en moins. simplifier!

2. Filtre n°2

Ce filtre est le cas particulier de l'exemple précédent pour lequel $Y_1 = jC_1\omega$, $Y_2 = 1/R_1$, $Y_3 = jC_2\omega$ et $Y_4 = 1/R_2$.

On a donc $\frac{V_s}{V_e} = \frac{jC_1\omega jC_2\omega}{(jC_1\omega + \frac{1}{R_1})(jC_2\omega + \frac{1}{R_2}) + jC_2\omega(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_1})}$; sous cette forme la fonction de transfert

est un quotient de deux fonctions polynomiales en ω donc on peut déjà dire que ce filtre est d'ordre 2. *OK.*

Ensuite, on peut écrire: $\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2 (j\omega)^2}{1 + R_1 C_1 R_2 C_2 (j\omega)^2 + R_1 (C_1 + C_2) j\omega}$

Ainsi, en posant comme pulsation propre $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$ et comme facteur de qualité

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

on peut écrire: $\frac{V_s}{V_e} = \frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + \frac{j}{Q} \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

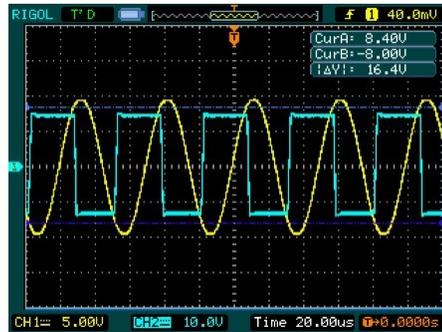
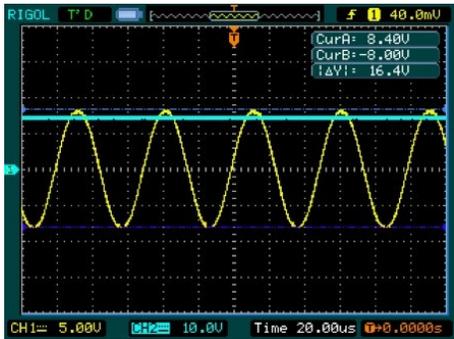
En notant H cette fonction de transfert, on observe que pour $\omega \ll \omega_0$, $|H| \sim \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$, et pour $\omega \gg \omega_0$, $|H| \sim 1$; ce filtre est donc un filtre passe-haut, comme on peut le prévoir en faisant les schémas des circuits pour $\omega \rightarrow 0$ et $\omega \rightarrow \infty$.

Ainsi, pour $\omega \ll \omega_0$, on a $G_{dB} \sim +40 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$, donc on observe sur le diagramme de Bode en gain une pente à

+40dB/décade, et, d'autre part, avoir $V_s = \frac{1}{\omega_0^2} (j\omega)^2 V_e$ traduit l'effet double-dérivateur de ce filtre pour les pulsations petites devant ω_0 .

Pour le diagramme de Bode en phase, on aura $\omega \ll \omega_0 \Rightarrow \phi \sim -90^\circ$, et $\omega \gg \omega_0 \Rightarrow \phi \sim 0^\circ$.

2. Trigger de Schmidt



3) Par un pont diviseur de tension $V_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_s$ et $V_- = V_e$

donc si $\epsilon > 0$ on a $V_s = +V_{sat}$ et $U_e < \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$

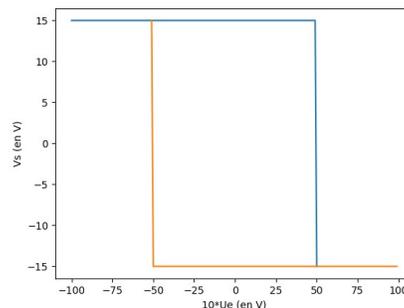
jusqu'au point de bascule où $U_e = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$

à ce moment là $\epsilon < 0$ donc $V_s = -V_{sat}$ et $U_e > \frac{-R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$

De là on obtiendra le deuxième point de bascule $U_e = \frac{-R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$.

Ici on voit sur la première photo que pour une amplitude de U_e de 8V, le seuil n'est pas franchi; en revanche il l'est pour une amplitude de 10V; on peut mesurer sur la deuxième photo grâce aux bascules observées que le seuil est de 8V.

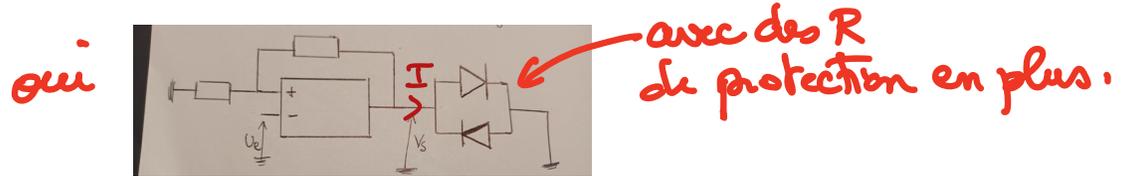
4) Si on trace V_s en fonction de V_e , on aura donc:



5) On retrouve bien un cycle d'hystérésis. Il est bien inverseur comme montré dans l'étude théorique car lorsque $\epsilon > 0$ on a $V_s > 0$ dans un sens puis on bascule et $\epsilon < 0$ et $V_s < 0$; le cycle recommence.

← un commentaire sur la "longueur" des zones A et B ?
(lien avec l'amplitude de v_e)

6. En plaçant des diodes électroluminescentes ainsi dans le circuit, on pourrait connaître la valeur de V_s ; car le sens de V_s impose le sens de I_s donc détermine la diode qui sera allumée.



expliquez que le sens de I est dû au signe de V_s .

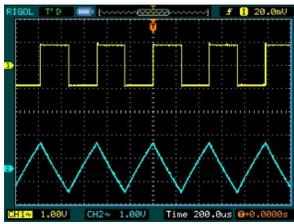
3. Intégrateur ou dérivateur ?

Travail 3

L'ALI est considéré idéal donc $i_- = 0$, et comme il y a rétroaction sur la borne - on a $V_- = V_+ = 0$.

La loi des noeuds donne donc $\frac{V_e}{R} = -V_s jC\omega$, soit $\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{jRC\omega}$. Ainsi $\frac{dV_s}{dt} = \frac{-V_e}{RC}$: le filtre a un effet intégrateur. *oui*

Pour un signal d'entrée créneau par exemple, on a bien un effet intégrateur puisque le signal de sortie est triangulaire.

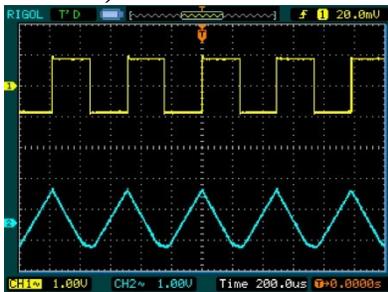


3. Sans la résistance en parallèle, on a comme fonction de transfert $H = 1 + \frac{-1}{jRC\omega}$, donc pour de basses

fréquences $|H|$ est très grand; il peut y avoir saturation en sortie. Avec la résistance on a $H = 1 + \frac{-1}{jRC\omega + \frac{R1}{R2}}$

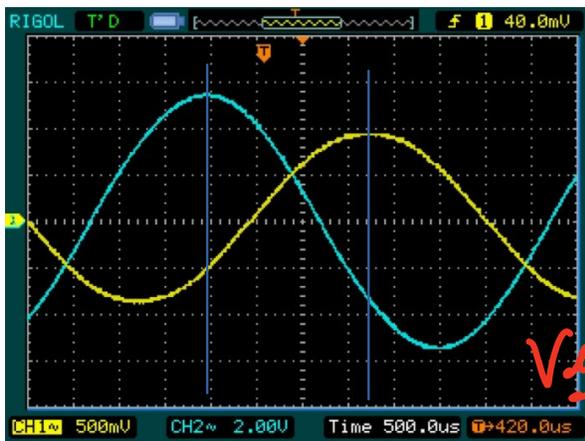
donc pour de basses fréquences $|H|$ reste borné à $\frac{R1+R2}{R1}$ (or ici pour $f=2\text{kHz}$ le gain est plus important dans le second cas...).

Handwritten notes in red:
 ?
 ?
 ?
 !



Contrairement au signal précédent, qui correspond au montage avec une résistance en parallèle du condensateur, on observe des défauts du signal pour les points correspondant aux ruptures de pente du signal triangle, dues au basculement du créneau.

Handwritten notes in red:
 ça ne devrait pas être le cas.
 Ici, l'amplitude est trop grande.



4.

Temps de retard: $t_f = 3.5 * 500 * 10^{(-6)} = 1,75\text{ms}$.
 D'où $\Delta\phi = 126^\circ$ (la période étant en effet $T = 2 * 5 * 500 * 10^{(-6)}$).
 Le rapport d'amplitude vaut $(2.8 * 2.00\text{V}) / (2 * 0.5\text{V}) = 5.6$.
 Théoriquement, pour $f = 200\text{Hz}$, on a $|H| = 1 / (jRC\omega) = 31$, et $\Delta\phi = +\pi/2$; on a le même ordre de grandeur pour le déphasage mais pas pour le rapport d'amplitude.

Handwritten note in red:
 ✓

Handwritten note in red:
 parties lisibles
 ↳ tableau 6

4. Comparsateur simple et défaut de fonctionnement

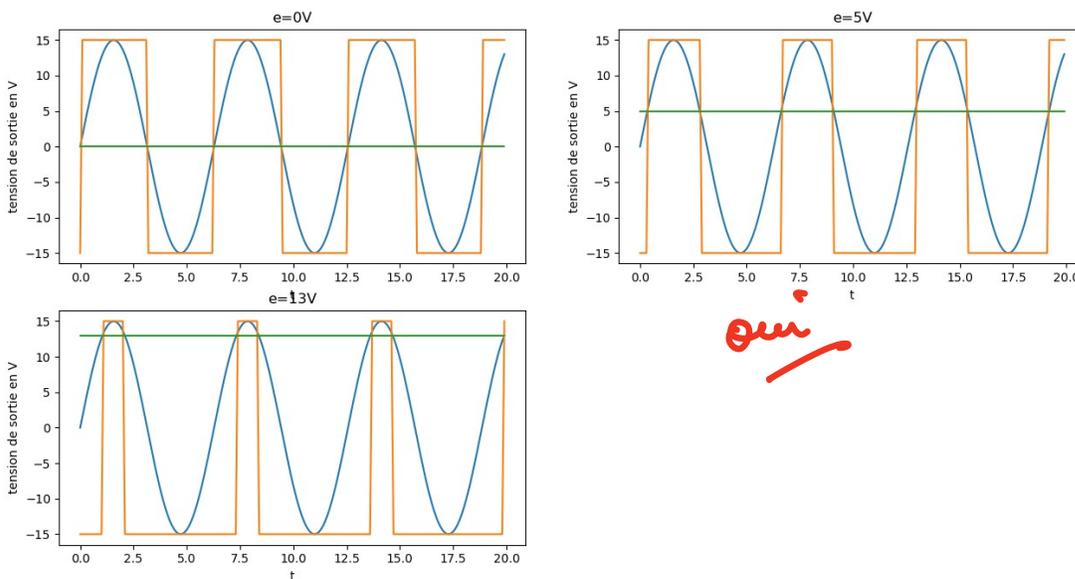
1. Si on prend en compte le comportement passe bas de l'ALI, on peut écrire $V_s = H(V_{EP} - V_{EN})$ où $H = \frac{H_0}{1 + j\omega\tau}$.

On en déduit l'équation différentielle $\tau \frac{dV_s}{dt} + V_s = H_0(f(t) - e)$. La solution est donc de la forme

$V_s = K e^{-\frac{t}{\tau}} + H_0(f(t) - e)$. Or $H_0 \sim 10^5 \gg 1$, donc le système sature; si $f(t) > e$ H_0 multiplie une quantité positive donc $V_s = +V_{sat}$; sinon H_0 multiplie une quantité négative donc $V_s = -V_{sat}$.

Or $f(t)$ est un signal variable: il oscille régulièrement, donc V_s passe de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$ régulièrement (sans considérer le bruit).

2. Si V_{EP} est sinusoïdale sans bruit, le signal de sortie est donc rectangulaire, oscillant entre $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$ selon le signe de $f(t) - e$:



Bien

oui

3. Ici le signal est bruité donc $f(t)$, au lieu de couper l'asymptote en $V_s = e$ une seule fois par période, $f(t)$ oscille autour de ce seuil de comparaison; par conséquent le signal de sortie oscille lui aussi entre $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$; or cette oscillation ne correspond pas à une information que l'on veut transmettre mais au bruit de $f(t)$.

4. Pour remédier à ce défaut, on peut utiliser un comparateur à hystérésis tel que l'amplitude du bruit soit plus petite que la "largeur" du cycle d'hystérésis (intervalle de tension $f(t)$ entre les deux valeurs seuils).

Conclusion:

Nous avons vu dans ce TP ce qu'apportent les ALI à ce que nous permettait déjà de faire les filtres passifs; nous avons construit un filtre intégrateur (et non intégrateur pour une gamme de fréquences limitée), puis nous avons observé le principe d'hystérésis, compris son application à la mémoire et comment l'exploiter pour réduire l'impact néfaste du bruit d'un signal d'entrée sur la qualité de l'information transmise.

faire une liste des choses vues et établies