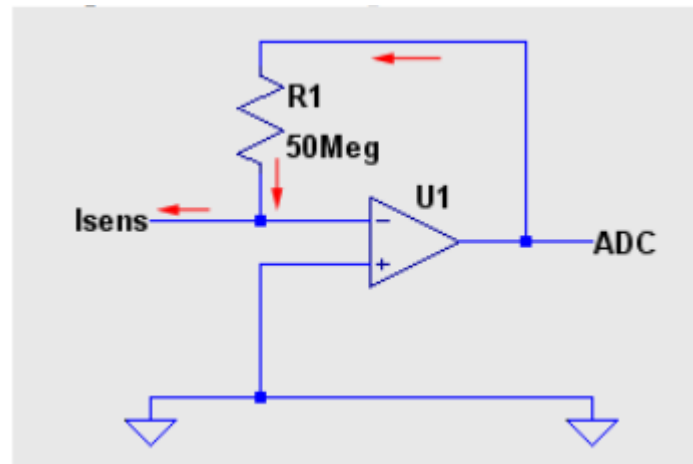


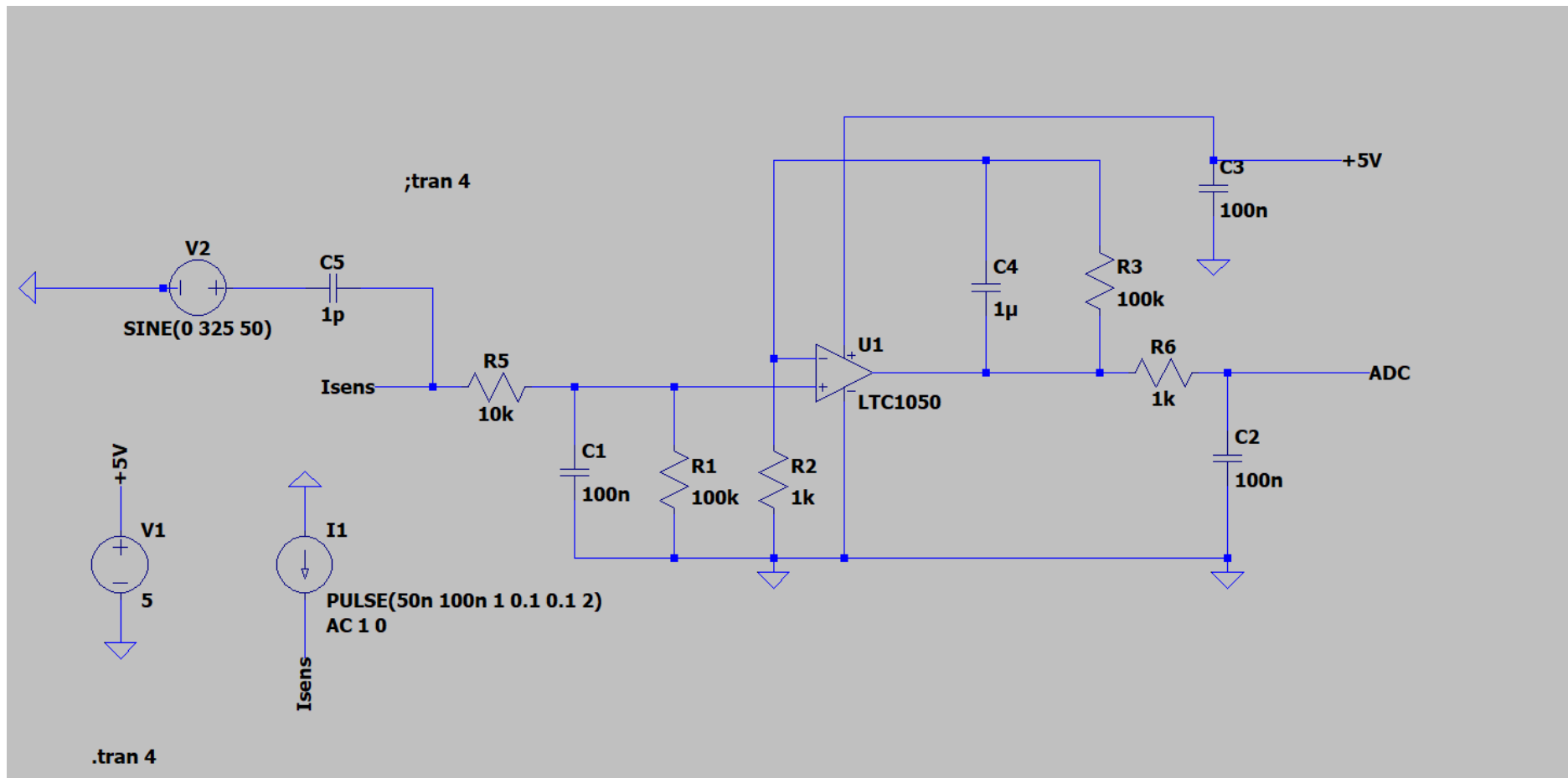
## Partie électronique analogique - Simulation électrique sous LTSpice

Sarah Barnova – Louise Coussen

Afin de mesurer la résistance d'un capteur de graphite, on utilise un amplificateur de transimpédance. En effet, on dépose du graphite en frottant un crayon à papier contre un morceau de papier qui fera office de résistance à mesurer. En alimentant le circuit en tension à 5V, on peut considérer ce générateur de tension en série avec notre résistance, que l'on nommera  $R_{\text{sensor}}$ . On modélise alors cette configuration par un générateur de courant que l'on nomme  $I_{\text{sens}}$ . Ainsi, on impose  $I$  grâce à une tension d'alimentation fixe et la résistance inconnue  $R_{\text{sensor}}$ , et on cherche à mesurer  $V_{\text{ADC}}$  pour déduire cette valeur inconnue. On utilise donc un amplificateur de transimpédance, qui convertit courant en tension.

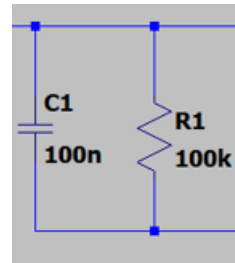


Le schéma ci-dessus présente la solution la plus minimaliste possible, toutefois, il présente quelques défauts : en effet, le capteur doit être alimenté par une tension négative, et R1 doit être très importante. Toutefois, afin de garantir le bon fonctionnement de ce montage, il est nécessaire d'y implémenter 3 filtres dont nous allons étudier successivement le rôle. Voici donc un amplificateur de transimpédance à 2 étages :



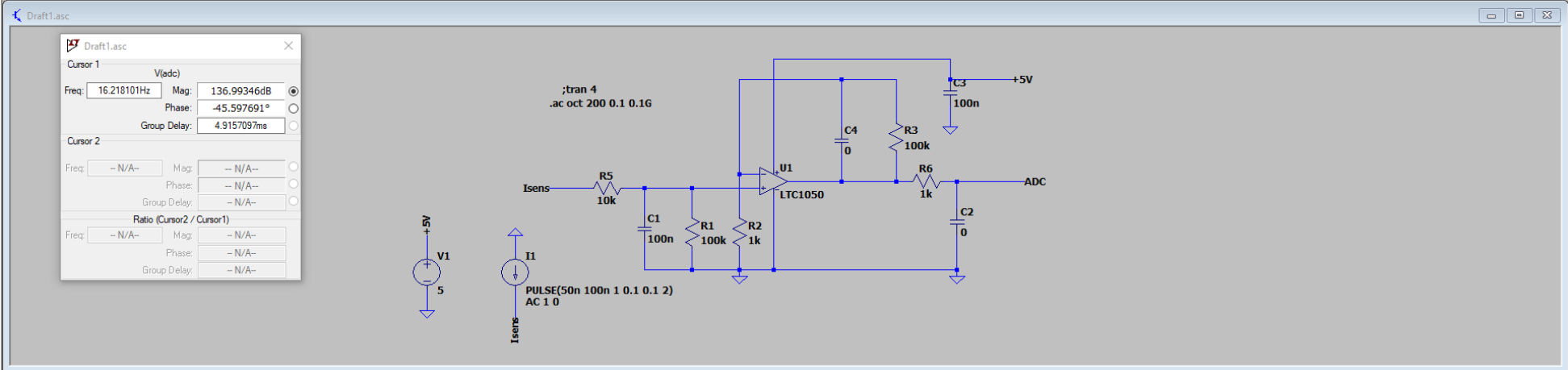
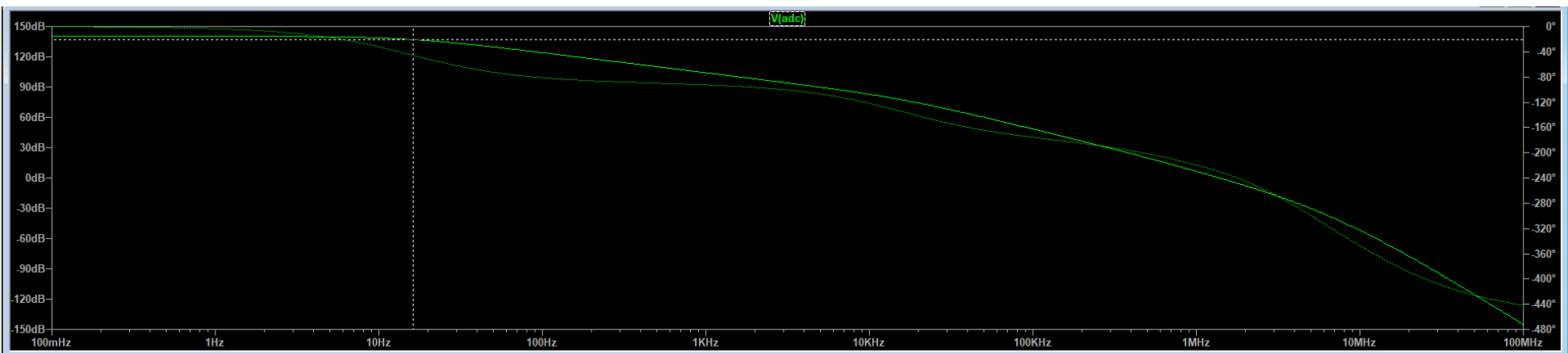
## Filtre 1 : R1 – C1, filtre passe-bas contre le bruit en courant

Ce premier filtre passe-bas est un filtre RC permettant d'éviter des oscillations trop élevées sur le signal capteur.



On calcule sa fréquence de coupure théorique :  $f_1 = \frac{1}{2\pi \times 100.10^3 \times 100.10^9} = 15,9 \text{ Hz}$

On simule retrouve cette fréquence de coupure sous LTSpice en désactivant les capacités des autres filtres (on leur confère 0 pour valeur).

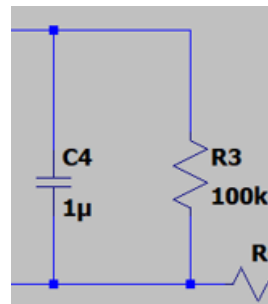


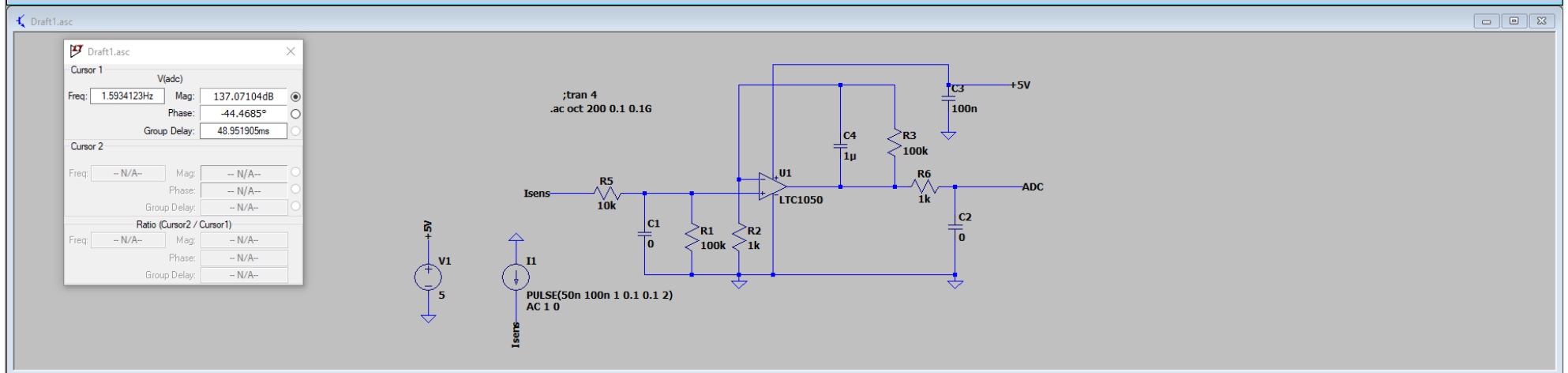
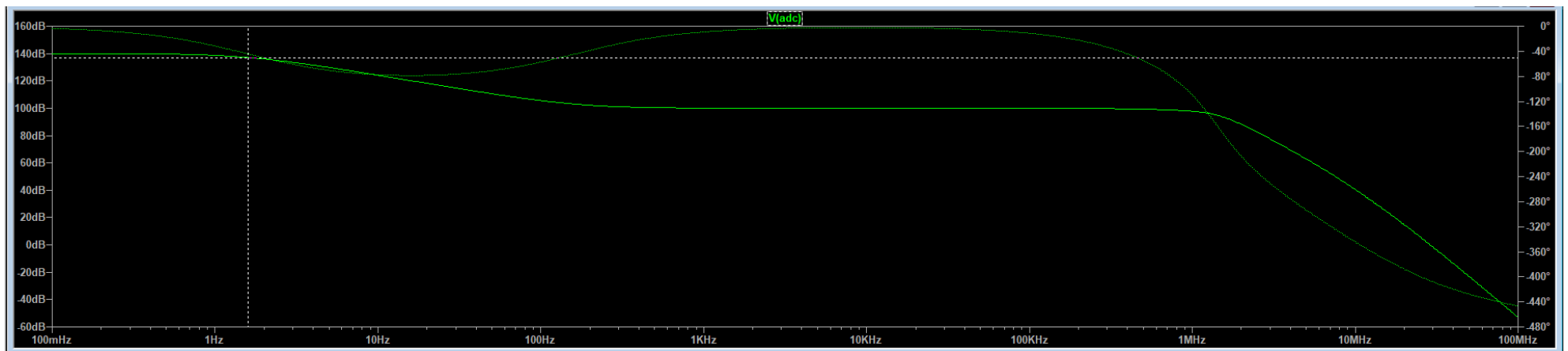
## Filtre 2 : R3 – C4, filtre actif contre le bruit à 50 Hz

Ce second filtre passe-bas permet de filtrer le bruit à 50 Hz.

On calcule sa fréquence de coupure théorique :  $f_2 = \frac{1}{2\pi \times 1.10^{-6} \times 100.10^3} = 1,59 \text{ Hz}$

On retrouve également cette fréquence de coupure sous LTSpice en désactivant les capacités des autres filtres.





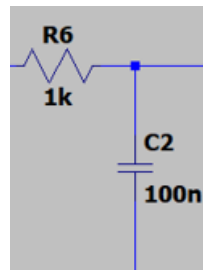
### Filtre 3 : R6 – C2, filtre de sortie

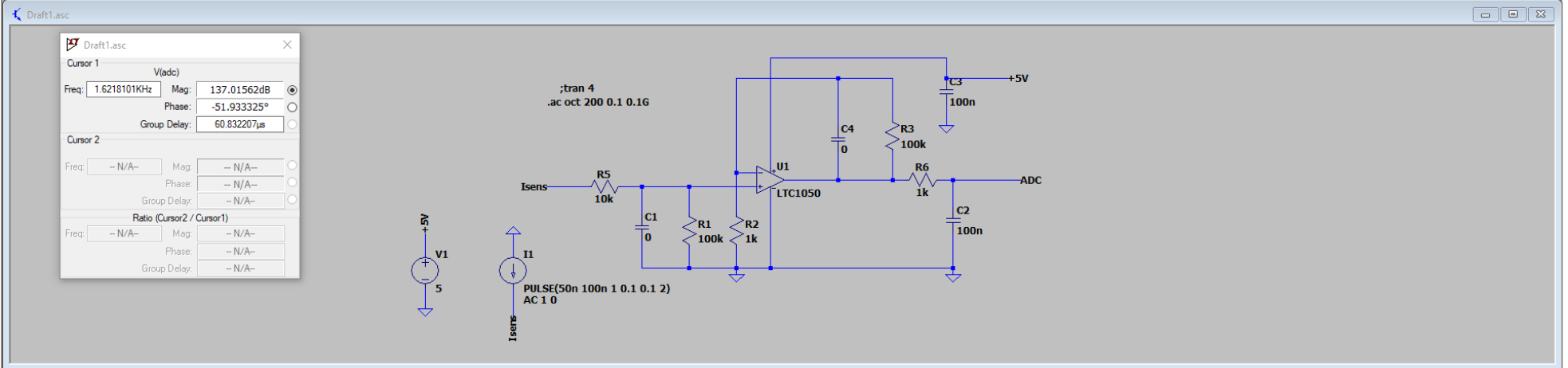
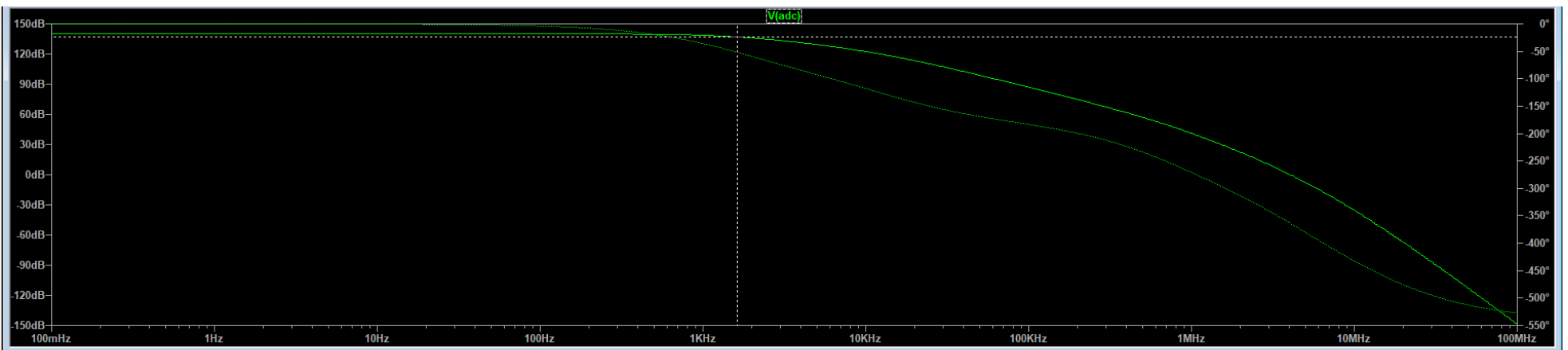
Ce dernier filtre permet d'éliminer les fréquences trop élevées. En effet, la fréquence d'échantillonnage la plus grande utilisable sans perte de qualité pour l'Arduino Uno est de 15.4 kHz. Le critère de Shannon Nyquist indique que pour qu'un signal puisse être entièrement reconstruit à partir des échantillons prélevés, la fréquence d'échantillonnage doit être strictement supérieure à deux fois la plus grande fréquence présente dans le spectre du signal continu.

Ainsi, on souhaite conserver les fréquences du signal inférieures à 7,5 kHz.

On calcule la fréquence de coupure de ce dernier filtre, puis on la retrouve par simulation sous LTSpice :

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \times 1.10^3 \times 100.10^{-9}} = 1,59 \text{ kHz}$$

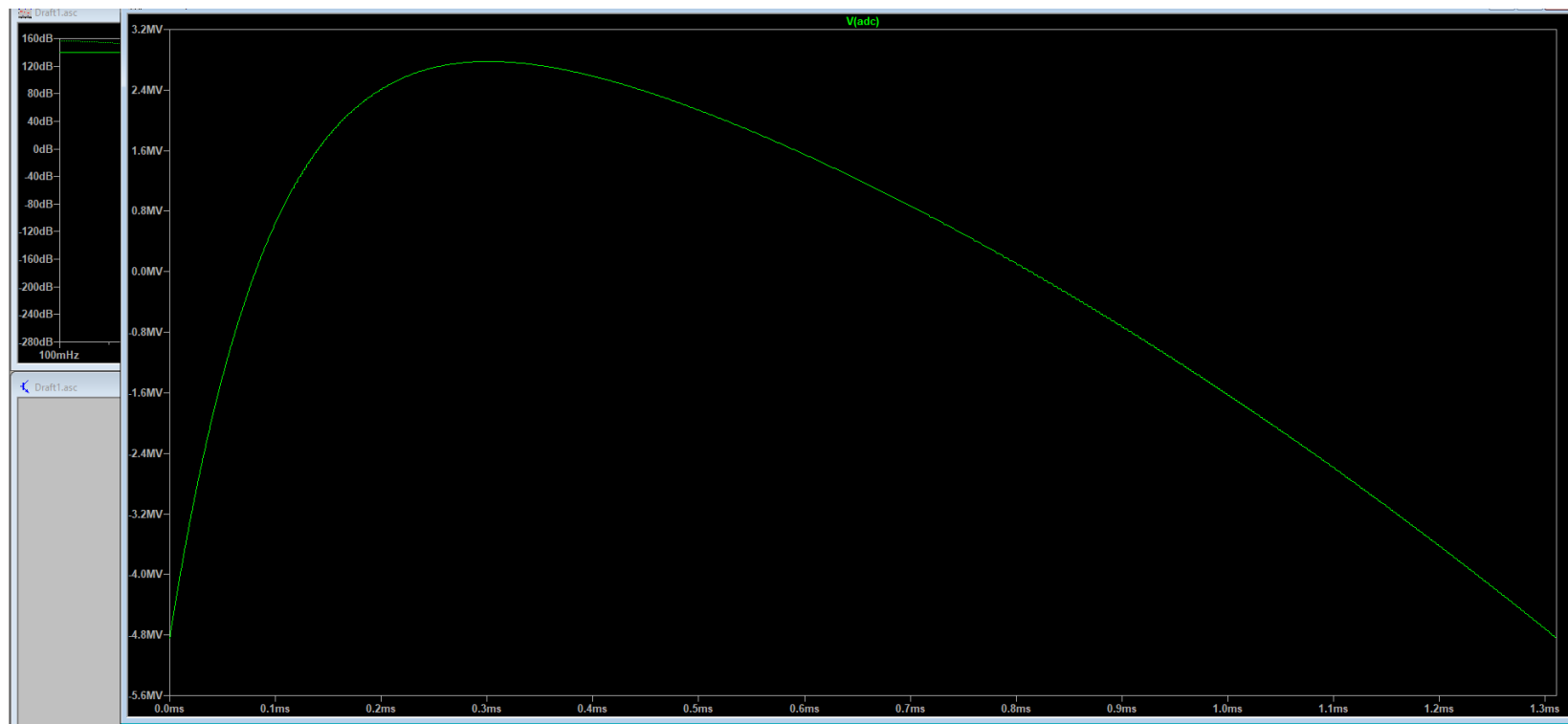




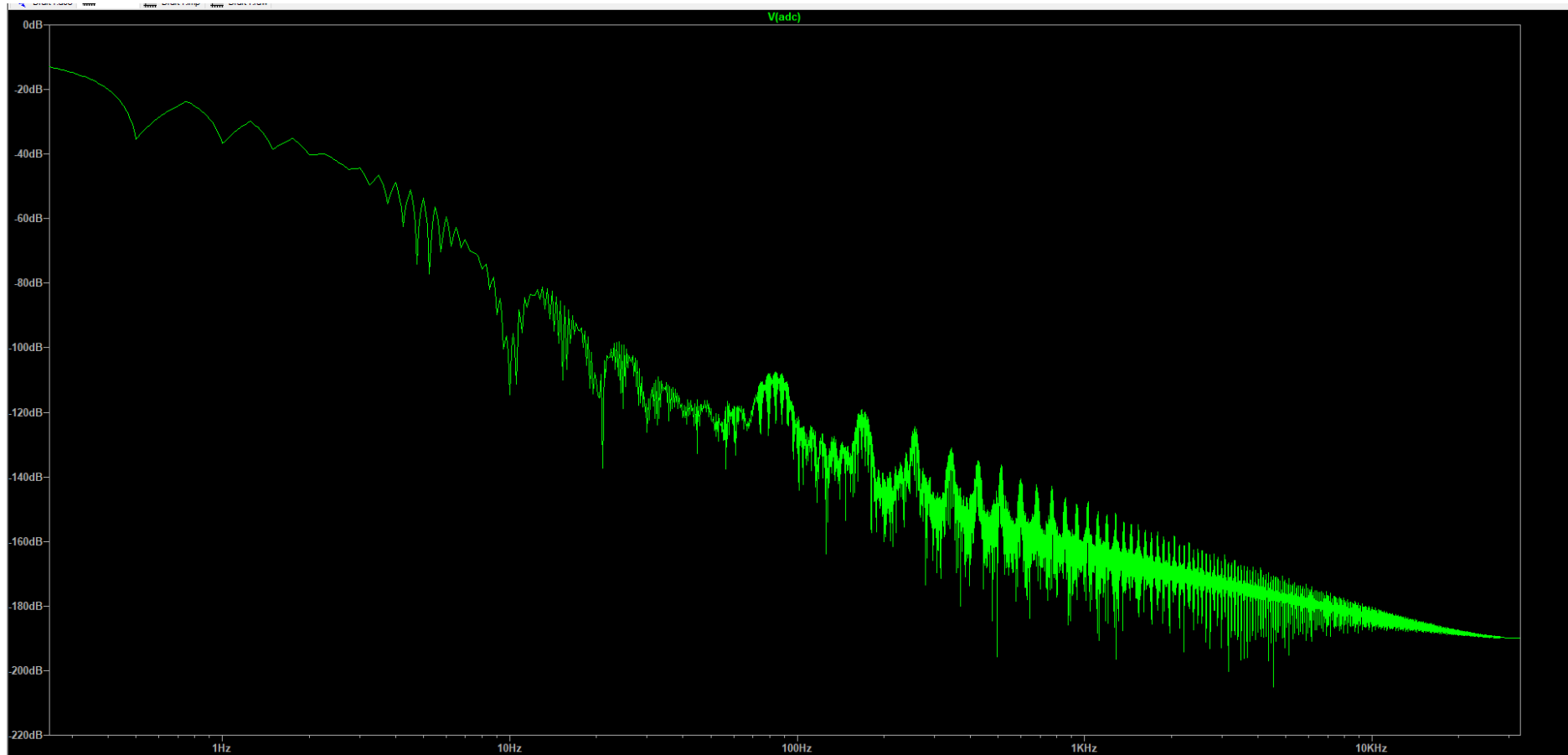


## Influence du bruit à 50Hz

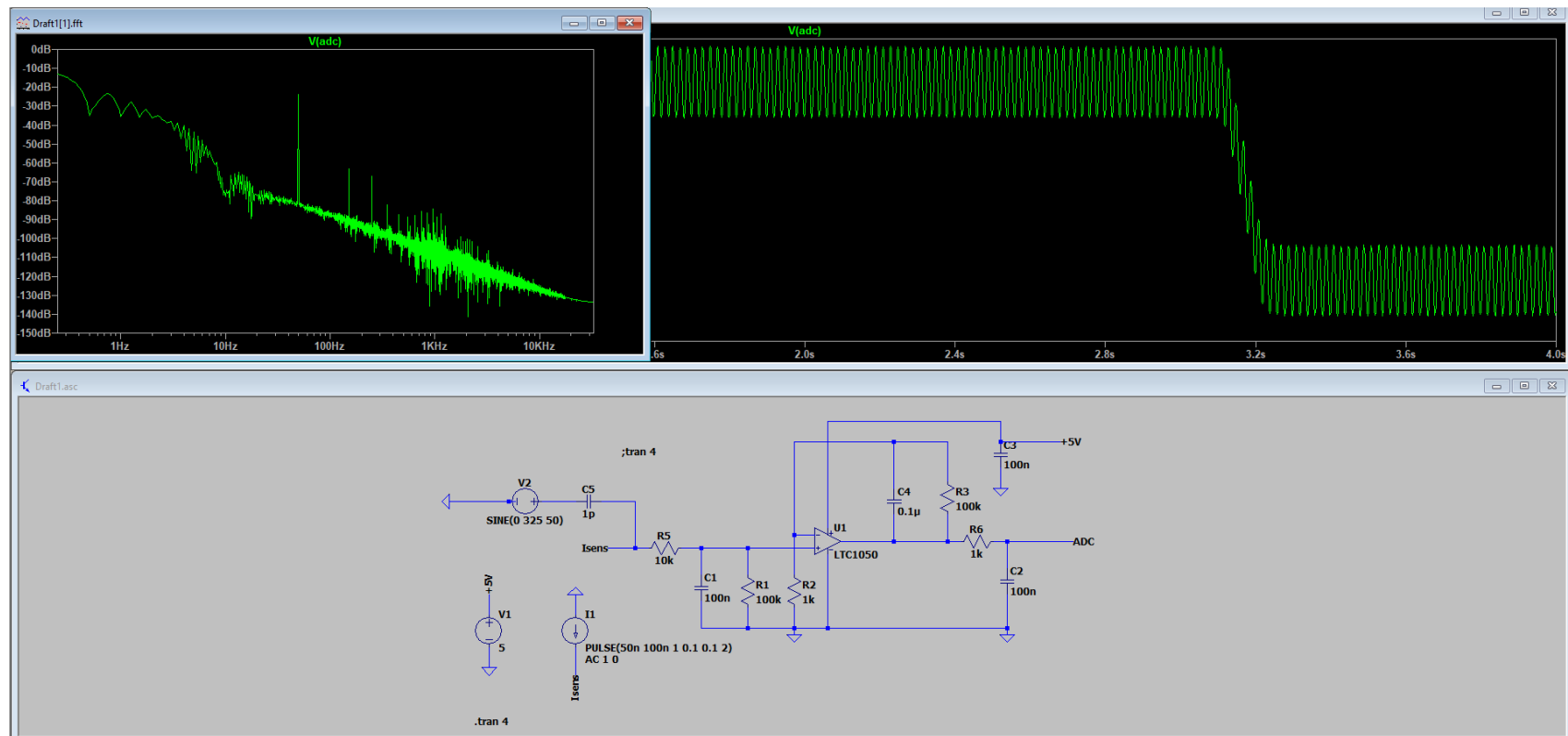
Voici la transformée de Fourier du signal en sortie (VADC) en AC.



Voici la transformée de Fourier du signal de sortie (VADC) en transitoire.



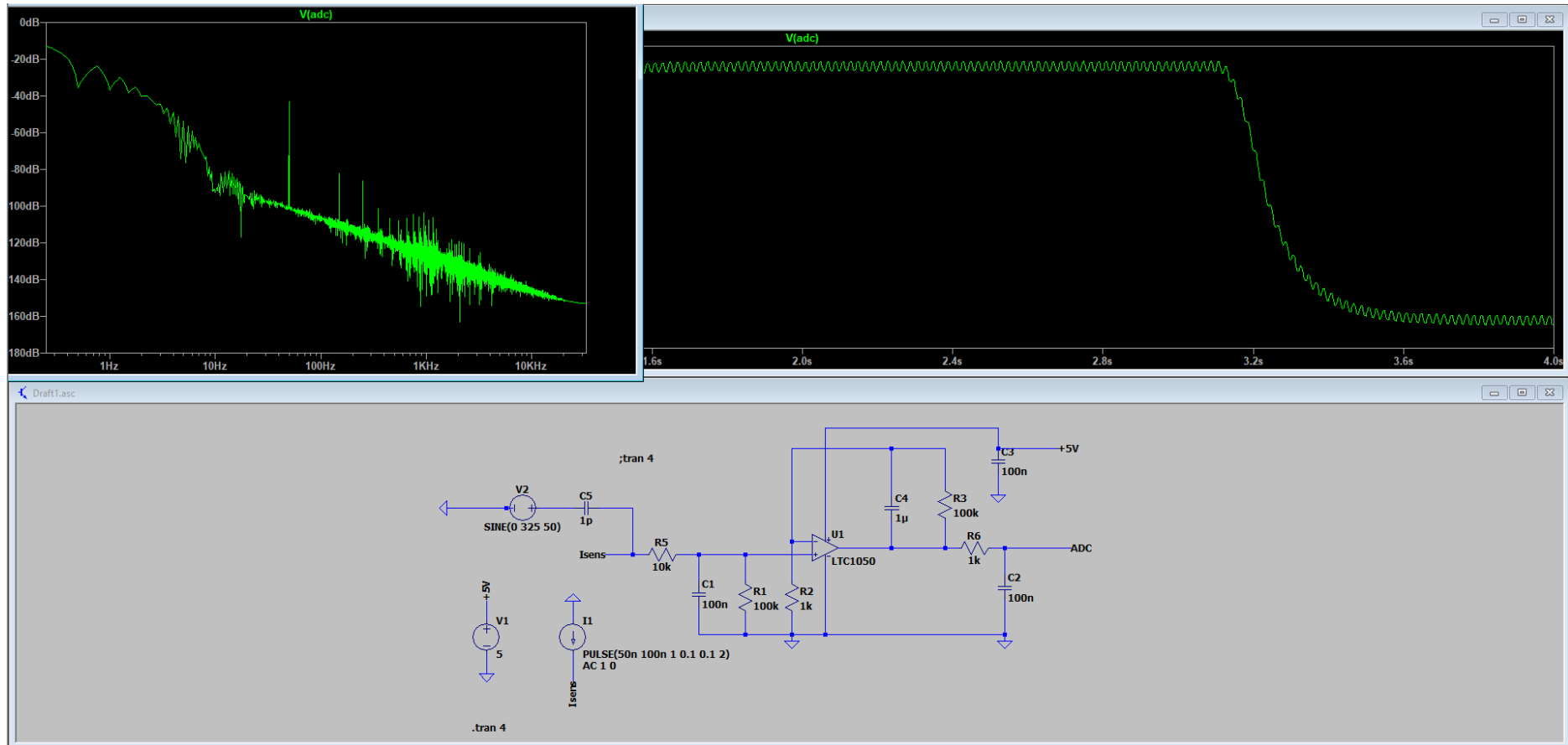
Ici, on ajoute en parallèle du générateur de courant un générateur de tension sinusoïdal de fréquence 50Hz, en série avec une capacité de couplage CR (1pF) afin de simuler du bruit à 50Hz qui viendrait parasiter le signal. Ci-dessous, en haut à gauche de l'image, on observe un pic sur la transformée de Fourier qui correspond au bruit de 50Hz. On observe juste à droite que le signal est en effet fortement bruité. Pour constater l'effet de la capacité C4 du filtre de bruit, on lui confère tout d'abord une faible valeur (0.1 $\mu$ F).



Puis, ci-dessous, on observe l'influence de ce même bruit pour une valeur de la capacité  $C4$  plus élevée : 1  $\mu$ F. On constate que le pic de la FFT est plus faible et que le signal est bien moins parasité par le bruit à 50 Hz. On constate bien l'effet de la capacité  $C4$  du filtre de bruit.

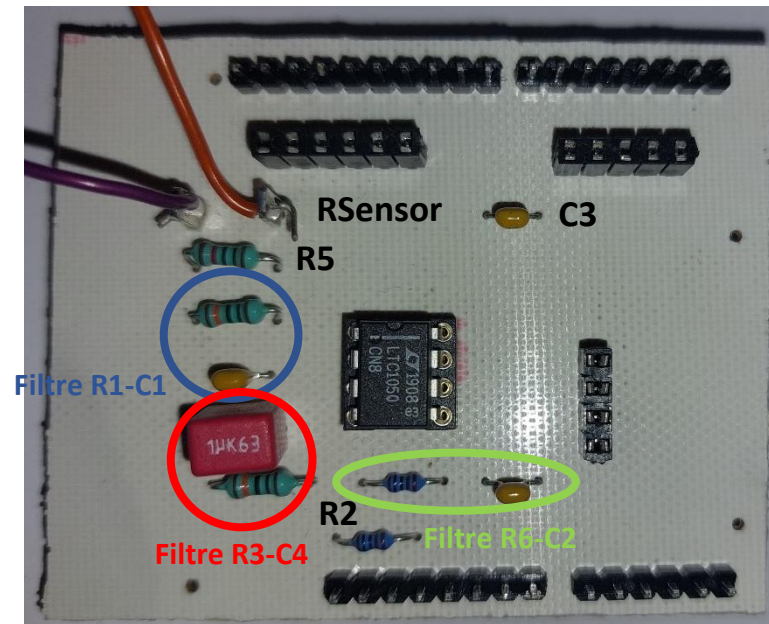
## Atténuation globale du bruit en courant à 50 Hz à la fréquence limite de repliement

A 50 Hz, on a une atténuation de  $140 \text{ dB} - 100 \text{ dB} = 40 \text{ dB}$ . A fréquence de Nyquist ( $f=7,5\text{kHz}$ ), aussi appelée fréquence limite de repliement, cette atténuation est de  $140 \text{ dB} - 33 \text{ dB} \approx 100 \text{ dB}$ .



Pour conclure, par ce choix de circuit électronique :

- En entrée, R5 en entrée protège l'amplificateur opérationnel des décharges électrostatiques
- C1 et R1 forment un filtre passe-bas permettant de limiter le bruit en courant (en entrée)
- R2 est une résistance que l'on pourra changer afin d'adapter le signal en entrée de l'amplificateur et donc en sortie, afin d'obtenir le calibre et la plage de fonctionnement idéale pour le circuit. On a la possibilité de la remplacer plus tard par un potentiomètre digital, qui nous permettra de modifier cette valeur de résistance en fonction de la résistance du capteur obtenue pour différents types de crayon à papier
- C4 et R3 forment un filtre actif permettant de réduire fortement le bruit à 50 Hz
- C2 et R6 forment un filtre de sortie, permettant de respecter le critère de Shannon-Nyquist, et donc la fréquence d'échantillonnage maximale de la carte Arduino



Finalement, après calcul on trouve la formule suivante pour la résistance du capteur :

$$R_S = \left(1 + \frac{R_3}{R_{CAL}}\right) \times R_1 \times \frac{V_{CC}}{V_{ADC}} - R_1 - R_5$$

Avec :

$$R_1 = 100k\Omega$$

$$R_2 = 1k\Omega = R_{CAL}$$

$$R_3 = 100k\Omega$$

$$R_5 = 10k\Omega$$

$$R_6 = 1k\Omega$$

$$V_{CC} = 5V$$

Et  $V_{ADC}$  la tension mesurée

## Conditions nominales

Le circuit électrique a été conçu de telle façon qu'on obtient en sortie, pour  $V_{ADC}$ , des valeurs comprises entre 0 et 5 Volts. En effet, cette valeur de 5 Volts ne doit pas être dépassée car la carte Arduino supporte une tension maximale de 5 Volts.

De plus, on constate en cliquant sur les entrées + et – de l'amplificateur opérationnel sous LTSpice que ces courants sont très faibles et identiques.

## Influence de l'offset

L'offset voltage est l'erreur constante aux entrées de l'amplificateur différentiel, due à un état non compensé sur l'étage d'entrée de l'amplificateur. On désire faire en sorte que cet offset soit négligeable devant la tension mesurée sur  $R_1$ , qui sera de 10 mV. D'après la datasheet du LCT1050, l'offset typique de cet amplificateur est de 0,5  $\mu$ V. Cet offset est 2000 fois inférieur à la tension mesurée en  $R_1$ , on le considère donc acceptable.

## Incidence du courant d'entrée

Le courant d'entrée doit être très faible devant  $I_{sens}$ , car on souhaite que le courant traverse  $R_1$ , et non pas l'entrée (amplificateur opérationnel idéal,  $i_+ = i_- \rightarrow 0$ ). Afin d'éviter de saturer en sortie de l'amplificateur opérationnel, on propose la solution de remplacer  $R_2$  par un potentiomètre digital qui permettra de rendre cette résistance variable. Ainsi, cela permettra de faire passer le moins de courant possible en entrée de l'amplificateur opérationnel, ce courant devant être plus petit que  $I_{sens}$ , et donc d'éviter la saturation.

Ce document a été rédigé à l'aide du travail et de documents fournis par monsieur Jean-Louis Noullet et de monsieur Jérémie Grisolia.