Électronique analogique : simulation sous LTSPICE.

Description générale :

L'objectif de cette partie est de comprendre comment on obtient la résistance de notre capteur à partir du circuit électronique suivant. En effet, l'ordre de grandeur des résistances mesurées sera de 1 Gohms à 500 Kohms. Ce qui signifie que le capteur possède un courant très faible (environ 100 nA). Le montage électrique doit donc comporter un amplificateur opérationnel AOP, dans notre cas il s'agit du LTC1500C (voir datasheet dans le dossier LTSPICE). En effet, le microcontrôleur Arduino Uno ne peut pas mesurer directement de très faible courant C'est pourquoi l'amplificateur opérationnel permettra de convertir ce courant en une tension mesurable par le Arduino Uno.

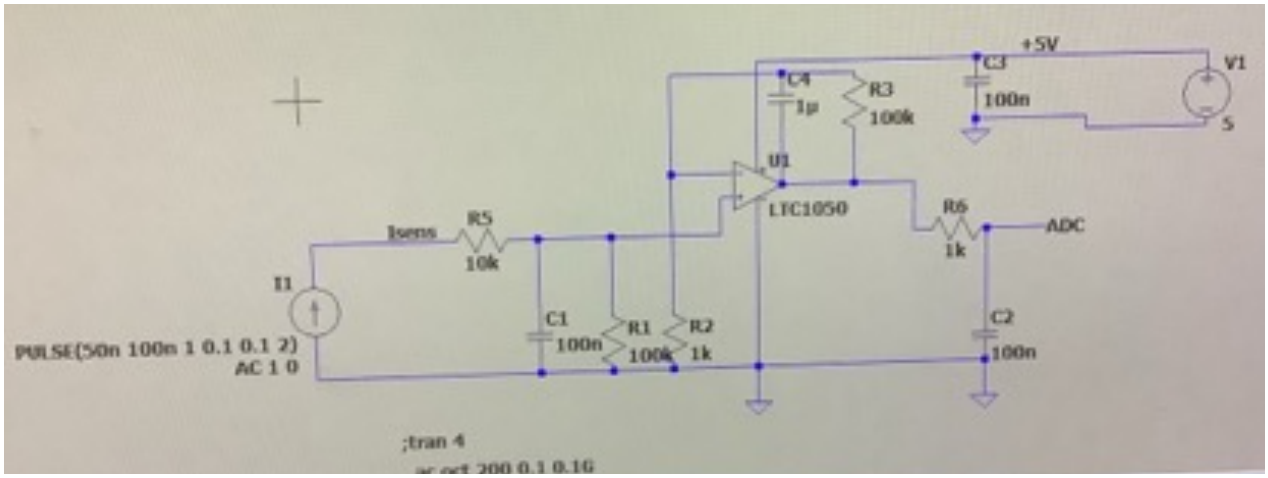
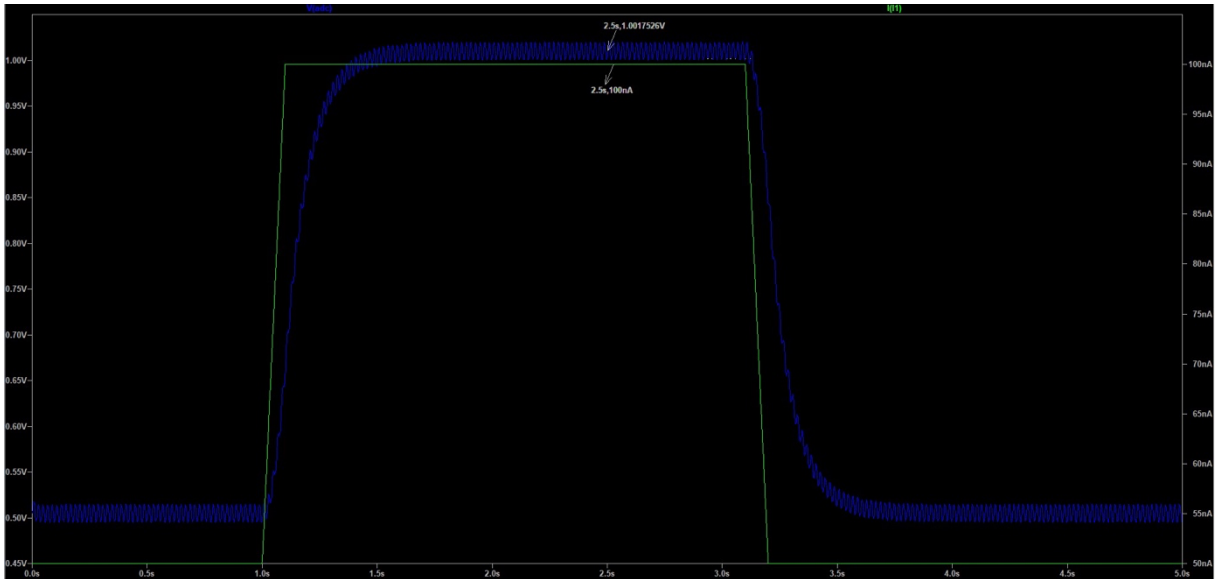
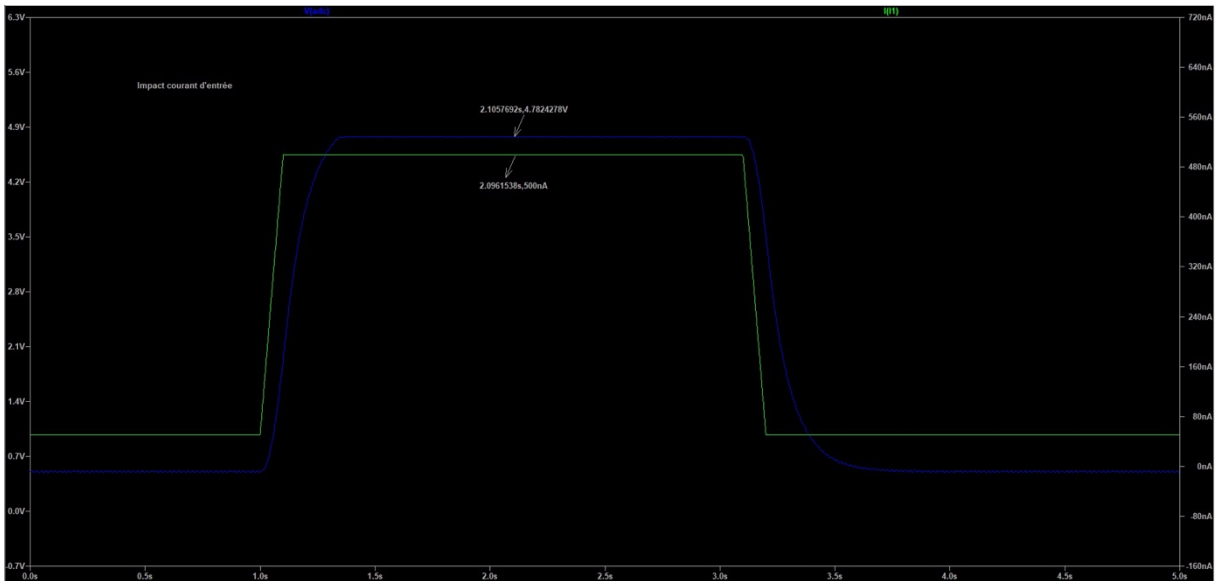


Schéma électrique du montage

Ce premier schéma permet de réaliser nos mesures pour le capteur graphite. Cependant, si on choisit de prendre le courant du capteur directement en entrée d'amplificateur opérationnel, il est nécessaire que la résistance d'entrée soit très grande pour amplifier le signal et que la tension d'alimentation soit négative. De plus, sous LTSpice, il est possible de voir le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel qui est de 125 pA. En effet, le courant d'entrée doit être très petit devant le courant de notre capteur (100 nA) afin que le courant du capteur traverse la résistance R1 et pas l'entrée de l'amplificateur opérationnel. De plus, si le courant de polarisation et trop grand, cela impactera la tension de sortie et donc faussera le calcul de la résistance.



Mise en évidence : 100nA et 1V



Mise en évidence : 500nA et 5V

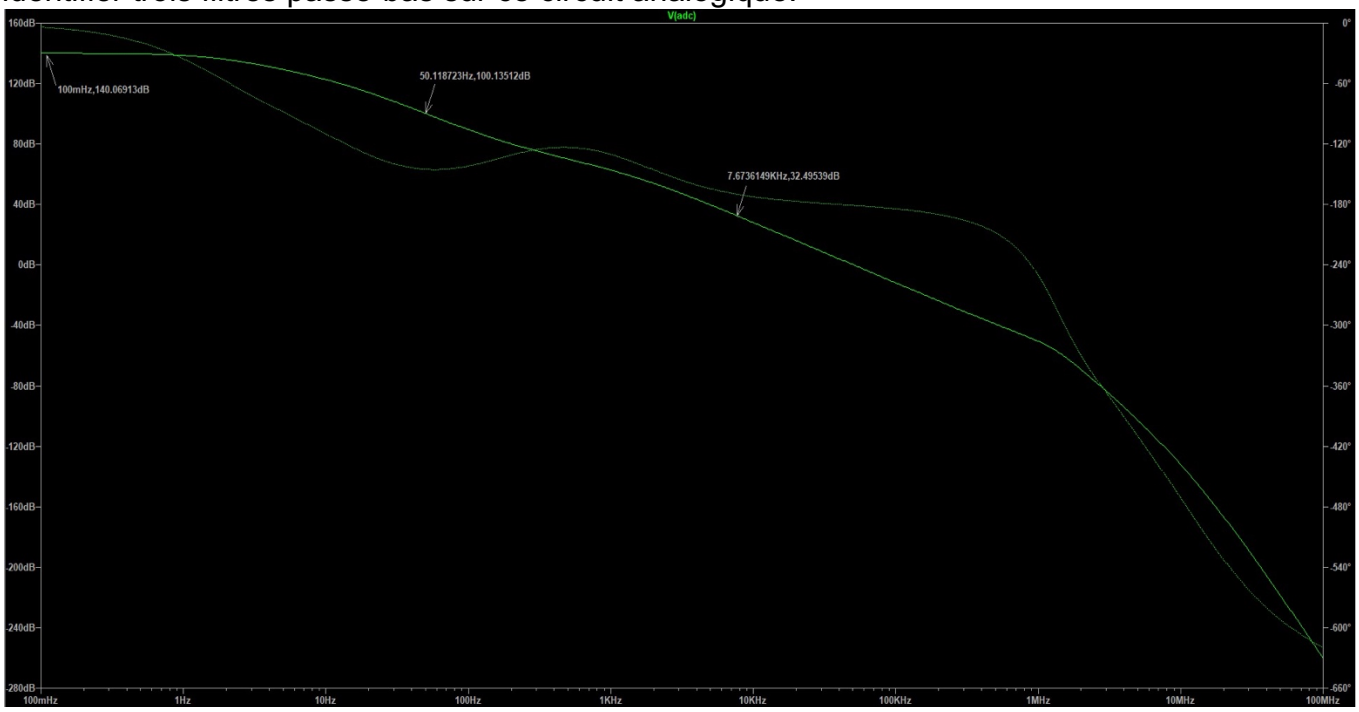
Il est facile de remarquer que si la tension du capteur est de 100 nA, la tension de sortie ADC peut aller jusqu'à un Volt. En revanche, si la tension du capteur est de 500 nA, la tension de sortie ADC peut aller jusqu'à 5 volts. Afin de minimiser ce problème, il faudrait que la résistance R2 soit un potentiel digital afin de réguler celle-ci et de permettre de ne jamais saturer.

Il est intéressant de savoir si elle exerce une influence sur la tension de sortie mesurée. En effet l'offset est une erreur constante aux entrées de l'amplificateur différentiel dû à un état non compensé sur l'étage d'entrée de l'amplificateur. On veut que l'offset soit négligeable devant la tension mesurée. Or d'après la datasheet du LTC1500C, il y a un offset de 05 microvolts (valeurs typiques) et le gain maximal de l'AOP et de 160 dB. Ce qui correspond à un offset de sortie d'environ 50 volts. Cependant la tension mesurée sur R1 est de 10 millivolts, ce qui correspond à une tension en sortie de l'AOP d'environ un giga Volt (10 mV * Gain (le calcul n'est pas

exactement cela car il faut prendre en compte les différents filtres…)). On a donc un offset bien plus faible que la tension mesurée, il est donc acceptable d'avoir cet offset.

Les filtres intégrés :

Considérons à présent les différents filtres mis sur ce circuit. En effet, on peut identifier trois filtres passe-bas sur ce circuit analogique.



Trois filtres présents

Le premier filtre identifiable est celui composé de la résistance R1 et de la capacité C1. Celui-ci est un filtre passe-bas permettant de filtrer le bruit en courant et d'éviter toute perturbation liée au module Bluetooth ou les perturbations de type radiofréquence.

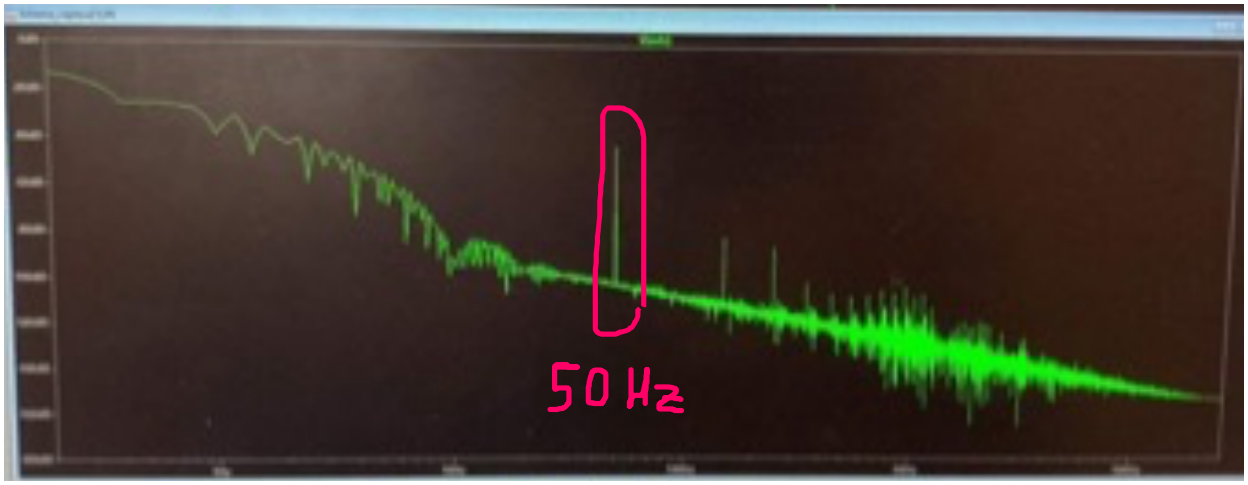
Premier filtre passe-bas (R1 et C1)

À partir de cette photo, on peut retrouver la fréquence à – 3dB qui est de 15, 5 hertz. Alors que la fréquence de coupure théorique est de : f1=1/ (2*3,14* R1*C1) = 15,9Hz.

Le deuxième filtre identifiable est celui composé de la résistance R3 et de la capacité C4. Ce filtre permet entre autres de couper le 50 hertz. C'est à dire toutes les alimentations autour peuvent avoir une composante parasite qui perturbent le signal.

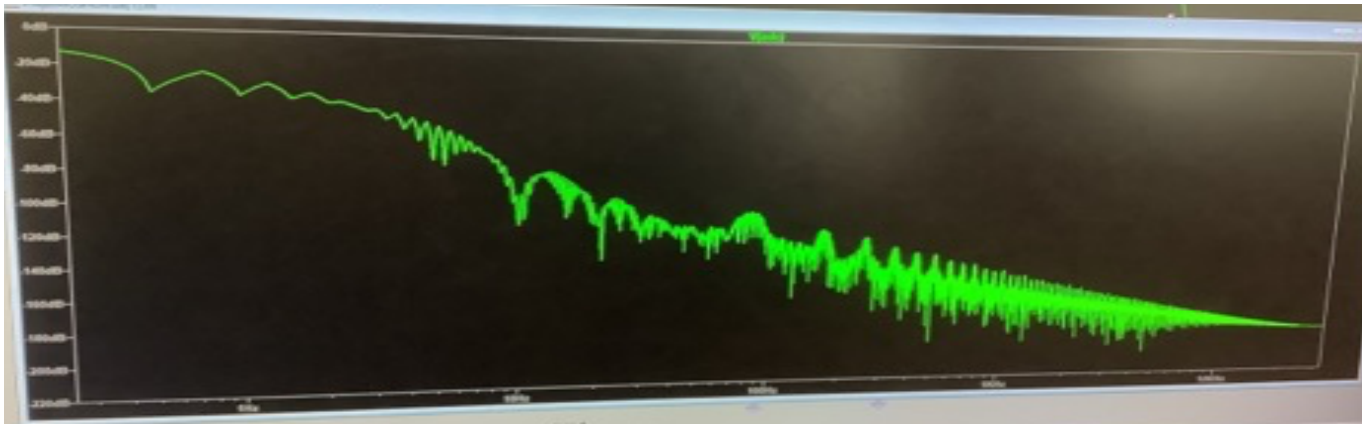
Second filtre (R3 et C4)

À partir de cette photo, on peut retrouver la fréquence de coupure à - 3 décibels qui est de 1,60 hertz. Théoriquement, f2=1/ (2*3,14* R3*C4) = 1,59Hz.



Pic à 50Hz

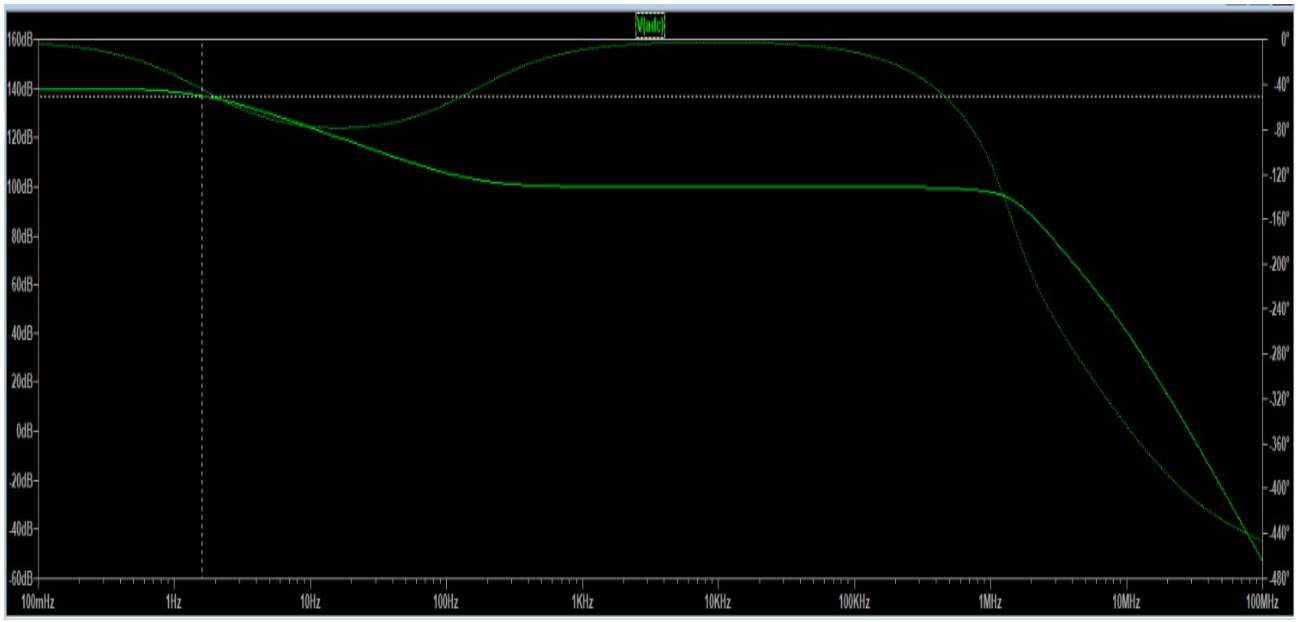
Pour simuler le problème des alimentations à 50 hertz, on a ajouté sur le circuit un générateur de tension sinusoïdale de fréquence 50 hertz en série avec la capacité de couplage. On met également la capacité C4 à 0 afin d'observer le pic à 50 hertz. Sur cette photo (FFT de la tension ADC), le pic à 50 hertz est largement visible.



Atténuation pic à 50Hz

Ensuite, on remet la capacité C4 à 1uF, puis on observe que le pic à 50 Hertz est largement atténué. On peut donc mesurer cette atténuation en se plaçant à 50 hertz et en relevant le gain. (100-140 dB) On a donc une atténuation de -40 dB.

Quant au dernier filtre, composé de la résistance R6 et la capacité C2, celui-ci sert à atténuer toutes fréquences de bruit qui perturberait le traitement du signal. Il s'agit donc des fréquences hautes. En effet, la fréquence de Nyquist est la plus grande fréquence utilisable sans perte de qualité. Pour un Arduino Uno, il s'agit de la fréquence égale à 15,4 KHz (200kHz/13(voir datasheet Arduino)). Sachant que pour obtenir un signal sans perte de qualité, il faut respecter le critère de Shannon qui énonce que la fréquence des échantillonnages doit être supérieure ou égale à la fréquence du signal fois 2. Il est donc évident de comprendre que la fréquence de Nyquist est 7,5 kilohertz.



Troisième filtre (R6 et C2)

À partir de cette photo, on peut retrouver la fréquence de coupure égale à 1,6 kilohertz. Théoriquement nous obtenons 1591 hertz. Ainsi on préserve la fréquence du signal.

On peut mesurer l'atténuation concernant la fréquence de Nyquist et on obtient -107 décibels (33-140 dB). Cette fréquence est également appelée fréquence limite de repliement car elle permet d'éviter le repliement de spectre.

À partir de ce schéma électrique, on peut retrouver la résistance du capteur :

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

Raisonnement avec notre capteur :

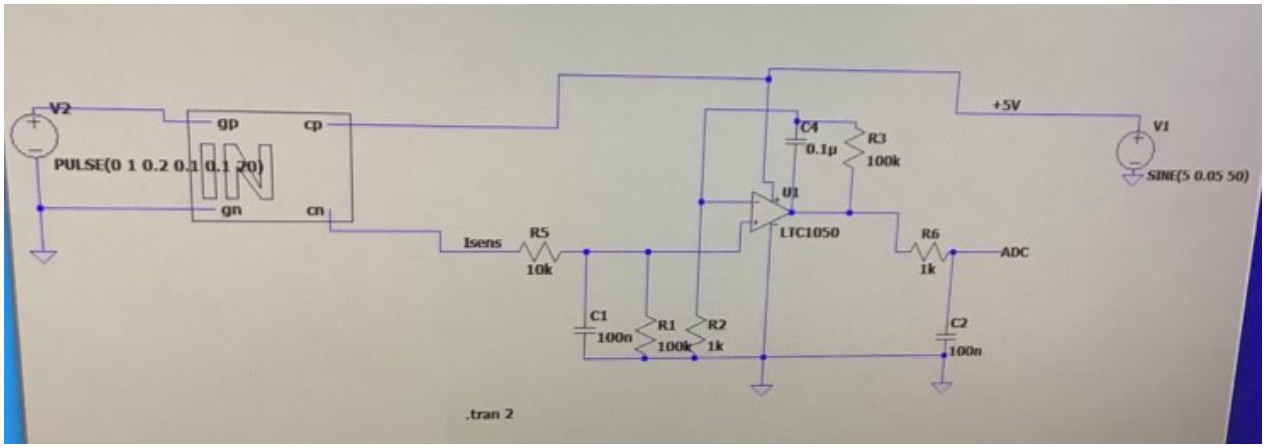
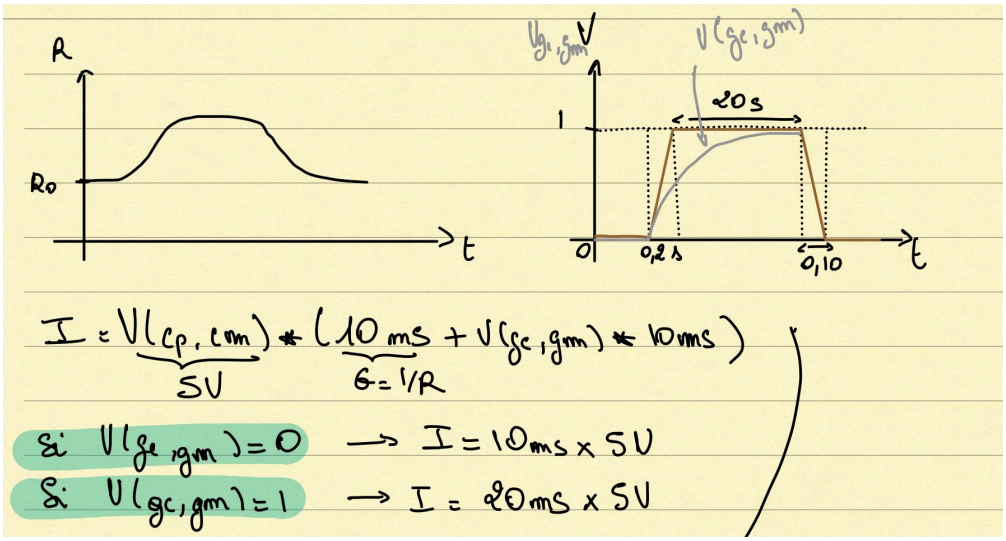
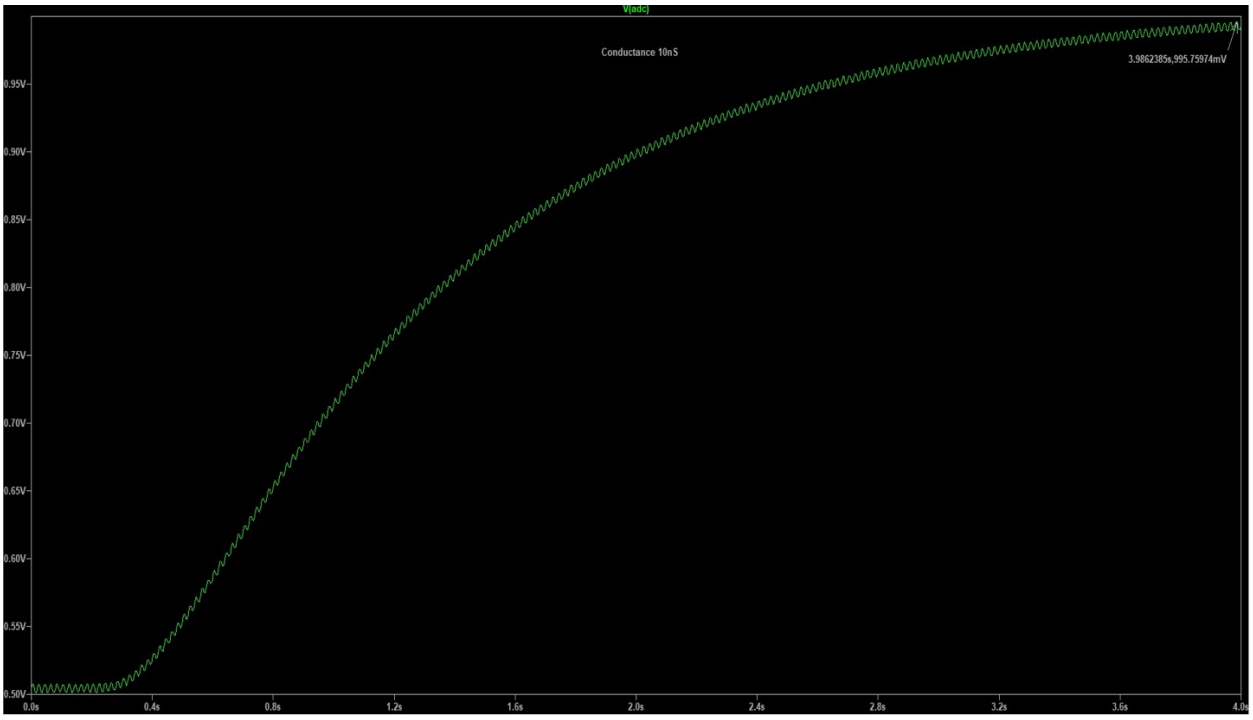


Schéma électrique avec notre capteur

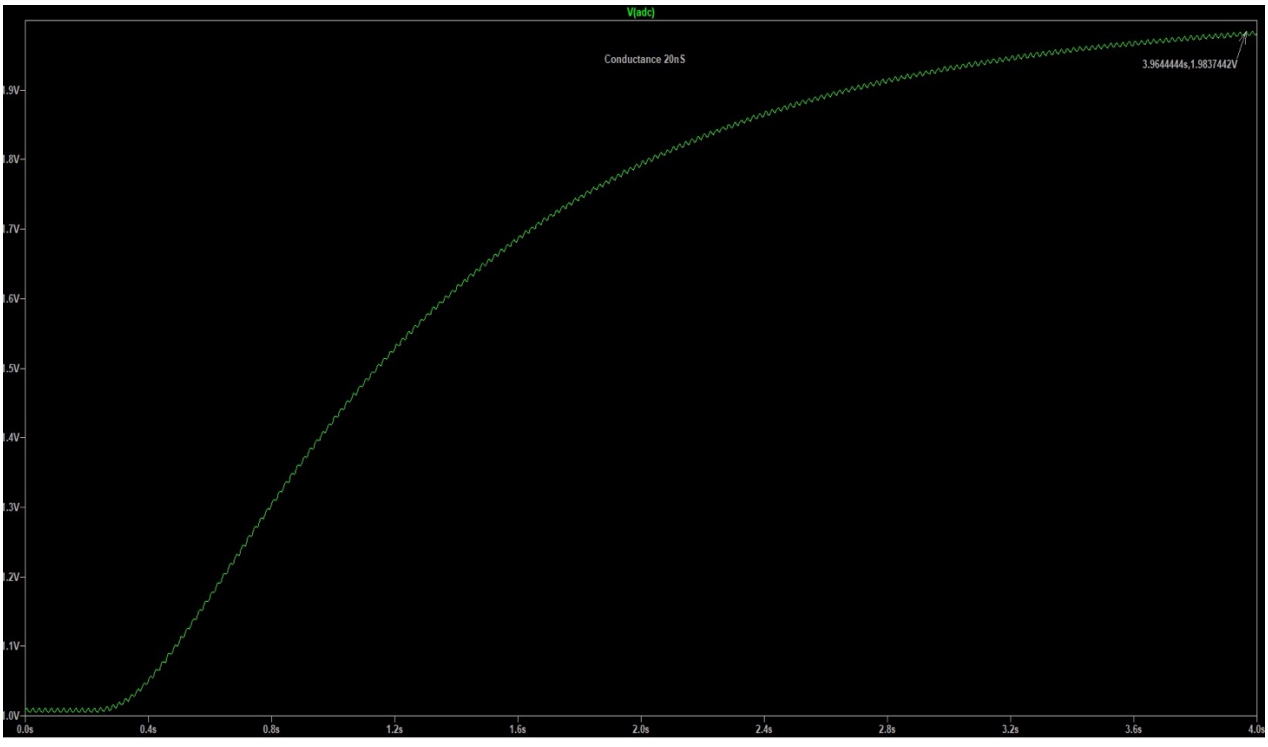
À partir de ce schéma, on peut remarquer que nous avons remplacé la source de courant par notre capteur. Celui-ci est alimenté en 5 volts dont la conductance varie de 10nS à 20nS en 0.2s.



Comme ci-dessus, notre capteur possède cette équation. Cela permet de simuler une variation de résistance R0 à 2 R0.

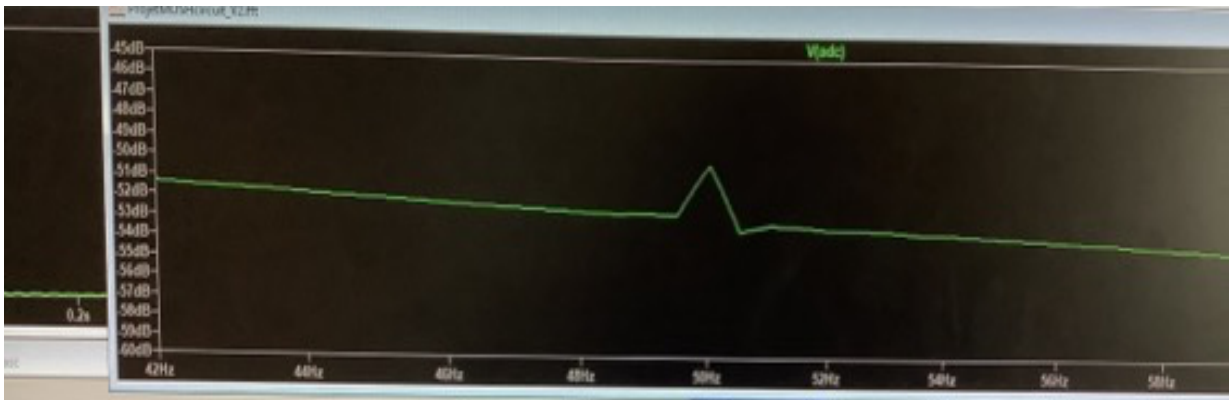


Conductance de 10 nS

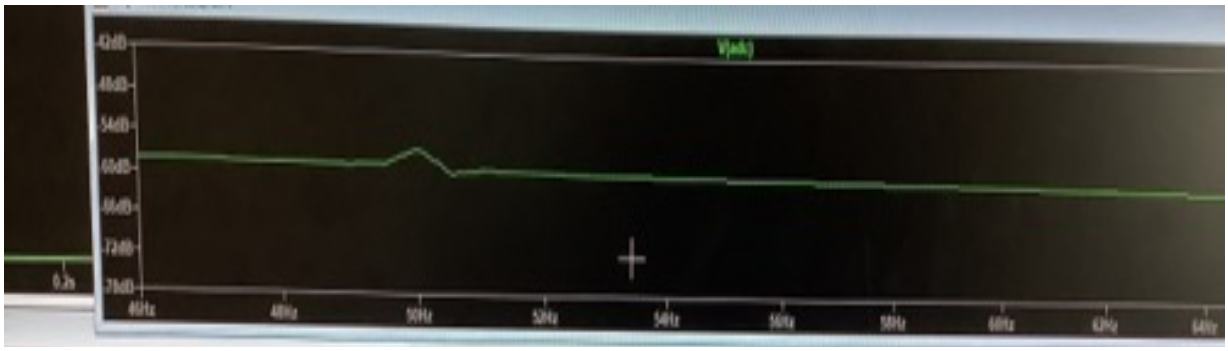


Conductance de 20nS

À partir de cela en faisant une analyse transitoire, nous pouvons remarquer qu'on voit les « vaguelettes » du 50 hertz mais le rapport signal sur bruit reste correct. Également, lorsqu'on augmente la conductance le rapport signal sur bruit diminue. Donc le bruit devient gênant. En effet pour une conductance de 10nS, le signal peut atteindre jusqu'à un Volt alors que pour la conductance de 20ns, nous obtiendrons au maximal un signal à 4V. Ce qui commence à être problématique car l'Arduino ne peut considérer des valeurs de tensions qu'entre 1V et 5V. En revanche, les « vaguelettes » du 50 hertz diminuent.



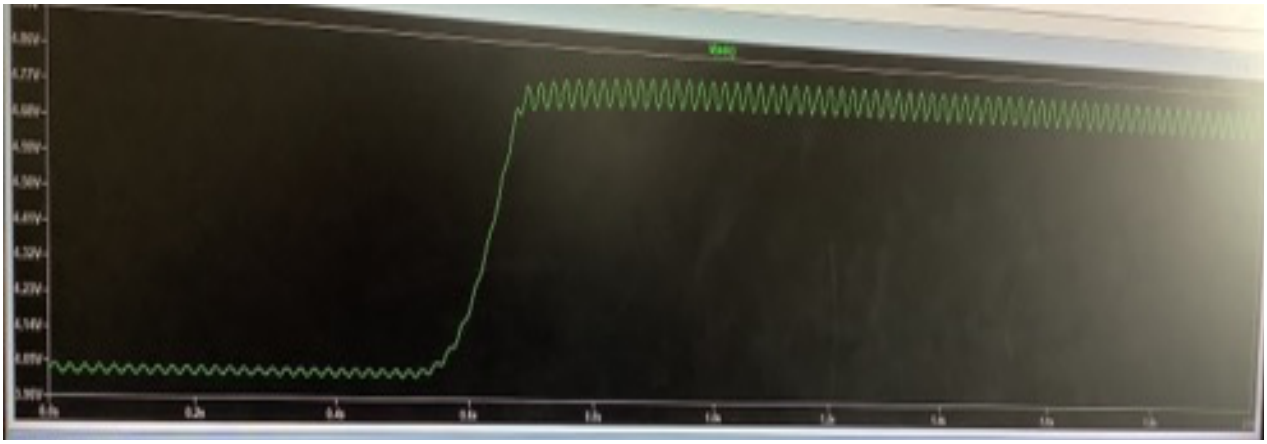
Pic à 50Hz de 3dB (53dB-50dB)



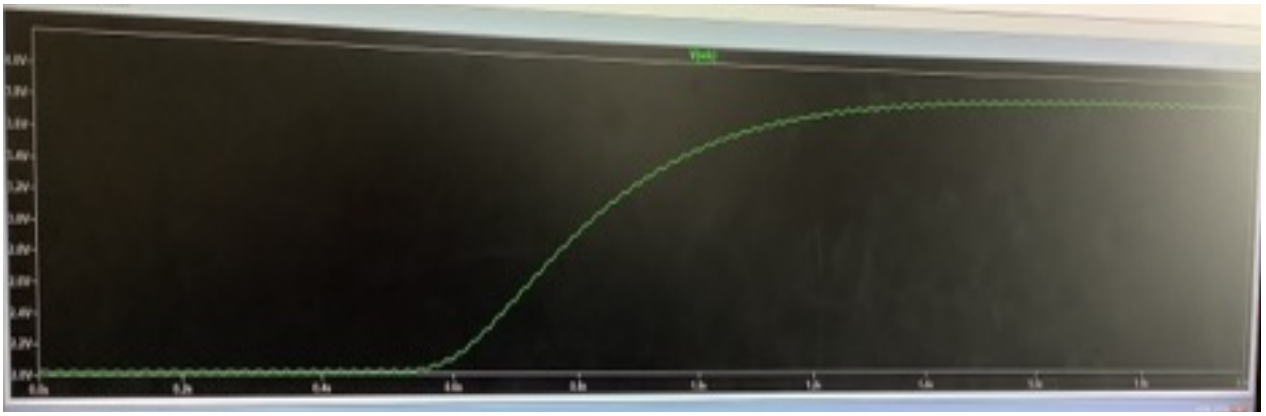
Pic à 50Hz (60dB-54dB)

Si nous faisons une transformée de Fourier de ces signaux, nous remarquons que le pic à 50 hertz pour une conductance de 10 nS est de 6 décibels. Alors que le pic à 50 hertz pour une conductance de 20 nS est de 3 dB.

Enfin, même si nous n'avons pas réalisé un capteur de gaz à l'AIME, nous avons tout de même simulé son comportement en alimentant le capteur à 20V. et nous avons regardé pour une conductance de 10 nS et 20nS.



Conductance 20nS pour une alimentation à 20V



Conductance de 10nS pour une alimentation à 20V

Nous pouvons remarquer que pour une conductance de 10 nS, le signal reçu n'a pas beaucoup de bruit dû au 50Hz en revanche, la tension atteint 4V. Et pour la conductance de 20 nS, le bruit devient très gênant (voir photo) et la tension reçue est de 4,95V. Ce qui correspond quasiment à la limite de l'Arduino qui va saturer.