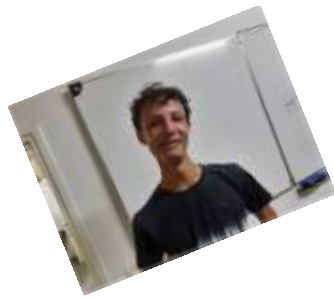


DETECTION A DISTANCE DU RYTHME CARDIAQUE



PAR : PIQUET ADELE, PINARD ANTOINE, TROUILLEFOU AURELIEN, PANABIERES HECTOR



PROFESSEUR : MR PICHOU

PREMIERE PARTIE : SIMULATION DU MOUVEMENT DU THORAX	4
1) <u>Et si nous commençons par une petite sieste ?</u>	4
2) <u>Simulation du mouvement grâce à un haut-parleur (HP)</u>	4
3) <u>Enregistrement de l'accélération avec son smartphone</u>	5
4) <u>Méthode numérique d'intégration</u>	6
5) <u>Méthode analogique d'intégration</u>	7
DEUXIEME PARTIE : DETECTION PAR MESURE D'AMPLITUDE	13
1) <u>L'interféromètre de Michelson</u>	13
2) <u>Notre interféromètre</u>	13
3) <u>La détection des battements</u>	16
TROISIEME PARTIE : DETECTION PAR MESURE DE DEPHASAGE	19
1) <u>Principe</u>	19
2) <u>La multiplication des signaux</u>	20
3) <u>Récupération de la phase</u>	22
4) <u>Courbe de fonctionnement</u>	22
5) <u>Détection des battements</u>	22
6) <u>La sensibilité</u>	

INTRODUCTION

Notre projet débute le jour où nous sommes tombés sur un article de presse * expliquant que le Pentagone essayait de développer un système de détection des battements cardiaques à distance pour pallier aux imperfections de la reconnaissance faciale.

En effet, le battement cardiaque est une empreinte spécifique à chaque individu.

La détection à distance de cette « signature cardiaque » peut avoir de multiples applications allant de la médecine à la sécurité nationale.

Notre projet consiste à réaliser différents dispositifs permettant de détecter à distance un battement de faible amplitude ce qui nous a conduit à réaliser un véritable simulateur de battements cardiaques.

- <https://usbeketrica.com/article/le-pentagone-est-desormais-capable-d-identifier-une-personne-grace-a-son-rythme-cardiaque#:~:text=Le%20Pentagone%20est%20d%C3%A9sormais%20capable,gr%C3%A2ce%20%C3%A0%20son%20rythme%20cardiaque&text=Les%20%C3%89tats%2DUnis%20se%20sont,distance%20maximum%20de%20200%20m%C3%A8tres.>

PREMIERE PARTIE : LE MOUVEMENT DU THORAX

1) Et si nous commençons par une petite sieste ?

Allongez-vous confortablement sur le dos sur votre canapé préféré. Placez un coussin sous votre tête afin de pouvoir observer votre abdomen ou encore mieux, votre thorax. Détendez-vous. Bloquez éventuellement votre respiration. Vous pouvez observer les petits déplacements verticaux de votre abdomen ou de votre thorax.

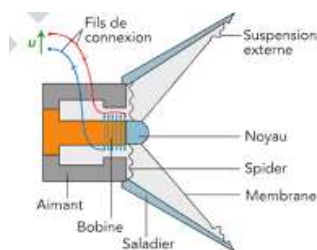
Notre projet va consister à réaliser et tester différents systèmes de détection des mouvements générés par les battements de notre cœur.

Les différents systèmes de détection que nous allons réaliser devront être testés tout au long de notre projet. Comme il n'est pas toujours pratique de tester sur un humain nos différents prototypes, nous allons essayer dans cette partie de réaliser un simulateur.

2) Simulation du mouvement grâce à un haut-parleur (HP)

a) Le haut-parleur électrodynamique

Nul besoin d'avoir suivi des TP de physique pour avoir observé le mouvement de la membrane d'un haut-parleur lorsque celui-ci est traversé par un signal électrique.



Par contre quelques notions de physique permettent de comprendre son principe de fonctionnement : lorsqu'elle est traversée par un courant électrique, une bobine se comporte comme un aimant dont l'axe est celui de la bobine. Celle-ci va donc se déplacer suivant son axe dans un sens dépendant de celui du courant sous l'influence du champ magnétique créé par l'aimant situé derrière la membrane, dont l'axe est confondu avec celui de la bobine. Cette membrane étant solidaire de la bobine via le noyau, elle va donc suivre le mouvement de la bobine. Ce déplacement est proportionnel à la tension u aux bornes de la bobine. Ce sont ces déplacements qui, en comprimant l'air à son voisinage, sont à l'origine du signal sonore émis.

Le haut-parleur ne sera pas utilisé ici pour produire un son mais l'idée est d'utiliser le déplacement de sa membrane pour simuler les mouvements générés par les battements du cœur.

b) Utilisation d'un générateur basse fréquence (GBF)

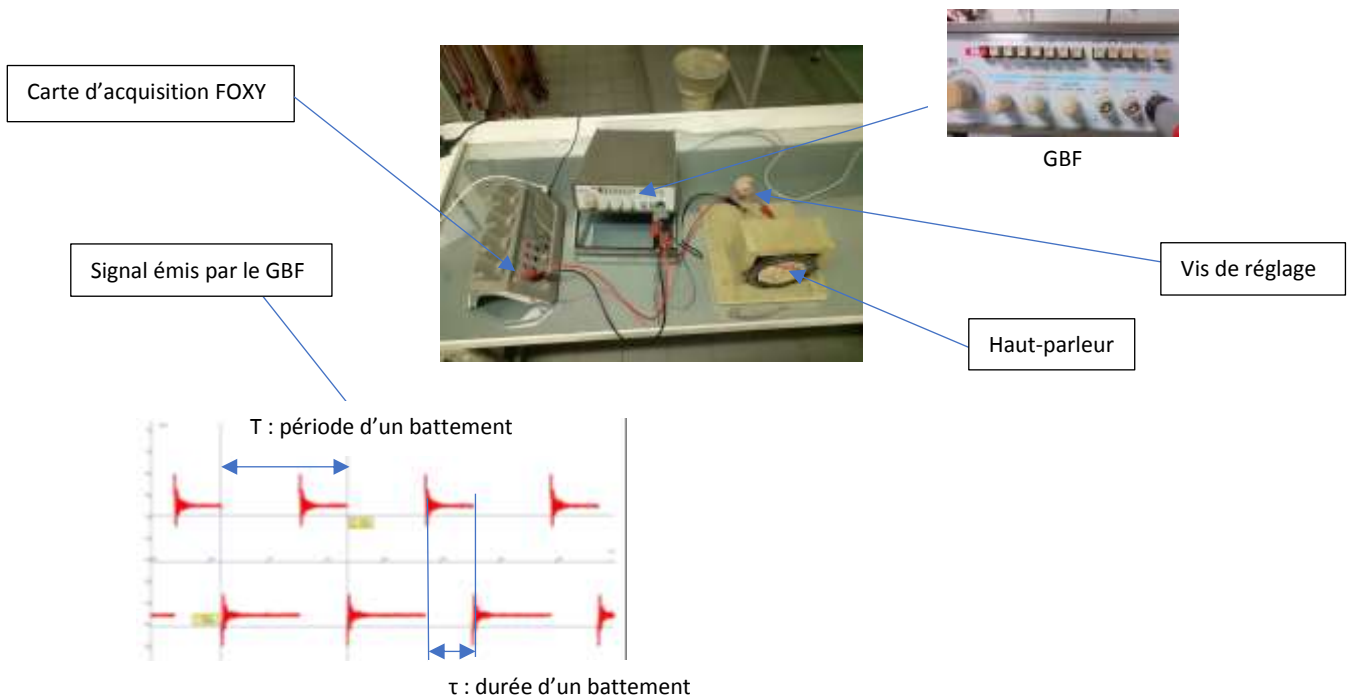
Afin de pouvoir commencer à tester nos différents prototypes, nous avons proposé une première solution simple à mettre en œuvre.

Même si celle-ci n'est pas satisfaisante en termes de reproduction fidèle, elle nous permet d'avancer sur notre projet tout en continuant à mener parallèlement nos recherches d'un meilleur dispositif.

D'après nos premières observations, le mouvement du thorax est périodique et peut-être assimilé en première approximation à un mouvement ascendant puis descendant, pour un sujet allongé. Nous décidons donc d'alimenter notre HP avec un simple GBF en utilisant un signal « carré » de fréquence 1 Hz. En effet, au repos, la période des battements du cœur est de l'ordre de la seconde.

Pour améliorer ce premier dispositif, nous décidons de modifier la durée d'un battement, c'est-à-dire le rapport cyclique = τ/T du signal.

La forme de la membrane n'étant pas très ressemblante à la forme de la surface d'un thorax ou d'un abdomen, nous décidons de la planifier en collant un carton plan sur celle-ci.



Au-delà de sa simplicité, l'avantage de ce simulateur est de pouvoir modifier l'amplitude des déplacements via l'intensité du signal émis par le GBF ce qui va nous permettre de tester la sensibilité de nos prototypes.

Avantage qui peut devenir un inconvénient lorsque pour des amplitudes importantes, notre HP se met à émettre un désagréable « TOC-TOC » qui va accompagner nombreuses de nos séances au club.

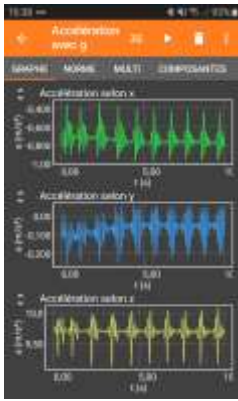
Pendant que le reste de l'équipe travaille sur différents prototypes, nous poursuivons nos recherches afin de se rapprocher plus fidèlement des déplacements générés par les battements de notre cœur.

3) Enregistrement de l'accélération avec un smartphone

a) L'application PHYPHOX



Lors d'une de nos séances de TP, notre professeur nous a présenté cette application qui utilise de nombreux capteurs présents dans nos smartphones, tel que l'accéléromètre. Sans rentrer dans les détails du principe de fonctionnement d'un accéléromètre, il faut savoir que celui-ci mesure les variations de l'accélération du téléphone par rapport à une référence qui est celle de l'accélération de la pesanteur terrestre. L'accélération étant vectorielle, il est bon de connaître l'orientation des axes du repère utilisé.



Pour les amateurs de sieste, bonne nouvelle ! Vous allez pouvoir vous allonger à nouveau mais cette fois en vous munissant de votre smartphone sur lequel vous avez pris soin d'installer cette application. Après avoir sélectionné l'accéléromètre sur l'écran d'accueil et paramétré le déclenchement et la durée d'acquisition, poser votre smartphone le plus horizontalement possible sur votre abdomen ou votre thorax. Veillez à retenir votre respiration durant l'acquisition. Voici ci-contre une copie d'écran de ce qu'on peut obtenir. Exporter ensuite vos mesures sur forme de fichier EXCEL sur votre mail afin de pouvoir exploiter le fichier sur votre PC.

Après avoir téléchargé et ouvert le fichier sur votre PC, vous pouvez tracer l'accélération a_z selon z en fonction du temps t . En effet, nous nous intéressons ici aux seuls déplacements perpendiculaires à notre abdomen ou thorax.



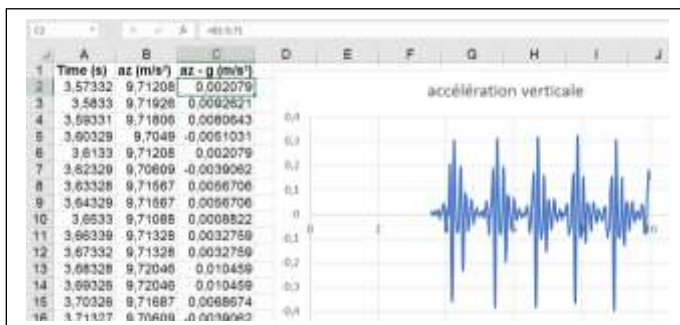
Nous allons maintenant nous interroger sur la façon de transformer ces données d'accélération a_z selon z en déplacement z .

Nous avons vu en classe que l'accélération s'obtient en dérivant la vitesse v et que la vitesse s'obtient en dérivant la position.

L'idée est donc d'intégrer deux fois l'accélération afin d'obtenir la position z en fonction du temps.

4) Méthode numérique d'intégration : la méthode d'Euler

Nous commençons par isoler une partie du signal en prenant garde à se placer entre deux battements (vitesse de déplacement nulle) et nous centrons le signal en soustrayant la valeur de l'accélération de la pesanteur terrestre au signal afin de le centrer autour de l'axe des temps.



Nous allons utiliser la relation suivante : $a_z(t) = \frac{v_z(t+\Delta t) - v_z(t)}{\Delta t}$ (1) qui traduit le fait que l'accélération à l'instant t est la variation de vitesse entre les instants t et $t+\Delta t$.

Δt correspond à la durée entre deux acquisitions.

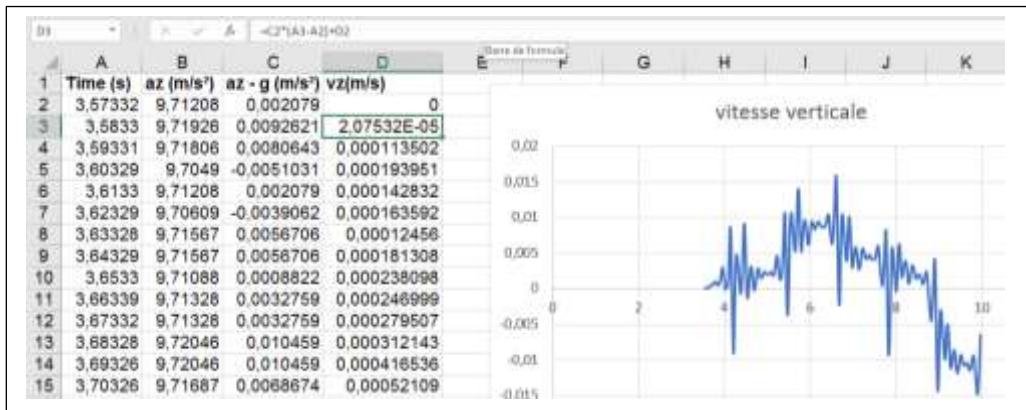
En développant la relation (1), nous obtenons : $v_z(t + \Delta t) = a_z(t) \times \Delta t + v_z(t)$

Nous créons une colonne D qui contiendra les valeurs de v_z .

Nous écrivons dans la case D2 la valeur initiale de la vitesse c'est-à-dire 0 m/s.

Nous écrivons la relation suivante dans la case D3=C2x(A3-A2)+D2 et nous « étirons » cette case pour incrémenter cette formule aux autres cases.

Nous traçons la colonne D (la vitesse) en fonction de la colonne A (le temps).



Nous observons une certaine dérive du signal autour de l'axe des abscisses.

Nous allons maintenant utiliser la relation suivante : $v_z(t) = \frac{z(t+\Delta t)-z(t)}{\Delta t}$ (2) qui traduit le fait que la vitesse à l'instant t est la variation de la position entre les instants t et t+Δt.

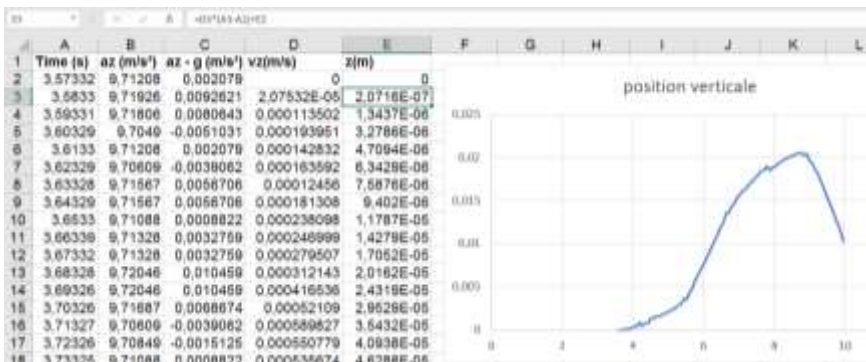
En développant la relation (2), nous obtenons : $z(t + \Delta t) = v(t) \times \Delta t + z(t)$

Nous créons une colonne E qui contiendra les valeurs de z.

Nous écrivons dans la case E2 la valeur initiale de la position c'est-à-dire 0 m en prenant comme origine la position du thorax entre deux battements.

Nous écrivons la relation suivante dans la case E3=B2x(A3-A2)+E2 et nous « étirons » cette case pour incrémenter cette formule aux autres cases.

Nous traçons la colonne E (la position) en fonction de la colonne A (le temps).



Ce signal est inexploitable et ne correspond absolument pas à la réalité du mouvement induit par les battements cardiaques. Sans doute que les erreurs accumulées au cours des différentes sommes du calcul numérique de la vitesse s'accumulent à nouveau lors du calcul de la position et ne permettent pas d'obtenir un résultat cohérent.

Nous abandonnons cette idée.

5) Méthode analogique d'intégration

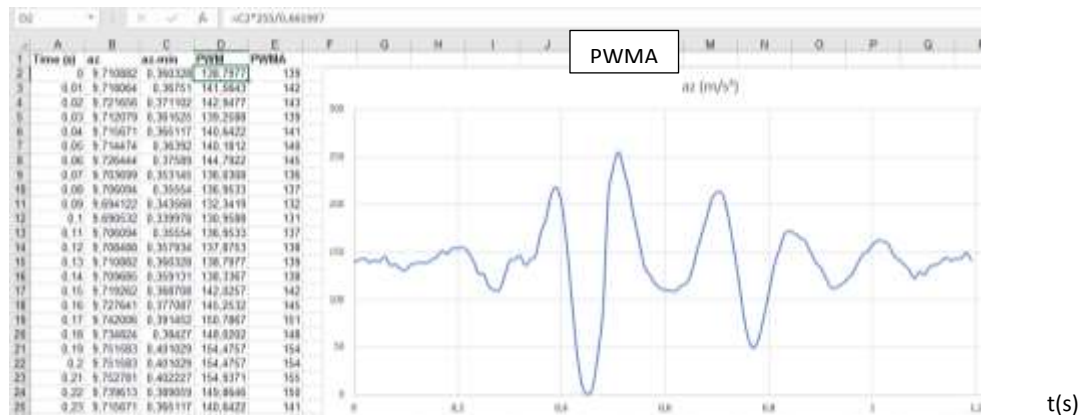
Notre professeur nous a indiqué l'existence de circuits électroniques capables d'intégrer des signaux électriques. Mais avant de les découvrir, il va nous falloir convertir nos données numériques sur l'accélération en signal électrique analogique.

a) Conversion des valeurs de l'accélération en signal électrique numérique

Pour pouvoir générer un signal électrique fidèle aux données de notre tableur, nous allons utiliser un microcontrôleur. L'idée est d'utiliser le port PWM d'un microcontrôleur. Ce port, utilisé en sortie, peut générer des tensions comprises entre 0V et 5V codées sur un octet. C'est-à-dire sur $2^8 = 256$ valeurs.

Il nous faut donc remanier la colonne du tableur contenant les valeurs de l'accélération suivant z, az : voir le fichier accélération 1.xlsx en annexe.

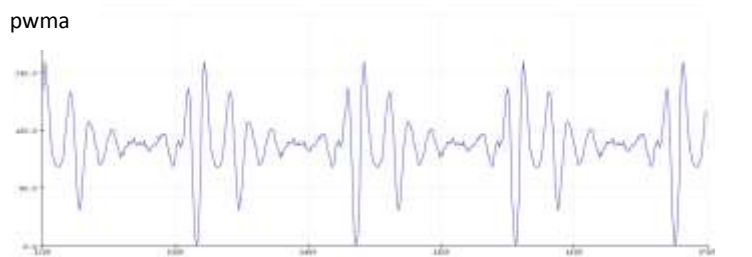
- Tout d'abord nous modifions la colonne temporelle de manière à avoir un écart constant de 10 ms entre chaque mesure ce qui correspond à la fréquence d'acquisition de l'application PHYPHOX
- Dans la colonne « az » : on relève la plus petite valeur « min ».
- On crée une colonne « az-min ». Cela revient à rajouter un OFFSET négatif pour que la plus petite valeur soit désormais égale à 0.
- Dans la colonne « az-min », on relève la plus grande valeur « max ».
- On crée une colonne « PWM » : « az-min » x 255 / max. Les valeurs sont désormais comprises entre 0 et 255 ;
- On crée une colonne PWMA qui est l'arrondi de la colonne PWM. Les valeurs sont désormais entières.
- Nous isolons une période du signal obtenu :



Nous allons injecter ces **valeurs PWMA**, séparées par une virgule (ce qui nécessite un dernier petit traitement dans le fichier : voir fichier accélération 2.xlsxen annexe) dans une **boucle** du programme en C++ qui se répète avec un « delay » de **10 ms** correspondant à la fréquence d'échantillonnage de l'application PHYPHOX de 100 Hz. Cette boucle est placée dans la **boucle principale** pour reproduire la périodicité du signal : (voir programme complet en annexe)

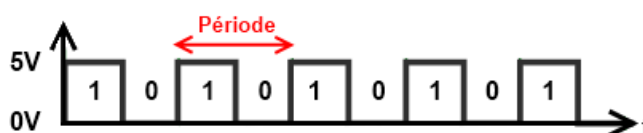
```
int c[] = {valeurs PWMA}; # déclaration du tableau contenant les valeurs de la colonne PWME
void setup() {
  pinMode (3, OUTPUT); # mise en sortie du port PWM correspondant au PIN 3 de l'ARDUINO
}
void loop() {
  for (int i=0;i<120;i++) # boucle qui se répète autant de fois qu'il y a de valeurs, ici 120
  {
    analogWrite (3,c[i]); # on écrit une valeur du tableau dans le port 3
    delay(10); # on attend 10 ms avant d'écrire la valeur suivante
  }
}
```

Après compilation et téléversement, voici ce que nous observons dans le moniteur série de l'ARDUINO :

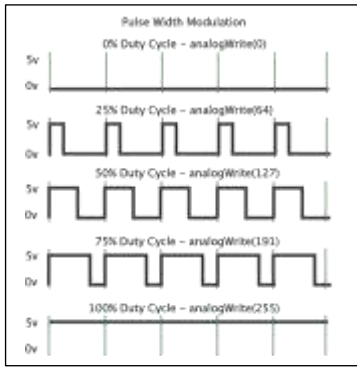


b) Notre convertisseur numérique-analogique (CNA)

Nous disposons désormais de données binaires que nous souhaitons convertir en signal analogique. La PWM est en fait un signal numérique qui, à une **fréquence** donnée (490 Hz pour l'ARDUINO), a un **rapport cyclique** qui change. Prenons l'exemple d'un signal logique qui émet un 1, puis un 0, puis un 1, puis un 0...



Représentation d'une période



Le *rapport cyclique*, un mot bien particulier pour désigner le fait que le niveau logique 1 peut ne pas durer le même temps que le niveau logique 0.

Le rapport cyclique est mesuré en pourcentage (%). Plus le pourcentage est élevé, plus le niveau logique 1 est présent dans la période et moins le niveau logique 0 l'est. En somme, cette image extraite de la documentation officielle d'Arduino nous montre quelques exemples d'un signal avec des rapports cycliques différents.

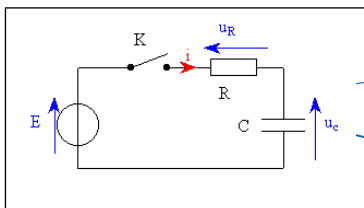
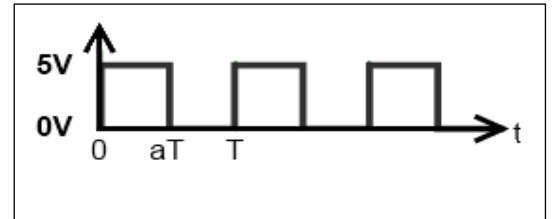
Après avoir généré ce signal, il va nous falloir le transformer en signal analogique. Pour l'instant ce signal est encore constitué d'états logiques, on va le transformer en extrayant sa *valeur moyenne*.

Reprenons notre signal carré : $0 \leq a \leq 1$ ($a=0$ pour un rapport cyclique de 0 % et $a=1$ pour un rapport cyclique de 100 %).

La valeur moyenne de ce signal est égale à : $5a$ en volt.

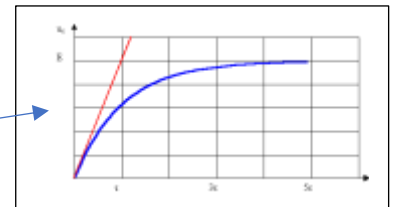
En extrayant la valeur moyenne pour chaque valeur de notre PWM, on va pouvoir créer un signal analogique compris entre 0 et 5V.

Pour réaliser cette extraction, nous allons utiliser la charge et la décharge d'un condensateur C à travers une résistance R .

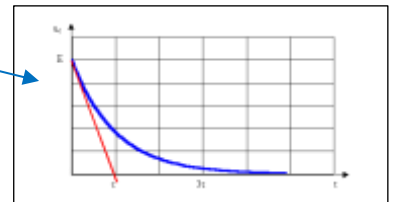


K fermé ($E=5V$) : le condensateur se charge

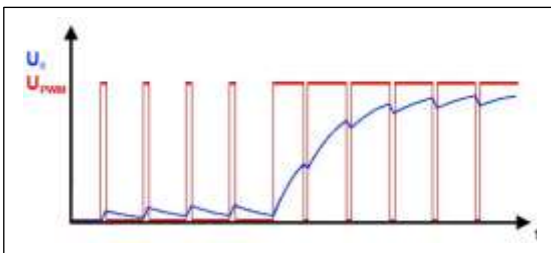
K ouvert ($E=0V$) : le condensateur se décharge



Constante de temps $\tau = RC$



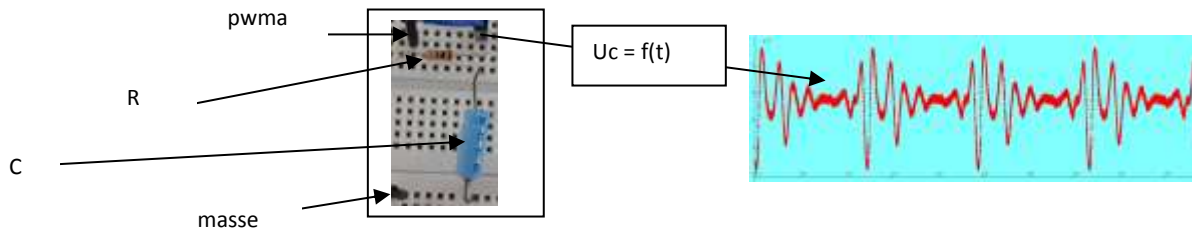
Si on impose notre signal PWM au circuit RC, à chaque fois que le signal de la PWM sera au NL 1 (Niveau Logique 1), le condensateur va se charger. Dès que le signal repasse au NL 0, le condensateur va se décharger :



Si on choisit une constante de temps RC suffisamment petite, le signal va se stabiliser autour d'une valeur comprise entre 0 (rapport cyclique nul) et 5V (rapport cyclique de 100 %). Cette valeur correspond à la valeur moyenne du PWM. Il faut que cette valeur soit atteinte avant que le rapport cyclique ne change (ici toutes les 10 ms). La constante RC ne doit pas être trop petite sous peine de voir le signal suivre le PWM. Elle doit donc être suffisamment grande par rapport à la période du PWM ($f = 490$ Hz soit une période d'environ 2 ms).

Pour résumer : $2 \text{ ms} < RC < 10 \text{ ms}$

Nous choisissons la combinaison suivante : $R = 550 \Omega$ et $C = 10 \mu\text{F}$ soit $RC = 5,5 \text{ ms}$

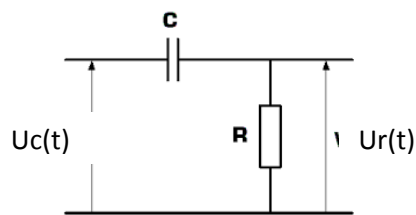


Nous disposons dorénavant d'un signal électrique analogique reproduisant l'allure de l'accélération de notre abdomen. Voyons maintenant comment intégrer ce signal.

c) Intégration électronique

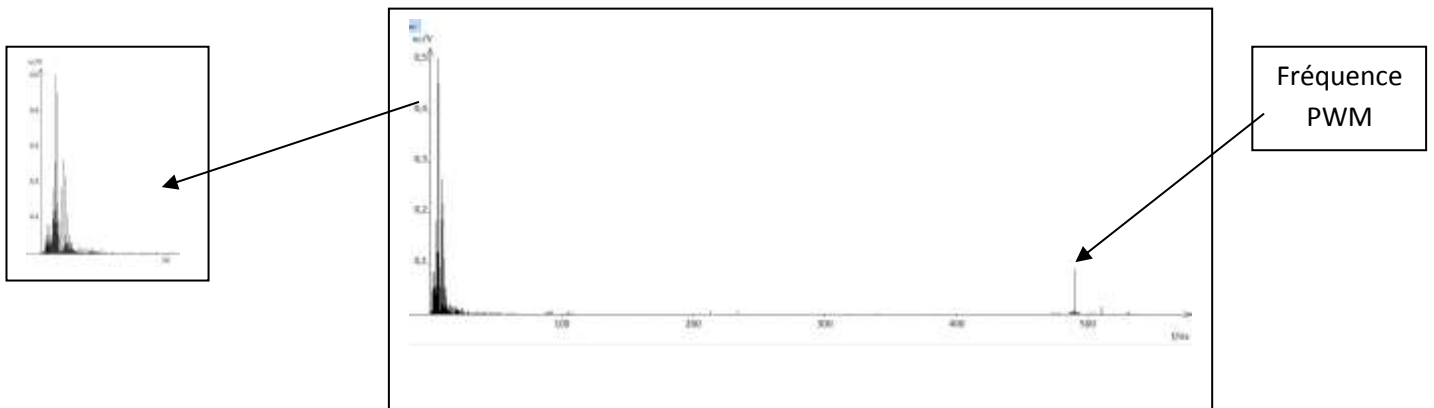
- **Suppression de la composante continue**

Comme la primitive d'une constante est une fonction linéaire, nous devons la supprimer pour ne pas avoir de dérive de notre signal. Nous utilisons un simple filtre passe-haut RC.

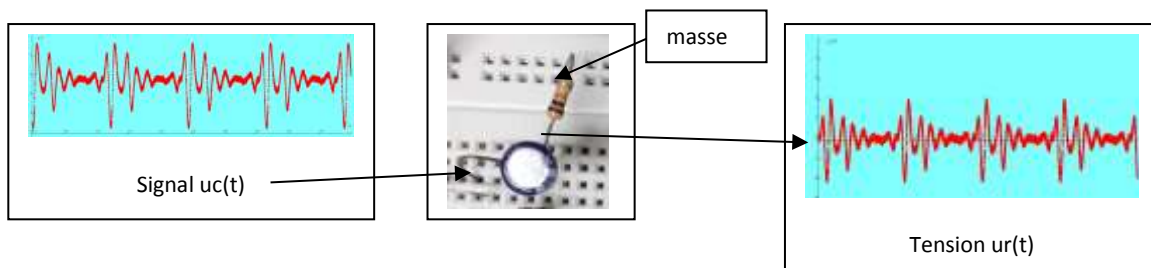


Un tel filtre possède une fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. C'est-à-dire que les seules les fréquences supérieures à f_c seront conserver.

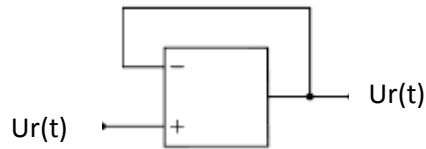
Pour déterminer les valeurs de R et C, nous avons effectué l'analyse spectrale du signal $u_c(t)$ précédent : nous remarquons un résidu de la fréquence du PWM à 490 Hz et une concentration de pics autour de la valeur 6 Hz.



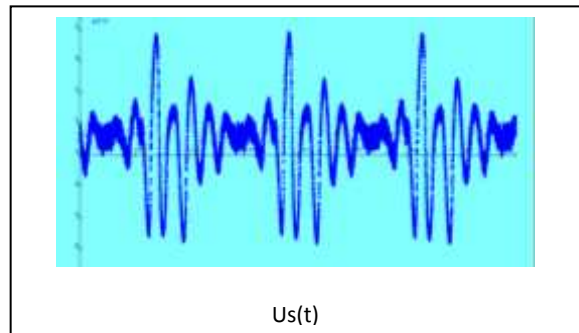
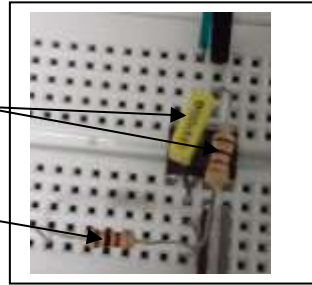
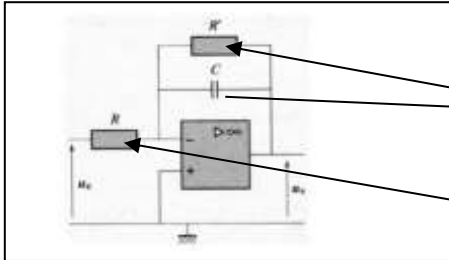
Nous choisissons $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$ ce qui correspond à $f_c = 1,6 \text{ Hz}$



- **Le circuit suiveur** : sa sortie va se comporter comme une source idéale de tension de par la faible impédance de sortie de l'AOP. On ne modifiera pas le comportement de l'intégrateur.



- **Le circuit intégrateur** : ce circuit permet d'intégrer le signal d'entrée si la période de celui-ci est très petite devant $R'C$



$u_s = -\frac{1}{RC} \int U_e dt$ avec ici $u_e = u_r(t)$

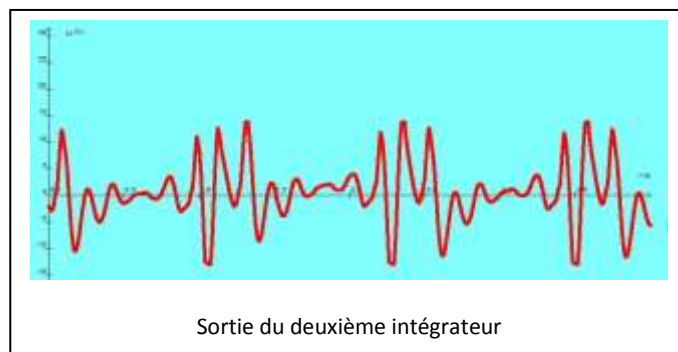
Nous choisissons $R' = 1 \text{ M}\Omega$ et $C = 10 \mu\text{F}$ ce qui correspond à un produit $R'C = 10\text{s}$.

En effet, l'analyse spectrale a montré que les fréquences les plus basses qui composent le signal sont de l'ordre de quelques Hz ce qui correspond à des périodes de l'ordre de la seconde.

Nous obtenons un signal sensé reproduire l'allure de la variation de la vitesse du thorax en fonction du temps.

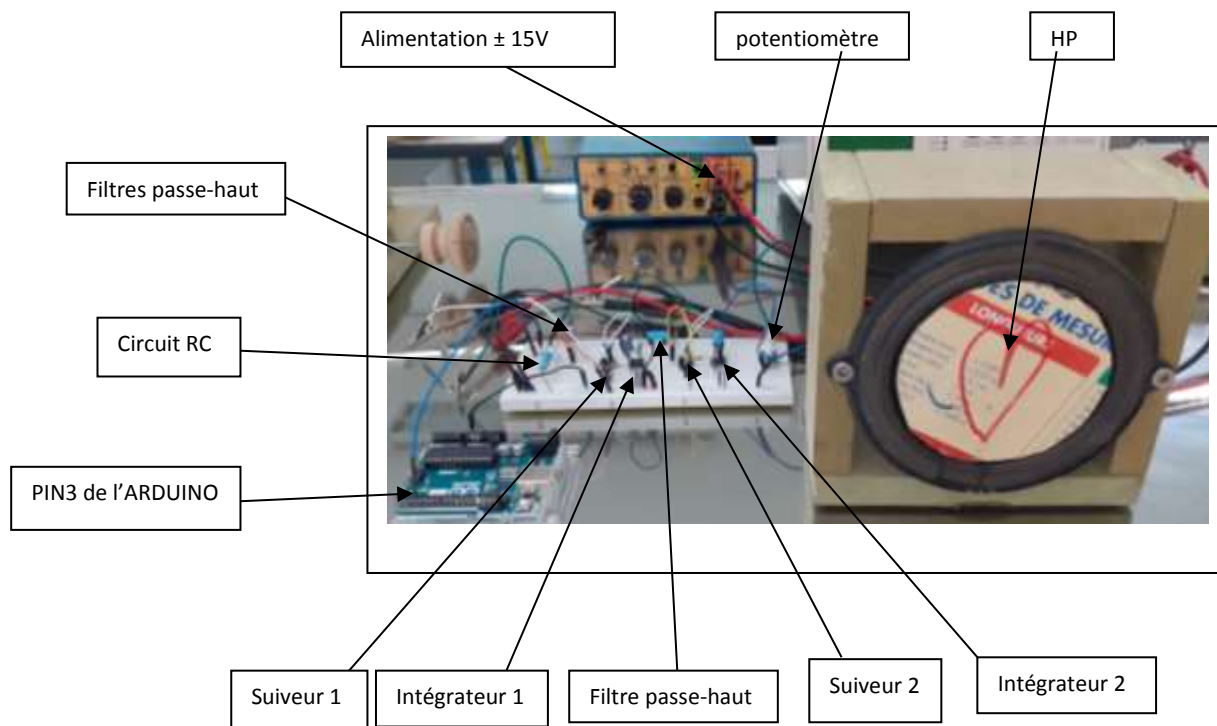
Nous constatons cependant la présence d'une composante continue que nous allons filtrer comme précédemment grâce à un filtre passe-haut de mêmes caractéristiques.

Nous répétons l'opération précédente grâce à un deuxième circuit intégrateur identique au précédent en intercalant un deuxième circuit suiveur entre les deux.



Nous obtenons un signal sensé reproduire l'allure de la variation de la position du thorax en fonction du temps.

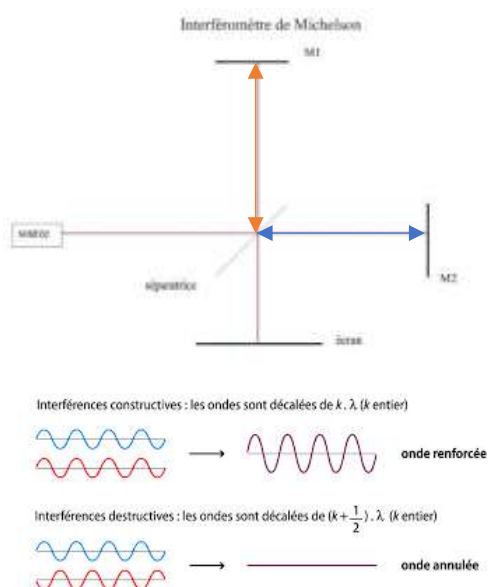
Nous connectons notre haut-parleur à la sortie de notre circuit en intercalant un potentiomètre pour pouvoir faire varier l'amplitude du mouvement du simulateur.



DEUXIEME PARTIE : DETECTION PAR MESURE D'AMPLITUDE

1) L'interféromètre de Michelson

L'interféromètre de Michelson est un dispositif optique inventé par Albert Abraham Michelson et Edward Morley qui produit des interférences par division d'amplitude. Il est constitué essentiellement de deux miroirs M1 et M2 et d'une lame semi-réfléchissante appelée séparatrice car elle sépare le signal émis par la source en deux ondes de même amplitude. L'une est réfléchiée vers M1 et l'autre est transmise vers M2.



Supposons la source monochromatique.

Les deux ondes effectuent donc un aller-retour entre la séparatrice et les miroirs M1 et M2 avant de se superposer en direction de l'écran après respectivement transmission et réflexion sur la séparatrice.

Ces deux ondes étant cohérentes, elles vont interférer.

Si le trajet rouge est égal au trajet bleu, les deux ondes seront en phases et l'interférence sera constructive. L'amplitude sur l'écran sera maximale.

Si on recule l'un des miroirs d'un quart de la valeur de la longueur d'onde, le trajet va augmenter d'une demi longueur d'onde et les interférences seront destructives. L'amplitude sur l'écran sera nulle.

Ce phénomène se répète périodiquement. On observe une alternance d'interférences constructives et destructives à chaque déplacement d'un des miroirs d'une demi longueur d'onde.

Contrairement à celui de Michelson, notre interféromètre ne sera pas lumineux mais ultrasonore.

2) Notre interféromètre

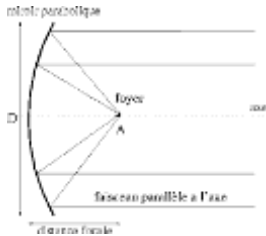
a) La source et le récepteur

Notre source, l'émetteur d'ultrasons, n'étant pas directive, il faut focaliser notre faisceau d'ultrasons. Plus exactement, il faut que l'onde émise soit plane. C'est à dire que les fronts d'onde soient parallèles entre eux.

L'utilisation d'une lentille de paraffine n'est pas adaptée car les phénomènes d'absorption et de réflexion sont trop importants et le signal à la sortie serait trop faible pour être détecté.

Nous optons donc pour une focalisation par réflexion.

Pour obtenir une onde plane, il faut placer la source à la focale d'un miroir parabolique :



Après avoir fouillé avec le technicien dans les armoires du laboratoire, nous optons pour ce dispositif qui à l'origine sert à chauffer les ballons en chimie. Ici, il servira de miroir pour nos ultrasons.



Sa forme n'est pas parabolique mais sphérique. Nous nous documentons sur les effets d'un tel miroir et nous apprenons qu'en plaçant une source sur son axe à une distance égale à la moitié de son rayon, l'onde émise sera plane à condition de ne pas trop s'éloigner de son axe. On appelle ça les conditions de Gauss en optique.

Il ne nous reste plus qu'à trouver le rayon de notre miroir. Le chauffe ballon est prévu pour s'adapter à un ballon de 250 mL. Nous mesurons au pied à coulisse le diamètre $d = 9,0\text{cm}$ du ballon qui correspond au diamètre du « miroir ».



Il ne nous reste plus qu'à fixer notre émetteur à $d/4 = 2,25\text{ cm}$ du fond de notre chauffe ballon. Nous considérons que l'onde émise est plane.

Nous fixons notre récepteur de la même façon. L'onde plane reçue sera focalisée sur le récepteur. Ce dispositif remplacera l'écran dans notre interféromètre.



Emetteur d'onde plane

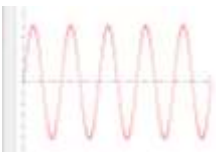
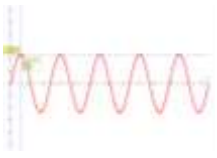
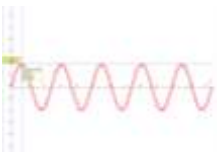





Récepteur

b) La séparatrice

Nous devons trouver une surface plane constituée d'une matière qui transmette 50% de l'onde ultrasonore et qui réfléchisse le reste.

Nous testons différents matériaux en transmission et en réflexion que nous fixons sur un support de notre fabrication.

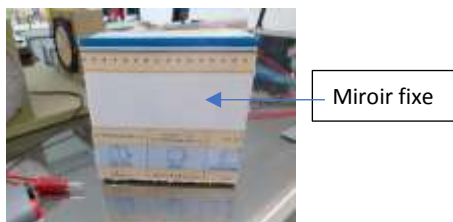
Amplitude signal récepteur	1000 mV	500 mV	450 mV
%	100	50	45
Signal récepteur			
Montage			

Quelques matières testées					
Transmission %	33	25	72	70	85

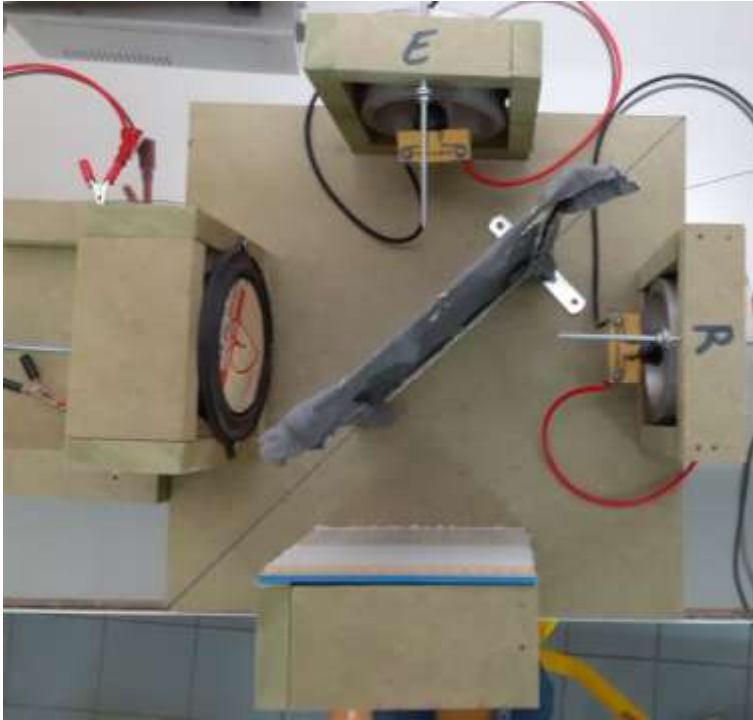
Nous retenons le tissu qui se rapproche le plus d'une transmission et d'une réflexion de 50 % chacune.

c) Les miroirs

Un miroir sera fixe et l'autre sera constitué du simulateur de battements.

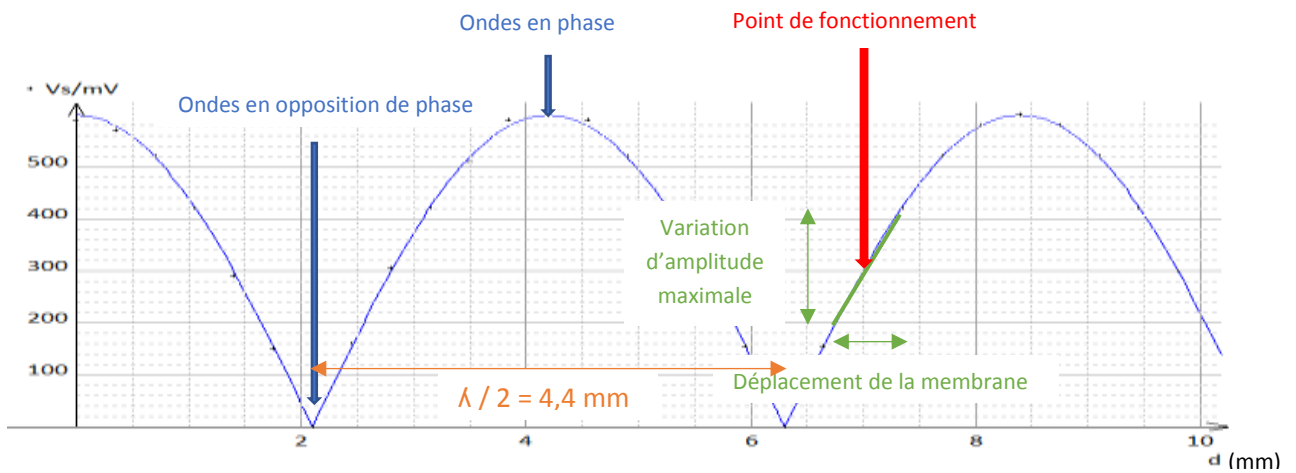


d) Notre interféromètre



e) La courbe de fonctionnement

On trace la valeur de la tension V_s en fonction du déplacement d de la membrane du haut-parleur. A chaque demi tour de vis, le haut-parleur avance de 0,35 mm et la distance parcourue par les ultrasons entre l'émission et la réception augmente de 0,7 mm à cause de l'aller-retour. La période de la courbe de fonctionnement est donc égale à une demi longueur d'onde ultrasonore.



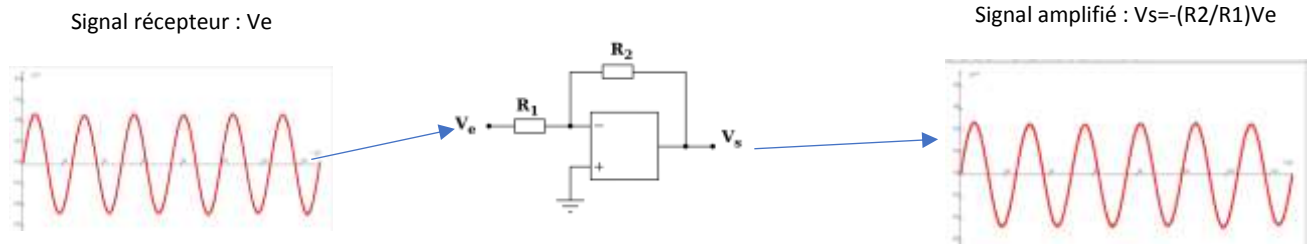
3) La détection des battements

a) Le détecteur

Lors des battements, l'amplitude du signal reçu par l'émetteur varie. Pour détecter ces variations, il nous faut donc réaliser un dispositif électronique capable de détecter l'amplitude du signal reçu.

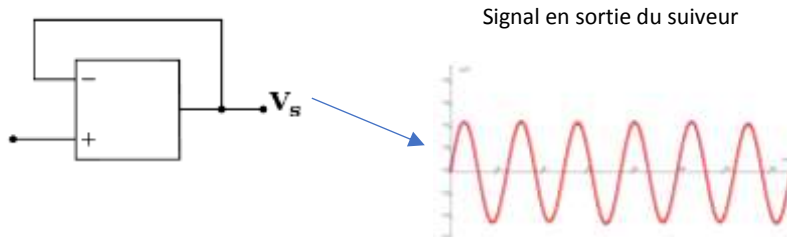
Notre dispositif se compose de trois parties :

Un circuit amplificateur : l'amplitude du signal reçu étant de l'ordre de quelques centaines de mV, il faut l'amplifier afin de pouvoir la détecter. On utilise un circuit amplificateur inverseur grâce à un AOP UA741 (voir annexe).

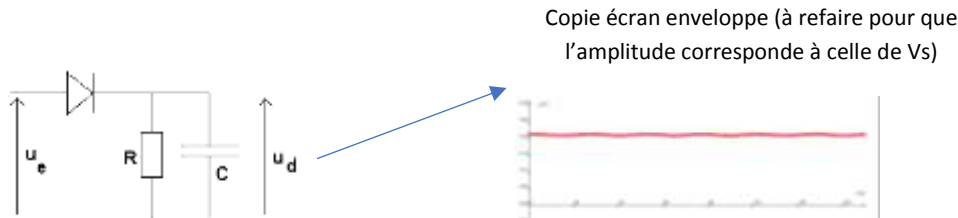


On a choisi $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ce qui correspond théoriquement à une amplification égale à 100.

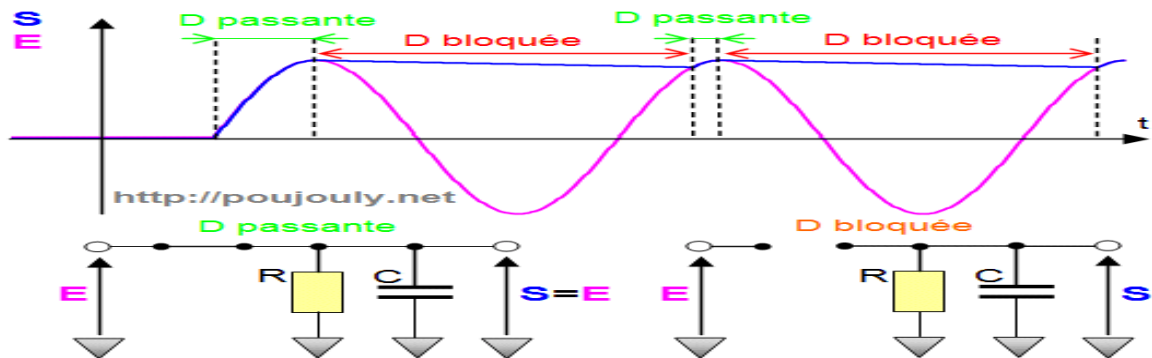
Un circuit suiveur : sa sortie va se comporter comme une source idéale de tension de par la faible impédance de sortie de l'AOP. On ne modifiera pas le comportement du détecteur de crête.



Un circuit détecteur de crête :



Pour simplifier l'étude du fonctionnement de ce montage on peut considérer une diode D idéale sans seuil comme le montre le chronogramme suivant :



On choisit une condition initiale où le condensateur C est totalement déchargé ce qui signifie que $S=0$. Dès que la tension d'entrée $E > 0$ la diode D devient alors passante ce qui signifie que $S=E$. Si la tension E chute rapidement, le condensateur C maintient une certaine tension $S > E$ aux bornes de la résistance R. Dans ces conditions la diode devient bloquée et le condensateur se décharge (lentement) dans la résistance R. Si la constante de temps RC est choisie suffisamment grande devant la période du signal d'entrée E on récupère bien la tension crête en sortie de ce montage ce qui justifie le nom de ce montage.

En présence d'un signal modulé en amplitude, le choix de la constante de temps RC doit répondre à l'encadrement suivant pour permettre une bonne récupération du signal modulant :

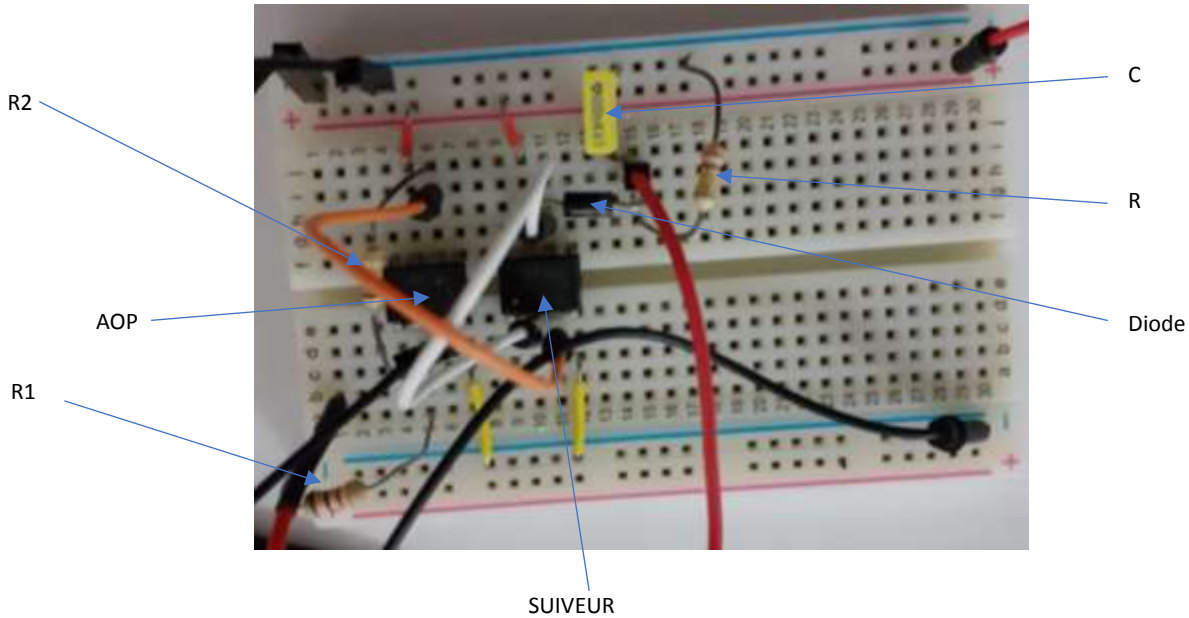
$$10T_{\text{porteuse}} < RC < T_{\text{modulation}}/10$$

Cet encadrement traduit le fait que le condensateur doit se charger suffisamment vite par rapport aux variations de la modulation, c'est-à-dire les variations de positions de notre simulateur et suffisamment lentement par rapport aux variations de la porteuse, c'est-à-dire le signal ultrasonore.

Ici, $T_{\text{modulation}}$ est de l'ordre de la seconde alors que T_{porteuse} est l'inverse de la fréquence ultrasonore soit environ $25 \mu\text{s}$.

Ce qui donne : $2,5 \times 10^{-4} \text{ s} < RC < 0,10 \text{ s}$

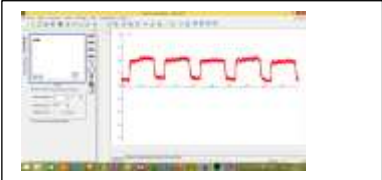

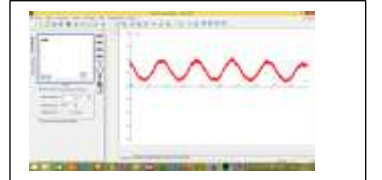
On choisit $C = 100 \text{ nF}$ et $R = 270 \text{ k}\Omega$ soit $RC = 2,7 \times 10^{-2} \text{ s}$



b) Détection des battements

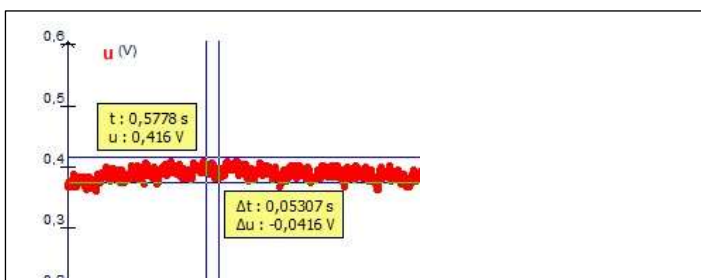
Non Seulement notre système est capable de détecter les battements du simulateur à distance mais il permet aussi de différencier les signaux ce qui nous laisse entrevoir la possibilité de reconnaissance par mesure de battements cardiaques à distance.

De plus, la détection est toujours possible si on intercale un tissu entre le dispositif et le simulateur ce qui permettrait de détecter les battements à travers les vêtements.

Signal en créneaux	Signal triangulaire	Signal sinusoïdal
		

c) La sensibilité de l'interféromètre

En l'absence de battements, on réalise une acquisition et on constate que le signal est bruité :



On mesure l'épaisseur du signal soit un bruit d'environ 40 mV.

Il faut que l'amplitude du signal soit supérieure au bruit pour pouvoir l'observer.

On sait qu'un tour de vis (0,7mm) correspond environ à une tension de 200 mV autour du point de fonctionnement.

On pourra donc détecter des battements d'amplitudes supérieurs à $1/5^{\text{ème}}$ de tour de vis soit 140 μm .

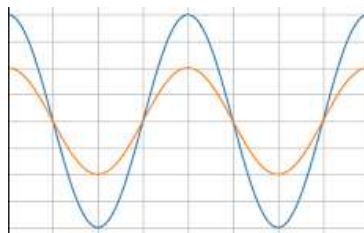
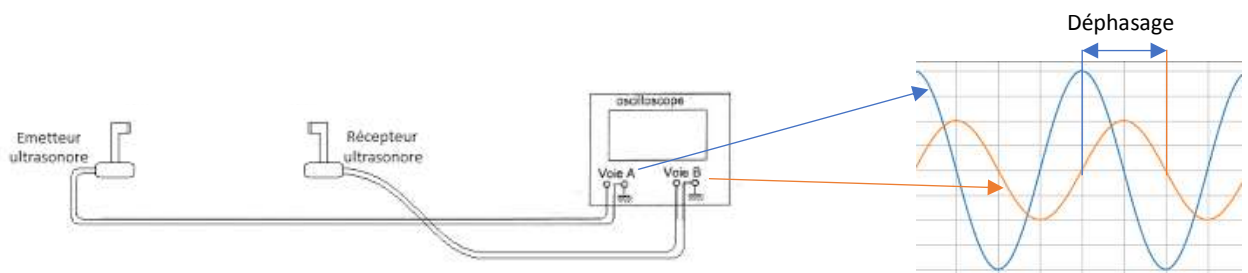
Notre interféromètre peut détecter, en théorie, des battements de l'ordre de 140 μm .

TROISIEME PARTIE : DETECTION PAR MESURE DE DEPHASAGE

1) Principe

Le dispositif que nous allons vous présenter a été inspiré par une séance de travaux pratiques lors de laquelle nous avons appris à mesurer la longueur d'onde d'une onde périodique progressive ultrasonore.

Lorsque l'on place un émetteur ultrasonore alimenté par une tension sinusoïdale de fréquence 40 kHz à une distance d quelconque d'un récepteur ultrasonore, les tensions électriques aux bornes de ces deux composants sont déphasées.

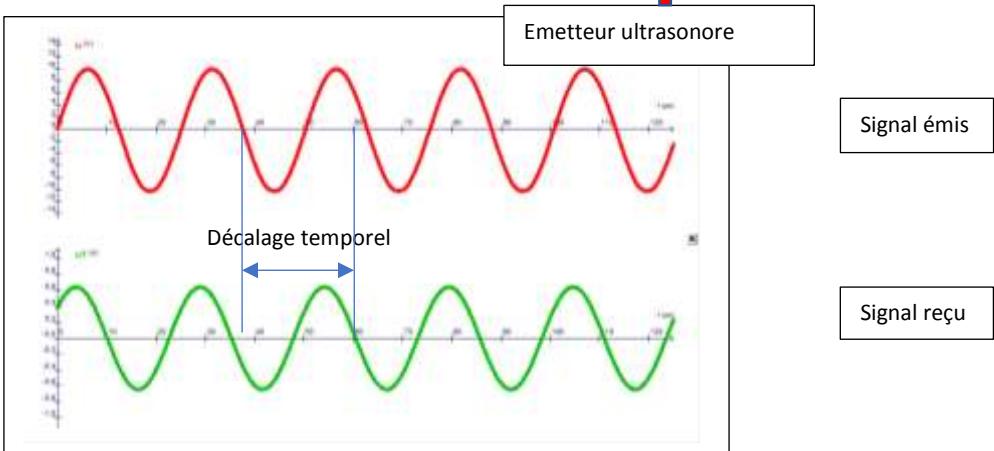
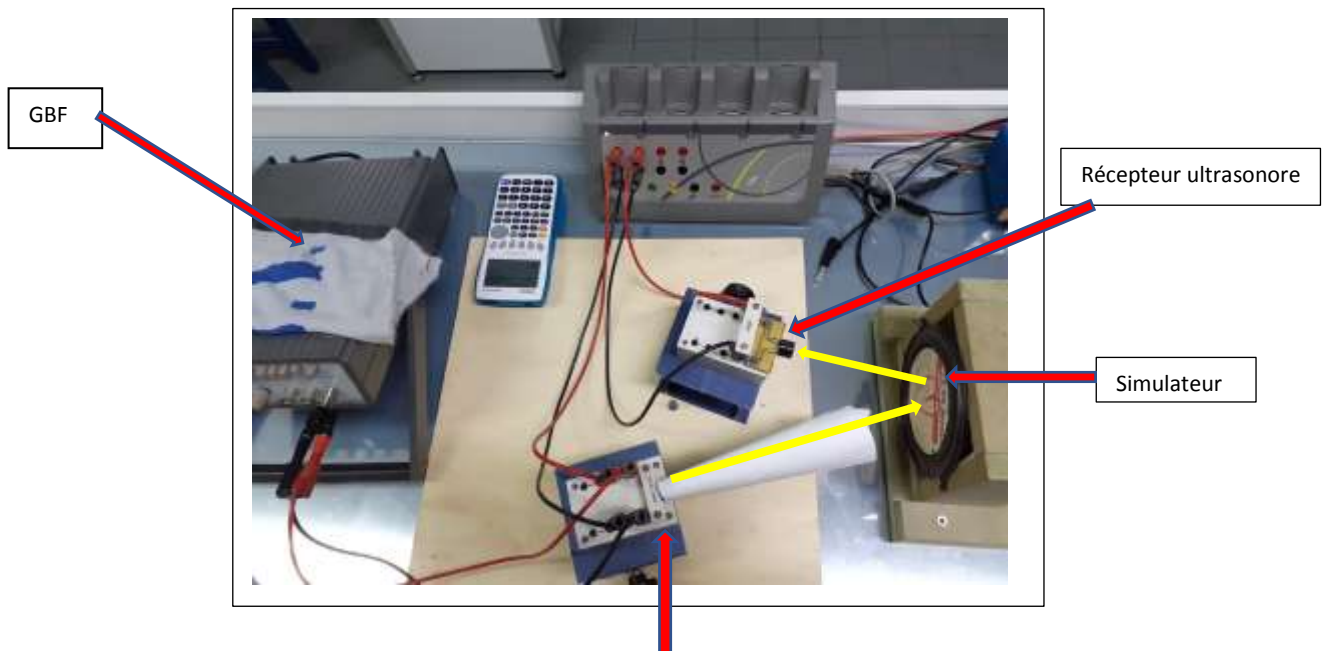


Si on recule lentement le récepteur, on observe que le déphasage varie. Pour une certaine position particulière du récepteur, ce déphasage est nul. On dit que les ondes sont en phase. En termes de mathématiques, on dit que les deux sinusoïdes sont déphasées d'un multiple entier de 2π .

Si on continue de reculer le récepteur, les ondes se déphasent pour revenir en phase à nouveau au bout d'une distance proche de 9 mm. Si on recule encore le récepteur de 9 mm, les ondes se retrouvent à nouveau en phase. On constate une périodicité spatiale de l'onde que l'on nomme longueur d'onde notée λ . On peut améliorer la précision de la mesure en mesurant le déplacement correspondant à un grand nombre de fois la longueur d'onde. On trouve $\lambda = (8,8 \pm 0,1)$ mm.

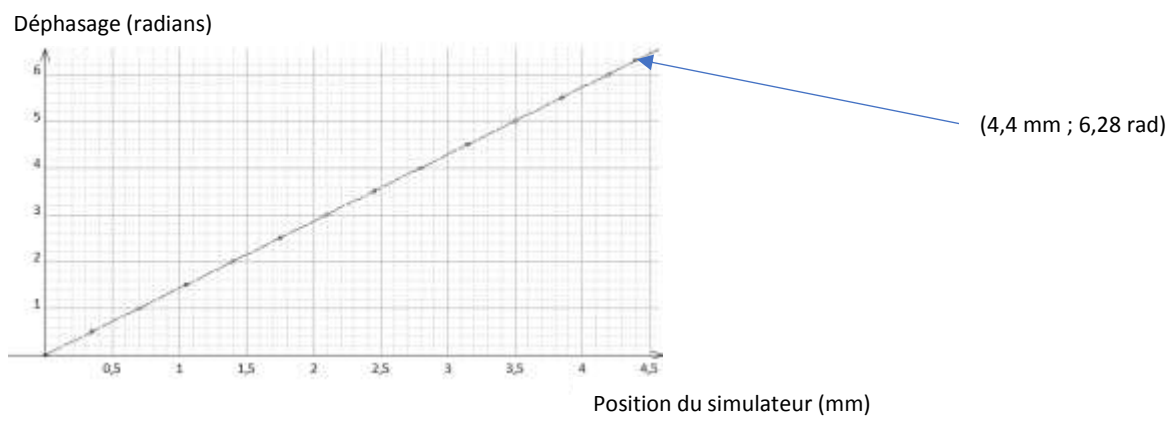
C'est la distance parcourue par l'onde pendant la période temporelle T du signal. La fréquence f de fonctionnement de l'émetteur est de 40,0 kHz. On peut en déduire la célérité v des ultrasons dans l'air grâce à la relation $v = \lambda f$ soit ici $v = 352$ m/s.

La longueur d'onde des ultrasons étant supérieure à l'amplitude des mouvements provoqués par les battements du cœur, l'idée est de placer l'émetteur et le récepteur côte à côte en face de notre simulateur de battements cardiaques. En effet, lorsque celui-ci va se mettre en mouvement, la distance d entre l'émetteur et le récepteur va varier au cours du temps et donc le déphasage aussi : sur la photo ci-dessous, les flèches jaunes représentent le trajet des ultrasons.



Ce déphasage étant proportionnel au déplacement, il contient donc l'information qui nous intéresse. Nous avons tracé la courbe du déphasage (décalage temporel $\times 2\pi \times f$) en fonction du déplacement du simulateur en partant d'une position prise pour origine lorsque les courbes sont en phases.

On remarque sans surprise que pour un déplacement d'une demie longueur d'onde (4,4 mm), les deux courbes se retrouvent en phase. Le déphasage a varié de $2\pi = 6,28$. En effet, le trajet a alors augmenté d'une longueur d'onde, ce qui correspond à la distance parcourue pendant une période temporelle.



Nous allons voir dans la suite comment récupérer ce déphasage.

2) La multiplication des signaux

a) La théorie

Pour accéder au déphasage entre l'onde émise et l'onde reçue, nous allons multiplier les deux signaux.

Le signal S_E émis peut-être modélisé par une sinusoïde : $S_E = A_E \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi_E\right)$
 φ_E étant la phase du signal émis en sortie d'émetteur et A_E son amplitude.

Le signal S_R reçu peut-être modélisé par une sinusoïde : $S_R = A_R \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi_R\right)$
 φ_R étant la phase du signal reçu en entrée de récepteur et A_R son amplitude.

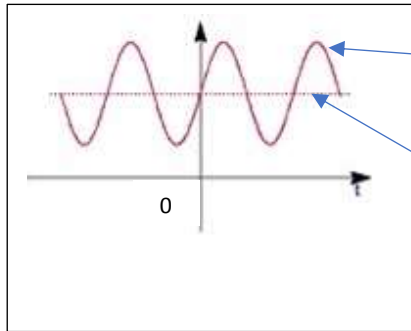
Le déphasage entre le signal reçu et le signal émis sera noté $\varphi = \varphi_R - \varphi_E$

Si on multiplie ces deux signaux, on obtient un signal $S = S_E \times S_R = A_E \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi_E\right) \times A_R \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi_R\right)$

On utilise ensuite la propriété suivante : $\cos(a) \times \cos(b) = \frac{\cos(a+b) + \cos(a-b)}{2}$

$$\text{Donc : } S = A_E A_R \frac{\cos\left(\frac{4\pi t}{T} + \varphi_R + \varphi_E\right)}{2} + A_E A_R \frac{\cos(\varphi)}{2}$$

Nous obtenons un signal de fréquence double soit 80 kHz auquel se rajoute une composante continue (OFFSET) contenant le déphasage φ .

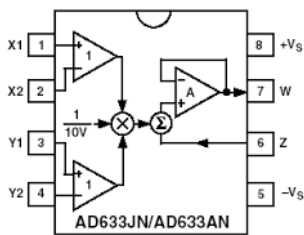


$$A_E A_R \frac{\cos\left(\frac{4\pi t}{T} + \varphi_R + \varphi_E\right)}{2}$$

$$A_E A_R \frac{\cos(\varphi)}{2}$$

b) La pratique

Nous allons utiliser un multiplieur AD-633 alimenté en $V_s = \pm 15V$



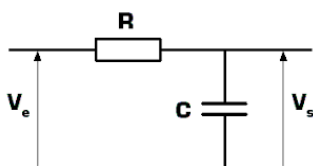
$$\text{Le multiplieur donne en sortie : } W = \frac{(X1-X2)(Y1-Y2)}{10} + Z$$

Il faut donc connecter l'émetteur à la borne X1 et le récepteur à la borne Y1.

Les bornes X2, Y2 et Z sont reliées à la masse.

a) Le filtre passe bas RC

Le signal W est composé d'une composante sinusoïdale de fréquence 80 kHz et d'une composante continue. En électronique, il existe un dispositif très simple composé d'une résistance R et d'un condensateur C permettant de supprimer les hautes fréquences d'un signal. On l'appelle le filtre passe bas :

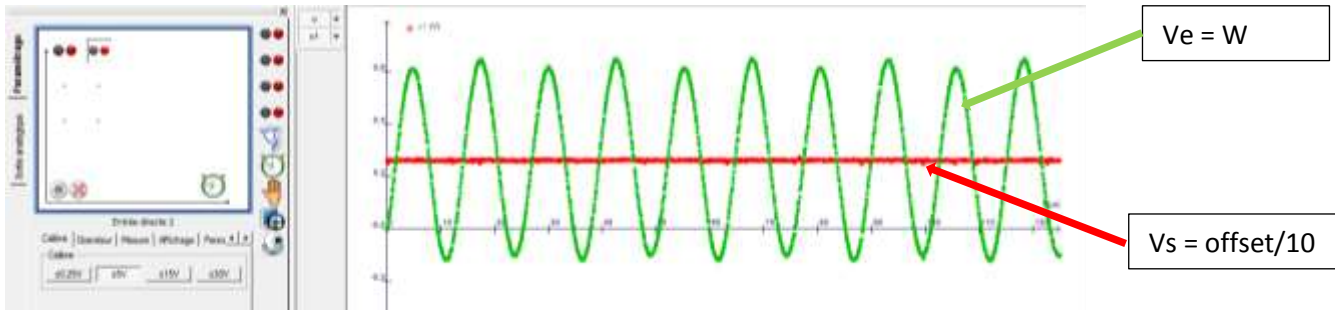


Si on applique la tension $W = V_e$ à l'entrée d'un filtre passe bas judicieusement choisi, la tension de sortie sera : $V_s = \frac{A_E A_R \cos(\varphi)}{10} \cdot \frac{1}{2}$

La fréquence f_c de coupure d'un circuit RC est égale à $\frac{1}{2\pi RC}$.

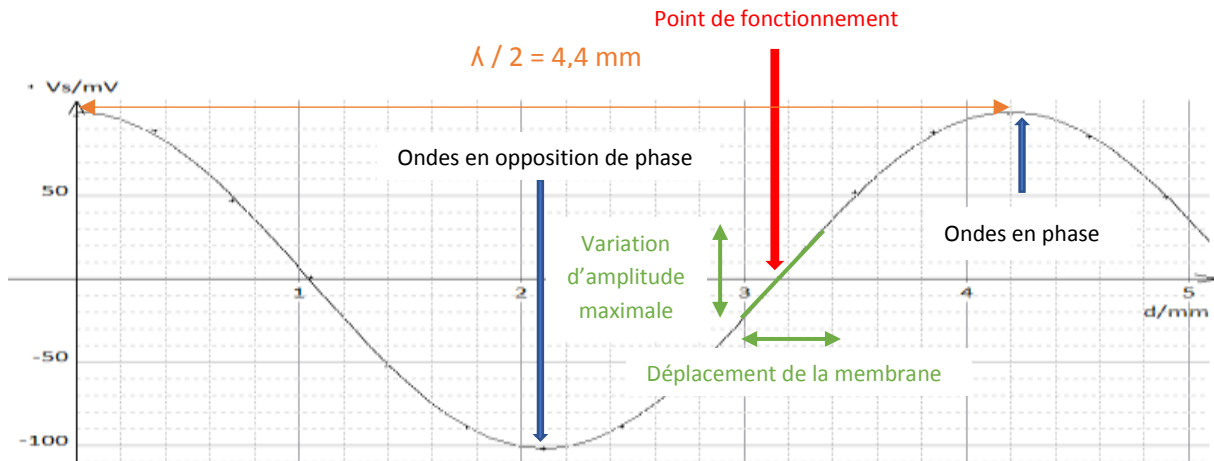
En choisissant $R = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$, on obtient $f_c = 16 \text{ Hz} \ll 80 \text{ kHz}$

b) Le résultat expérimental



4) Courbe de fonctionnement

On trace la valeur de la tension V_s en fonction du déplacement d de la membrane du haut-parleur. A chaque demi tour de vis, le haut-parleur avance de 0,35 mm et la distance parcourue par les ultrasons entre l'émission et la réception augmente de 0,7 mm à cause de l'aller-retour. La période de la courbe de fonctionnement est donc égale à une demi longueur d'onde ultrasonore.

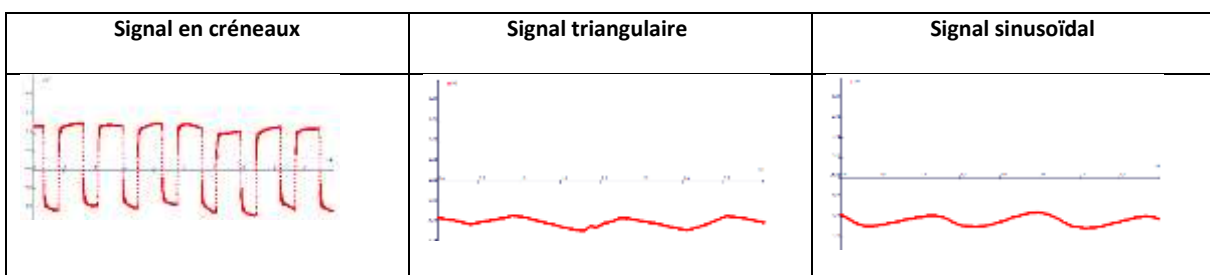


Le dispositif sera d'autant plus précis que nous détectons les battements autour de son point de fonctionnement correspondant à un signal émis en quadrature de phase avec le signal reçu ce qui correspond à un OFFSET nul ($V_s=0V$) et un déphasage de $\pi/2$.

5) Détection des battements

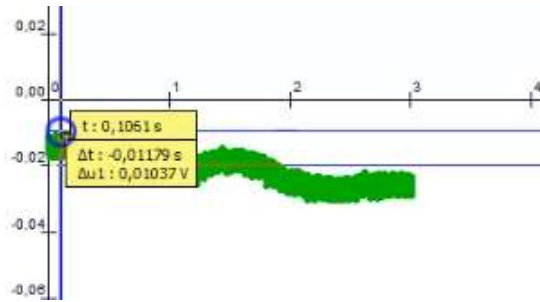
Non seulement notre système est capable de détecter les battements du simulateur à distance mais il permet aussi de différencier les signaux ce qui nous laisse entrevoir la possibilité de reconnaissance par mesure de battements cardiaques à distance.

De plus, la détection est toujours possible si on intercale un tissu entre le dispositif et le simulateur ce qui permettrait de détecter les battements à travers les vêtements.



6) La sensibilité

En l'absence de battements, on réalise une acquisition et on constate que le signal est bruité :



On mesure l'épaisseur du signal soit un bruit d'environ 10 mV. Il faut que l'amplitude du signal soit supérieure au bruit pour pouvoir l'observer. On sait qu'un tour de vis (0,7mm) correspond environ à une tension de 200 mV autour du point de fonctionnement. On pourra donc détecter des battements d'amplitudes supérieurs à 1/20^{ème} de tour de vis soit 35 μ m. Notre détecteur peut détecter, en théorie, des battements de l'ordre de 35 μ m.

CONCLUSION

Ce projet nous a appris à travailler en équipe et à nous confronter à une véritable démarche scientifique avec son lot de joies et de déceptions.

Nous sommes fiers du travail réalisé et les nombreuses heures passées au laboratoire n'ont pas été vaines puisque nous avons pu réaliser un simulateur ainsi que deux détecteurs qui fonctionnent.

Bien entendu, le projet est loin d'être terminé et les perspectives sont nombreuses comme l'adaptation de nos détecteurs à une mesure sur un individu avec prise en compte de perturbations comme sa respiration et ses mouvements éventuels.

Nous envisageons ensuite la miniaturisation de nos détecteurs pour les rendre plus simple d'utilisation.

Nous espérons pouvoir vous présenter toutes ces évolutions très prochainement.

Enfin, nous souhaitons remercier toutes les personnes qui nous ont aidées dans la réalisation de ce projet : Mr PICHOUD notre professeur préféré de physique pour sa grande disponibilité à toute heure du jour et de la nuit, Mr Blot notre super agent de laboratoire à l'enthousiasme et la bonne humeur communicative ainsi que madame Lepierre, la proviseure de notre beau lycée, qui a mis une salle à notre disposition pour que nous puissions effectuer nos expériences en toute sérénité.