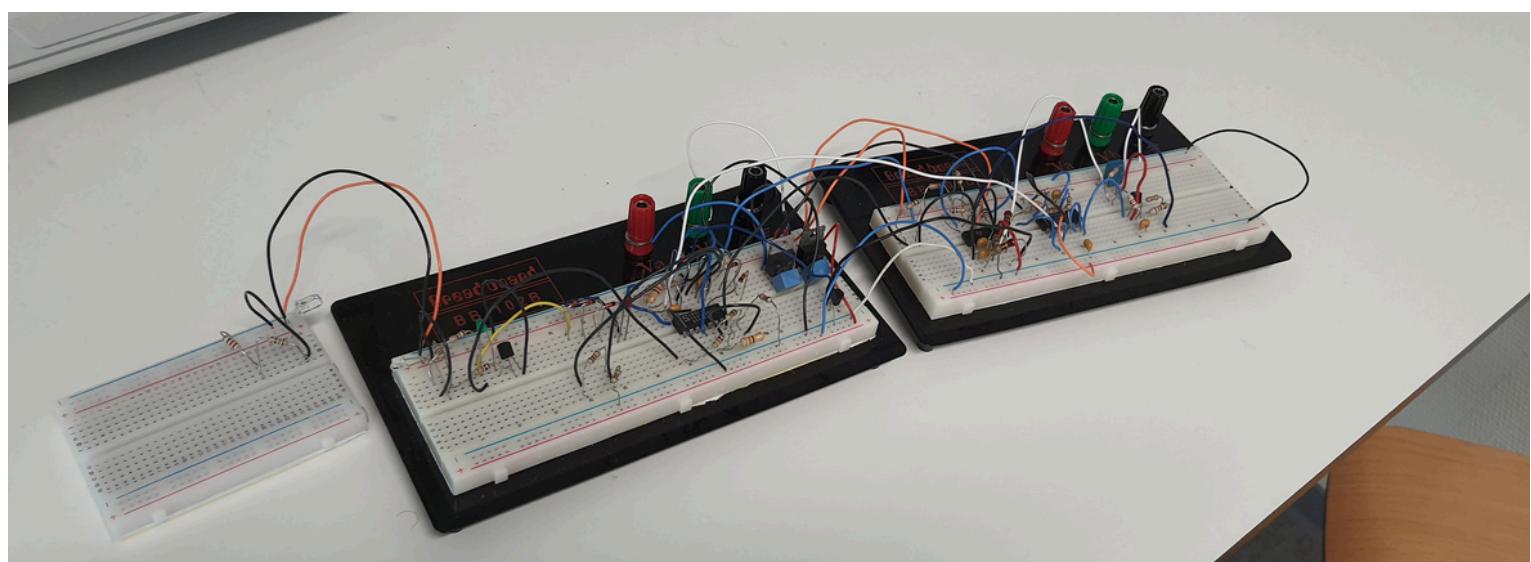


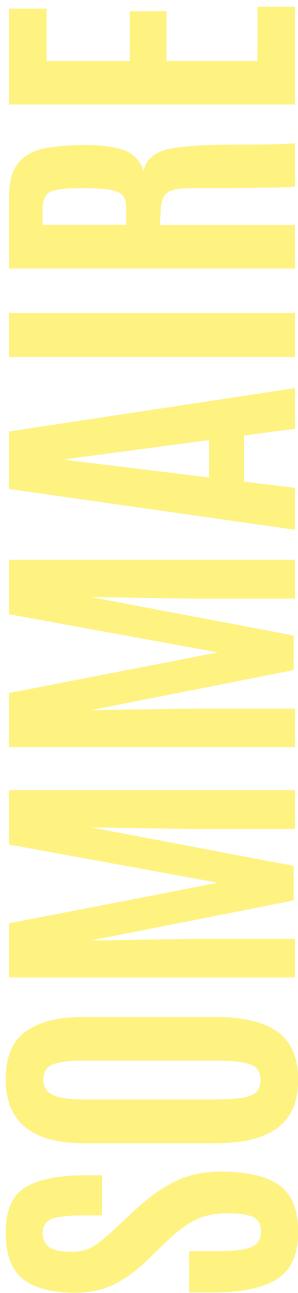


CHAUVELIERE MARTIN
NEHARI TAHA

DÉTECTEUR DE FUMÉE

RAPPORT TPE

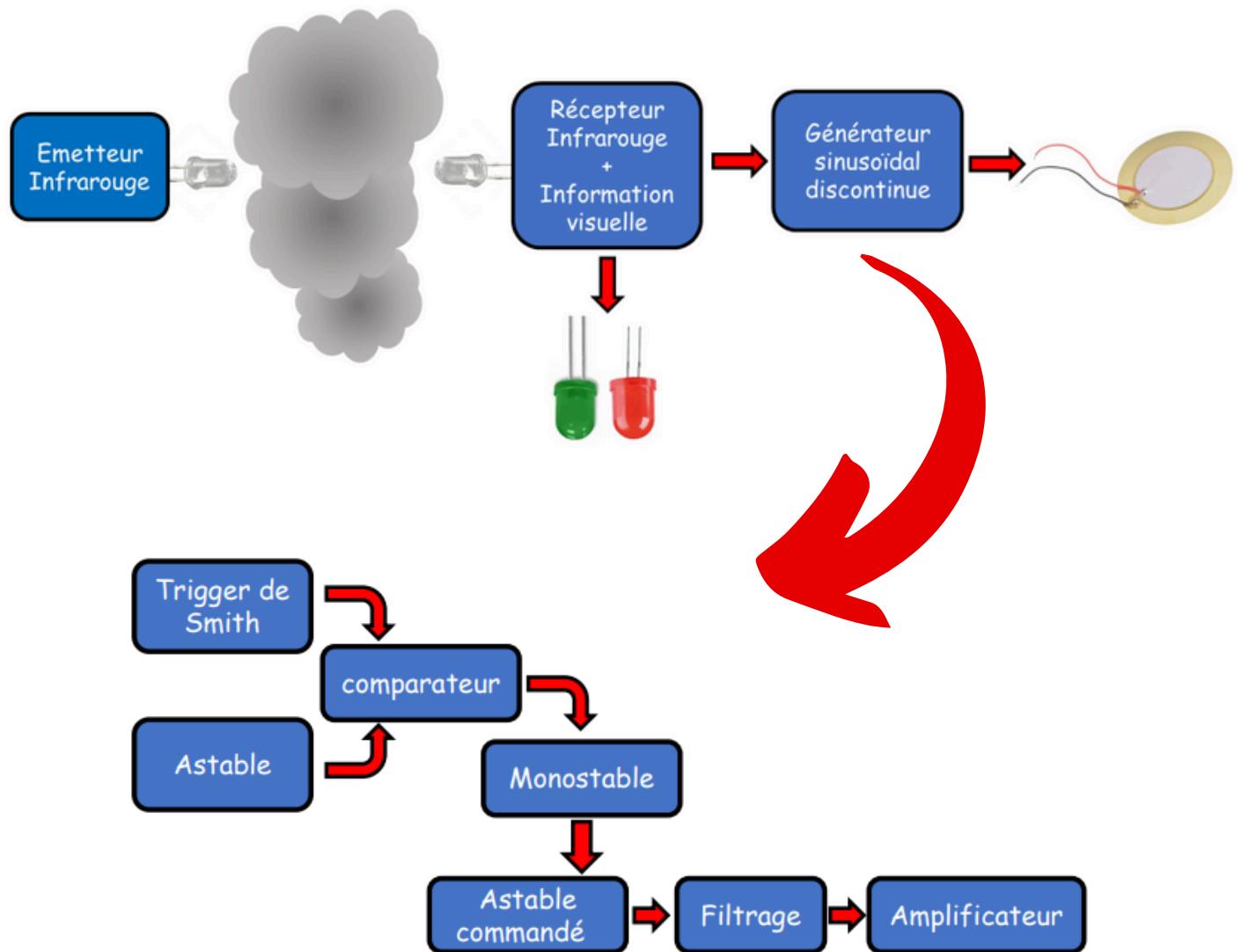




01. Objectif	p.3
02. Etapes	p.4
03. Emetteur infrarouge	p.6
04. Récepteur infrarouge	p.7
05. Trigger de Schmitt	p.10
06. Astable	p.13
07. Comparateur	p.17
08. Monostable	p.20
09. Astable commandé	p.23
10. Filtrage	p.25
11. Amplificateur	p.27
12. Buzzer	p.30
13. Conclusion	p.31

OBJECTIF

Concevoir un système émetteur/récepteur infrarouge capable de détecter l'apparition de fumée.



ETAPES

- 1 **Emetteur Infrarouge**
Emet de manière continue un signal infrarouge au moyen d'une LED-IR vers le phototransistor situé à plusieurs centimètres.
- 2 **Récepteur Infrarouge + Information visuelle**
Réceptionne le signal émis et allume soit une LED verte lorsque le signal est détecté (pas de fumée) soit une LED rouge lorsque le signal est absent (présence de fumée).
- 3 **Trigger de Schmitt**
Récupère le signal, celui-ci pouvant fluctuer en fonction de la densité de la fumée, le trigger de Schmitt permettra de remettre le signal en forme.
- 4 **Astable**
Génère une impulsion périodique toutes les 3 secondes dont la durée n'excède pas 150ms.
- 5 **comparateur**
Compare le signal du Trigger et de l'astable pour générer une impulsion négative lorsqu'une impulsion de l'astable et l'absence de fumée sont détectées simultanément.

ETAPES

6 **Monostable** Génère une impulsion d'une seconde lors d'une impulsion du comparateur.

7 **Astable Commandé** Génère un signal créneau de fréquence 800Hz lors d'une impulsion du monostable.

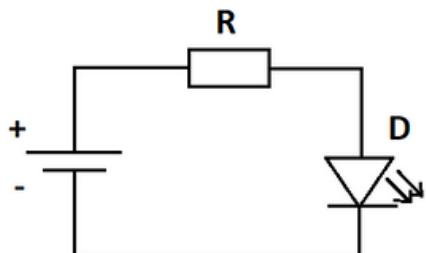
8 **Filtrage** Filtre le signal d'entrée afin de récupérer un signal sinusoïdal de fréquence 800Hz.

9 **Amplificateur** Amplifie le signal d'entrée afin de maximiser l'amplitude de signal qui attaquera le buzzer.

10 **Buzzer** Génère un bruit strident si il y a présence de fumée.

EMETTEUR INFRAROUGE

Théorie



La LED-IR est un modèle SFH 4550.
Courant maximal = 100mA
Tension de seuil = 1,5V

$$\text{Nous avons : } R = \frac{V - V_f}{I_f}$$

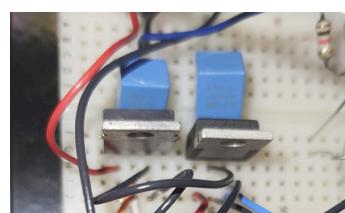
où V est la tension d'alimentation (5V),
Vf est la tension de seuil de la LED-IR (1,5V),
If est le courant souhaité (100 mA).

$$R = 35 \Omega$$

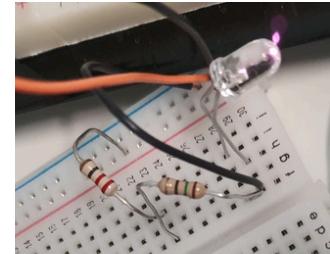
On prendra R = 36 Ω car 35 Ω n'est pas normalisé.
Le courant sera donc d'environ 97 mA.

Expérience

Pour obtenir un générateur +/- 5V, nous avons utiliser des régulateur 7805 et 7905 à partir de Tension +15V et -15V lié à des Capacités C = 470 nF.

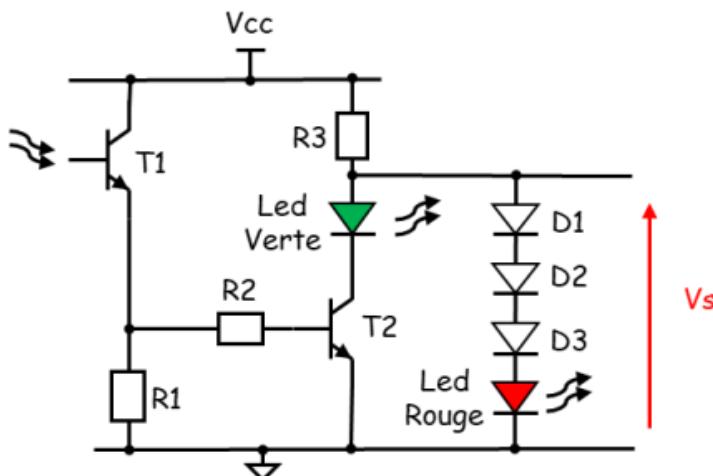


L'utilisation de résistances 1/4 de Watts, implique une division en deux de la tension aux bornes et afin de ne pas dépasser cette restriction, nous divisons la résistance en 2 résistances en série.
 $R = R_1 + R_2 \approx 36 \Omega$ Soit $R_1 = 22 \Omega$ et $R_2 = 15 \Omega$



RECEPTEUR INFRAROUGE

Théorie



On a ici :

$$V_{cc} = +5V$$

T1 : Phototransistor NPN, L-93DP3C

T2 : Transistor bipolaire NPN, BC546B

Fonctionne en commutation

D1 à D3 : Diode signal, 1N4448, $V_d = 0.7V$

Led Rouge : LED L-53HD, $V_f\text{Rouge} = 2.25V$

Led Verte : LED L-934GD, $V_f\text{Verte} = 2.2V$

Lorsque la led verte est allumée (pas de fumée) T2 se comporte comme un fil.

$$\text{On trouve donc : } V_{\text{Rouge}} = V_{\text{Verte}} - 3V_d = 2.2V - 3 * 0.7V = 0.1V$$

Cela est grandement inférieur à la tension de seuil de la Led Rouge qui vaut 2.25V.

La Led Rouge reste donc éteinte.

Maintenant lorsque la Led Rouge est allumée, on a $I_{b1} = 0 \Rightarrow I_{c1} = 0$.

Cela implique que $I_{b2} = 0$ donc T2 se comporte comme un circuit ouvert, ce qui implique que la led verte soit éteinte.

Dans le cas où la LED rouge est allumée et la LED verte éteinte, cela signifie que le transistor T2 est bloqué. $V_s = 3V_d + V_f\text{Rouge} = 3 * 0.7V + 2.25V = 4,35V$

Dans le cas où la LED verte est allumée et la LED rouge éteinte, cela signifie que le transistor T2 est saturé. $V_s = V_f\text{Verte} = 2.2V$

Passons maintenant au dimensionnement des résistances :

R3:

On veut que les courants dans les diodes ne dépassent jamais 20mA :

$$R3 = \frac{Vcc - VfVert}{20mA} = \frac{4.25V}{20mA} = 140\Omega \quad \text{Cette valeur de R3 est minimale.}$$

R1:

En admettant que le courant de base du transistor T2 soit négligeable vis-à-vis du courant collecteur de T1, l'expression de la droite de charge de T1 est :

$$Vcc = Vce + R1 * Ic \Leftrightarrow Ic = \frac{Vcc - Vce}{R1}.$$

La puissance dissipée par le phototransistor correspond au produit $Ic * Vce$:

$$Ic * Vce = \frac{-Vce^2}{R1} + Vcc * \frac{Vce}{R1}$$

On dérive par Vce pour déterminer la valeur maximale :

$$\frac{-2Vce}{R1} + \frac{Vcc}{R1} = 0 \Leftrightarrow Vce = \frac{Vcc}{2}$$

On multiplie par Ic : $Ic * Vce = Ic * \frac{Vcc}{2} \Leftrightarrow Ic = \frac{2Pmax}{Vcc}$

D'après la datasheet du phototransistor L-93DP3C, la puissance maximale que peut dissiper ce composant est de 100 mW à température ambiante.

Donc $Ic = 40$ mA

Finalement, on obtient : $R1 = \frac{Vcc - Vce}{Ic} = 62.5\Omega \quad \text{Cette valeur de R1 est minimale.}$

R2:

D'après la datasheet $Vbe = 0.7$ V et $\beta = 290$

Pour que T2 soit toujours saturé, il faut : $Ib2 \gg Ic2 / \beta = 300$ uA

On prend un rapport 10, $Ib2 = 3$ mA

Loi des mailles : $-R1 * Ir1 + R2 * Ib2 + Vbe = 0 \Leftrightarrow R2 = \frac{R1 * Ir1 - Vbe}{Ib2}$

Or $Ir1 = Ic1 - Ib2$

En admettant que $R1 = 100\Omega$, on prend $Ic1 = 25$ mA

On trouve alors $R2 = 500 \Omega$

Simulation

Nous avons arbitrairement choisi de ne pas faire de simulation pour la partie Emetteur IR et Récepteur IR.

Nous les avons remplacés par un générateur pulse (2.2V, 4.35V) qui simule les valeurs de Vs en sortie du Récepteur IR.

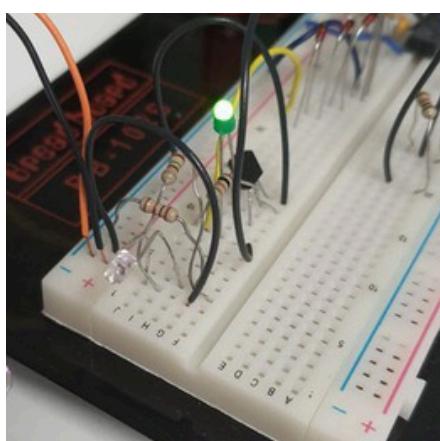
Simulation sur LTSpice :



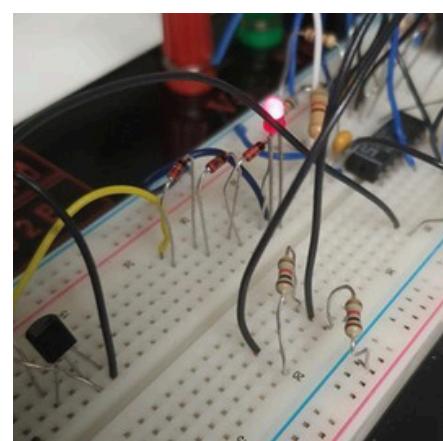
Expérience

Pour la partie Expérience, nous avons décidé de prendre $R_2 = 1000 \Omega$, ce qui nous amène à un rapport 6 entre I_{b2} et I_{c2} / β , ce qui est suffisant pour que T2 soit toujours saturé.

Led Verte :



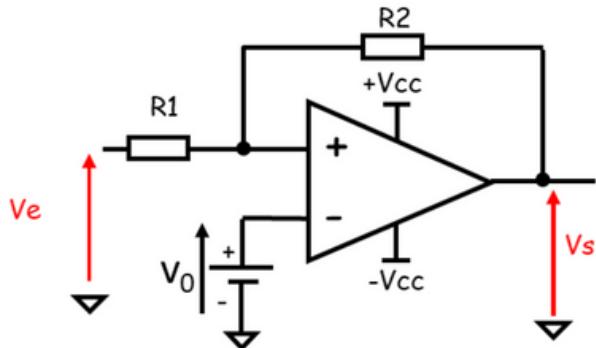
Led Rouge:



TRIGGER DE SCHMITT

Théorie

$$+V_{CC} = +5V \quad -V_{CC} = -5V$$



La tension d'entrée du Trigger fluctuant à l'état bas entre 2V et 3V et à l'état haut entre 3,2V et 4V, nous souhaitons dimensionner le trigger de Schmitt pour que la tension de basculement soit de 3,5V à l'état haut et de 2,5V à l'état bas.

$$\text{On a: } V- = V_0 \quad \text{et} \quad V+ = \frac{V_e * R_2 + V_s * R_1}{R_1 + R_2}$$

Si $V_s = +V_{sat}$ pour un basculement à $-V_{sat}$ lorsque $V+ < V-$

$$\square \text{On trouve: } V_e < \frac{V_o(R_1 + R_2) - V_{sat} * R_1}{R_2} = V_{bas} = 2.5V$$

Si $V_s = -V_{sat}$ pour un basculement à $-V_{sat}$ lorsque $V+ > V-$

$$\square \text{On trouve: } V_e > \frac{V_o(R_1 + R_2) + V_{sat} * R_1}{R_2} = V_{haut} = 3.5V$$

$$\frac{V_{haut} - V_{bas}}{2} = \frac{V_{sat} * R_1}{R_2} = \frac{3.5 - 2.5}{2} = 0.5V \quad V_{sat} = 5V \Rightarrow R_1 = 0.1 * R_2$$

$$\frac{V_{haut} + V_{bas}}{2} = \frac{V_o(R_1 + R_2)}{R_2} = \frac{3.5 + 2.5}{2} = 3V \quad V_0 * 1.1 = 3V \Rightarrow V_0 \approx 2.75V$$

On prend alors les résistances normalisées suivantes $R1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R2 = 10 \text{ k}\Omega$ et $V_o = 2.75\text{V}$.

On se retrouve avec $V_{haut} = 3.53 \text{ V}$ et $V_{bas} = 2.53\text{V}$.

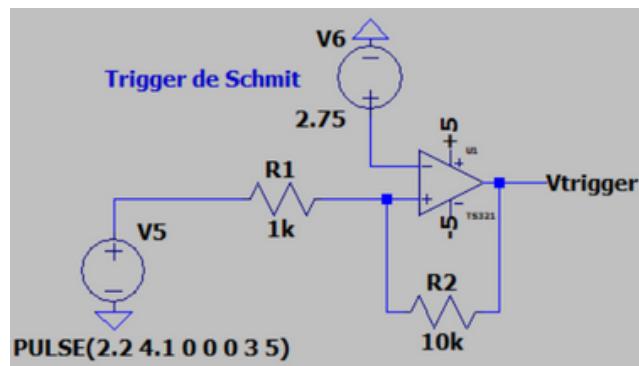
Afin de créer la tension $V_0 = 2.75\text{V}$, nous créons un diviseur de tension classique avec la tension $V = +5\text{V}$.

On a : $V_s = \frac{R1}{R1 + R2} V_e$ On prend donc $R1' = 1\text{k}\Omega$ et $R2' = 820\Omega$.

TRIGGER
DE SCHMITT

Simulation

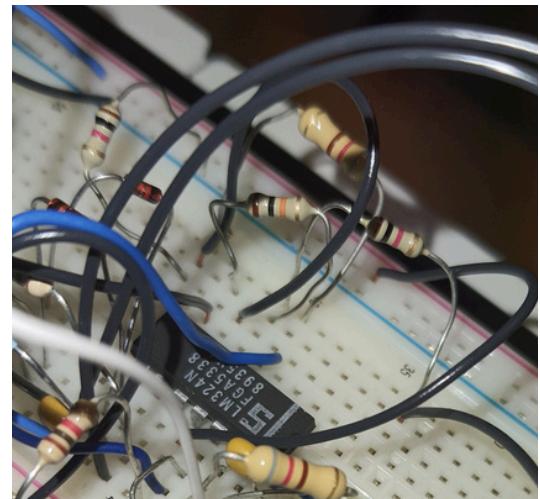
Simulation sur LTSpice :



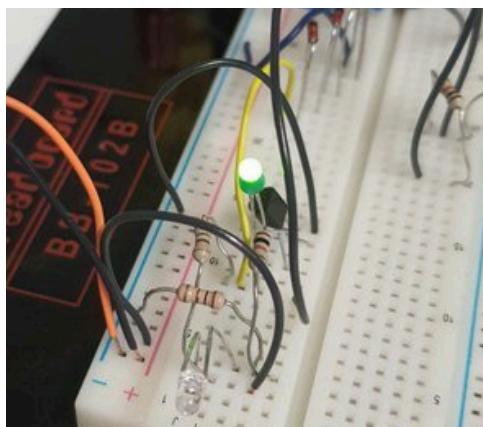
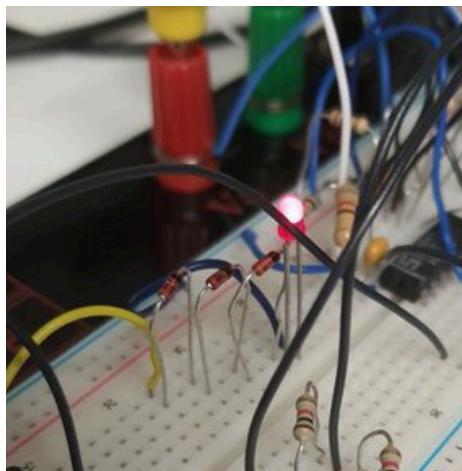
Nous pouvons observer que lorsque la Led est rouge, le Trigger donne une tension de sortie de 3.7V constant, et lorsqu'elle est verte la tension de sortie est d'environ -5V .

Expérience

MONTAGE



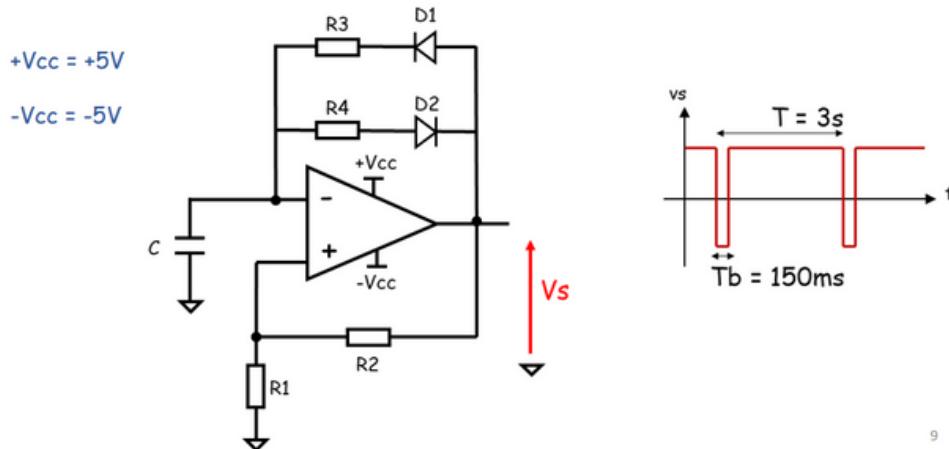
Expérimentalement, nous retrouvons ce qui a été théorisé et simulé.



ASTABLE

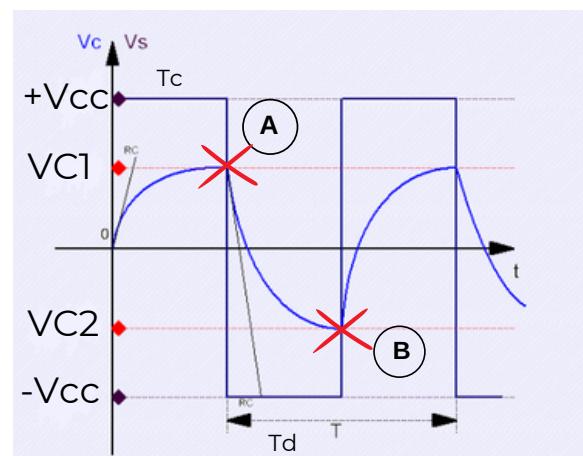
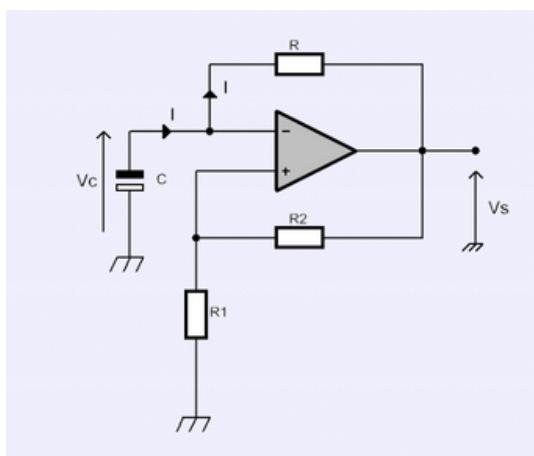
Théorie

L'objectif de l'astable est de générer une impulsion de 150ms toutes les 3s.



9

Commençons par l'étude d'un astable standard.



Le condensateur C se charge à travers la résistance R vers -Vcc.

La tension sur la borne + devient alors :

$$V+ = \frac{R1}{R1 + R2} V_s \quad V^- = V_c$$

$$I = -C \frac{dV_c}{dt} = -C \frac{dV^-}{dt} \quad RI = V^- - V_s$$

$$V_s = RC \frac{dV^-}{dt}$$

A t=0

$$V^- = 0 \text{ (Capacité déchargée)} \quad V^-(t) = V_{cc} [1 - \exp\left(\frac{-t}{RC}\right)]$$

C = -Vs, Vs = Vcc, on obtient alors :

Calcul de Tc: $V_{cc} = (1 - \exp\left(\frac{-Tc}{RC}\right)) = \frac{R1}{R1 + R2} V_{cc}$

$$\exp\left(\frac{-Tc}{RC}\right) = 1 - \frac{R1}{R1 + R2} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$Tc = RC \ln\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

Calcul de Td:

On a Td = Tc car la constante de temps τ est la même pour la charge et la décharge.

Maintenant, A t = Tc $V_{c1} = -\frac{R1}{R1 + R2} V_{cc}$

$V^- = V_{c1}$ $V_s = -V_{cc}$

Ce qui donne :

$$V^- = C1 \exp\left(\frac{-Tc}{RC}\right) - V_{cc} = V_{c1}$$

$$C1 = (V_{c1} + V_{cc}) \exp\left(\frac{Tc}{RC}\right) \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) - V_{cc}$$

$$V^- = -\frac{R1}{R1 + R2} V_{cc} = (V_{cc} + \frac{R1}{R1 + R2} V_{cc}) \exp\left(\frac{Tc - Td}{RC}\right) - V_{cc}$$

$$Tc + Td = T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R1}{R2}\right)$$

T_c , T_d et plus généralement T dépendent donc de R, C, R_1 et R_2 .

Or ce cas présente un rapport cyclique de $1/2$. Dans notre cas on veut que le temps à l'état haut soit de $3s$ et à l'état bas de $150ms$.

On remplace donc la résistance R par les éléments R_3, R_4, D_1 et D_2 .

Le principe est le suivant:

Lorsque V_s sera à $+V_{cc}$, D_1 conduira et D_2 sera bloquée. $\tau_1 = R_3 \cdot C$

Lorsque V_s sera à $-V_{cc}$, D_2 conduira et D_1 sera bloquée. $\tau_2 = R_4 \cdot C$

On a alors:

$$T_{haut} = CR_3 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T_{bas} = CR_4 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

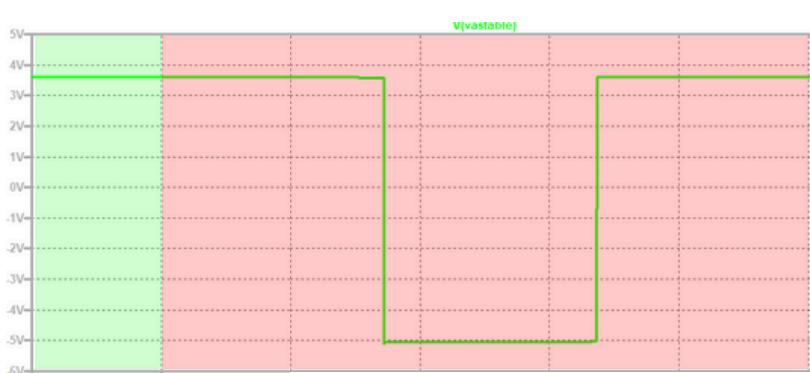
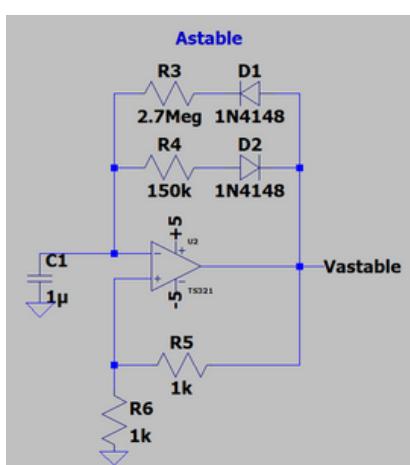
On choisit alors : $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 2.7M\Omega$ et $R_4 = 150k\Omega$ ainsi que $C = 1\mu F$

On a ainsi : $\approx 3s$ et $T_b \approx 150ms$

ASTABLE

Simulation

Simulation sur LTSpice :



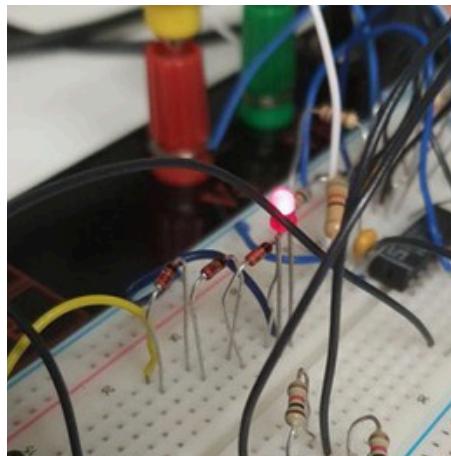
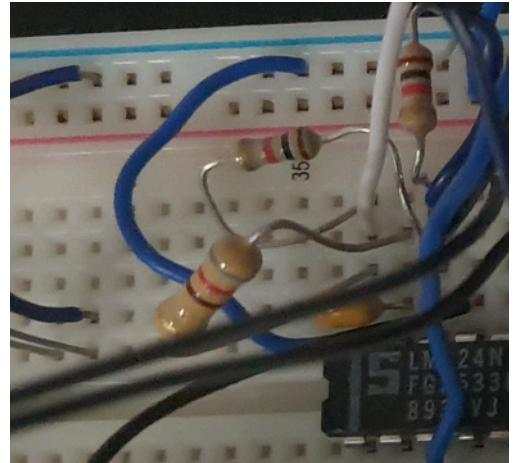
Led Verte : $V_{stable} = 3.5V$ constant.

Led Rouge : $V_{stable} = 3.5V$ pendant $3s$, puis
 $V_{stable} = -5V$ pendant $150 ms$.

ASTABLE

Expérience

MONTAGE



Expérimentalement, nous retrouvons plus ou moins ce qui a été théorisé et simulé.

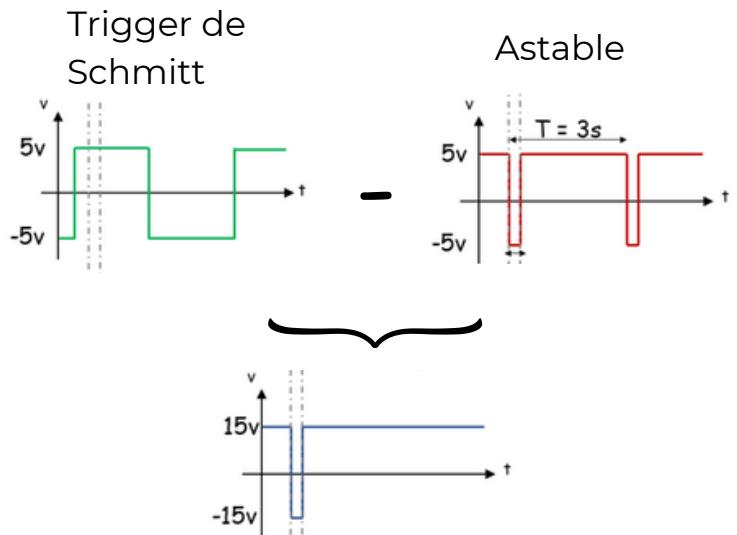
Nous retrouvons bien le temps haut de 3 secondes mais cette fois-ci à 2V.

Puis le temps bas de 150ms mais cette fois-ci de -6V à -4V.

Les pics de valeurs sur l'oscilloscope sont dus aux chargements et déchargements de la capacité qui contrairement à la simulation ne sont pas instantanés et linéaires mais aussi à la présence de 2 diodes qui se relaient.

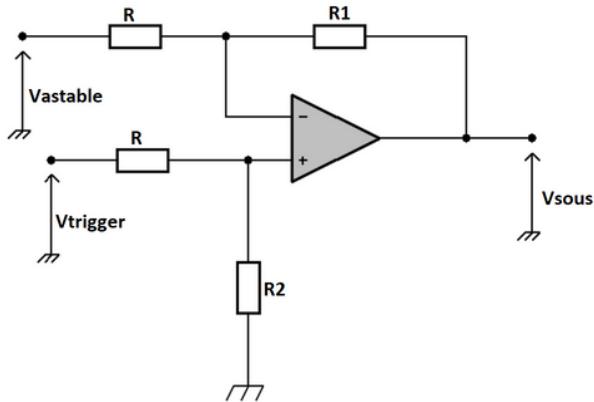
COMPARATEUR

Théorie



On souhaite, en combinant les signaux du Trigger de Schmitt et de l'astable, obtenir cela :

On utilise alors un soustracteur en série avec un comparateur



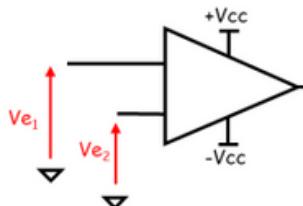
Comme on veut : $V_{sous} = V_{trigger} - V_{stable}$
 On a soit :
 $V_{sous} = 0V \rightarrow V_s$ à l'état haut
 $V_{sous} = -10V \rightarrow V_s$ à l'état haut
 $V_{sous} = 10V \rightarrow V_s$ à l'état bas

$$V_{sous} = \frac{R2}{R}(V_{trigger} - V_{stable})$$

On choisit donc $R = R1 = 10k\Omega$ et $R3 = 1k\Omega$

On met en série ce soustracteur avec un comparateur, on a alors :

$$\begin{aligned} +V_{cc} &= +15V \\ -V_{cc} &= -15V \end{aligned}$$



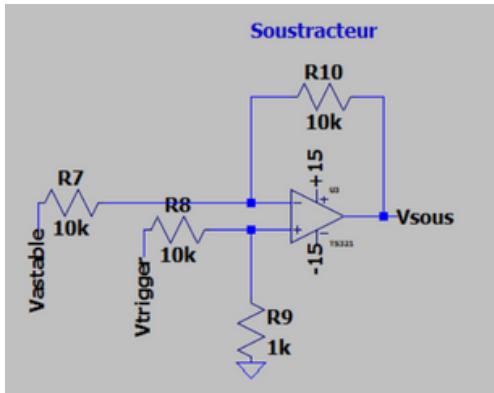
$$\begin{aligned} V_s &= +V_{sat} \text{ lorsque } V+ > V- \\ V_s &= -V_{sat} \text{ lorsque } V- > V+ \end{aligned}$$

Donc pour avoir V_s à l'état bas, il faut $V- > V+$ i.e $V_{sous} > V+$

En prenant $V+ = 5V$, on s'assure alors que $V- > V+$ seulement lorsque $V_{sous} = 10V$ et pas dans les deux autres cas.

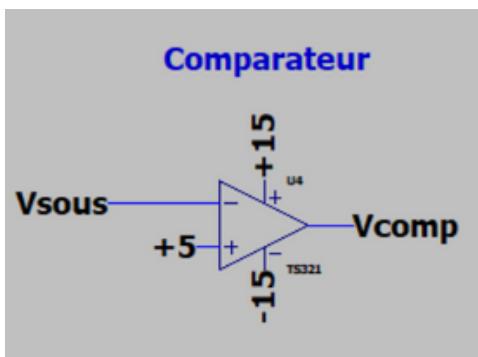
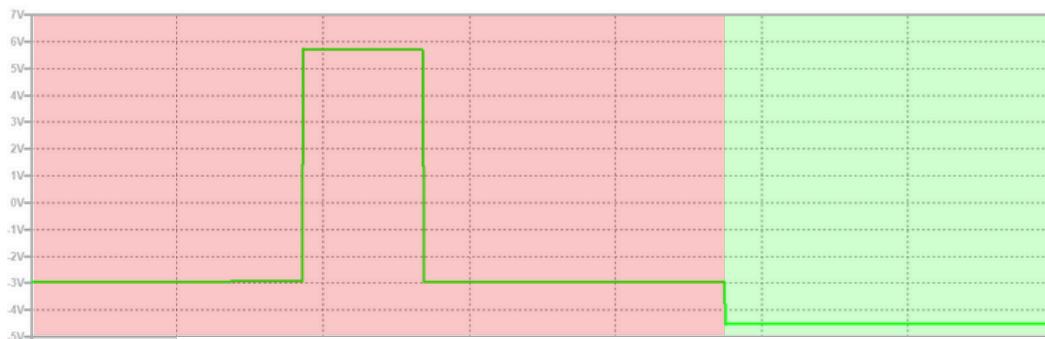
Simulation

Simulation sur LTSpice :



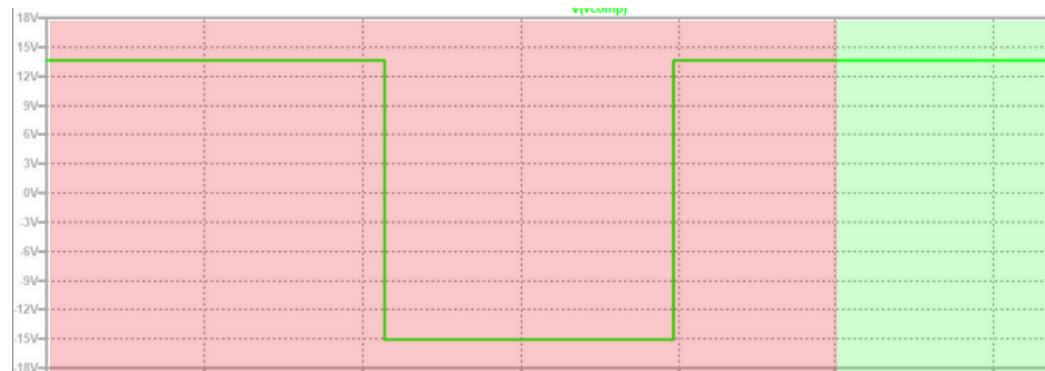
Led Verte : $V_{sous} = -4.5V$ constant

Led Rouge : $V_{sous} = -3V$ pendant 3s, puis
 $V_{sous} = 6V$ pendant 150 ms



Led Verte : $V_{sous} = 13.5V$ constant

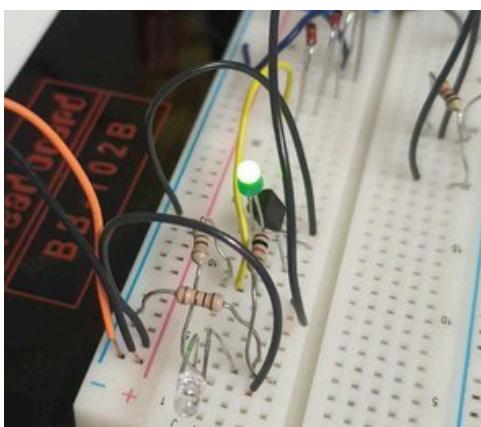
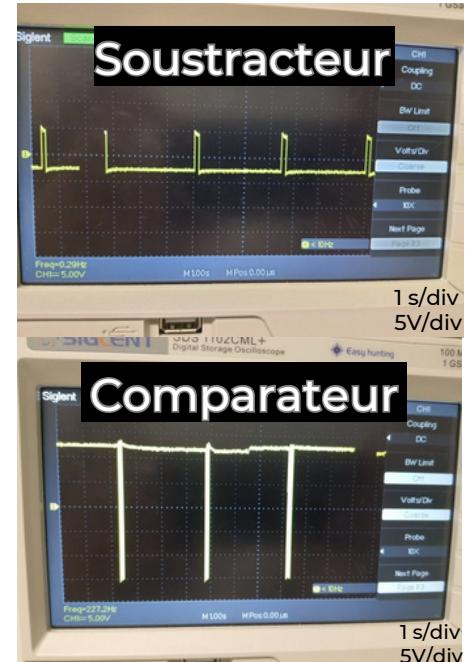
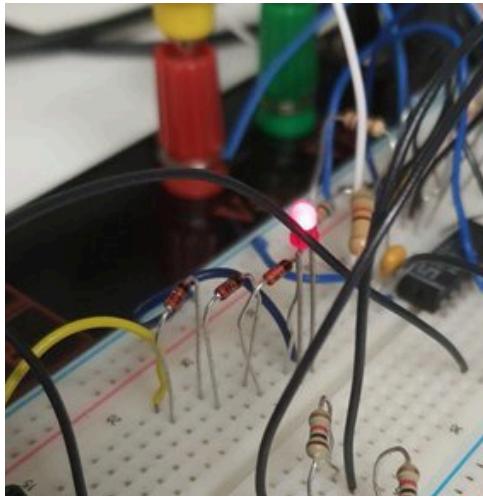
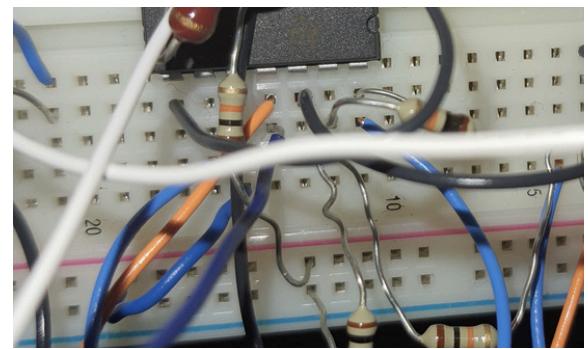
Led Rouge : $V_{sous} = 13.5V$ pendant 3s, puis
 $V_{sous} = 15V$ pendant 150 ms



COMPARATEUR

Expérience

MONTAGE



A partir de maintenant , nous ne montrerons que les résultats en cas de led rouge.

MONOSTABLE

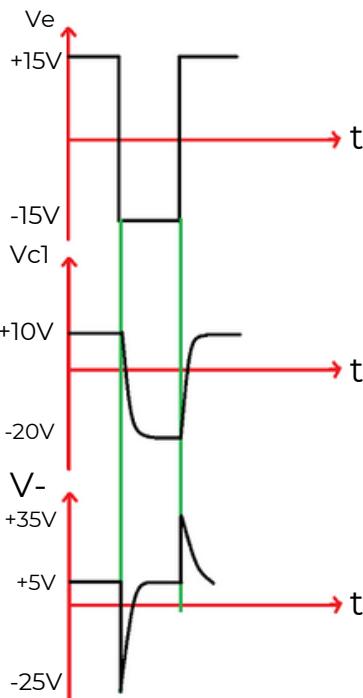
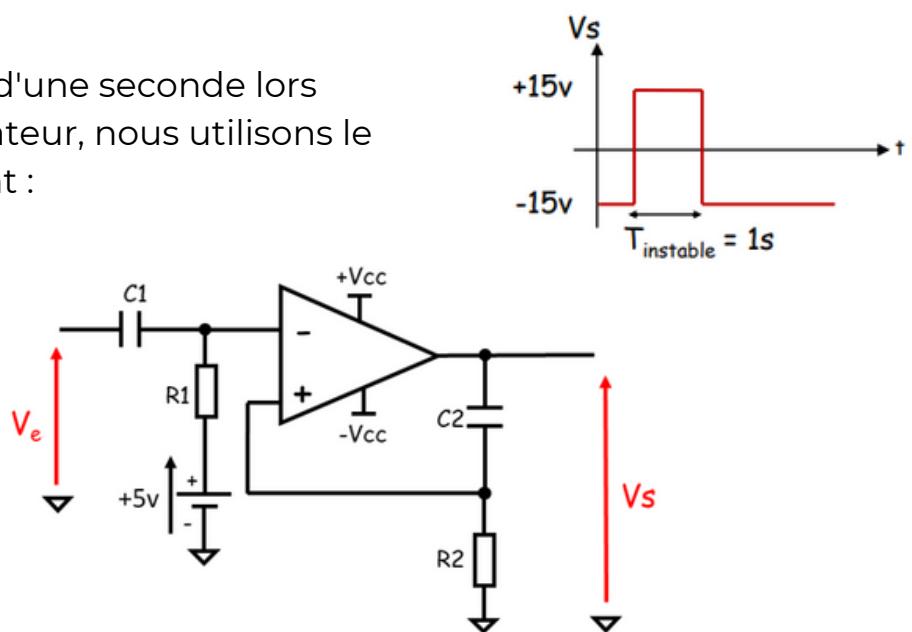
Théorie

Pour obtenir une impulsion d'une seconde lors d'une impulsion du comparateur, nous utilisons le montage monostable suivant :

$$+V_{cc} = +15V$$

$$-V_{cc} = -15V$$

$$R_1 \cdot C_1 \ll R_2 \cdot C_2$$



$$\text{Nous avons } V_e = V_{c1} + V_-$$

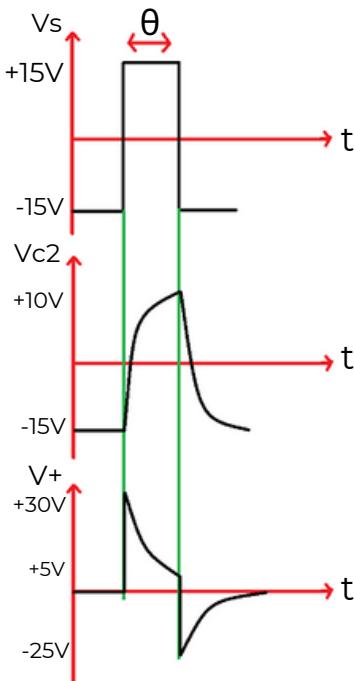
On a d'abord $V_e = +15V$, on a alors $V_{c1} = +10V$ et $V_- = +5V$.

On passe ensuite à $V_e = -15V$, ici V_{c1} ne pouvant pas atteindre $-20V$ assez rapidement, V_- n'atteindra que $-25V$ car : $V_e = V_{c1} + V_-$

$$-15 = 10 - 25$$

Peu après, les valeurs se stabilisent ensuite à $V_{c1} = -20V$ et $V_- = +5V$.

Enfin le phénomène se répète pour le passage à $+15V$.



Nous avons $V_s = V_{c2} + V_+$

On a d'abord $V_s = -15V$, on a alors $V_{c2} = -15V$ et $V_+ = 0V$.

On passe ensuite à $V_s = +15V$, ici comme précédemment, on observe un pic de V_+ à $+30V$ mais qui cette fois retrouve sa valeur initiale moins rapidement que V_- .

Enfin, le phénomène se répète pour le passage à $-15V$.

Nous souhaitons avoir $\theta = 1s$. On place $t = 0s$ au début du chargement de C_2 .
On a:

$$V_{c2} = K * \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) + C$$

A $t = 0s$,
 $V_s = -15V$ donc $K + 15 = -15$
implique $K = -30$.

$$V_{c2} = K * \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) + 15$$

Ainsi, on a finalement : $V_{c2} = -30 * \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) + 15$

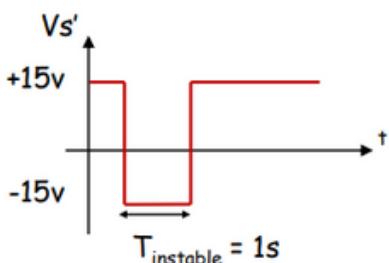
Lorsque $V_{c2} = 10V$, on a $t = R_2 C_2 \ln(6)$.

Comme nous voulons $t = 1s$, le produit $R_2 C_2$ vaut 0.56.

En prenant $C_2 = 1\mu F$ et $R_2 = 560 k\Omega$ on obtient bien ce qui est voulu.

De plus, en prenant $C_1 = 1\mu F$ et $R_1 = 10k\Omega$, on vérifie bien $\tau_1 \ll \tau_2$.

Il suffira de rajouter un montage inverseur en aval pour obtenir le signal voulu :

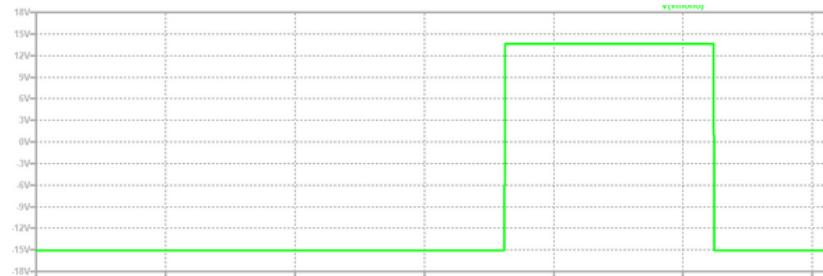
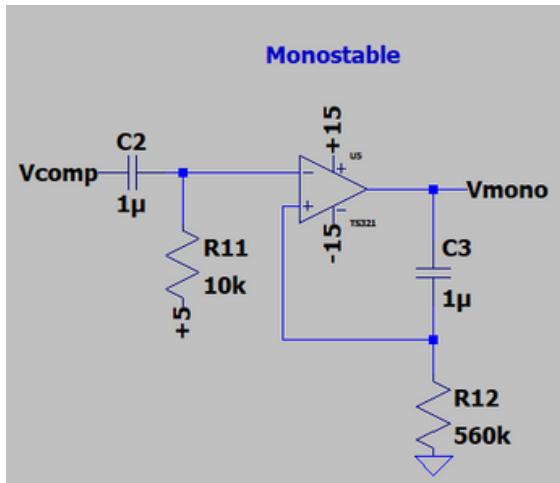


Comme l'inverseur à pour action :
 $V_s = -(R_1'/R_2') * V_e$, nous prendrons $R_1' = R_2' = 15k\Omega$.
Ainsi : $V_s = -V_e$

MONOSTABLE

Simulation

Simulation sur LTSpice :

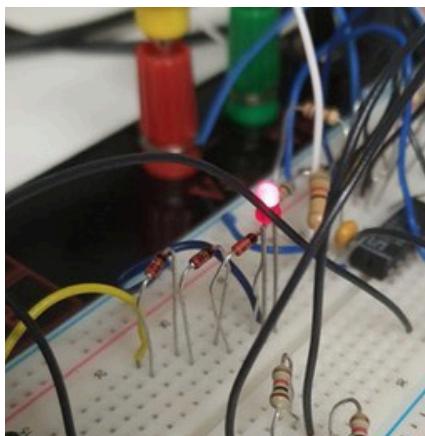


$V_{mono} = -15V$ constant puis $V_{mono} = +14V$ lorsqu'il y a une impulsion du comparateur.

MONOSTABLE

Expérience

MONTAGE



On retrouve bien une impulsion de 1 seconde de -15V à +13V.

ASTABLE COMMANDÉ

Théorie

L'objectif de l'astable commandé est de créer un signal créneau de fréquence 800Hz et de rapport cyclique 1/2, lors d'une impulsion du monostable. Pour ce faire, nous utilisons un transistor MOSFET qui fonctionne en résistance variable.

Le transistor fonctionne en résistance variable (R_{ds}) lorsqu'il est en zone ohmique.

D'après la datasheet :
A +15V, on a $I_d = 1.7A$ et $V_{ds} = 5V$ d'où :

$$R_{ds} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{5}{1.7} = 2.94\Omega$$

A +15V, on remarque une pente horizontale, d'où :

Ainsi, en prenant $R_1=R_2=1k$, $R_3 = 820\Omega$ et $C = 1\mu F$, on obtient bien:

$$T = 2R_3C \ln\left(\frac{2(R_1/R_{ds}) + R_2}{R_2}\right) = \frac{1}{800}s$$

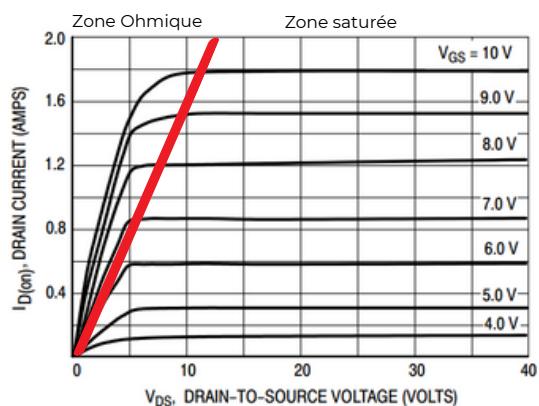
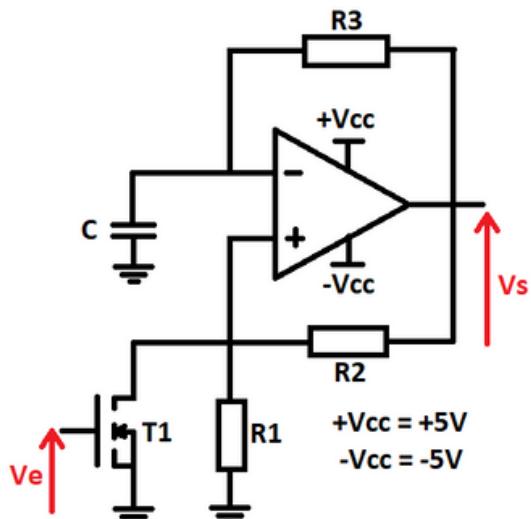
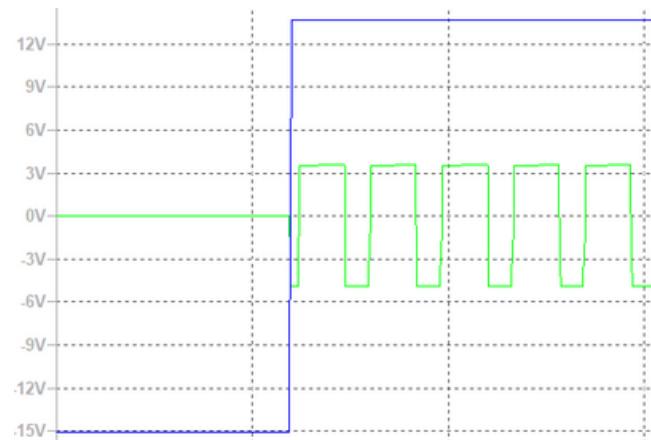
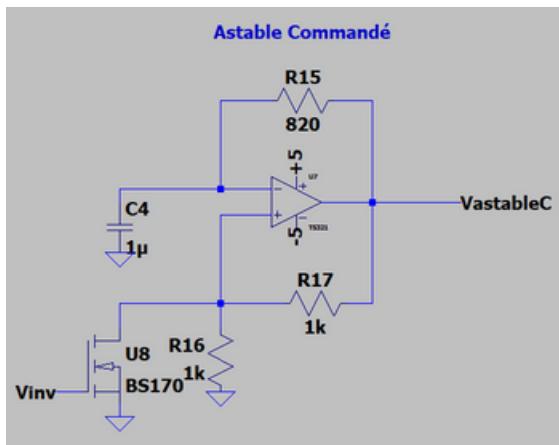


Figure 5. Output Characteristics

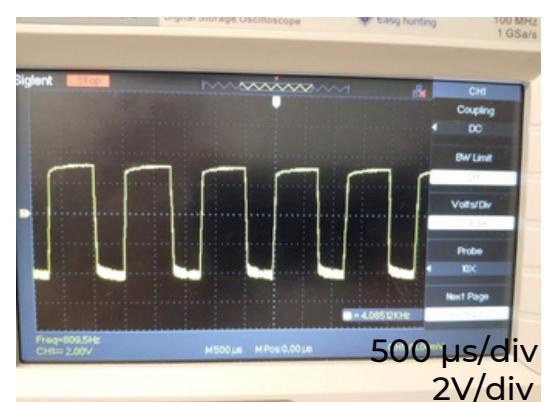
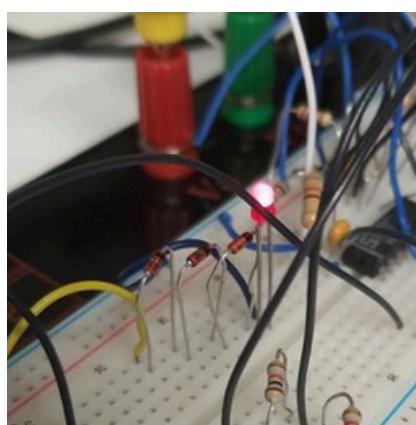
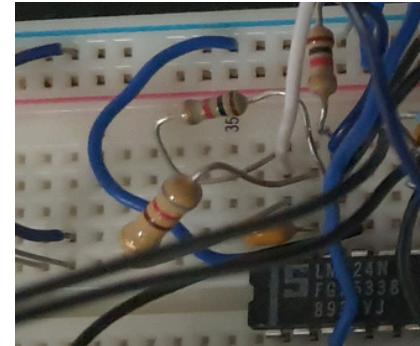
Simulation

Simulation sur LTSpice :



Nous voyons bien l'impulsion du monostable en bleu qui active bien notre astable commandé. Celui-ci crée bien le signal créneau de 800 hz en vert entre -5V et +4V.

MONTAGE



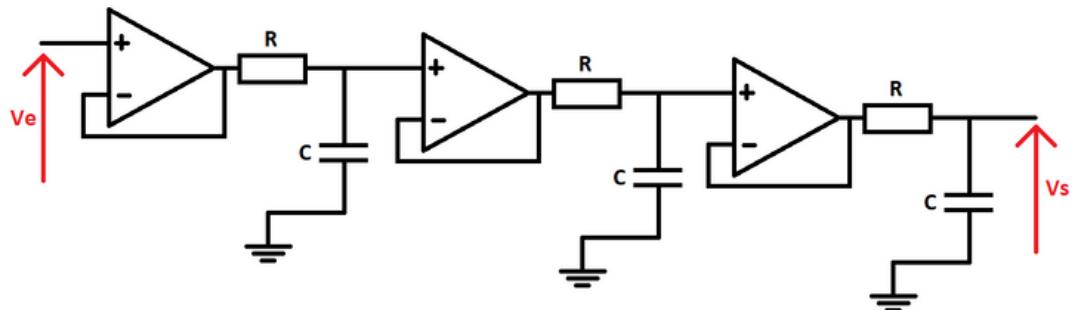
Signal créneau de 800 hz entre -4V et +3V.

FILTRAGE

Théorie

Pour passer d'un signal rectangulaire à un signal sinusoïdal de 800Hz tout en filtrant les fréquences indésirables, nous avons opté pour trois filtres passe-bas en série, et pour les rendre indépendants, nous les avons placés sur des AOP.

Aussi, pour que l'entrée n'influe pas sur l'action des filtres, un montage suiveur a été placé en entrée du circuit pour rendre indépendant l'amont du circuit avec le bloc filtrage.



Pour le dimensionnement, la caractéristique principale à laquelle nous devions faire attention est la fréquence de coupure :

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

La raison pour laquelle nous utilisons trois filtres est la suivante: cela permet un filtrage plus efficace des fréquences non voulues. (-60db/décades).

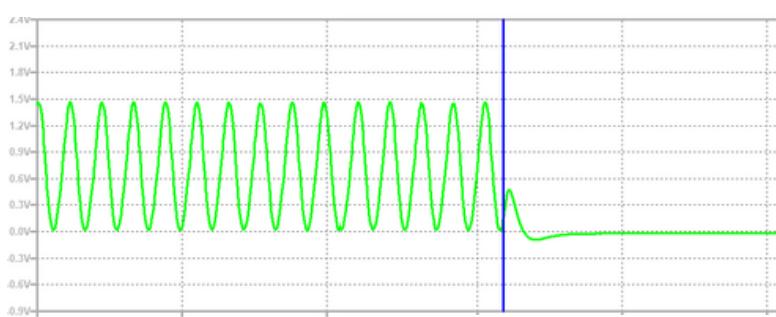
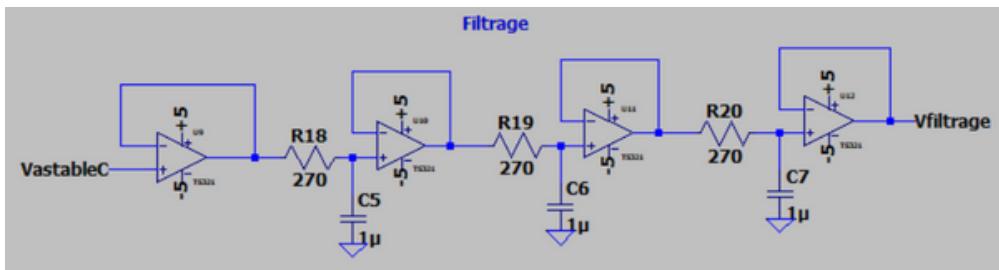
Puisque nous voulons un signal à 800Hz, en prenant une fréquence de coupure aux alentours de 600Hz, le filtrage sera très efficace le plus tôt possible.

Dès lors, nous avons choisi : $R = 270\Omega$ et $C = 1\mu F$, pour $f_c = 600\text{Hz}$

FILTRAGE

Simulation

Simulation sur LTSpice :

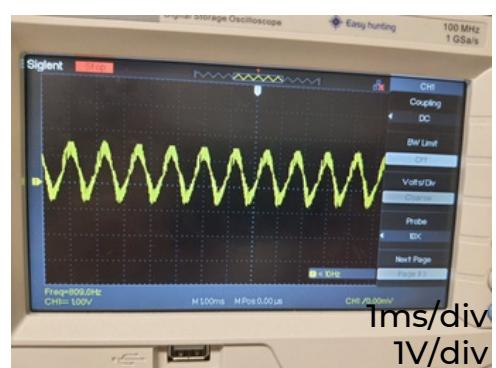
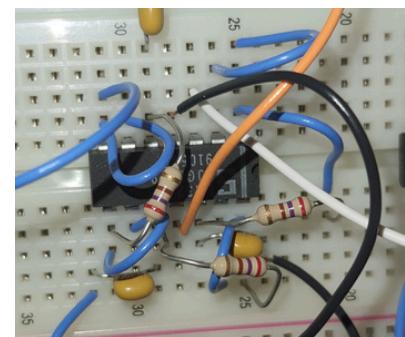
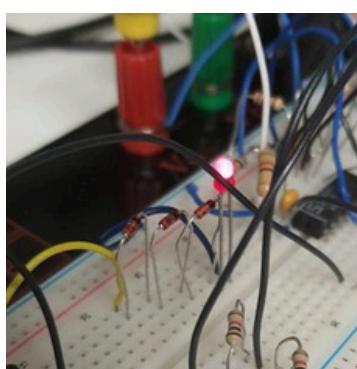


Nous pouvons observer que le signal sinusoïdal est non centré en 0V, mais varie de 0V à 1.5V. A la fin de l'impulsion du monostable, on a bien $V_{filtrage} = 0V$.

FILTRAGE

Expérience

MONTAGE

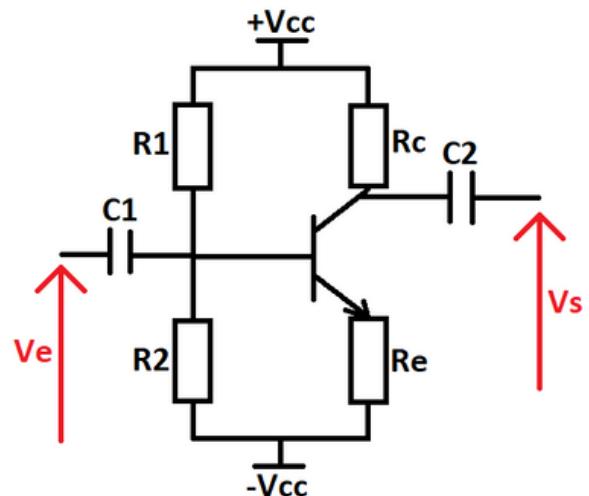


Expérimentalement nous obtenons une sinusoïde de fréquence 809 Hz. Contrairement à la simulation le signal est quasiment centré en 0, cela est dû au fait que le signal possède une composante continue mais celle-ci sera "retirée" grâce à une capacité en entrée du prochain bloc.

AMPLIFICATEUR

Théorie

Pour que le signal attaque au mieux le buzzer, on amplifiera l'amplitude du signal d'entrée à l'aide d'un amplificateur de tension:



Possédant les caractéristiques suivantes: $V_{be} = 0.7V$ $I_p = 1mA$ $\beta = 200$

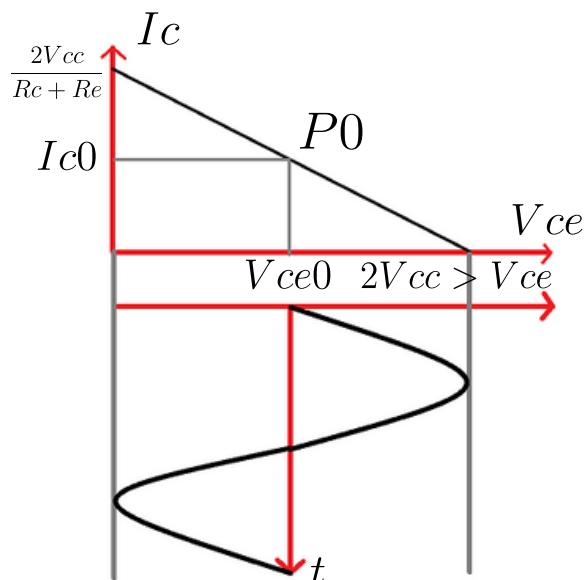
On a alors :

$$R2I_p = V_{be0} + R_e I_c \quad (1) \quad 2V_{cc} = (R_1 + R_2)I_p \quad (2) \quad V_{ce0} = V_{cc} = 15V$$

On obtient : $I_c0 = \frac{V_{cc}}{R_c + R_e}$, on en déduit :

$$DDCS : I_c = -\frac{V_{ce}}{R_c + R_e} + \frac{2V_{cc}}{R_c + R_e}$$

$$DDCD = DDCS$$



Et la fréquence de coupure basse fréquence :

$$fc_{bf} = \frac{1}{2\pi Z_2 C_1} \quad Z_2 = R_1 // R_2 \quad (3)$$

Des équations précédemment écrites, on en déduit :

$$(1) R2 = 1600\Omega \quad (2) R1 = 27k\Omega \quad (3) C1 = 1\mu F$$

$$Av = \frac{VS}{Ve} = \frac{Rc}{Re} = 15 \Rightarrow Rc = 1.5k\Omega \quad Re = 100\Omega$$

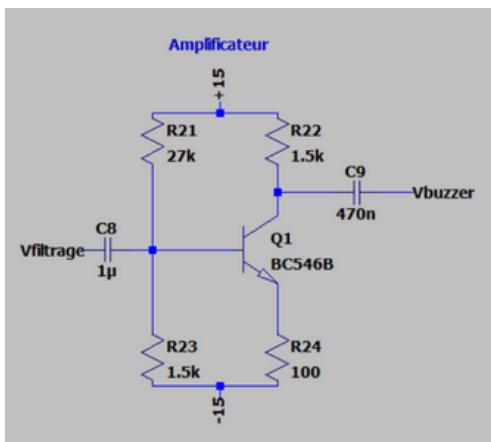
La valeur de R2 normalisée est $R2 = 1.5k\Omega$.

Aussi nous prenons $C2 = 470nF$, afin d'obtenir le résultat voulu.

AMPLIFICATEUR

Simulation

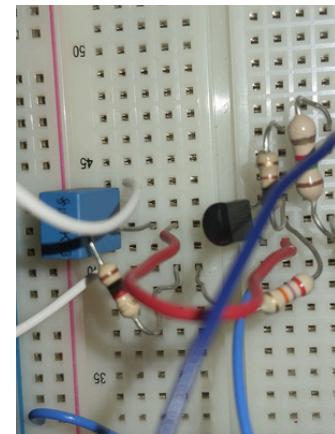
Simulation sur LTSpice :



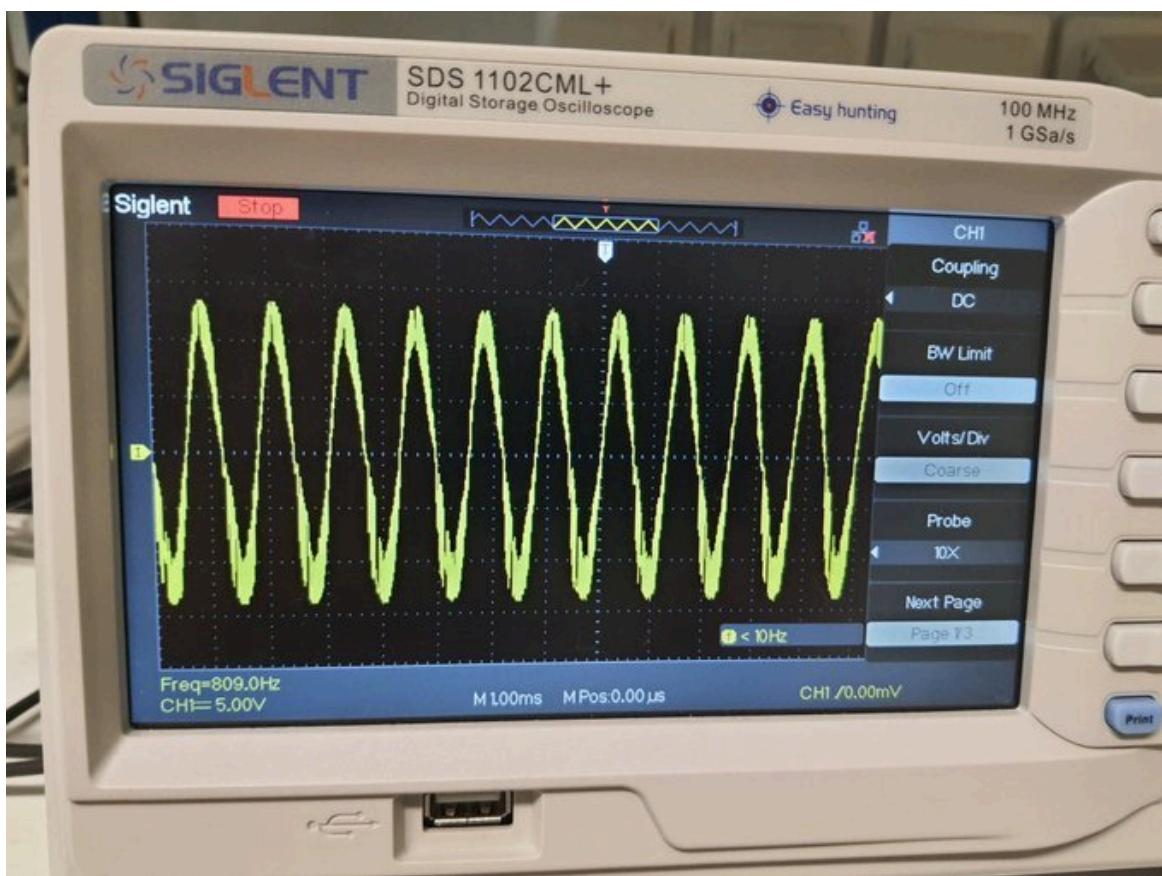
Nous obtenons bien en sortie d'amplificateur, un signal sinusoïdal amplifié mais pas au valeur attendue $-15V / +15V$.

En effet le signal obtenu varie de $-10V$ à $+10V$.

Voyons ce que cela donne du côté expérimental.



Expérimentalement, on retrouve ce qui à été théorisé.



En effet, le signal a bien une amplitude crête à crête d'environ 30V. Si cela n'avait pas été le cas, il nous aurait fallu modifier les valeurs de R_C et R_E afin d'augmenter le gain A_v .

BUZZER

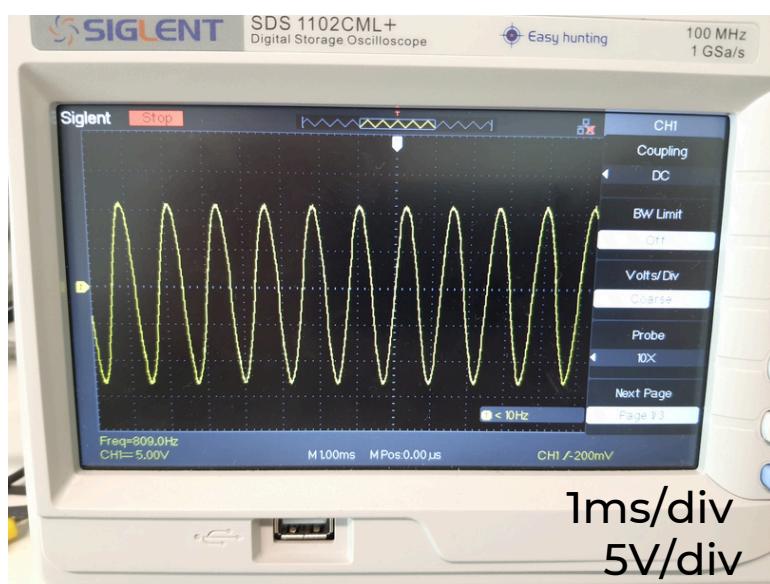
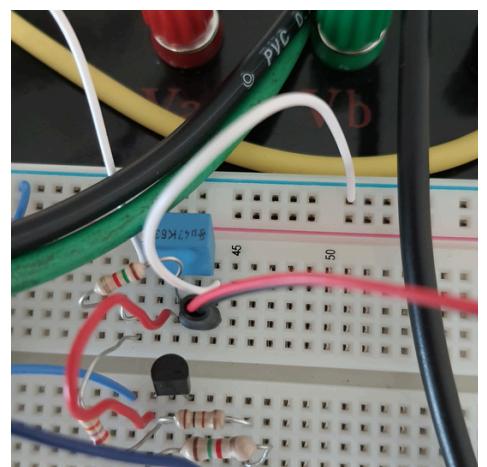
Théorie

On peut s'attendre à une atténuation de l'amplitude du signal d'attaque en sortie du buzzer causée par sa résistance interne.

BUZZER

Expérience

MONTAGE



Expérimentalement, on retrouve l'atténuation de l'amplitude qui est sûrement due à la résistance interne du buzzer.

CONCLUSION

Finalement, on finit bien par obtenir un signal d'alarme toutes les 3 secondes en présence de fumée.

On observe cependant quelques écarts entre ce qui à été théorisé, simulé puis expérimenté. Ces écarts peuvent avoir pour origine plusieurs facteurs, notamment: qualité des composants, mesures, influences incontrôlables etc...

La simulation et la théorie confèrent globalement toujours les mêmes résultats, sauf au niveau de l'amplificateur avec lequel le signal de sortie diffère légèrement de ce qui était attendu.

Enfin, la mise en pratique des éléments théoriques ont permis une meilleure compréhension de ceux-ci, tout en gardant un objectif clair et concret.

Attention particulière aux professeurs et responsables de ce projet:

M.Defrance

Mme.Pichonat

M.Wichmann

