



**POLYTECHNIQUE
MONTRÉAL**

ELE8003 – Projets en Électronique Analogique

Oscillateur 1V par octave

Révision 0 (2020/05/05)

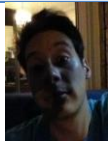

Nom	Photo	Matricule	Signature
Michael Flandez, étudiant		1825018	
Arthur Dietrich, étudiant		2033234	

Table des matières

1. Introduction	1
2. Analyse des besoins	1
1. Bloc du dispositif	1
3. Conception détaillée	6
2. Partie entrée	6
3. Amplificateur différentiel exponentiel	8
4. Oscillateur	12
4. Masques	18
5. Discussion.....	21
6. Conclusion	21
7. Annexe.....	22
8. Bibliographie	24
9. Historique des révisions	24

1. Introduction

Le présent document décrit la manière d'assurer le respect du cahier de charges d'un oscillateur contrôlé par une tension. On s'est inspiré des anciens synthétiseurs de son créés pendant la décennie des années 20 aux États-Unis. Les sons produits par ces oscillateurs ont eu une énorme influence sur la musique et le dessin des sons. Musicalement, on a vu comment plusieurs oscillateurs ont été utilisés pour imiter des instruments de type acoustique ainsi que pour créer de nouveaux sons qui n'existent pas dans la nature.

Dans ce projet, on s'intéressera à produire deux ondes de même fréquence dans le domaine des fréquences audio (20 Hz à 20kHz). La première onde est carrée tandis que la deuxième est triangulaire. Chacune de ces ondes ont un contenu fréquentiel riche en harmoniques qui pourront être reliées à d'autres modules de son indépendants de ce module-ci.

Il faut remarquer que l'intérêt de ce projet est de créer un module qui prendra une tension en entrée et sortira une onde qui pourra être manipulée par d'autres modules enchaînés, par exemple, un filtre, un contrôle de volume, etc.

2. Analyse des besoins

1. Bloc du dispositif

L'idée est de créer un dispositif à l'aide d'amplificateurs opérationnels, de transistors BJT, de résistances et de condensateurs. Le dispositif est représenté à continuation ayant une tension d'entrée key, tune et LFO avec une tension de sortie de forme triangulaire et/ou carrée et finalement des tensions d'alimentation V_{dd} , V_{ss} et la masse.

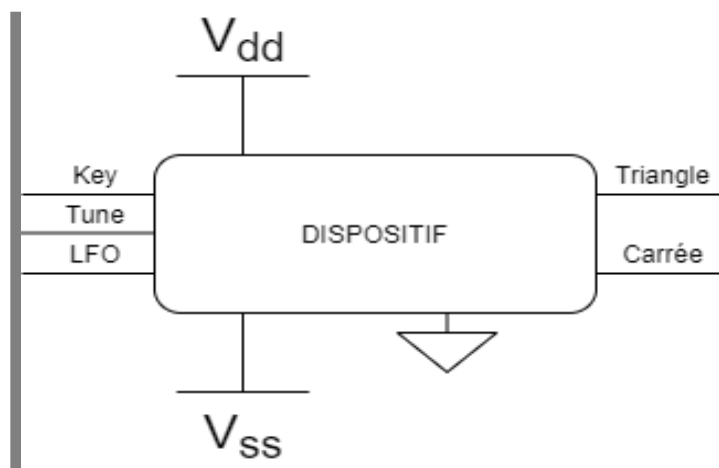


Figure 2-1 – Schéma bloc du dispositif

Le synthétiseur que nous allons dessiner est connu comme étant le synthétiseur d'un volt par octave. Cela veut dire que pour chaque incrément d'un volt en entrée, la fréquence en sortie se dupliquera. Lorsqu'une fréquence est multipliée par deux on retrouve l'octave suivante de la fréquence originale et ainsi de suite. Pour bien réussir il faut avoir un convertisseur exponentiel à l'entrée. Ce convertisseur prendra la tension linéaire d'entrée et produira une tension exponentielle qui continuera à l'étage de l'oscillateur.

Sur la figure 4-1 on voit trois entrées et deux sorties pour le dispositif. Tel qu'expliqué précédemment, ce dispositif/module a trois entrées. L'entrée KEY est celle qui recevra une tension provenant d'autre module entre 0 et cinq Volts, par exemple un clavier ou un autre module qui émet une tension constante relative aux touches d'un clavier électronique. Cette tension linéaire ensuite sera traduite en une tension logarithmique qui sera à son tour convertie en une fréquence d'oscillation grâce aux deux oscillateurs. Les entrées TUNE et LFO seront rajoutées aussi à cette tension KEY. L'entrée TUNE a comme but d'ajuster plus précisément la tension totale à l'entrée. Par exemple, si on veut utiliser ce dispositif dans un contexte musical dans la gamme tempérée (gamme de musique où les fréquences des tous les instruments sont accordés à la note La à 440 Hz), il faudrait finalement ajuster légèrement le synthétiseur au complet. Ici on s'attend à avoir une tension continue entre zéro et un Volt, l'équivalent d'une octave d'ajustement. L'entrée LFO(anglais : low frequency oscillator) ou oscillateur à basses fréquences, permet de brancher un séquenceur ou un autre générateur de fonctions de fréquences plus basses avec l'intention de fait varier la tension totale d'entrée de manière musicale. Par exemple, on pourrait brancher une LFO qui émet une onde sinusoïdale avec une fréquence de trois Hz et une amplitude d'un V qui fera varier la fréquence totale de façon sinusoïdale, d'une octave trois fois par seconde.

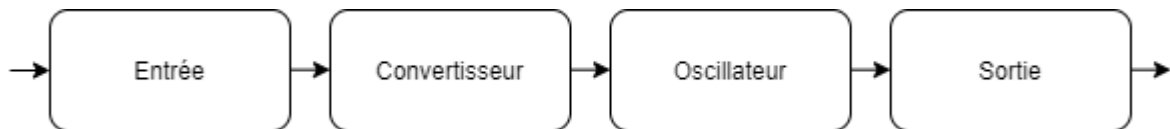


Figure 2-2 Schéma bloc général

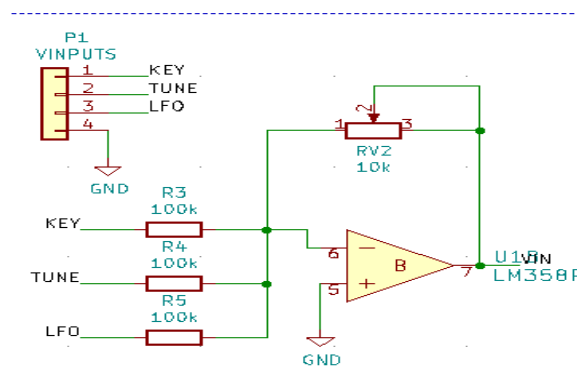


Figure 2-3 Module d'entrée d'amplificateur sommateur

Le schéma bloc de la figure 4-3 montre les différents étages du dispositif. L'étage d'entrée avec les entrées mentionnées au-dessus, l'étage convertisseur qui est chargé de transformer l'échelle de tension de linéaire à logarithmique, l'étage oscillateur qui prendra la tension logarithmique pour le transformer en oscillations carrées et triangulaires pour ensuite finaliser dans l'étage de sortie qui est composée de deux sorties entre zéro et cinq Volts.

Pour bien réussir à faire cette transformation d'échelle en composants électriques, on utilise le convertisseur par excellence qui est le transistor bipolaire BJT. Mathématiquement on sait que les courants sont reliés par la formule suivante :

$$I_c = I_s(e^{qV_{be}/kT} - 1)$$

Avec I_c le courant de collecteur, I_s le courant de saturation propre au transistor, q la charge d'un électron, V_{be} la tension entre base-émetteur, k la constante de Boltzmann et T la température (en kelvin).

En **annexe** on présente un tableau avec des possibles fréquences par entrée en tension.

On voit ici comment le courant de collecteur du transistor I_c est relié par l'équation logarithmique à la variation de tension V_{be} qui est exactement ce qu'on cherche. Néanmoins, une autre difficulté qu'apparait est l'influence des changements de température. Il serait idéal donc d'avoir une température de fonctionnement constante pour avoir un courant de collecteur constant. Pour compenser cet effet on utilisera le concept de miroir de courant en utilisant deux transistors BJT (de même β) de façon à avoir un même courant de saturation I_s .

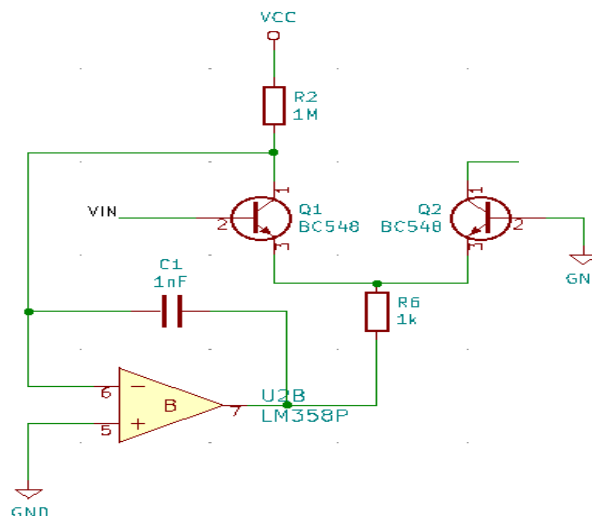


Figure 2-4 Miroir de courant avec deux transistors et avec une source de courant commandé par un amplificateur opérationnel.

Sur la figure on voit deux transistors Q1 et Q2 mis en parallèle avec un nœud en commun à l'émetteur. Cette configuration est celle de l'amplificateur différentiel inverseur. Ici, on a choisi de brancher la tension provenant de l'entrée seulement à la base d'un transistor et le deuxième à la masse.

Une fois que la tension d'entrée a été transformé en courant logarithmique, on procède, par l'utilisation d'un amplificateur opérationnel, à la conversion du courant en tension.

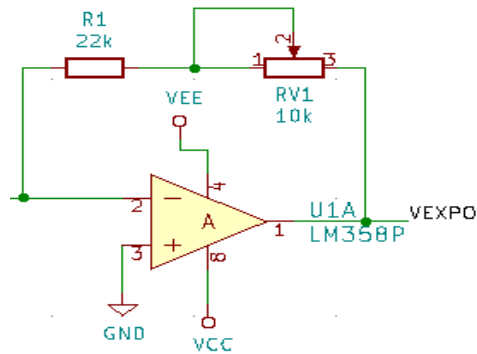


Figure 2-5 Configuration courant/tension

$$V_{expo} = I_{c2} * (R1 + Rv1)$$

Le potentiomètre (qui est ajusté manuellement) est utilisé de façon à avoir une tension maximale de 5V en V_{EXPO} lorsqu'on a 5V en entrée.

Ensuite on passe à l'étage des oscillateurs.

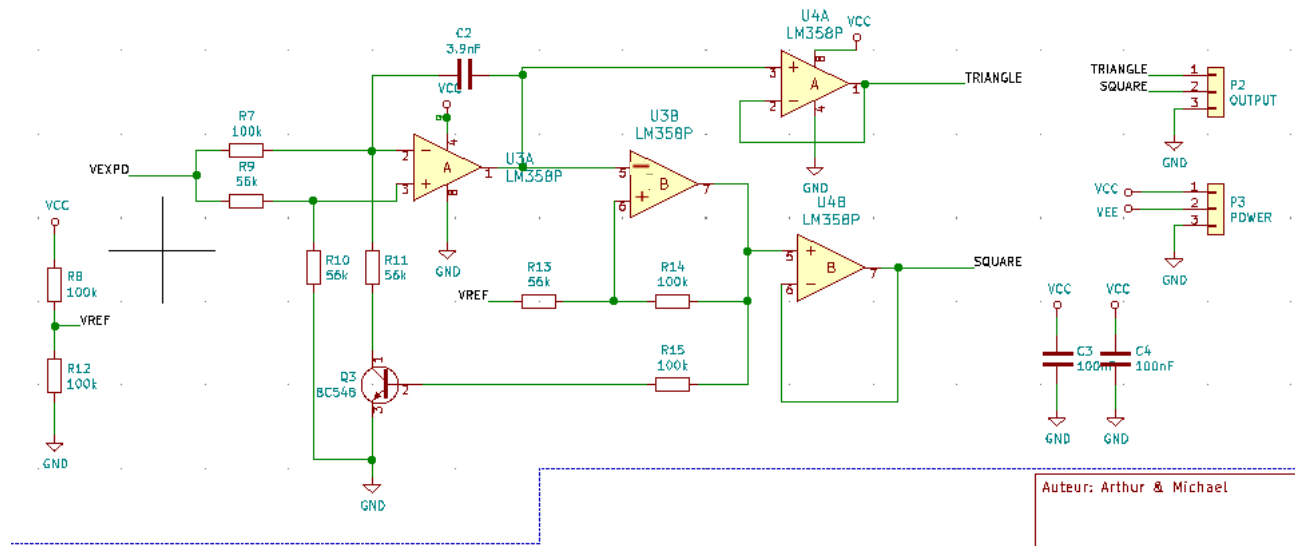


Figure 2-6 Étage des oscillateurs

Ici on a la tension logarithmique provenant de cet étage. Elle arrive tout d'abord au circuit **intégrateur** de l'amplificateur opérationnel U3A. Ensuite, le signal passe dans l'**Inverseur Schmitt** de l'amplificateur opérationnel U3B. **Une boucle de réinitialisation** est accomplie à l'aide du transistor Q3. On fait l'utilisation également des deux tampons aux deux sorties pour avoir meilleur contrôle sur l'impédance de sortie.

L'intégrateur se comporte de deux manières différentes selon de l'état de Q3 et de la tension d'entrée V_{EXPO} . Si Q3 est « off », alors C2 est chargée ce qui baisse la tension de sortie lentement. Cependant, si Q3 est « on », C2 se décharge et la tension de sortie monte graduellement. Le taux de chargement est déterminé par C2, R7, R9, R10, R11 et la tension V_{EXPO} . Finalement, le taux de changement ou oscillation augmente avec V_{EXPO} .

L'inverseur Schmitt fonctionne comme comparateur et sort une tension de 5V lorsque l'intégrateur dépasse la limite inférieure ou donne une tension de 0V en sortie lorsque l'intégrateur dépasse la limite supérieure.

La boucle de réinitialisation ou plus simplement le transistor Q3 est « on » lorsque la sortie de l'inverseur est haute et « off » lorsque celle-ci est basse.

L'oscillation est produite comme suit :

1. Q3 est « on » et la sortie de l'intégrateur monte.
2. La sortie de l'intégrateur dépasse éventuellement la limite supérieure de la porte Schmitt.
3. La sortie de la porte Schmitt change à 0V.
4. Q3 est maintenant « off » donc la sortie de l'intégrateur baisse graduellement.
5. La sortie de l'intégrateur dépasse éventuellement la limite inférieure de la porte Schmitt.
6. La sortie de la porte Schmitt change à 5V.
7. Q3 devient « on » et le cycle recommence.

Pour conclure, c'est bien l'intégrateur qui donnera les oscillations triangulaires et la bascule de Schmitt qui donnera les oscillations carrées. Chacune des deux passera à travers leur propre tampon vers la sortie du module.

1. Entrées

Key : Tension instantanée d'entrée contrôlée par un clavier électronique entre 0 et 5 V

Tune : Tension instantanée d'entrée contrôlée par un potentiomètre entre 0 et 1 V

LFO : Tension instantanée d'entrée contrôlée par un oscillateur à basse fréquences entre 0 et 1 V

V_{dd} : Tension d'alimentation continue positive de 5 V

V_{ss} : Tension d'alimentation continue négative de -5 V

2. Sorties

Triangle : Tensions instantanées de sortie de l'onde triangulaire entre 0 et 5 V entre 65 et 2000 Hz.

Carrée : Tensions instantanées de sortie de l'onde carrée entre 0 et 5 V entre 65 et 2000 Hz.

Figure 3-3 – Schéma du sommateur inverseur

On cherche à avoir la valeur de V_{IN} en fonction des tensions d'entrées et des valeurs des résistances. A l'entrée négative de l'amplificateur opérationnel, on a $V_- = 0\text{ V}$, $i_- = 0\text{ A}$ ce qui nous donne :

$$\sum i_{IN} = i_{RV2}$$

$$\Rightarrow \frac{KEY}{R_3} + \frac{TUNE}{R_4} + \frac{LFO}{R_5} = -\frac{V_{IN}}{R_{V2}}$$

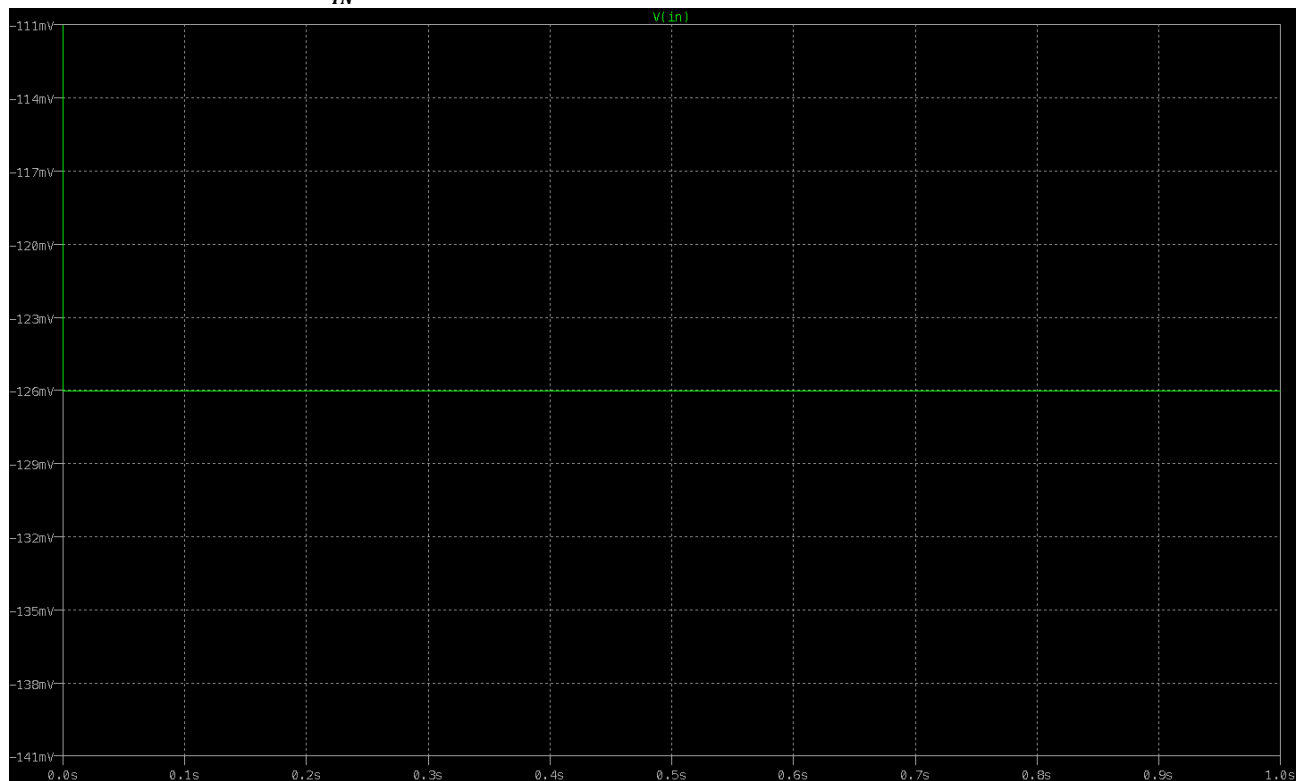
$$V_{IN} = -R_{V2} \left(\frac{KEY}{R_3} + \frac{TUNE}{R_4} + \frac{LFO}{R_5} \right)$$

Les résistances d'entrées de notre montage sont R_3 pour l'entrée *KEY*, R_4 pour l'entrée *TUNE* et R_5 pour l'entrée *LFO*.

On effectue une simulation en utilisant les paramètres suivants :

$$KEY = 5\text{ V} ; TUNE = 2\text{ V} ; LFO = 0\text{ V} ; R_{3,4,5} = 100\text{ k}\Omega ; R_{V2} = 1.8\text{ k}\Omega$$

En théorie on doit obtenir $V_{IN} = -126\text{ mV}$.

Figure 3-4 Simulation temporelle par LTSpice du sommateur. En vert on voit la valeur de V_{IN}

La simulation confirme l'étude théorique.

3. Amplificateur différentiel exponentiel

1. Pair différentiel

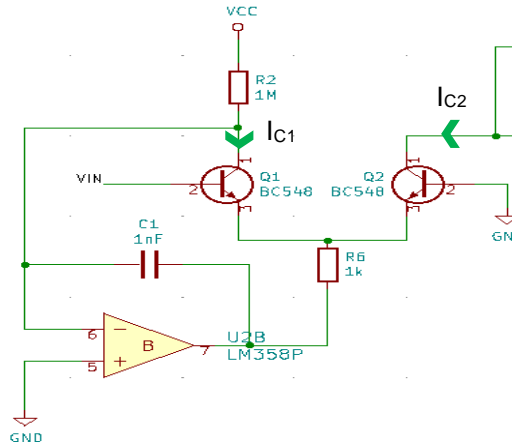


Figure 3-5 – Configuration d'amplificateur différentiel avec source de courant

Le but de ce système est de convertir une variation de tension linéaire en une variation de courant exponentielle. Pour ce faire, on considère que le courant du collecteur d'un transistor est lié à sa tension base-émetteur par la relation suivante :

$$I_c = I_s \left(e^{qV_{be}/kT} - 1 \right) \approx I_s * e^{qV_{be}/kT} \text{ si on considère } I_s \ll I_c$$

Comme énoncé précédemment, on considère les deux transistors identiques et fonctionnant à même température, ils doivent donc être montés sur le même composant. On a donc $I_{s1} = I_{s2} = I_s$ et $T_1 = T_2 = T$. On trouve alors :

$$I_{c1} e^{-\frac{qV_{be1}}{kT}} = I_{c2} e^{-\frac{qV_{be2}}{kT}} \Rightarrow I_{c2} = I_{c1} * e^{\frac{q}{kT}(V_{be2} - V_{be1})}$$

Or on a par une loi des mailles $V_{IN} = V_{be1} - V_{be2}$. On a donc finalement :

$$I_{c2} = I_{c1} * e^{-\frac{qV_{in}}{kT}}$$

Le courant I_{c2} est donc bien commandé de manière exponentielle par la tension V_{in} . Comme cette tension est négative (voir section 5.1), on a bien une exponentielle positive.

On souhaite vérifier le modèle théorique. Pour cela on effectue une simulation avec les paramètres suivants :

$$V_{in} = -18mV ; I_{c1} = 5\mu A \text{ et } T = 25^\circ C \text{ (température du logiciel de simulation)}$$

En théorie on a donc $I_{C2} = 10.08 \mu A$.

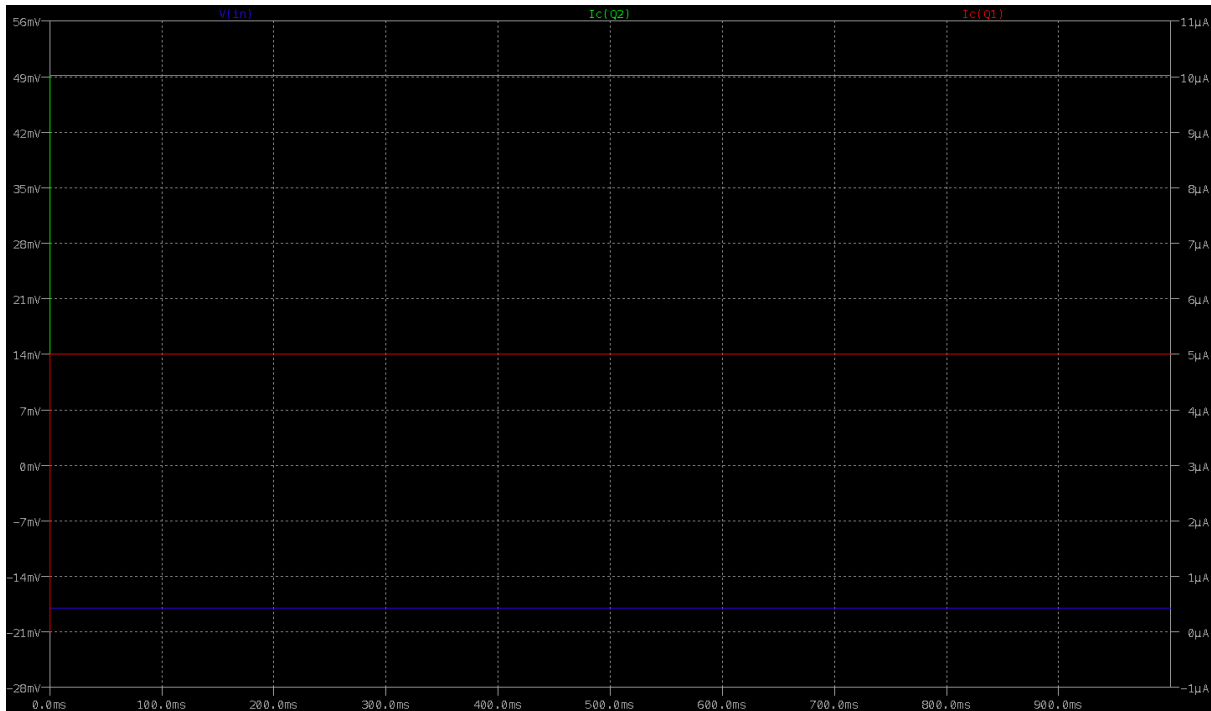


Figure 3-6 – Simulation temporelle par LTSpice de l'amplificateur. Ici on voit en bleue la tension d'entrée provenant de la sortie du sommateur représenté par l'échelle à gauche, en rouge le courant au collecteur du première transistor et en verte le courant au deuxième collecteur avec l'échelle représenté par l'échelle à coté droit.

La simulation nous donne un courant $I_{C2} = 10.03 \mu A$, très proche de la valeur théorique. La très légère différence est probablement dû aux approximations sur I_s .

2. Source de courant

Pour que le modèle expliqué à la section précédente fonctionne, les transistors doivent être à la même température et le courant I_{C1} doit être fixe. Pour fixer ce courant, on utilise l'amplificateur U2B. Comme le courant qui rentre à ses bornes est nul, on trouve $I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R_2} = 5 \mu A$.

On vérifie ce résultat par simulation et on a :



Figure 3-7 – Simulation temporelle par LTSpice de l'amplificateur. En couleur verte on voit la valeur du courant I_{C1}

La simulation confirme les résultats théoriques, on a bien $I_{C1} = 5\mu A$.

3. Convertisseur de courant en tension

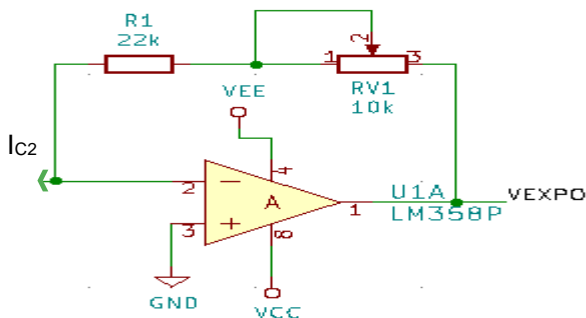


Figure 5-8 Conversion de courant vers tension

Comme la tension à l'entrée négative de l'amplificateur opérationnel est nulle et que le courant y est aussi nul, on trouve :

$$V_{EXPO} = -(-I_{C2}(R_1 + R_{V1})) = I_{C2}(R_1 + R_{V1})$$

On effectue une simulation en utilisant les paramètres suivants :

$$I_{C2} = 0.1 \text{ mA} ; R_1 + R_{V1} = 30 \text{ k}\Omega$$

En théorie on doit obtenir $V_{EXP0} = 3 \text{ V}$.



Figure 3-9 Simulation temporelle par LTSpice du convertisseur

La simulation confirme l'étude théorique.

4. Oscillateur

1. Bascule de Schmitt

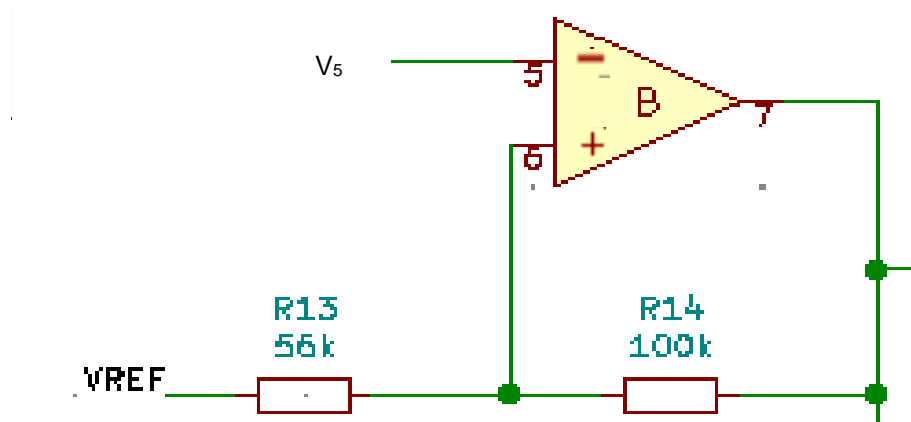


Figure 3-10 Bascule de Schmitt

L'amplificateur opérationnel est en rétroaction positive, il va donc saturer à $V_{CC+} = 5V$ ou $V_{CC-} = 0V$ dépendamment de l'entrée V_5 , de V_{REF} et des résistances R_{13} et R_{14} . On peut déterminer les deux valeurs de tension pour lesquelles la sortie va basculer de V_{CC+} à V_{CC-} et inversement.

La tension à l'entrée positive de l'ampli op vaut : $V_+ = V_{REF} \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} + V_{OUT} \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}}$

Tout d'abord, on suppose que la sortie est à V_{CC+} . Elle bascule lorsque la tension V_5 est supérieure à V_+ . On a donc :

$$V_{T1} = V_5 = V_{REF} \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} + V_{CC+} \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}}$$

De la même manière, la tension de sortie va basculer de V_{CC-} à V_{CC+} lorsque que la tension V_5 est inférieure à V_+ . On a donc :

$$V_{T2} = V_5 = V_{REF} \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} + V_{CC+} \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}}$$

On souhaite confirmer ces résultats via une simulation. Pour cela, on simule la bascule de Schmitt avec une sinusoïde qui varie entre 0 et 5V en entrée. On Utilise les paramètres suivants :

$$V_{REF} = 2.5V ; R_{13} = 56k\Omega ; R_{14} = 100k\Omega$$

Les tensions de seuil sont donc théoriquement : $V_{T1} = 3.397\text{ V}$ et $V_{T2} = 1.603\text{ V}$

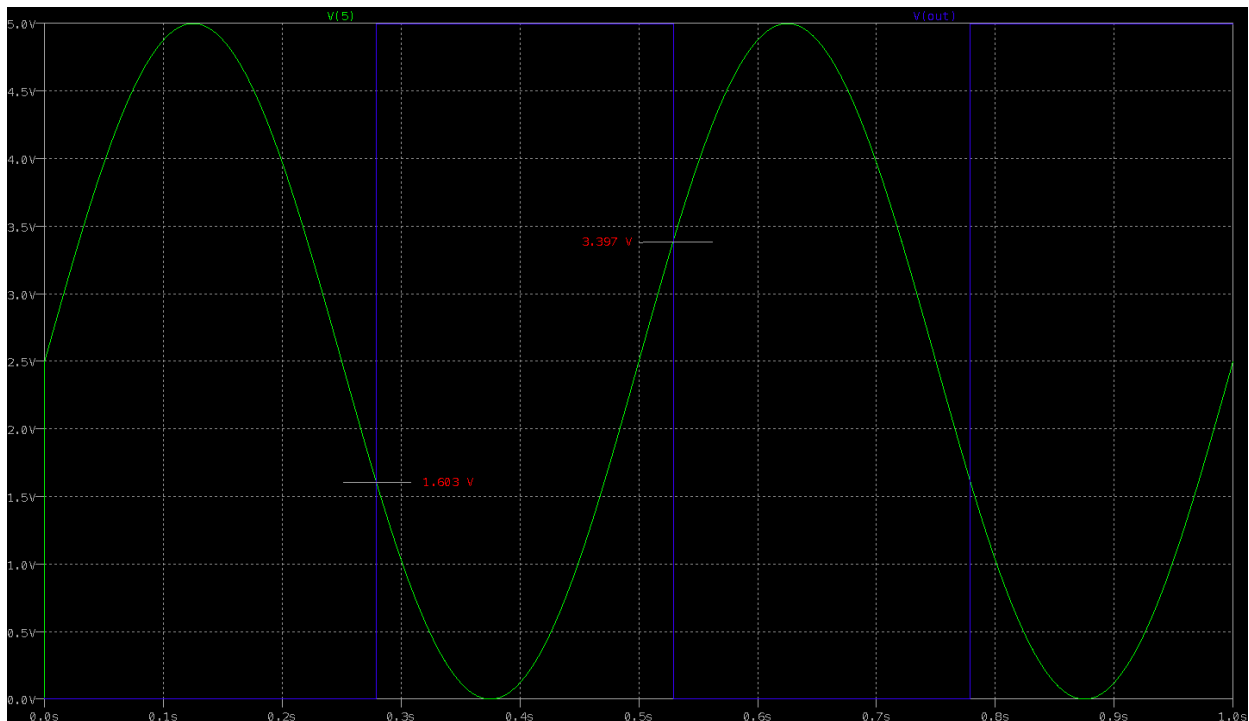


Figure 3-11 Simulation temporelle par LTSpice de la bascule de Schmitt. En couleur verte on voit l'entrée d'une onde presque sinusoïdale, et en bleue la sortie de la bascule d'une onde carrée. On voit que lorsque l'onde en entrée traverse le seuil inférieur de 1.603 V ou le supérieur de 3.397 V, l'onde carrée passe de -sat à +sat.

La simulation confirme l'étude théorique.

2. Intégrateur

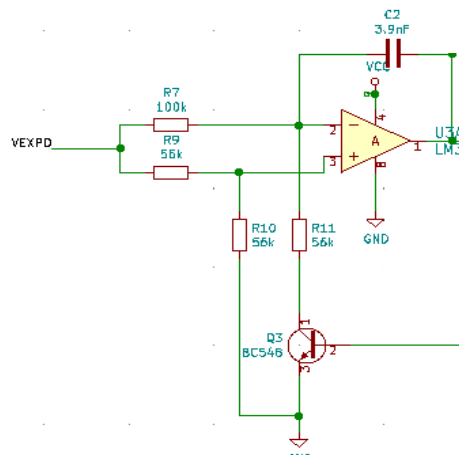


Figure 3-12 Intégrateur

On peut commencer l'étude de l'intégrateur en remarquant que les résistances R9 et R10 forment un diviseur de tension. La tension à l'entrée + de l'ampli op est donc $V_+ = \frac{V_{EXPO}}{2}$ car $R_9 = R_{10}$.

On peut diviser le problème en deux situations : quand Q3 est off (interrupteur ouvert) et quand Q3 est on (interrupteur fermé).

Q3 off :

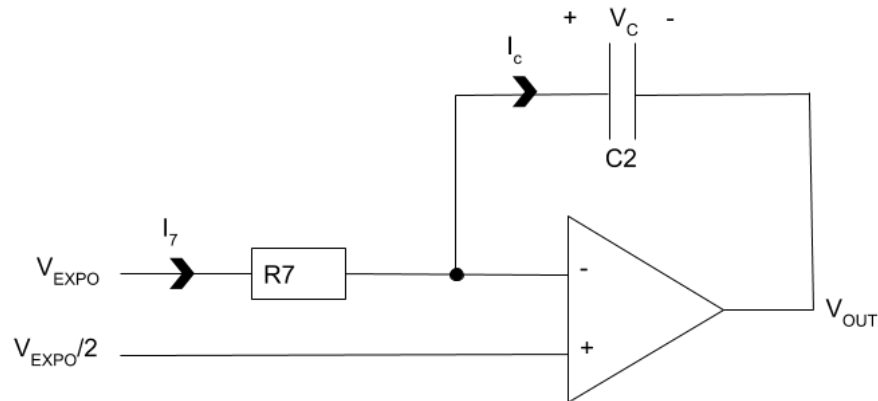


Figure 3-13 Oscillateur triangulaire

Le schéma ressemble maintenant à ceci :

Une loi des mailles nous permet de trouver la valeur du courant traversant R7 :

$$I_7 = \frac{V_{EXPO}}{2R_7}$$

Comme on considère l'ampli comme étant parfait, les courants i_- et i_+ sont nuls. Le courant traversant le condensateur est donc égale à I_7 : $I_C = I_7$. Or on sait que le courant traversant un condensateur vaut :

$$I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt}$$

Par une autre loi des mailles on obtient :

$$V_C = \frac{V_{EXPO}}{2} - V_{OUT}$$

Comme V_{EXPO} est constant, on a finalement :

$$-C_2 \frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{V_{EXPO}}{2R_7} \Rightarrow V_{OUT}(t) = -\frac{1}{2 * R_7 C_2} \int V_{EXPO} dt = V_0 - \frac{V_{EXPO}}{2R_7 C_2} t$$

En réalité, l'intégrateur commande mais est aussi commandée par la bascule de Schmitt. On sait donc que $V_0 = V_{T1} = 3.397 V$ (en considérant que $V_{OUT}(t=0) = V_0$).

Q3 on :

Le schéma ressemble maintenant à ceci :

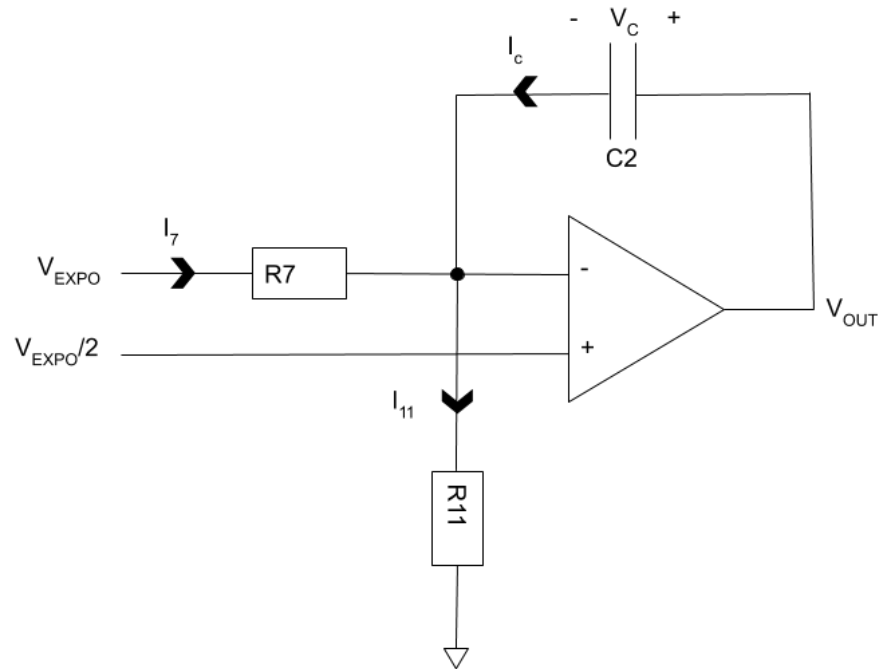


Figure 3-14 Oscillateur d'onde triangulaire

On a toujours $I_7 = \frac{V_{EXPO}}{2R_7}$ et $I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt}$ mais cette fois on a :

$$I_C = I_{11} - I_7 \text{ avec } I_{11} = \frac{V_{EXPO}}{2R_{11}} \text{ et } V_C = \frac{V_{EXPO}}{2} - V_{OUT}$$

En assemblant toutes ces équations, on trouve :

$$C_2 \frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{V_{EXPO}}{2} \frac{(R_7 - R_{11})}{R_7 R_{11}}$$

Ce qui nous donne :

$$V_{OUT}(t) = \frac{1}{2} \frac{(R_7 - R_{11})}{C_2 R_7 R_{11}} \int V_{EXPO} dt = \frac{V_{EXPO}}{2} \frac{(R_7 - R_{11})}{C_2 R_7 R_{11}} t + V_0$$

A nouveau on trouve $V_0 = V_{T2} = 1.603 V$ (en considérant que $V_{OUT}(t=0) = V_0$).

On souhaite maintenant calculer la fréquence en fonction de V_{EXPO} . On calcule pour cela la période du signal qui correspond au temps de descente additionné au temps de montée.

$$V_{T2} = V_{T1} - \frac{V_{EXPO}}{2R_7C_2} t_d \Rightarrow t_d = \frac{(V_{T1} - V_{T2}) * 2R_7C_2}{V_{EXPO}}$$

$$V_{T1} = V_{T2} + \frac{V_{EXPO}}{2} \frac{(R_7 - R_{11})}{C_2R_7R_{11}} t_m \Rightarrow t_m = \frac{(V_{T1} - V_{T2}) * 2R_7R_{11}C_2}{V_{EXPO}(R_7 - R_{11})}$$

$$T = t_d + t_m = \frac{(V_{T1} - V_{T2}) * 2R_7C_2}{V_{EXPO}} \left(1 + \frac{R_{11}}{R_7 - R_{11}} \right)$$

On remarque que le signal n'est pas symétrique : le temps de montée est plus long que le temps de descente.



Figure 3-15 Simulation temporelle LTSpice de l'intégrateur où on apprécie une onde triangulaire.

3. Circuit de réinitialisation

On utilise un transistor BJT qui permet la réinitialisation du système et ainsi son oscillation. Celui-ci est commandé par la sortie de la bascule de Schmitt. Cette bascule à deux niveaux : soit haut ($V_{out} = 5V$) soit bas ($V_{out} = 0V$). On obtient ainsi les deux situations suivantes :

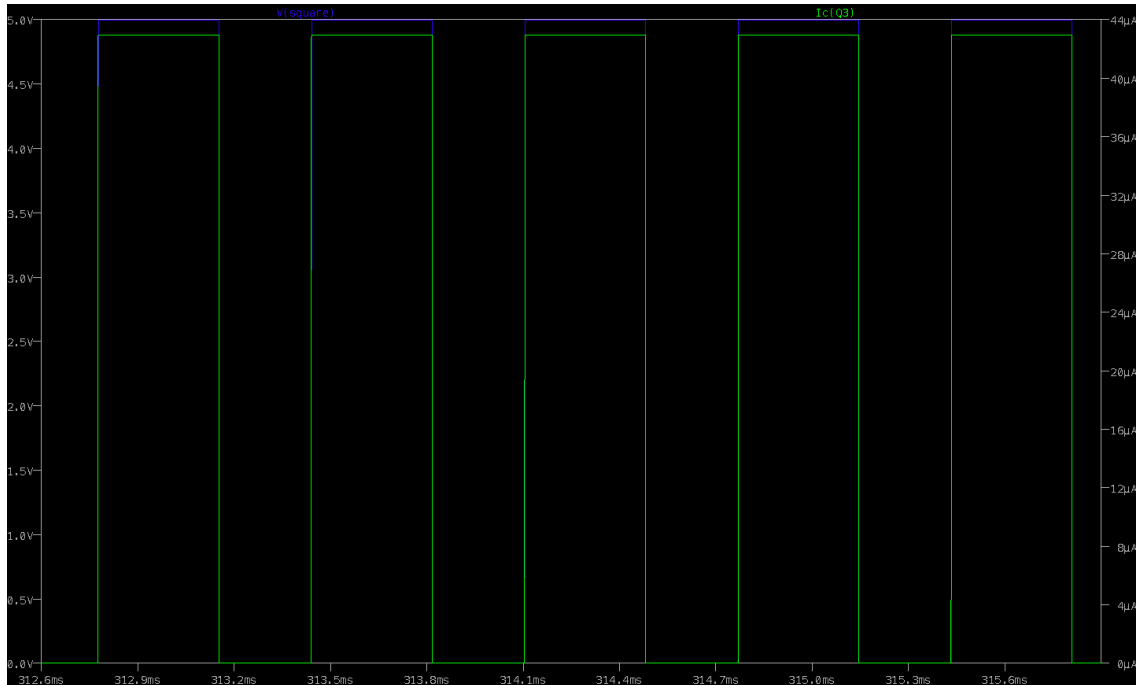
$$V_{out} = 0V$$

Quand la tension de base du transistor est nulle, la tension V_{CB} est positive et V_{BE} est inférieure à U_j . Le transistor est donc bloqué et agit comme un interrupteur ouvert. Le schéma équivalent se trouve en 5.3.2 (Q_3 off).

$$V_{out} = 5V$$

Quand la tension de base du transistor est positive, la tension V_{CB} est négative et V_{BE} est supérieure à U_j . Le transistor est donc saturé et agit comme un interrupteur fermé. Le schéma équivalent se trouve en 5.3.2 (Q_3 on).

On peut confirmer ce résultat en simulant le courant de collecteur du transistor en fonction de la tension



V_{out} :

Figure 3-16 Simulation avec LTSpice du courant de collecteur de Q_3 . En bleu on voit les oscillations de la sortie en tension, et en bleu le courant de collecteur du troisième transistor.

On remarque donc bien que le courant de collecteur est nul, c'est-à-dire que le transistor est bloqué et agit comme un interrupteur ouvert quand la tension V_{out} est nulle et que le courant de collecteur vaut $I_{C3} = \frac{V_{EXPO}}{2R_{11}}$ ($= 43\mu A$ ici pour $V_{EXPO} = 4.86V$) quand $V_{out} = 5V$. Ce second cas représente bien un interrupteur fermé.

4. Montages tampons

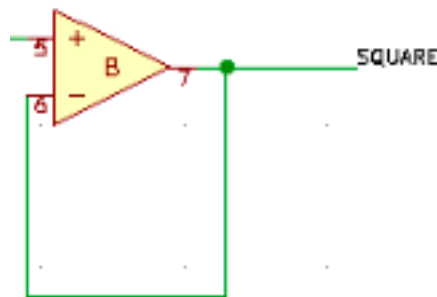


Figure 3-17 Montage tampon

On remarque deux montages utilisant des amplificateurs opérationnels ajoutés après les sorties des signaux triangulaires et carré. Leur but n'est pas de modifier le signal mais de changer les résistances de sorties des montages. En effet, la résistance d'entrée à la borne + d'un ampli op est infinie (le cours est nul). Ce qui nous intéresse particulièrement est la résistance de sortie. En effet, dans les deux cas cette dernière est nulle, ce qui est un fort avantage. On a ainsi pour notre montage global :

$$R_{out} = 0$$

Le signal n'est pas modifié car on constate immédiatement que $V_{out} = V_- = V_+$ donc le gain du montage est unitaire.

4. Masques

À continuation on présente quelques images des masques dessinés avec le logiciel KiCad. On voit sur la première image le positionnement des composants sur une plaque de 66 x 89 mm. Sur la deuxième et troisième figures on voit les plaques avec les pistes. Toutes les masses sont reliées par la plaque en cuivre. Et sur la quatrième et cinquième images on voit les représentations graphiques en trois dimensions.

La liste de matériel (BOM – bill of materials) est affichée en annexe.

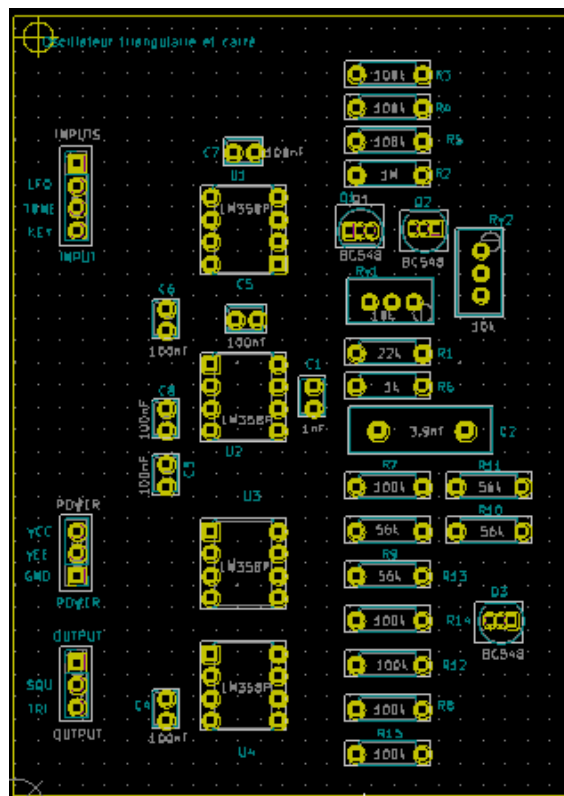


Figure 4-1 Positionnement des pièces sur la plaque en kicad.

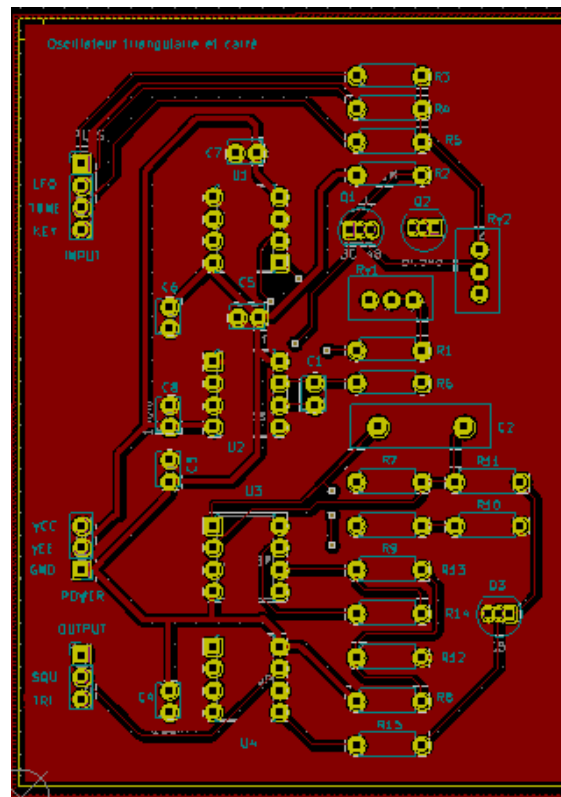


Figure 4-2 Vue frontal de la plaque en cuivre sur Kicad

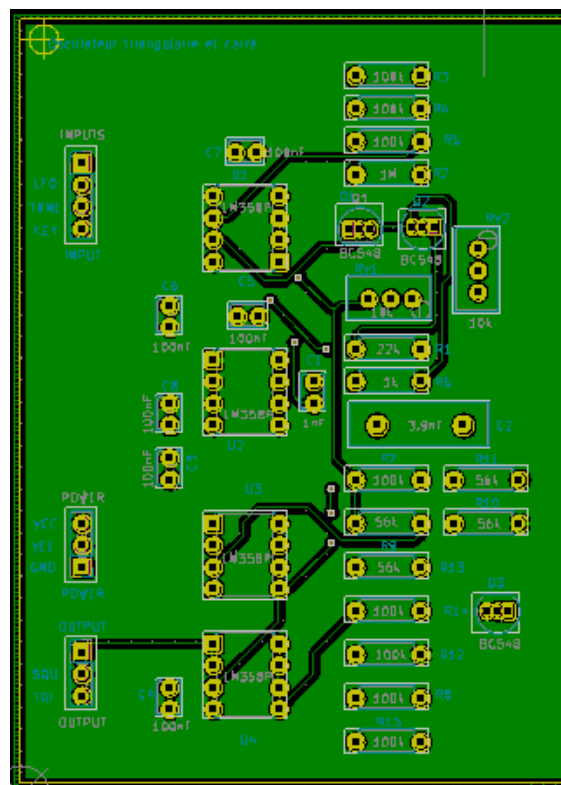


Figure 4-3 Vue posterieure de la plaque en cuivre sur Kicad

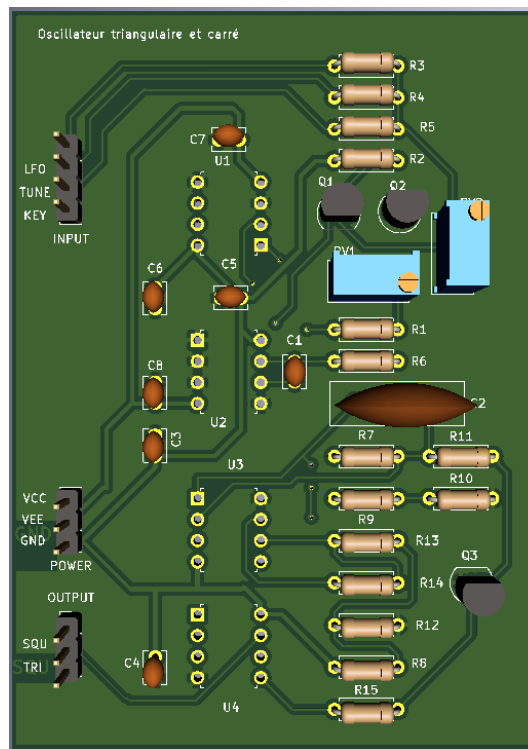


Figure 4-4 Vue frontale de la plaque en 3d sur Kicad

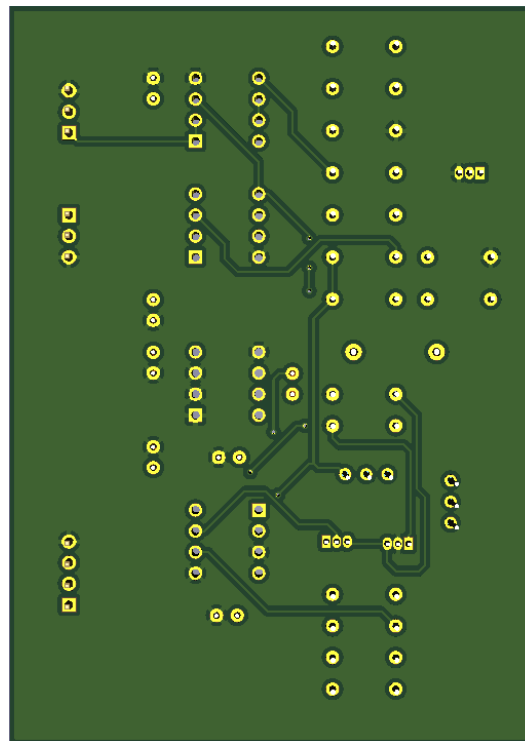


Figure 4-5 Vue posterieure de la plaque en 3d sur Kicad

5. Discussion

Il faut remarquer en regardant bien la figure 5.15 représentant l'onde triangulaire que le temps de montée et le temps de descente ne sont pas nécessairement les mêmes. Ceci est démontré mathématiquement aussi. À cause de ceci on peut s'attendre à avoir un contenu harmonique différent à celle d'un onde triangulaire symétrique.

On voit aussi selon la figure 7-1 que les fréquences trouvées sont distantes à celles affichées en annexe. En pratique c'est un problème qu'arrive régulièrement. On voit que l'écarte entre les fréquences sur ce tableau et l'annexe sont proportionnels dans le domaine musical. C'est-à-dire, l'écarte entre les fréquences basses produisent une différence d'une note à l'autre, et cette écarte est pareil entre les écarts à des fréquences plus élevées. Pour gérer ce problème, on pourrait ajuster les valeurs des deux potentiomètres (RV1 et RV2) utilisés dans la configuration pour ajuster globalement les valeurs en sortie mais, étant donné que cet oscillateur sera dans une boîte fixe on n'aura pas accès directement. Ainsi on utilisera l'entrée TUNE. Ici on pourrait administrer une tension continue de façon à réduire cet écarte.

KEY (V)	V _{IN} (mV)	I _{C2} (μA)	V _{EXPO} (V)	Fréquence (Hz)
0.0833	-1.5	5.3	0.159	50.0
1.0833	-19.5	10.7	0.321	100.8
2.0833	-37.5	21.5	0.646	203.1
3.0833	-55.5	43.4	1.302	409.4
4.0833	73.5	87.4	2.624	825.0
5	-90	166.3	4.988	1568.5

Figure 5-1 Tableau avec des valeurs trouvés pour des différents valeurs en entrée (KEY). Les entrées TUNE et LFO sont mises à zéro.

Exemple :

Lorsqu'on a 1.0833 V en entrée, en annexe on a 130 Hz qui représente la note si 0. Dans nos calculs on a 100 Hz qui est la note sol 0. Lorsqu'on a 5 V en entrée on a 1975 Hz qui est encore la note si 4, tandis que dans nos calculs on trouve la note sol 4. L'écarte est le même, donc c'est juste un ajustement de 4 notes à réaliser.

Autre chose qu'on remarque est la différence d'amplitude entre l'onde triangulaire et l'onde carrée. Pour l'onde triangulaire on voit une tension maximale de 3.3 V et minimale de 1.7 V en régime permanent, tandis que pour l'onde carrée ça fluctue entre 0 V et 5 V. On peut s'attendre à avoir un volume en dB plus forte pour l'onde carrée que pour l'onde triangulaire. Il serait possible de rajouter un stage de gain pour essayer d'avoir des sorties à intensité pareil, mais c'est là où on fera l'utilisation d'autres modules.

Comme amélioration on voit l'utilité d'avoir un potentiomètre à l'entrée TUNE au lieu de brancher un fil. Se rendra plus facile ce procès.

6. Conclusion

Ce montage d'oscillateur d'un volt par octave amène bien à prendre une entrée de tension entre zéro et cinq volts pour sortir une onde ayant une fréquence respectant la théorie musicale.

On a vu que l'utilisation d'un transistor BJT comme relation mathématique/physique entre une entrée en tension (échelle linéaire) et une courant en sortie (échelle logarithmique). Même si le 'duty cycle' d'ondes ne sont pas symétriques, il faudrait d'abord écouter le signal pour ensuite prendre une décision à propos de quoi faire. Et voilà la difficulté de ce projet, l'impossibilité de tester sur la platine (breadboard). Si bien théoriquement on a juste à régler la tension au départ (sommateur) on ne sait pas exactement comment vont agir les transistors par rapport à leur température.

Ce module si bien limité, par rapport à son but comme instrument musicale ou de son, devrait être enchaîné avec un ou plusieurs autres modules. Par exemple, on pourrait prendre la sortie en de l'onde carrée pour le faire passer dans un autre module de filtrage et ainsi changer la forme de l'onde. Ensuite on pourrait le faire passer à travers d'un module de mixage où on ajouterait d'autres sons.

7. Annexe

À continuation on présente deux graphiques qui pourraient mettre plus en évidence le rapport entre la tension d'entrée et son équivalent en fréquence.

Touche	Touche #	1v Octave V	Tension logarithmique	Fréquence
Do 0	1	0,0833	0,1655	65,4078
Do# 0	2	0,1667	0,1754	69,2971
Re 0	3	0,2500	0,1858	73,4177
Re# 0	4	0,3333	0,1969	77,7834
Mi 0	5	0,4167	0,2086	82,4086
Fa 0	6	0,5000	0,2210	87,3089
Fa# 0	7	0,5833	0,2341	92,5005
Sol 0	8	0,6667	0,2480	98,0009
Sol# 0	9	0,7500	0,2628	103,8284
La 0	10	0,8333	0,2784	110,0023
La# 0	11	0,9167	0,2950	116,5434
Si 0	12	1,0000	0,3125	123,4734
Do 1	13	1,0833	0,3311	130,8155

Do 4	49	4,0833	2,6487	1046,5242
Do# 4	50	4,1667	2,8062	1108,7538
Re 4	51	4,2500	2,9730	1174,6838
Re# 4	52	4,3333	3,1498	1244,5341
Mi 4	53	4,4167	3,3371	1318,5379
Fa 4	54	4,5000	3,5355	1396,9423
Fa# 4	55	4,5833	3,7458	1480,0088
Sol 4	56	4,6667	3,9685	1568,0147
Sol# 4	57	4,7500	4,2045	1661,2537
La 4	58	4,8333	4,4545	1760,0370
La# 4	59	4,9167	4,7194	1864,6942
Si 4	60	5,0000	5,0000	1975,5747

Figure 7-1 Première image avec l'octave plus bas, deuxième avec l'octave la plus haute.

La première colonne représente la note musicale, la deuxième nous indique quel touche sur le clavier représente cette note. La troisième colonne montre la tension d'entrée obtenue comme suit :

Si 1 V équivaut à la fin de la première octave, donc linéairement, on trouve la première note qui est 1/12V, 0.833V.

Pour la quatrième colonne, on a les tensions théoriques qui représentent les notes musicales. Ceci se calcule comme suit :

On sait que lorsqu'on monte d'une octave, la fréquence est multipliée par deux, donc si on a douze notes entre une note N et une note N*2, géométriquement on calculera chacune des pas entre ces douze notes en multipliant N par $\sqrt[12]{2}$. Si on prend comme première note la limite supérieure en 5 V, on peut trouver toutes les notes entre 0 et 5 V.

Pour la cinquième colonne on prend cette valeur de tension de sortie de la quatrième colonne et on la multiplie par une constante qui dépendra du choix des composantes de la configuration de l'intégrateur. Dans le tableau ci-dessus, on a choisi 395. Donc on la cinquième colonne est égale à 395 multiplié par la quatrième.

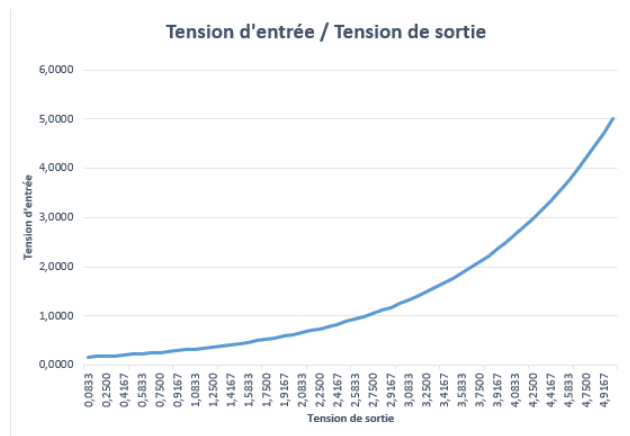


Figure 7-2 Graphique qui montre l'allure logarithmique des tensions d'entrée et sortie.

Sur l'axe vertical on voit la tension d'entrée en échelle linéaire tandis que sur l'axe horizontale on voit son équivalent en échelle logarithmique. Dans la conception de cette dispositif, on avait souhaité garder les fréquences dans la gamme sonore, c'est-à-dire dans le spectre entre 20 Hz et 20000 Hz. Finalement, on est resté entre 65 et 5000 Hz qui est plus qu'assez pour ce type d'implémentation.

8. Bibliographie

1. **René Schmitz** *A tutorial on exponential convertors and temperature compensation*, https://schmitzbits.de/expo_tutorial/index.html, 2000.
2. **Robin Mitchell** *DIY Synth Series part 1 - The exponential VCO*, <https://www.allaboutcircuits.com/projects/diy-synth-series-vco/>, August 08, 2016.
3. **KiCad** *PCB designer 5.1.5*, <https://www.kicad-pcb.org/>, 2019.

9. Historique des révisions

Révision	Date	Paragraphe	Modification
0	2020/04/09	1 à 9	Émission originale du cahier de conception manquant les sections des calculs mathématiques, simulation, conclusion, améliorations.
1	2020/05/2	4 et 5	Développements mathématiques, simulations et corrections de certains points
2	2020/05/5	6,7 et 8	Discussion, conclusion.

Tableau 9-1 – Historique des révisions