

# LELEC1101 - Projet “I Can’t Stop The Music!”

Concevoir un synthétiseur analogique - rapport intermédiaire

## Groupe 3

DE BROUX Michel (8707-13-00)

COLPIN Lionel (3965-12-00)

DEPREZ Damien (2893-13-00)

MARTINELLE Thibault (8737-13-00)

PARIS Antoine (3158-13-00)

1<sup>er</sup> avril 2015

## 1 Fonctionnement général d'un synthétiseur

Le synthétiseur analogique que nous devons concevoir est divisé en 3 blocs principaux (voir figure 1).

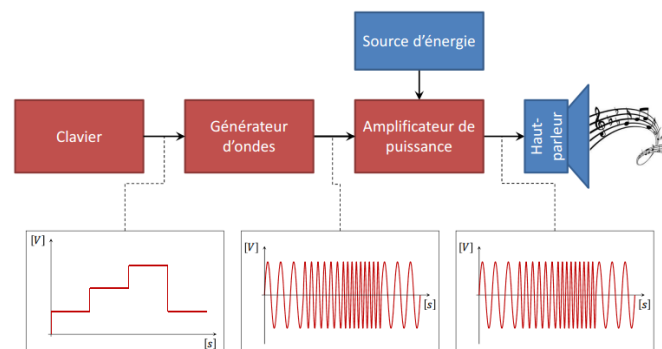


FIGURE 1: Schéma blocs global du synthétiseur.

Premièrement, il y a bien sûr un clavier. Ce clavier est simplement composé de diviseurs résistifs et de boutons poussoirs. Il doit permettre de générer différentes tensions continues, chacune correspondant à une note.

Cette tension continue sera ensuite appliquée en entrée du générateur d'onde. Ce générateur se décompose en deux blocs (voir figure 2). Un oscillateur contrôlé en tension (*voltage controlled oscillator*, ou VCO en anglais) va dans un premier temps transformer cette tension d'entrée continue en un signal périodique (dans notre cas un signal triangulaire) dont la fréquence sera directement proportionnelle à la tension d'entrée, de telle sorte que 1 mV corresponde à 1 Hz. Ensuite, un filtre transformera ce signal triangulaire en signal sinusoïdal<sup>1</sup>.

---

1. On comprend ici l'intérêt de générer un signal triangulaire plutôt qu'un signal en dents de scie ou un signal carré. En effet, filtrer de tels signaux pour obtenir un signal sinusoïdal engendrera une plus grande perte de puissance qu'à partir d'un signal triangulaire.

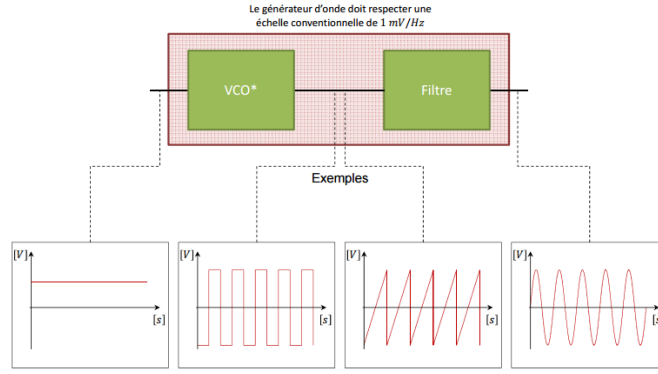


FIGURE 2: Schéma blocs du générateur d'onde.

Afin d'obtenir un son à partir de ce signal sinusoïdal, il va falloir l'appliquer en entrée d'un haut-parleur. Mais avant cela, il va falloir l'amplifier. Pour ce faire, nous allons utiliser un amplificateur de classe D (voir figure 3). Un tel amplificateur a un très bon rendement, il consomme peu de puissance. Cependant, pour que cet amplificateur fonctionne correctement, il faut lui appliquer un signal carré en entrée. Pour transformer notre signal sinusoïdal en signal carré, nous allons utiliser un système de modulation de largeur d'impulsion (ou MLI). Le MLI transforme son entrée sinusoïdale en un signal carré dont la valeur moyenne est égale à l'entrée. Ce signal carré est ensuite amplifié par l'étage de puissance et filtré afin d'obtenir à nouveau un signal sinusoïdal que l'on pourra cette fois directement appliqué en entrée du haut-parleur.

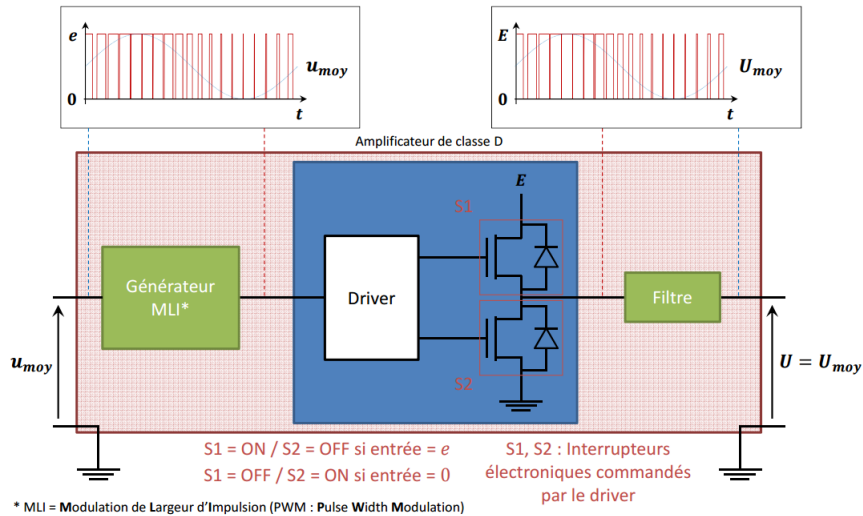


FIGURE 3: Schéma blocs de l'amplificateur.

## 2 Le clavier

Le clavier considéré ici comprend 12 touches, une pour chaque note et sa dièse correspondante. Quatre autres boutons permettent de passer d'une octave à une autre. Le clavier permet de générer des fréquences allant de 523.25 Hz à 7902.1 Hz et couvre donc les octaves 5 à 8.

La figure 4 représente le circuit du clavier. Le clavier est composé de deux réseaux de diviseurs résistifs. Le réseau constitué des quatre potentiomètres permet de gérer les octaves tandis que le réseau constitué des douze résistances correspond aux notes et aux dièses correspondantes.

La tension étiquetée **out** sur la figure 4 sera appliquée à l'entrée du VCO, qui produira ensuite

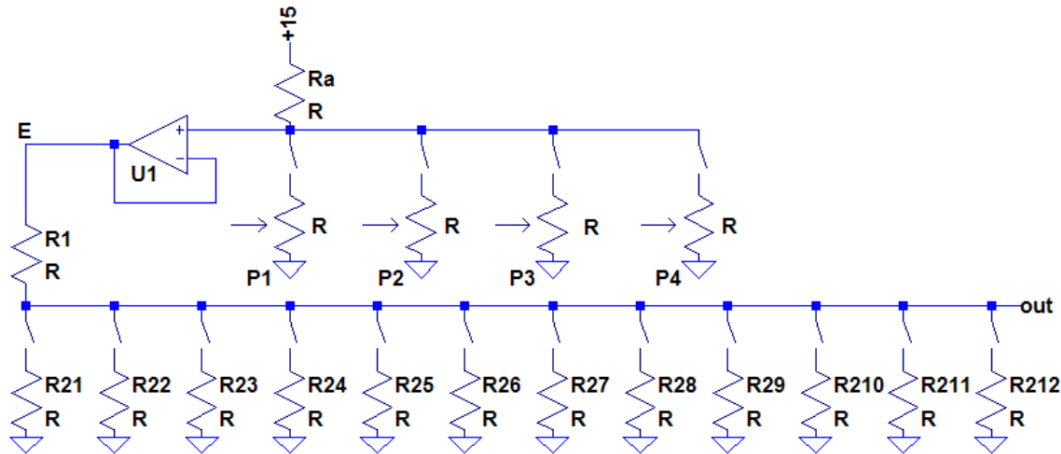


FIGURE 4: Circuit du clavier.

à sa sortie un signal périodique dont la fréquence est directement proportionnelle à l'entrée, selon la convention  $1 \text{ mV} = 1 \text{ Hz}$ . Cette tension out est donnée par la formule

$$\text{out} = E \frac{R_{2i}}{R_{2i} + R_1} \text{ avec } i = 1 \dots 12.$$

Le dimensionnement complet du clavier se base sur cette formule. En dimensionnant dans un premier temps le clavier pour l'octave 8, l'obtention de l'octave 7 est immédiate en divisant la tension  $E$  par deux, et ainsi de suite pour l'octave 6 et 5. C'est précisément le rôle du réseau de diviseurs résistifs constitué par les potentiomètres. L'utilisation de potentiomètres à la place de simples résistances permet de "calibrer" le circuit afin de conserver une bonne précision (car en pratique l'alimentation ne vaut pas exactement 15 V). Arbitrairement,  $E$  vaut 14 V pour l'octave 8 et est divisé par 2 pour chaque octave inférieure.

La présence d'un amplificateur suiveur entre ce premier réseau de diviseurs résistifs et le suivant est indispensable pour éviter les "interférences" entre résistances.

Le tableau 1 résume le dimensionnement du clavier. Seules les valeurs standard de la série de Renard E12 ont été utilisées. En utilisant une combinaison de 3 résistances en séries ou en parallèles, une erreur inférieure à 0.01% est garantie (sans tenir compte des tolérances des résistances). En utilisant une combinaison plus économique de seulement 2 résistances, des erreurs bien plus grandes peuvent survenir (de l'ordre de 0.10% à 0.30%). Une telle erreur est encore raisonnable pour l'oreille humaine qui ne peut pas différencier deux sons dont la fréquence ne diffère pas de plus de 0.6%[?]. Cependant, ces erreurs risquent encore d'être amplifiées dans les blocs suivant du synthétiseur, il est donc préférable de les minimiser au maximum dans ce premier bloc.

## Références

### 3 L'oscillateur contrôlé en tension (VCO)

### 4 Le filtre

## 5 Dimensionnement du modulateur sigma-delta

### 5.1 Fonctionnement et théorie

Le schéma bloc du modulateur sigma-delta se trouve à la figure 5. Ici, on choisit une bascule asymétrique.

Résistance	Valeur (en k $\Omega$ )
$R_1$	10
$R_{21}$	82   (15 + 0.390)
$R_{22}$	3.3 + (680   8.2)
$R_{23}$	10 + (0.120   2.7)
$R_{24}$	22   (0.330 + 15)
$R_{25}$	15   1000   18
$R_{26}$	100   220   8.2
$R_{27}$	150   (0.150 + 6.8)
$R_{28}$	8.2   39   56
$R_{29}$	4.7 + (0.820   270)
$R_{210}$	220   (0.470 + 4.7)
$R_{211}$	0.56 + (4.7   180)
$R_{212}$	2.7 + (1.8   12)

TABLE 1: Résumé du dimensionnement du clavier.

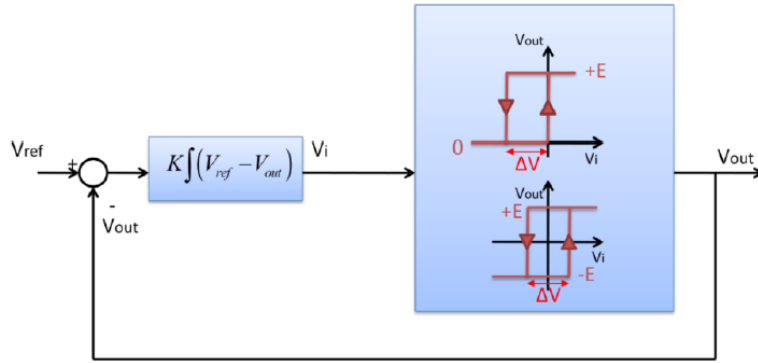


FIGURE 5: Schéma bloc du modulateur sigma-delta.

Dans un premier temps, calculons la période d'oscillation de la sortie (qui est identique à la période d'oscillation de  $V_I$  sur la figure 5).

On démarre avec un signal  $V_{\text{ref}}$  positif et  $V_{\text{out}} = 0$ .  $V_I$  est alors immédiatement positif et  $V_{\text{out}}$  sature directement à  $E$ . Comme  $V_{\text{ref}}$  est  $\leq E$ ,  $V_I$  va maintenant décroître jusqu'à atteindre  $\Delta V$ . A ce moment précis, on aura à nouveau  $V_{\text{out}} = 0$  et donc  $V_I$  va croître jusqu'à atteindre 0, et ainsi de suite.

Sur base de cela, on peut facilement calculer le temps de descente  $t_f$  et le temps de montée  $t_r$  du signal  $V_I$ <sup>2</sup>. On trouve facilement,

$$t_f = -\frac{\Delta V}{(V_{\text{ref}} - E)K},$$

$$t_r = \frac{\Delta V}{KV_{\text{ref}}}.$$

La période  $T$  étant la somme du temps de descente et du temps de montée, on trouve

$$T = \frac{\Delta V}{K} \left( \frac{1}{V_{\text{ref}}} - \frac{1}{V_{\text{ref}} - E} \right)$$

et donc finalement

$$f = -\frac{K}{\Delta V} \frac{V_{\text{ref}}(V_{\text{ref}} - E)}{E}. \quad (1)$$

2. Ce signal sera soit un signal triangulaire, soit un signal en dents de scie, selon la valeur de  $V_{\text{ref}}$ .

**Remarque** A partir du temps de descente et du temps de montée, on peut prouver que la moyenne du signal carré  $V_{\text{out}}$  vaut bien  $V_{\text{ref}}$ . Il suffit de démontrer l'égalité suivante

$$\frac{E \cdot t_f + 0 \cdot t_r}{T} = V_{\text{ref}}.$$

La fréquence en fonction de  $V_{\text{ref}}$  est donc une parabole avec une racine en 0 V et une racine en E V.

On peut déduire plusieurs chose de l'équation 1. Premièrement, la fréquence de sortie maximale est atteinte pour  $V_{\text{ref}} = \frac{E}{2}$  et vaut

$$f_{\text{max}} = \frac{K}{\Delta V} \frac{E}{4}.$$

Ensuite, pour un signal  $V_{\text{ref}}$  sinusoïdal dont l'amplitude peut être négative, la fréquence sature. Or, dans le cas de notre synthétiseur, le signal  $V_{\text{ref}}$  est la sortie de notre VCO (après passage dans un filtre pour en extraire une sinusoïdale pure). Il faudra donc “déplacer” la parabole de manière à ce qu'elle soit centré autour de l'origine.

## 5.2 Dimensionnement et circuit réel

Le circuit du modulateur sigma-delta est représenté à la figure 6.

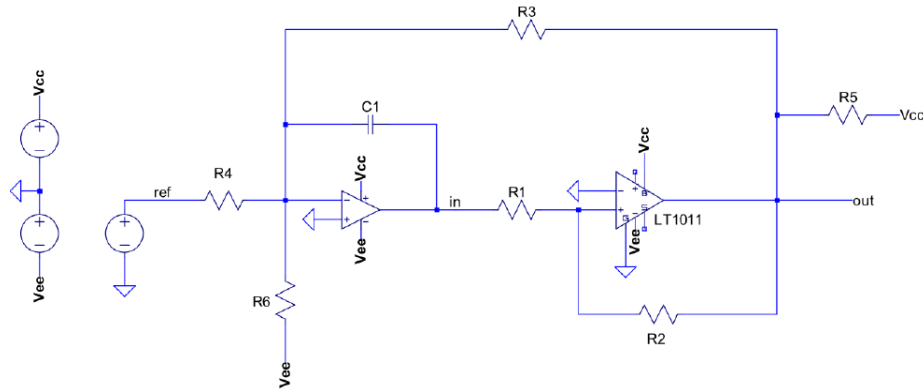


FIGURE 6: Circuit du modulateur.

On va résoudre ce circuit pour obtenir des équations de la même forme que celles de la figure 5. On se concentre d'abord sur l'amplificateur opérationnel. Grâce à la boucle de contre réaction négative, on peut dire  $v_- = v_+ = 0$ . On peut ensuite obtenir les courants suivants

$$\begin{aligned} i_{R_4} &= \frac{V_{\text{ref}}}{R_4}, \\ i_{R_6} &= \frac{V_{\text{ee}}}{R_6}, \\ i_{R_3} &= \frac{V_{\text{out}}}{R_3}, \\ i_{C_1} &= -C_1 \frac{dv_{\text{in}}}{dt}. \end{aligned}$$

On applique ensuite KCL et on écrit

$$i_{C_1} = i_{R_4} + i_{R_6} + i_{R_3}.$$

De cette relation, on tire

$$v_{\text{in}} = -\frac{1}{C_1} \int \frac{V_{\text{ref}}}{R_4} + \frac{V_{\text{ee}}}{R_6} + \frac{V_{\text{out}}}{R_3}.$$

Pour se ramener à l'équation de la figure 5, on pose  $V'_{\text{ref}} = -R_3(\frac{V_{\text{ref}}}{R_4} + \frac{V_{\text{ee}}}{R_6})$  pour enfin obtenir

$$v_{\text{in}} = \frac{1}{C_1 R_3} \int V'_{\text{ref}} - V_{\text{out}}$$

où  $V'_{\text{ref}}$  correspond au  $V_{\text{ref}}$  de la figure 5.

Pour dimensionner le modulateur, on doit respecter plusieurs contraintes. Premièrement la fréquence pour  $V_{\text{ref}} = 7.5 \text{ V}$  doit être de 80 kHz. Et deuxièmement, on doit déplacer la parabole de manière à ce que ces racines soient  $-15 \text{ V}$  et  $+15 \text{ V}$ . Enfin, on doit choisir  $\Delta V$  de manière à ce que la bascule ne soit pas sensible au bruit (quelques millivolts).

On va directement anticiper une non-idéalité de la bascule, la valeur de saturation  $E$  n'est pas égale à la tension d'alimentation. On a plutôt  $E \approx 13.5 \text{ V}$ .

Pour centrer la parabole, il faut que  $\frac{R_3}{R_6} V_{\text{ee}}$  soit égale à 6.75 V. Il faut ensuite étirer la parabole de manière à ce que ses racines soient  $\pm 15 \text{ V}$ . Il faut donc  $\frac{R_3}{R_4} = 0.45$ .

En utilisant des valeurs de composants standards (série de Renard E12). On peut choisir,  $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$  et  $R_4 = R_6 = 48.5 \text{ k}\Omega$ .

On passe ensuite à la contrainte sur la fréquence. On a comme relation

$$\frac{K}{\Delta V} \frac{E}{4} = 80000.$$

On peut fixer arbitrairement  $\Delta V$  à 1 V. On a alors  $K = \frac{1}{C_1 R_3} = 23703.7037$  et donc  $C_1 = 1.9 \text{ nF}$ . Enfin, comme  $\Delta V = \frac{R_1}{R_2} E$ , on peut par exemple choisir  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 134.6 \text{ k}\Omega$ .

Pour appliquer la signal de sortie du modulateur à l'étage suivant du circuit, il faudra utiliser un diviseur résistif car l'étage suivant ne supporte pas des entrées supérieures à 5 V.

### 5.3 Confrontation des mesures et de la théorie

En superposant le graphe théorique que l'on peut obtenir avec les valeurs obtenues dans la section précédentes et des mesures effectués sur une implémentation en circuit du modulateur, on obtient la figure 7.

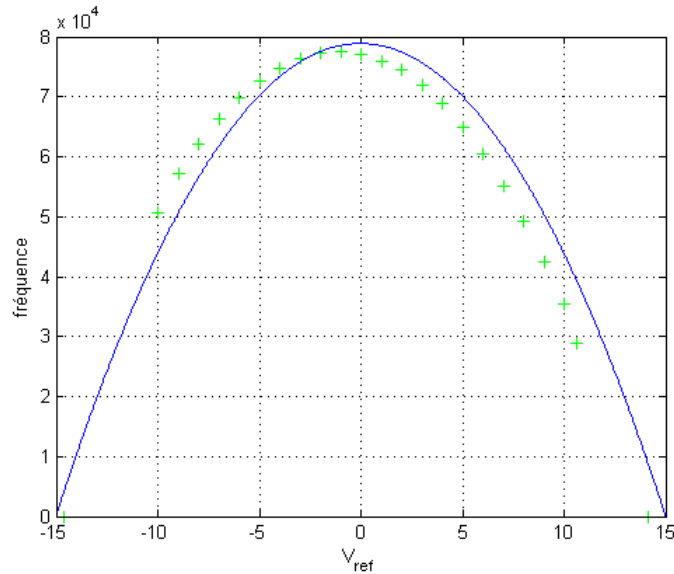


FIGURE 7: En bleu, les prévisions théoriques et en vert les mesures.

On constate que la théorie colle assez bien à la réalité. Le faible décalage dépend sans doute des tolérances des résistances, des variations dans les alimentations (le MyDAQ sort, dans ce cas,

du  $+14.10\text{ V}$  et du  $-14.62\text{ V}$  plutôt que du  $\pm 15\text{ V}$ ), des variations dans la valeur de saturation  $E$  ( $\approx 13.62\text{ V}$ ). On pourrait effectuer un dimensionnement plus précis à partir de ces valeurs réelles afin d'obtenir une prévision théorique encore plus proches de la réalité. Le problème, c'est que les valeurs des tensions d'alimentations (par exemple) dépendent justement de la charge connectée, et donc du choix des résistances effectuées lors du dimensionnement.