

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)

27 mars 2015

1 Fonctionnement général d'un synthétiseur

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

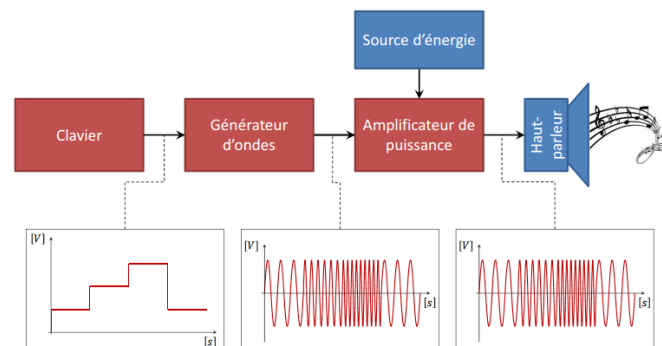


FIGURE 1: Schéma blocs global du synthétiseur.

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 sinusoïdal¹.

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.

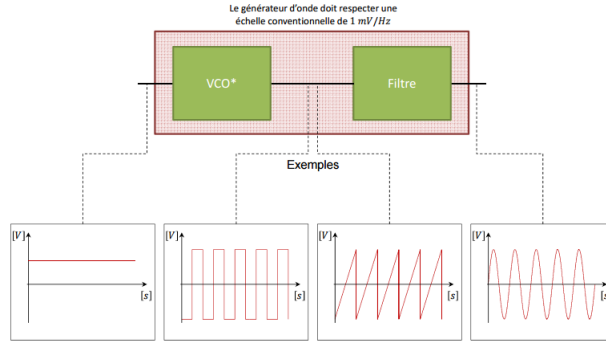


FIGURE 2: Schéma blocs du générateur d'onde.

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.

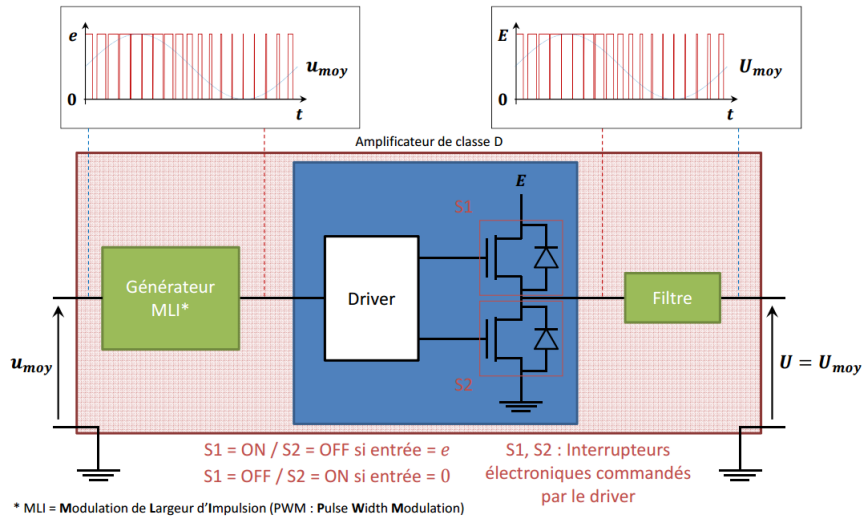


FIGURE 3: Schéma blocs de l'amplificateur.

2 Le clavier

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 4. Ici, on choisit une bascule asymétrique.

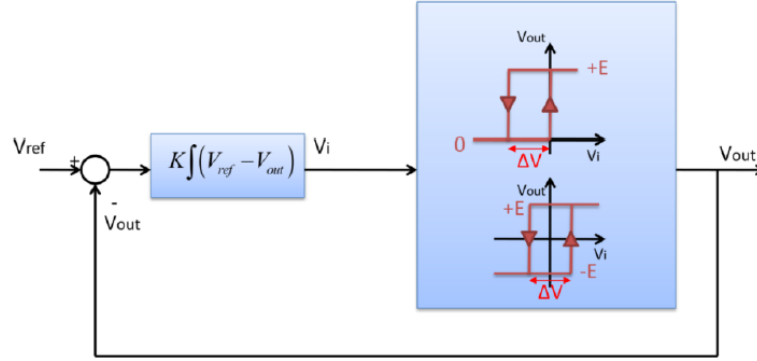


FIGURE 4: Schéma bloc du modulateur sigma-delta.

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 4).

On démarre avec un signal V_{ref} positif et $V_{out} = 0$. V_I est alors immédiatement positif et V_{out} sature directement à E . Comme V_{ref} est $\leq E$, V_I va maintenant décroître jusqu'à atteindre ΔV . A ce moment précis, on aura à nouveau $V_{out} = 0$ 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 ². On trouve facilement,

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

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

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

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

et donc finalement

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

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

Remarque A partir du temps de descente et du temps de montée, on peut prouver que la moyenne du signal carré V_{out} vaut bien V_{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_{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_{ref} sinusoïdal dont l'amplitude peut être négative, la fréquence sature. Or, dans le cas de notre synthétiseur, le signal V_{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 5.

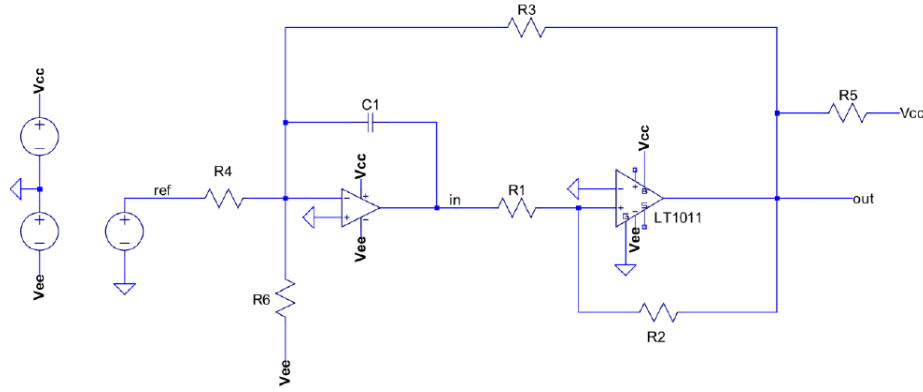


FIGURE 5: Circuit du modulateur.

On va résoudre ce circuit pour obtenir des équations de la même forme que celles de la figure 4. 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 4, 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'_{ref} correspond au V_{ref} de la figure 4.

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 V et $+15 \text{ V}$. Enfin, on doit choisir ΔV 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 ΔV 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 6.

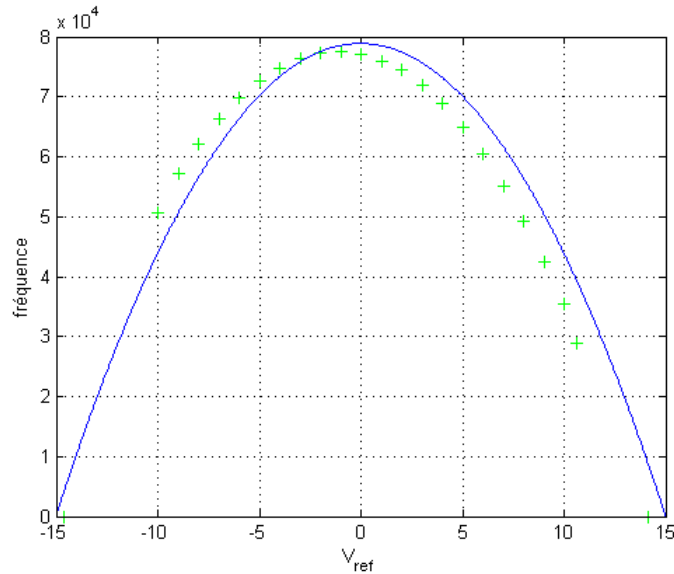


FIGURE 6: En bleu, les prévisions théoriques et en vert les mesures.

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 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.