

IMT Atlantique
UE ELECTRICAL ENGINEERING -
SAR
Technopôle de Brest-Iroise - CS 83818
29238 Brest Cedex 3
Téléphone : +33 (0)2 29 00 13 04
Télécopie : +33 (0)2 29 00 10 12
URL : www.imt-atlantique.fr



Compte-rendu SAR Audio
Electrical Engineering - SAR

SAR - TRAITEMENTS AUDIO

Ce rapport comporte **3 pages** de sommaire, liste des figures et tableaux,
10 pages de corps de document et **14 pages** d'annexes et bibliographie

Date d'édition : 27 mai 2025
Version : 2.0

Victor YE
B2 3/4
Pierre GONOT
B2 3/4



IMT Atlantique
Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom

Sommaire

1. Synthèse additive - Partie 1	4
1.1. Question 1.1	4
1.2. Question 1.2	7
1.3. Question 1.3	8
1.4. Question 1.4	8
2. Synthèse soustractive - Partie 2	10
2.1. Question 2.1	10
2.2. Question 2.2	12
2.3. Question 2.3	13
2.4. Question 2.4	14
3. Effets audio-numériques - Partie 3	15
3.1. Question 3.1	15
3.2. Question 3.2	15
3.3. Question 3.3	16
3.4. Question 3.4	17
3.5. Question 3.5	17
3.6. Question 3.6	17
3.7. Question 3.7	17
3.8. Question 3.8	17
3.9. Question 3.9	18
3.10. Question 3.10	18
3.11. Question 3.11	18
3.12. Question 3.12	19
3.13. Question 3.13	19
3.14. Question 3.14	20
3.15. Question 3.15	21
3.16. Question 3.16	21
3.17. Question 3.17	22
3.18. Question 3.18	22
3.19. Question 3.19	22
4. Conclusion	24

Liste des figures

1.1. Spectre de <code>single_tone_guitar - pitch - pipe - a3.wav</code>	4
1.2. Spectre de <code>nylon-guitar.wav</code>	5

1.3. Spectre de <code>single_tone_violin - a3.wav</code>	5
1.4. Spectre de <code>single_tone_sax - soprano - a3.wav</code>	6
1.5. Spectre en échelle log de <code>piano1.wav</code>	6
1.6. Spectre de <code>single_tone_sax - soprano - a3.wav</code>	7
1.7. Spectre de <code>single_tone_trumpet - a3.wav</code>	7
1.8. Enveloppe ADSR utilisée	8
2.1. Spectre du signal carré	10
2.2. Spectre du signal carré avec amplitude linéaire sur une plus courte gamme de fréquence	11
2.3. Spectre du signal dent de scie	11
2.4. Spectre du signal en dent de scie avec amplitude linéaire sur une plus courte gamme de fréquence	12
2.5. Filtre appliqué au signal dent de scie	13
3.1. Autocorrélations de <code>xe1</code> et <code>xe2</code>	16
3.2. Réponse impulsionnelle de la pièce	17
3.3. Réponse impulsionnelle $h(k)$ du filtre à delay	19
3.4. Comparaison des réponses en fréquences Numérique et Théorique.	20
3.5. Erreurs en amplitude	20
3.6. Erreurs en phase	21
3.7. Résultat de <code>test_effet_delay</code>	21
3.8. Résultat de <code>Test_effet_delay_filtre</code>	22
3.9. Réponse fréquentielle du filtre $h_r(k)$	23

Liste des tableaux

1.1. Fréquences et harmonicité - Piano 1	8
1.2. Fréquences et harmonicité - Piano 2	8

Présentation de la situation d'apprentissage

Le module **de Situation d'Apprentissage Riche (SAR) Audio** a pour but de mettre en pratique les connaissances théoriques de traitement du signal acquises durant tout le semestre.

Ce compte-rendu est rédigé de manière linéaire, les figures et analyses suivent l'ordre des questions. Dans une **première partie**, nous avons appris à utiliser **Matlab** pour représenter et analyser des signaux dans les domaines temporels et fréquentiels, notamment en étudiant l'harmonicité de son produit par des instruments de musique, et en essayant de les reconstruire par synthèse additive. Puis, dans une **deuxième partie**, nous avons essayé à nouveau de produire du son de synthèse, soustractive cette fois-ci, notamment en implémentant un filtre passe-bas numérique. Enfin, dans une **troisième partie**, nous avons cherché à créer des systèmes linéaires invariants en temps, afin d'appliquer à des sons des effets, d'abord un effet *reverb*, d'écho, puis un effet *delay*, de répétition.

Vous trouverez en sommaire la liste des réponses aux différentes questions rangées selon les trois parties mentionnées précédemment, ainsi que la liste des figures. Afin de faciliter la navigation les lignes du sommaire sont cliquables.

Synthèse additive - Partie 1

La synthèse sonore additive consiste à créer un son en additionnant des signaux sinusoïdaux appelés harmoniques.

Un signal périodique peut être décomposé en somme de sinus et cosinus, de fréquences multiples de la fréquence fondamentale du signal. Ce sont ces signaux élémentaires qui sont additionnés dans la synthèse additive pour obtenir des sons plus complexes, donc cette méthode permet théoriquement de créer tous les sons périodiques.

1.1. Question 1.1

Voici le spectre d'amplitude obtenu avec une transformée de Fourier discrète pour 3 instruments à cordes : une guitare avec corde en nylon, une guitare et un violon. On compare ces spectres aux spectres obtenus pour une trompette et un saxophone.

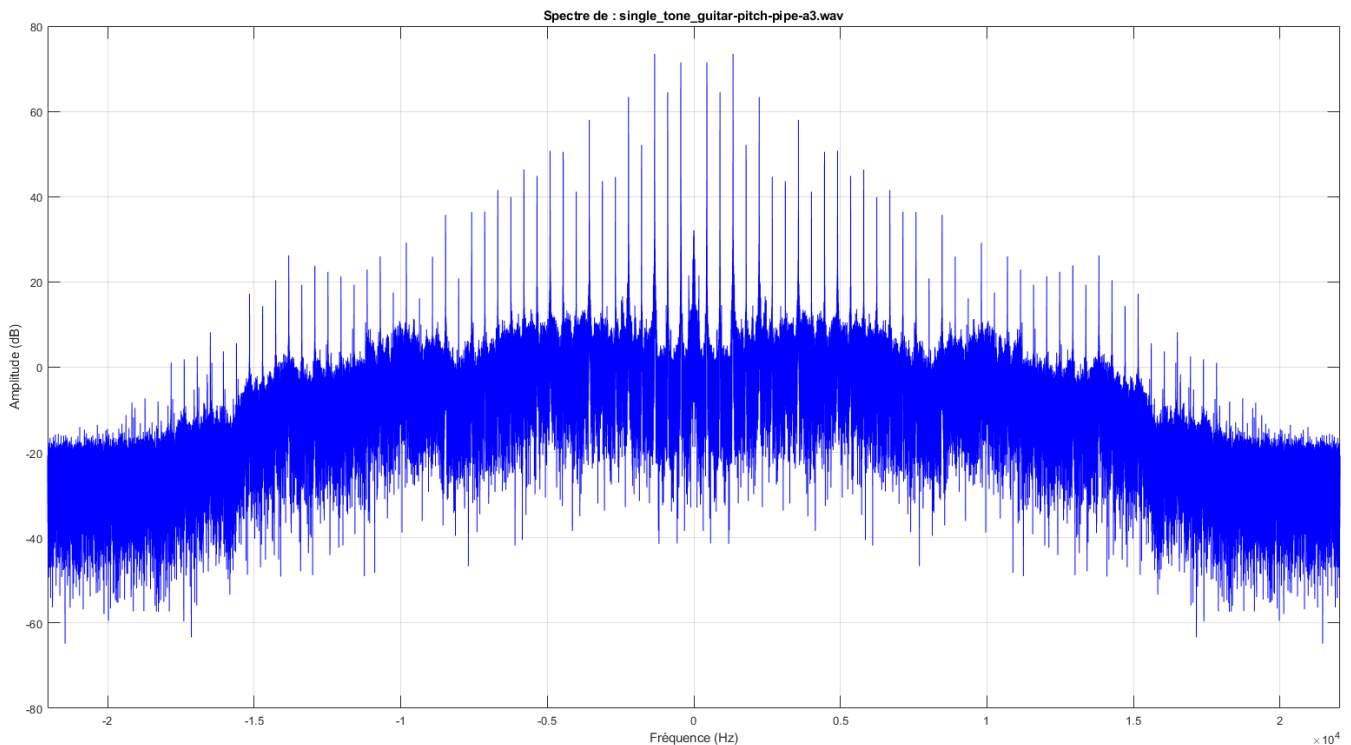


FIGURE 1.1 – Spectre de `single_tone_guitar – pitch – pipe – a3.wav`

On trouve graphiquement que la fréquence du fondamentale est environ de 446 Hz

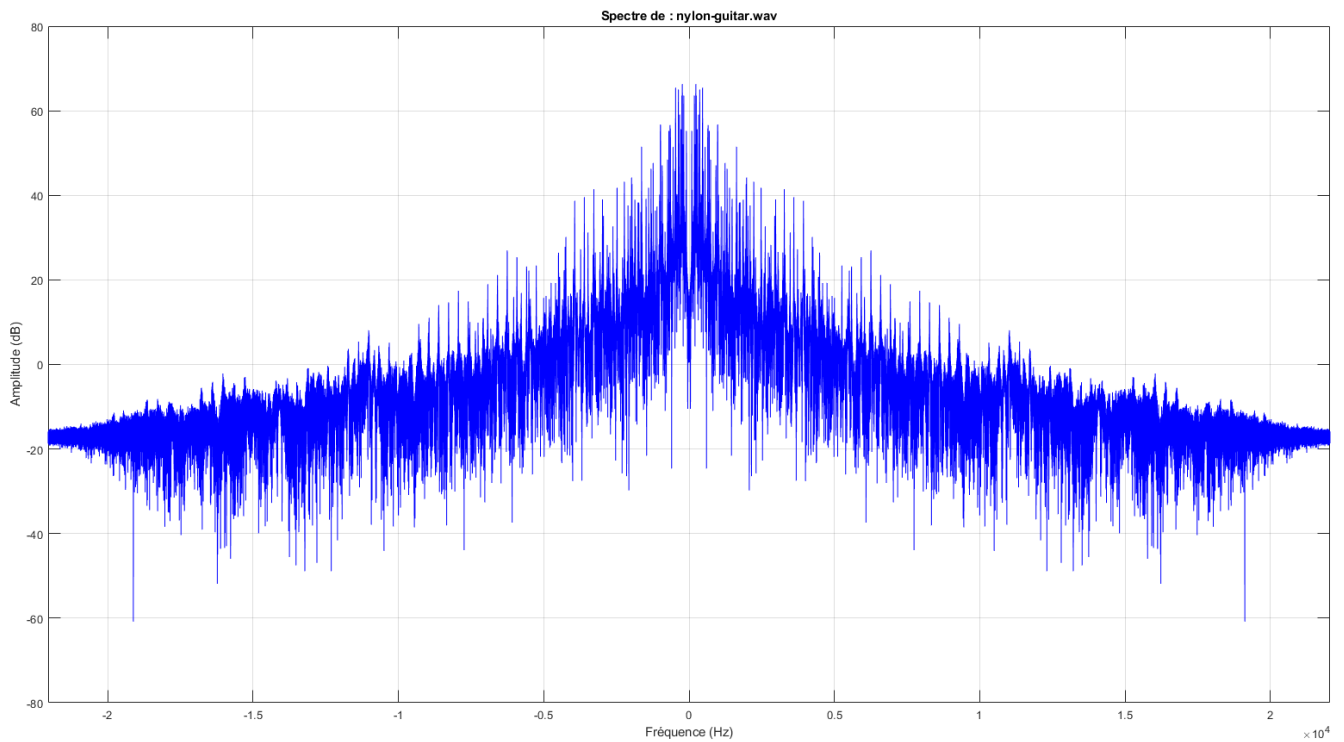
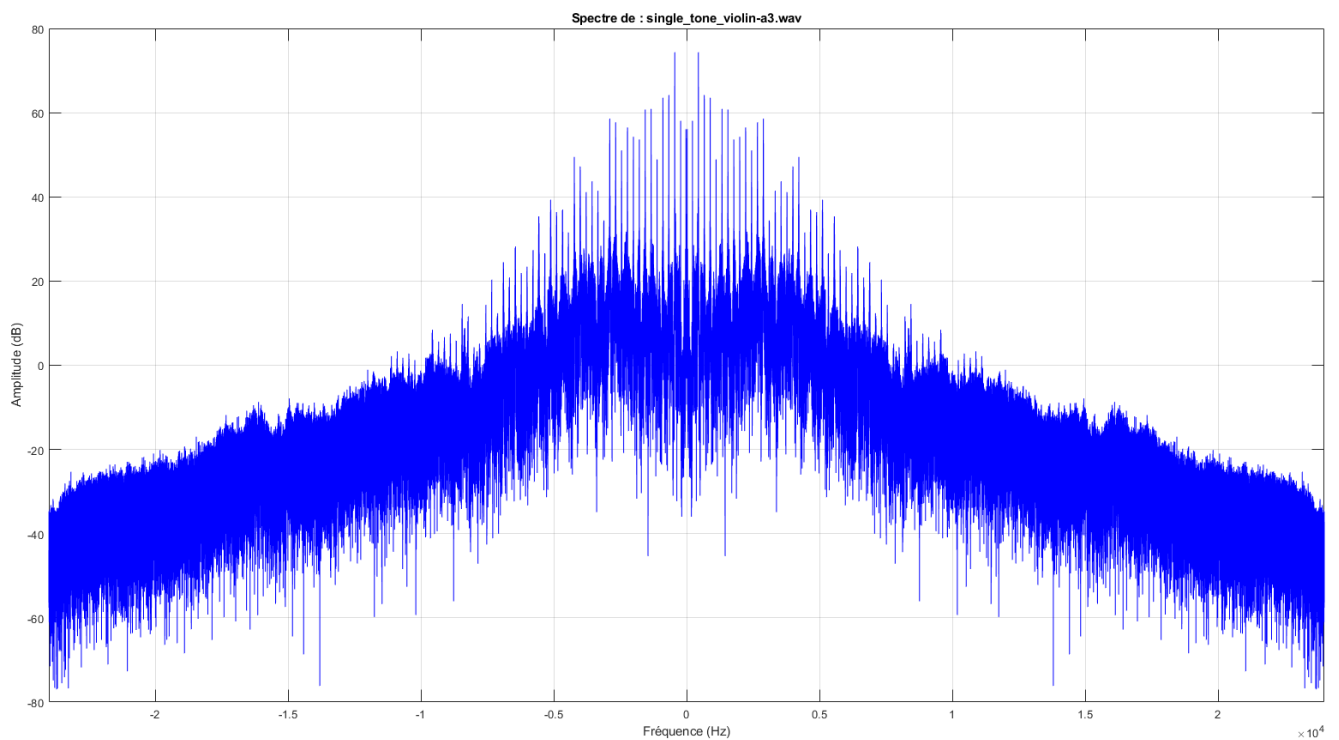
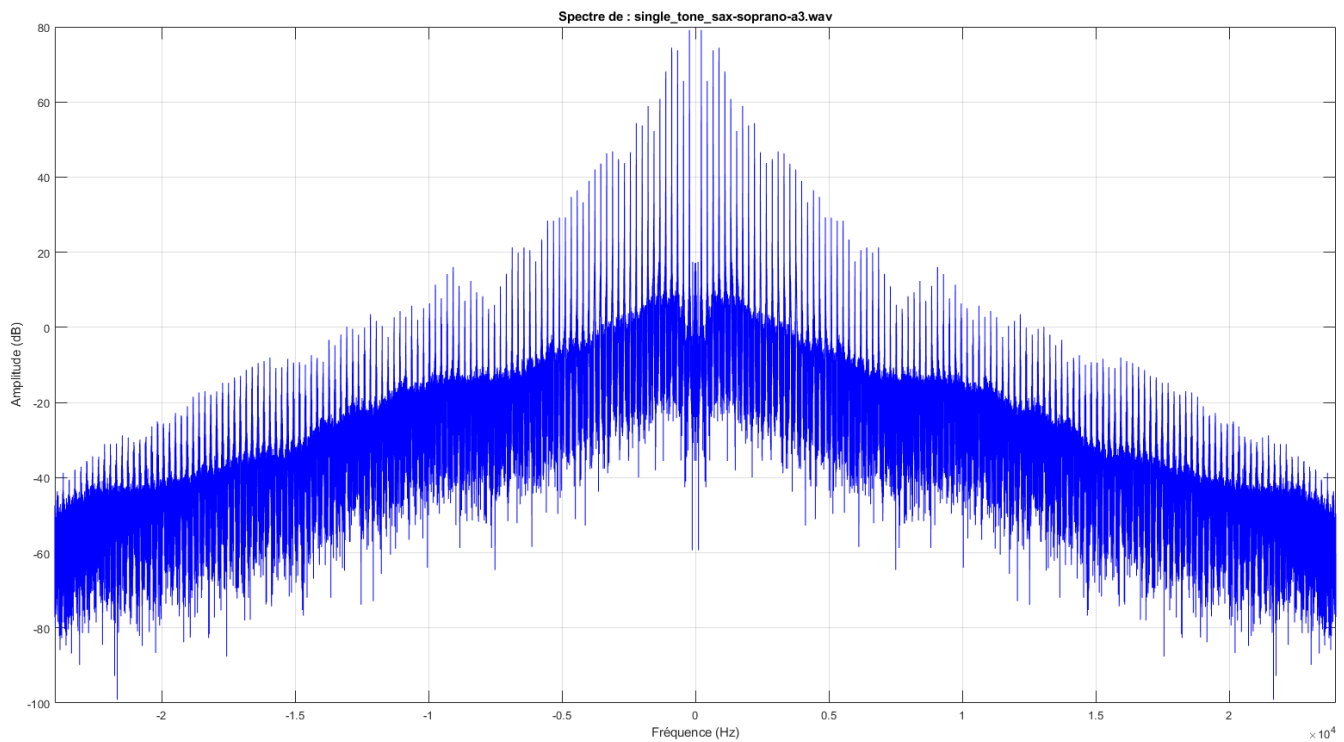


FIGURE 1.2 – Spectre de nylon-guitar.wav

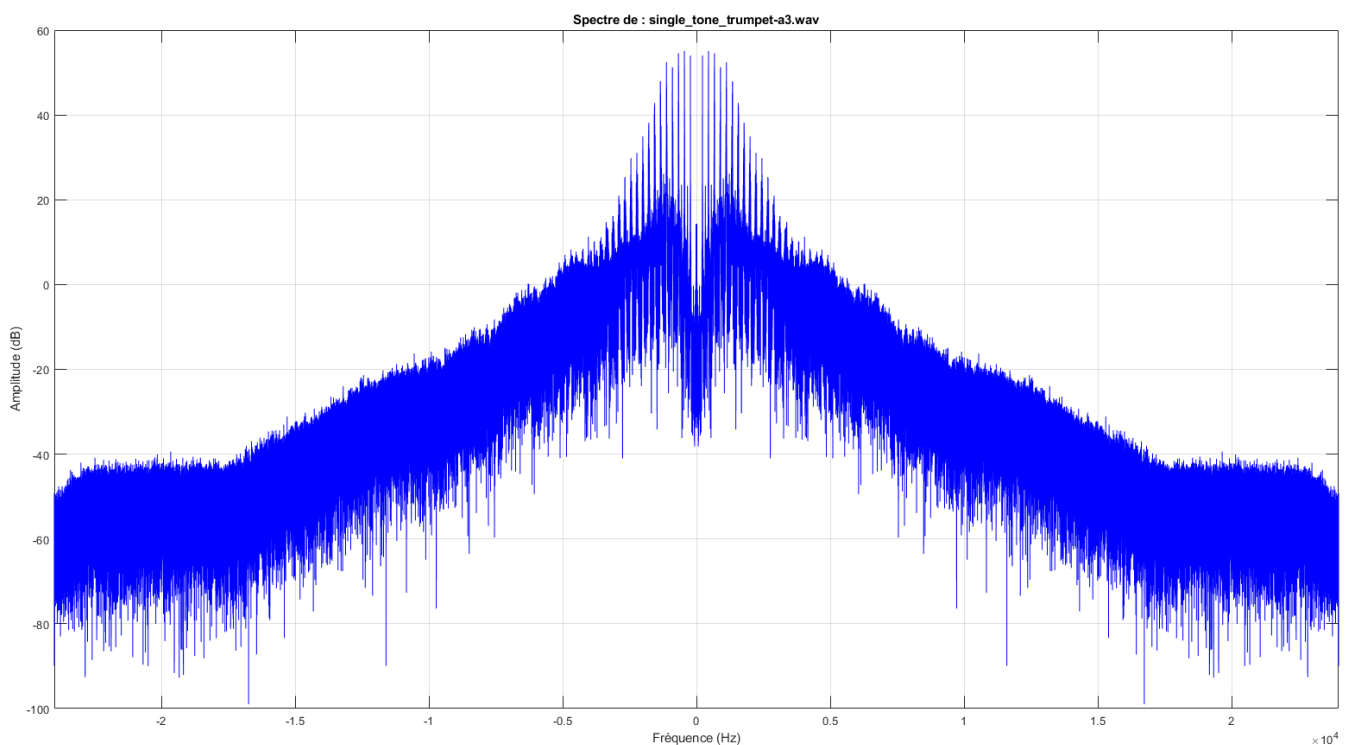
On trouve graphiquement que la fréquence du fondamentale est environ de 91 Hz

FIGURE 1.3 – Spectre de single_{tone}_{violin} – a3.wav

On trouve graphiquement que la fréquence du fondamentale est environ de 222 Hz

FIGURE 1.4 – Spectre de `single_tone_sax – soprano – a3.wav`

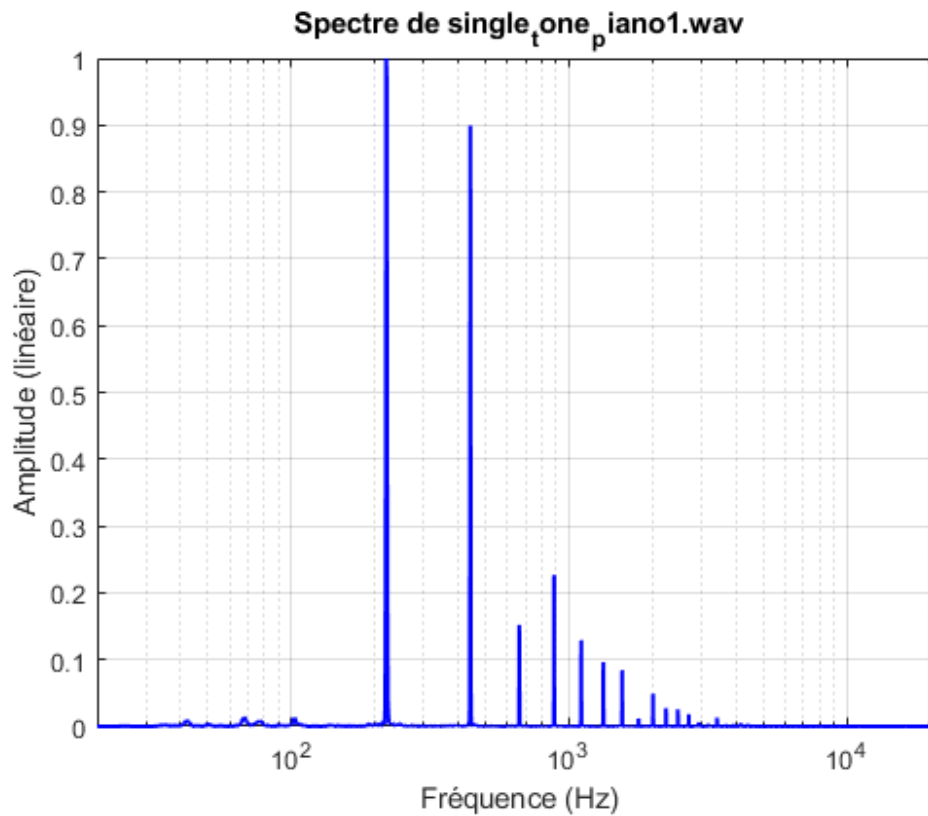
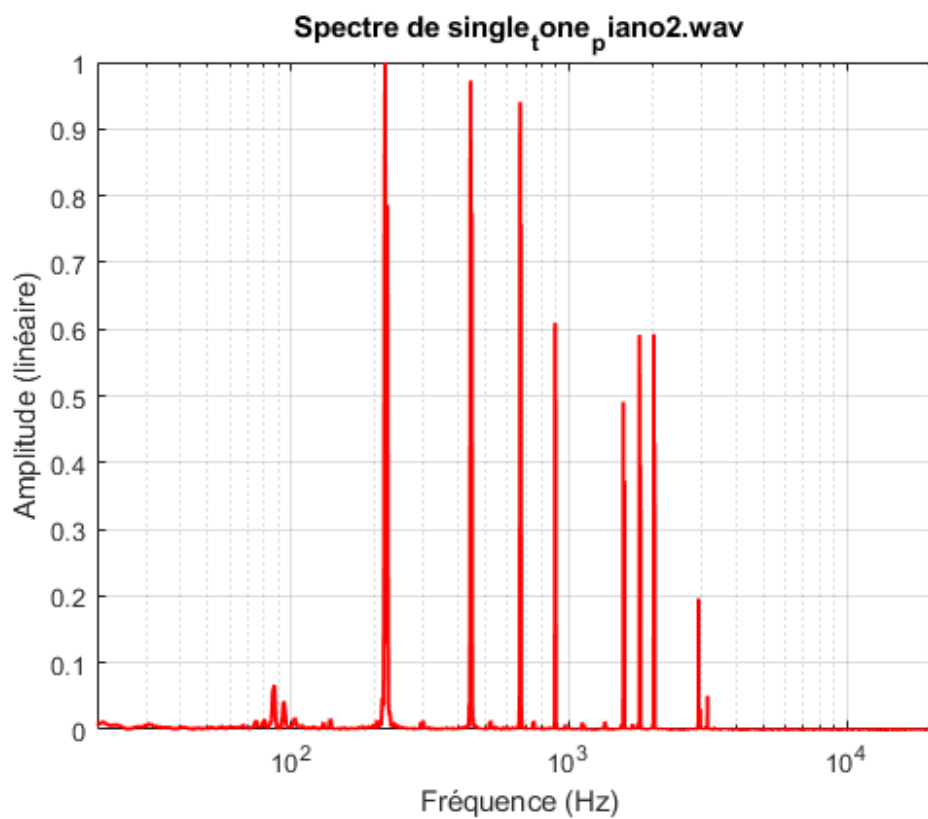
On trouve graphiquement que la fréquence du fondamentale est environ de 221 Hz

FIGURE 1.5 – Spectre en échelle log de `piano1.wav`

On trouve graphiquement que la fréquence du fondamentale est environ de 225 Hz

On remarque premièrement que, parmi les sons d'instrument à corde, le son de la guitare avec corde en nylon est le moins harmonique, tandis que le spectre du pitch de la guitare est le plus régulier et possède le plus d'harmonique parmi les instruments à cordes. C'est donc le son le plus harmonique. En ce qui concerne les instruments à vent, on remarque que ces derniers sont plus riches en harmonique que les instruments à corde, surtout le son du saxophone qui est le plus harmonique de tous.

1.2. Question 1.2

FIGURE 1.6 – Spectre de single_tone_{sax} – soprano – a3.wavFIGURE 1.7 – Spectre de single_tone_{trompet} – a3.wav

Fréquence (Hz)	f1	f2	f3	f4	f5	f6	f7
Théorique	221	442	663	884	1105	1326	1547
Mesuré	221	442	663	885	1106	1331	1556
Harmonicité		0	0	1.96	1.57	6.51	10.04

TABLE 1.1 – Fréquences et harmonicité - Piano 1

Fréquence (Hz)	f1	f2	f3	f4	f5	f6	f7
Théorique	221	442	663	884	1105	1326	1547
Mesuré	221	446	667	893	Nul	Nul	1572
Harmonicité		15.60	10.41	17.53			27.75

TABLE 1.2 – Fréquences et harmonicité - Piano 2

On remarque l’inharmonicité est globalement plus élevée pour le piano 2, en observant le spectre on remarque même qu’il manque des harmoniques (f5 et f6)

1.3. Question 1.3

Pour écouter le son, voir le code SAR1Q3.

Toutefois, le son obtenu n’est pas très agréable.

1.4. Question 1.4

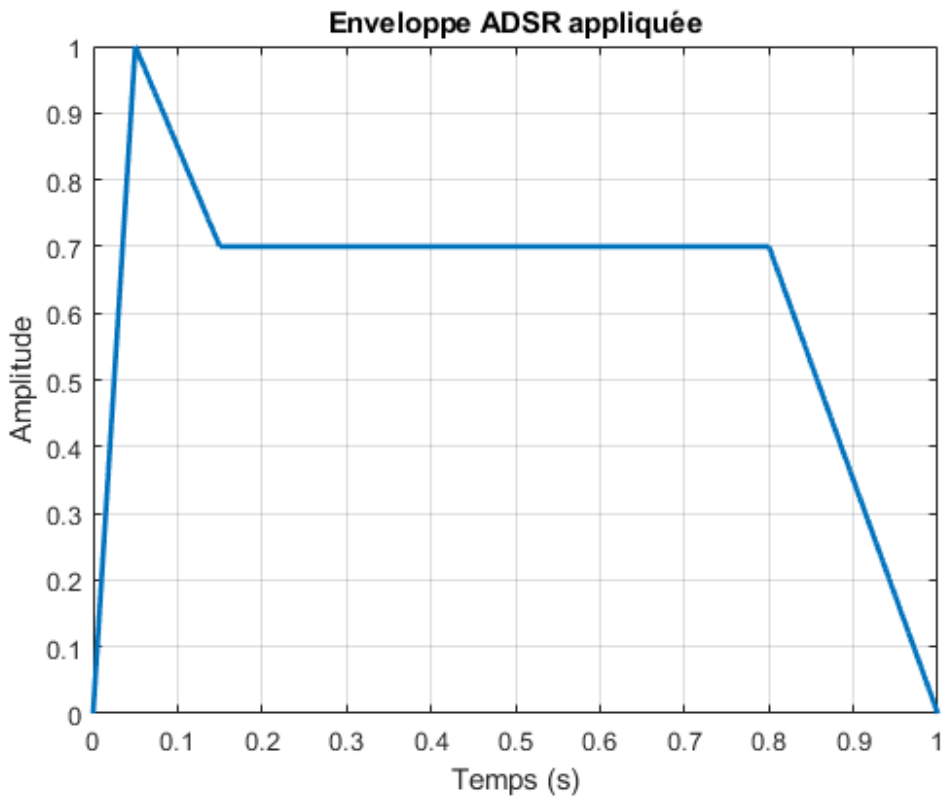


FIGURE 1.8 – Enveloppe ADSR utilisée

On a prit cette enveloppe ADSR qui est basée sur une simplification du comportement typique d’un piano :

- **Attack** ($T_{\text{attack}} = 50\text{ ms}$)
 - Le piano a une attaque très rapide (car la touche est juste frappée).

- **Decay** ($T_{\text{decay}} = 100 \text{ ms}$)
 - Après l'attaque, le son redescend rapidement.
 - 100 ms est raisonnable pour un piano acoustique normal.
- **Sustain level** ($T_{\text{sustain}} = 700 \text{ ms}$)
 - Le son du piano ne reste pas à l'amplitude maximale. Généralement, il se stabilise à environ 70% de l'énergie initiale (0,7 fois la valeur de l'attaque).
- **Release** ($T_{\text{release}} = 200 \text{ ms}$)
 - Quand on relâche la touche, le son décroît vite mais pas instantanément.

Pour écouter le son, voir le code SAR1Q4.

On remarque que le son est plus "musical", plus proche de celui d'un instrument que le son obtenu en question 1.3.

Question 1.5

Différences notables

- La méthode IFFT reconstruit le signal exactement dans le domaine fréquentiel, mais sans forcément garder la phase relative naturelle des sinusoïdes (car la phase provient directement de la FFT).
- La méthode par superposition génère un signal synthétique contrôlé, avec une phase nulle et une forme d'onde lisse.

Ainsi, les deux méthodes donnent un résultat similaire en termes de contenu spectral, mais la forme temporelle peut différer selon la gestion de la phase et de l'enveloppe.

Bilan

Méthode	Résultat attendu
Superposition de sinusoïdes	Très propre, parfait si les fréquences sont bien choisies.
IFFT avec composantes sélectionnées	Très proche, mais possibles interférences dues à la discrétisation.

Synthèse soustractive - Partie 2

On effectue généralement une synthèse soustractive sur un signal de base qui est le plus souvent un signal simple, de la fréquence de la note voulue : signal carré, triangulaire, ou en dents de scie. Ces signaux bruts, étant riches en harmoniques aigues, sonnent de manière agressive.

La partie soustractive de la synthèse provient du filtrage fréquentiel qui va atténuer une partie du spectre fréquentiel du son, et donc modifier son timbre en ne conservant qu'une partie de ses harmoniques. Le plus souvent, on utilise un filtre passe-bas mais d'autres types de filtres peuvent également être utilisés : filtre passe-haut, passe-bande, coupe-bande.

2.1. Question 2.1

On obtient avec le programme SAR2Q1 les figures 3.1 et 3.3, tandis qu'on obtient les figures 3.2 et 3.4 avec le programme SAR2Q1bis.

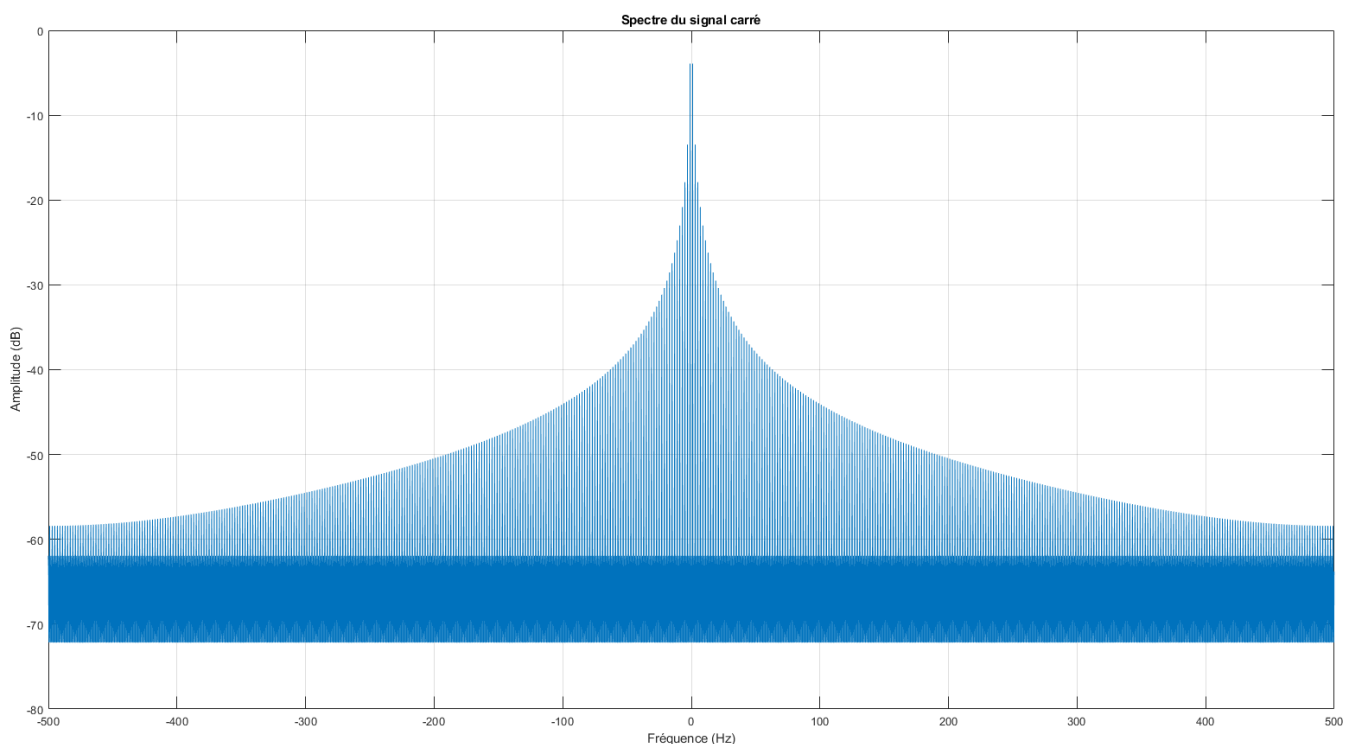


FIGURE 2.1 – Spectre du signal carré

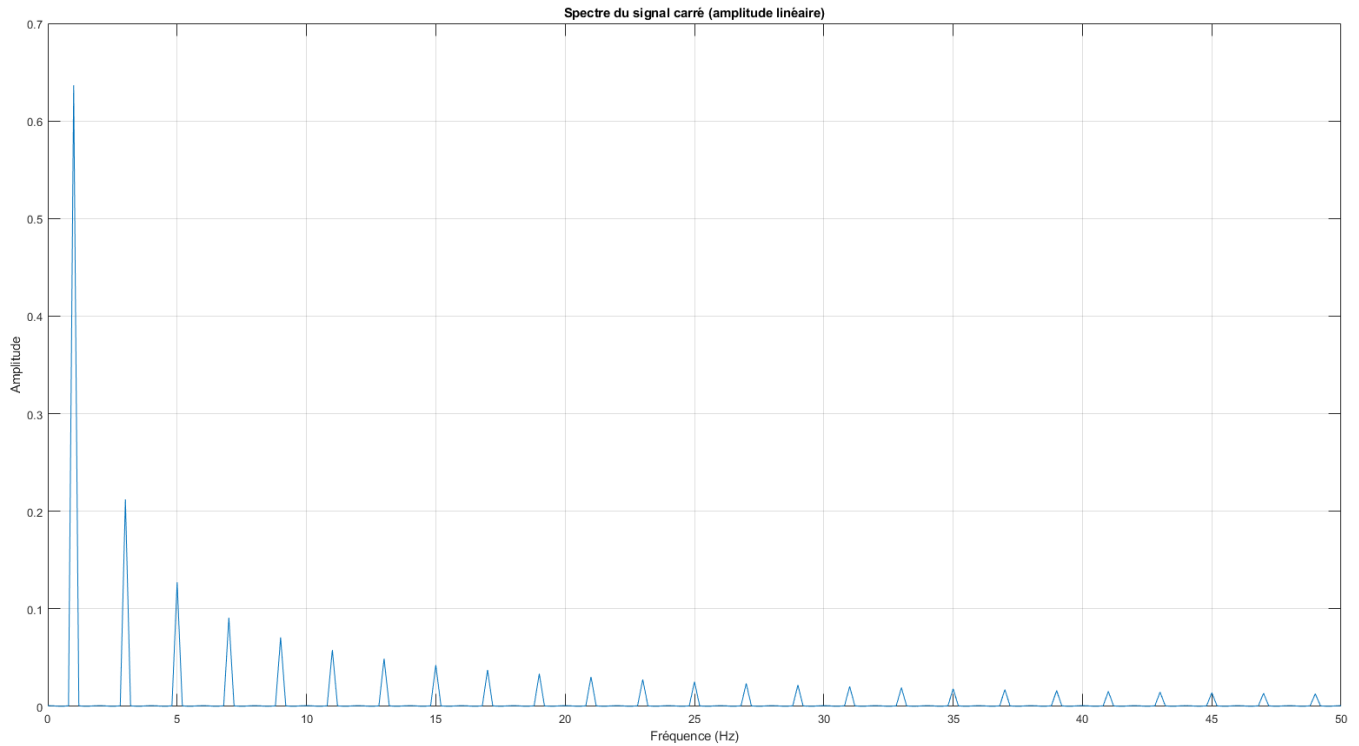


FIGURE 2.2 – Spectre du signal carré avec amplitude linéaire sur une plus courte gamme de fréquence

On remarque que seul les harmoniques impaires sont décroissantes en $\frac{1}{n}$, tandis que les harmoniques paires sont absentes sur la figure 3.2, ce qui est logique étant donné que la série de fourier du signal carré est la somme des harmoniques impaires. Sur la figure 3.1, on remarque que les harmoniques paires sont présentes et s'arrêtent toutes en haut de la bande foncée vers -62 dB . Cela sont probablement des résidus du à la discrétisation du signal. Enfin, on remarque bien la décroissance en $\frac{1}{n}$ des harmoniques impaires.

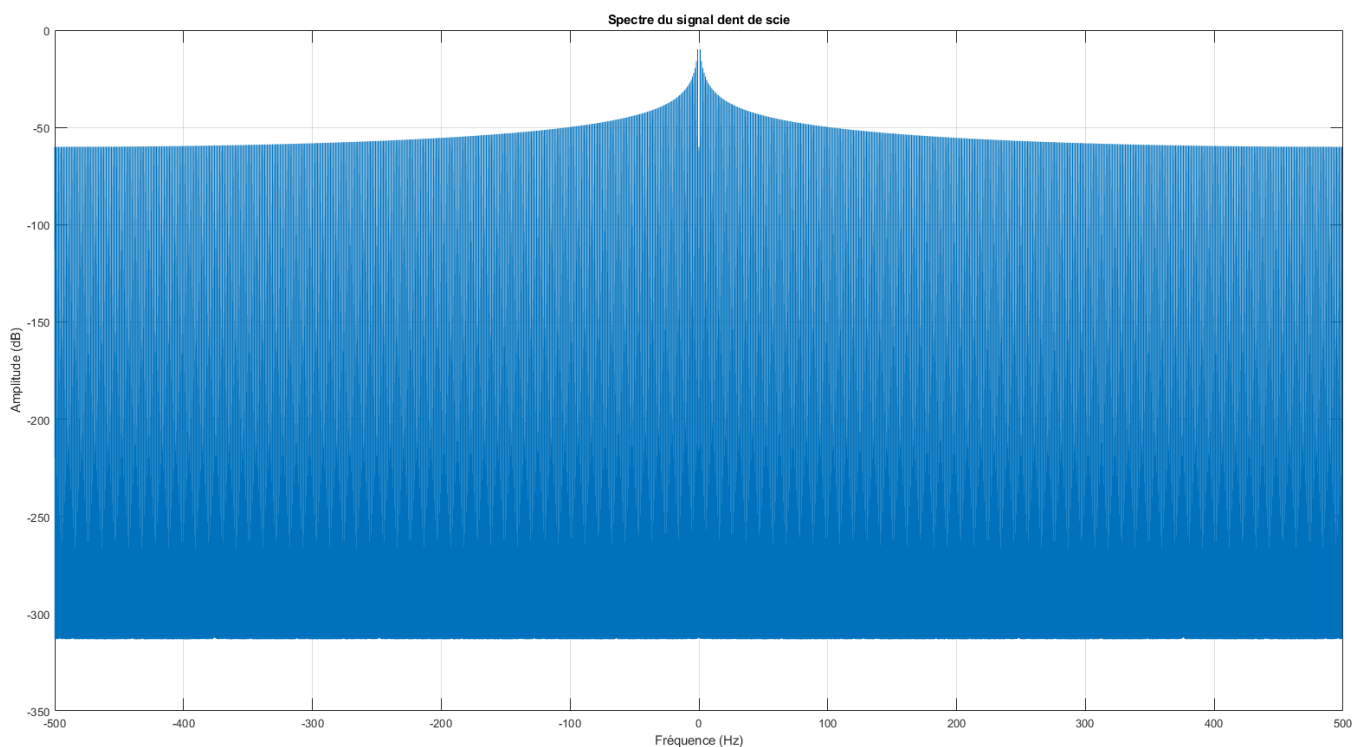


FIGURE 2.3 – Spectre du signal dent de scie

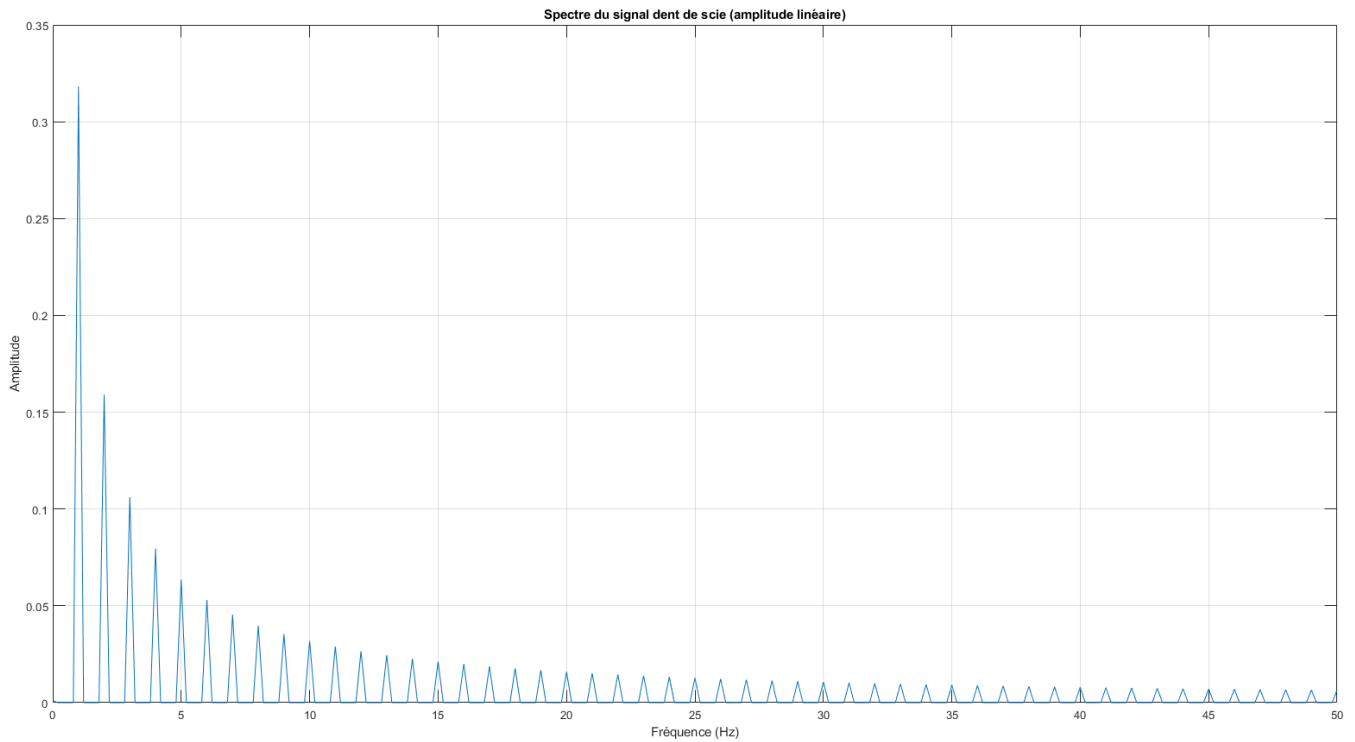


FIGURE 2.4 – Spectre du signal en dent de scie avec amplitude linéaire sur une plus courte gamme de fréquence

On retrouve sur le signal en dent de scie la décroissance en $\frac{1}{n}$ (visible si on superpose les figures 3.2 et 3.4 notamment). De plus, ce signal est plus riche que le signal carré car son spectre contient toutes les harmoniques.

Pour vérifier numériquement les spectres théoriques du signal carré et du signal dent de scie, on utilise la Transformée de Fourier discrète (TFD) via la fonction `fft` de MATLAB :

On génère numériquement chaque signal sur plusieurs périodes (par exemple 5), échantillonné à une fréquence suffisamment élevée (par exemple 1000 Hz). Puis on applique la TFD sur ces signaux. Le spectre est ensuite centré avec `fftshift` et représenté en décibels via l'échelle logarithmique. On compare alors les fréquences et amplitudes des pics obtenus avec les résultats analytiques : seules les harmoniques impaires apparaissent pour le signal carré, tandis que toutes les harmoniques sont présentes pour le signal dent de scie, avec une décroissance en $\frac{1}{n}$.

Toutefois, cette méthode présente plusieurs limites : le signal est considéré sur une durée finie, ce qui introduit des effets indésirables comme une troncature fréquentielle. La résolution fréquentielle dépend directement du nombre d'échantillons et de la durée du signal ; enfin, les amplitudes fournies par la FFT doivent être normalisées pour être comparables aux coefficients de Fourier. Malgré ces limites, cette méthode permet une vérification claire et rapide des composantes fréquentielles du signal.

2.2. Question 2.2

On applique le filtre défini par :

$$y(k) = \frac{1}{2} (x(k) + x(k-1))$$

à un signal dent de scie $x(t)$ de période T . Le signal dent de scie admet un développement en série de Fourier de la forme :

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{n+1}}{n\pi} \sin(2\pi n f_0 t)$$

où $f_0 = \frac{1}{T}$ est la fréquence fondamentale.

Le filtre moyennneur est un filtre passe-bas discret d'ordre 1, dont la transformée en z est :

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 + z^{-1})$$

Dans le domaine fréquentiel, avec $z = e^{j2\pi fT_e}$, la réponse en fréquence est :

$$H(f) = \frac{1}{2} (1 + e^{-j2\pi fT_e})$$

et donc, le module de la réponse est :

$$|H(f)| = \left| \frac{1}{2} (1 + e^{-j2\pi fT_e}) \right| = |\cos(\pi fT_e)|$$

Le filtre agit comme un passe-bas :

- Pour les basses fréquences ($f \approx 0$), $\cos(\pi fT_e) \approx 1$, donc le filtre a un gain proche de 1.
- Pour les hautes fréquences, notamment autour de la fréquence de Nyquist ($f = \frac{1}{2T_e}$), le gain tend vers 0 : les hautes fréquences sont donc fortement atténuées.

Ainsi, chaque harmonique du signal d'entrée est atténuée selon le facteur $\cos(\pi fT_e)$. Cela a pour effet de lisser le signal dent de scie dans le domaine temporel et de diminuer l'énergie des hautes fréquences dans le domaine fréquentiel.

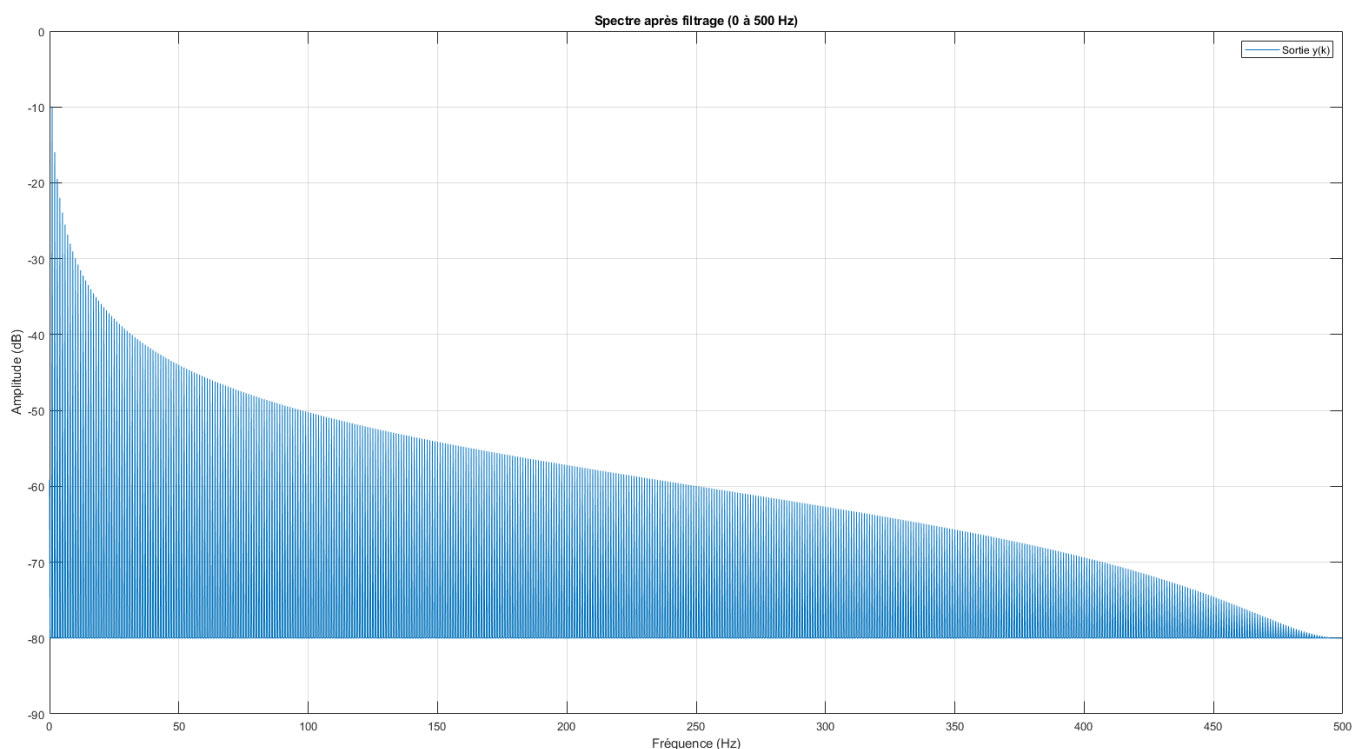


FIGURE 2.5 – Filtre appliqué au signal dent de scie

On applique le filtre au signal dent de scie. On aurait pu l'appliquer au signal carré et on aurait obtenu un résultat similaire. Nous avons utilisé le signal dent de scie essentiellement car il possède plus d'harmonique. On remarque bien le comportement passe-bas du filtre et

2.3. Question 2.3

Pour écouter le son, voir le code SAR2Q3 sur Git.

On remarque à l'écoute que les sons issus de la synthèse additive sont souvent plus doux

2.4. Question 2.4

Pour écouter le son, voir le code SAR2Q4 sur Git.

Pour améliorer la qualité sonore en synthèse soustractive, nous reprenons un signal dent de scie (à 220 Hz) pour sa richesse en harmonique. Et nous avons appliqué un filtre passe-bas FIR d'ordre élevé (50) avec une fréquence de coupure à 1200 Hz, soit presque cinq fois le fondamental.

On remarque bien que le son est plus doux, agréable à l'oreil que le son obtenu à la question 2.3. En effet, les choix faits permettent de conserver les premières harmoniques contribuant à la richesse du timbre, tout en atténuant les harmoniques aigus responsables de la rugosité. L'ordre élevé du filtre assure une pente de coupure plus nette, rendant le filtrage plus efficace. Une enveloppe ADSR avec une attaque courte, un déclin progressif et un sustain moyen a été appliqué. Cela est censé donner au son une articulation naturelle proche des instruments acoustiques.

Effets audio-numériques - Partie 3

3.1. Question 3.1

Soit $x(k)$ le signal d'excitation, $y(k)$ le signal capté, et $h(k)$ la réponse impulsionnelle du système. Le signal de sortie $y(k)$ est obtenu par la convolution du signal d'entrée $x(k)$ avec la réponse impulsionnelle $h(k)$:

$$y(k) = (h * x)(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)x(k-n)$$

La fonction d'intercorrélation entre $y(k)$ et $x(k)$ est définie par :

$$R_{yx}(u) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y(k)x(k+u)$$

En substituant l'expression de $y(k)$ dans celle de $R_{yx}(u)$, on obtient :

$$\begin{aligned} R_{yx}(u) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)x(k-n) \right) x(k+u) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k-n)x(k+u) \right) \end{aligned}$$

En effectuant le changement de variable $m = k - n$, soit $k = m + n$, on a :

$$\begin{aligned} R_{yx}(u) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)x(m+n+u) \right) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)R_{xx}(n+u) \end{aligned}$$

Ainsi, la fonction d'intercorrélation $R_{yx}(u)$ s'exprime en fonction de la réponse impulsionnelle $h(n)$ et de la fonction d'autocorrélation $R_{xx}(u)$ comme suit :

$$R_{yx}(u) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)R_{xx}(n+u) = (h * R_{xx})(-u)$$

3.2. Question 3.2

En supposant que $R_{xx}(u) \approx \delta(u)$, l'intercorrélation s'écrit :

$$R_{yx}(u) = (R_{xx} * h)(-u) \approx (\delta * h)(-u) = h(-u)$$

Ainsi, la fonction d'intercorrélation $R_{yx}(u)$ constitue une estimation directe de la réponse impulsionnelle $h(u)$ du système. Pour estimer h , il suffit donc de corrélérer le signal de sortie $y(k)$ avec le signal d'excitation $x(k)$ (et de faire la symétrie par rapport à 0) :

$h(u) \approx R_{yx}(-u)$

3.3. Question 3.3

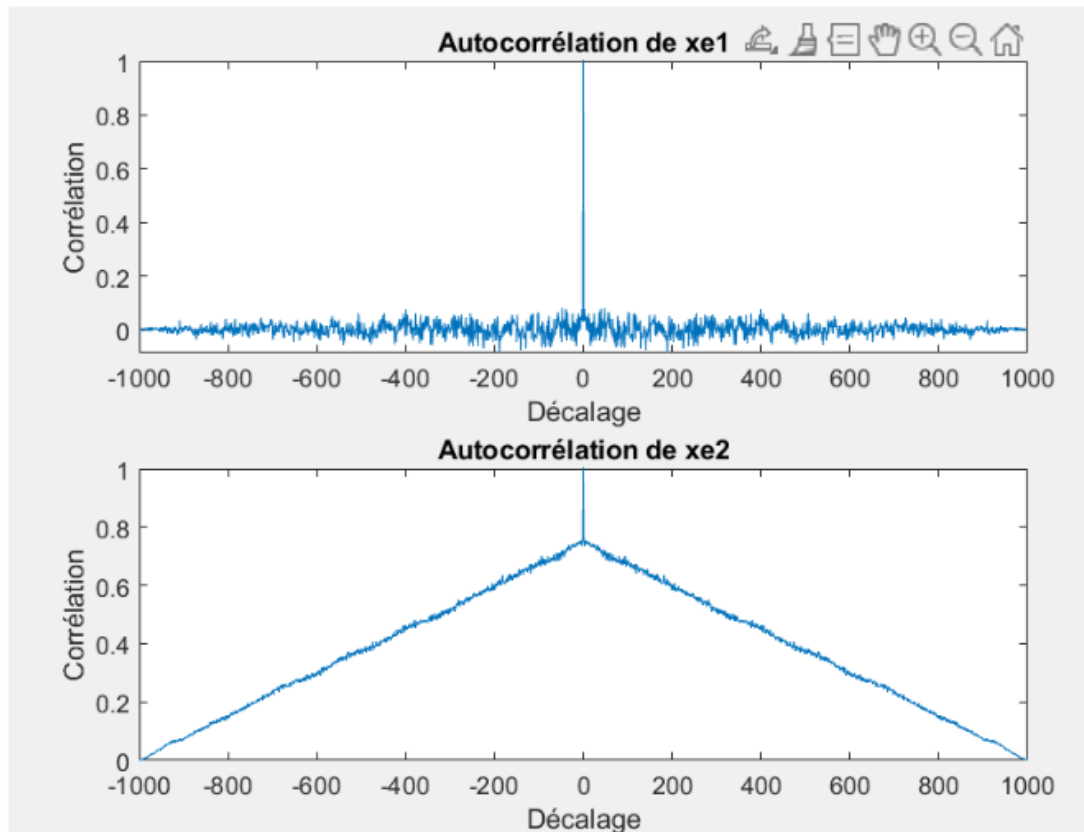


FIGURE 3.1 – Autocorrélations de xe1 et xe2

En regardant les autocorrélations on voit que le signal `xe1` présente un pic central très marqué et une faible corrélation pour les autres décalages (retards temporels en abscisse), les échantillons sont relativement indépendants entre eux. En revanche, `xe2` présente une autocorrélation en forme de triangle, ce qui veut dire que les échantillons de décalage temporels similaires sont assez corrélés, ce qui montre un spectre plus "pauvre". Le signal `xe1` est donc le plus adapté pour mesurer la réponse impulsionnelle d'un système, car il couvre mieux l'ensemble du spectre fréquentiel et permettra par la suite une meilleure reconstruction de signal.

3.4. Question 3.4

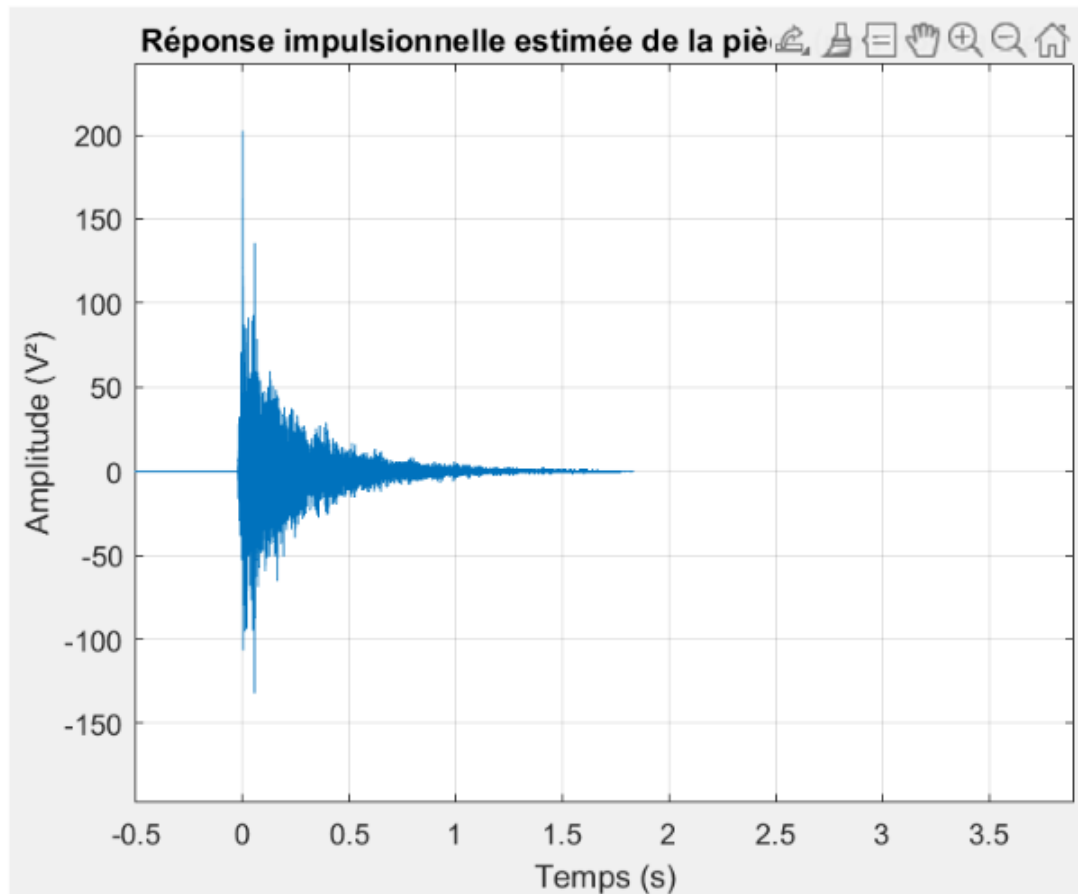


FIGURE 3.2 – Réponse impulsionnelle de la pièce

Pour estimer la réponse impulsionnelle de la pièce, nous avons utilisé un signal d'excitation `xe1` (cf. justification dans 3.3). L'effet de la pièce sur ce signal a été simulé à l'aide de la fonction `simule-piece`. La réponse impulsionnelle estimée a ensuite été obtenue par corrélation croisée entre le signal d'entrée et de sortie (`xcorr(ys, xe1)`) (cf 3.2). L'axe temporel a été reconstruit à partir des indices de décalage et de la fréquence d'échantillonnage. On obtient ainsi une estimation temporelle de la réponse impulsionnelle du système.

3.5. Question 3.5

Se référer au code Matlab en annexe.

3.6. Question 3.6

Après l'exécution de la fonction `testreverb`, on obtient un temps d'exécution de **0.3759 secondes**. En écoutant le signal résultant, on a bien l'impression d'écho recherchée, on ne reconnaît cependant plus trop le son de guitare...

3.7. Question 3.7

Après implémentation de la nouvelle fonction `effet-reverb`, on lui applique notre script de test : on trouve un temps d'exécution de **0.093 secondes**, on a donc divisé le temps de calcul par un **facteur d'environ 4**. À l'écoute, on ne constate pas de différence majeure entre les deux signaux de sortie.

3.8. Question 3.8

La méthode utilisant la FFT est équivalente à la convolution classique, à condition de respecter certaines précautions.

La convolution dans le domaine temporel correspond à une multiplication dans le domaine fréquentiel. Cependant, pour que la convolution par FFT donne le même résultat que la convolution classique linéaire, il faut éviter l'effet de repliement, en utilisant un zero-padding suffisant par exemple.

3.9. Question 3.9

Pour définir le système, on a l'équation suivante :

$$y(k) = x(k) - g \cdot y(k - \tau)$$

avec $x(k)$ le signal d'entrée, g le coefficient d'atténuation, et τ le retard (en échantillons). On souhaite déterminer la réponse impulsionnelle $h(k)$, i.e. la sortie du système pour $x(k) = \delta(k)$.

En regardant les premiers termes :

- Pour $k = 0$: $x(0) = 1$, $y(0) = 1$ ($y(z) = 0$ pour $z < 0$ car y est causale).
- Pour $k = \tau$: $x(\tau) = 0$, $y(\tau) = -g \cdot y(0) = -g$
- Pour $k = 2\tau$: $y(2\tau) = -g \cdot y(\tau) = g^2$
- Pour $k = 3\tau$: $y(3\tau) = -g \cdot y(2\tau) = -g^3$
- ...

On en déduit :

$$h(k) = \begin{cases} (-g)^n & \text{si } k = n\tau \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{avec } n \in \mathbb{N}$$

Cela correspond à une suite d'impulsions espacées de τ échantillons, chacune atténuée par un facteur $(-g)^n$, caractéristique d'un écho décroissant.

3.10. Question 3.10

Le filtre est stable si sa réponse impulsionnelle $h(k) = (-g)^n$ (pour $k = n\tau$) est absolument sommable :

$$\sum_{n=0}^{\infty} |(-g)^n| = \sum_{n=0}^{\infty} |g|^n$$

Cette série géométrique converge si et seulement si $|g| < 1$.

Condition de stabilité : $|g| < 1$

3.11. Question 3.11

L'équation du filtre à délai est :

$$y(k) = x(k) - g \cdot y(k - \tau)$$

On réécrit l'équation en regroupant tous les termes dépendant de y à gauche :

$$y(k) + g \cdot y(k - \tau) = x(k)$$

On la met sous la forme standard d'un filtre récursif :

$$\sum_{i=0}^N a_i y(k-i) = \sum_{j=0}^M b_j x(k-j)$$

On identifie alors :

- $a_0 = 1$
- $a_\tau = g$
- tous les autres $a_i = 0$
- $b_0 = 1$, tous les autres $b_j = 0$

Finalement, on a :

$$a = [1, 0, \dots, 0, g] \quad (\text{de longueur } \tau + 1)$$
$$b = [1, 0, \dots, 0]$$

3.12. Question 3.12

Réponse impulsionnelle $h(k)$ de notre filtre à delay avec : un retard $\tau = 100$ échantillons, un coefficient d'atténuation $g = 0,6$ (bien dans $[-1; 1]$).

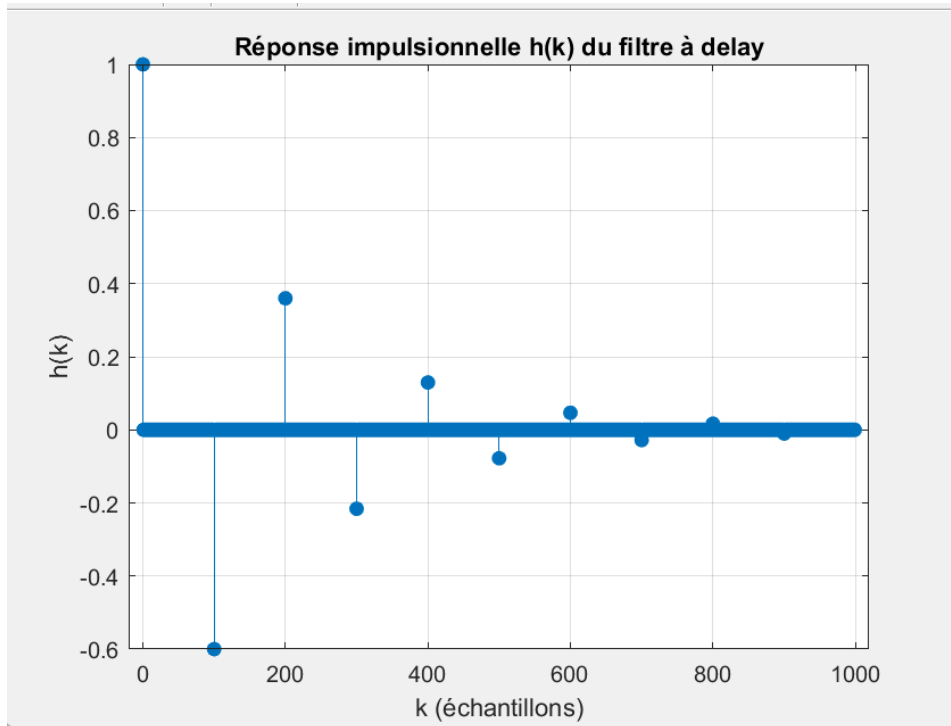


FIGURE 3.3 – Réponse impulsionnelle $h(k)$ du filtre à delay

On observe bien une suite d'échos espacés de τ , dont l'amplitude décroît géométriquement selon $(-g)^n$, c'est conforme aux résultats théoriques calculés précédemment

3.13. Question 3.13

Le filtre est défini par l'équation :

$$y(k) = x(k) - g \cdot y(k - \tau)$$

En appliquant la TFD :

$$Y(\nu) = X(\nu) - g \cdot e^{-j2\pi\nu\tau} Y(\nu)$$

On isole $Y(\nu)$:

$$Y(\nu) (1 + ge^{-j2\pi\nu\tau}) = X(\nu) \Rightarrow \hat{h}(\nu) = \frac{Y(\nu)}{X(\nu)} = \frac{1}{1 + ge^{-j2\pi\nu\tau}}$$

En calculant le module de la réponse fréquentielle :

$$|\hat{h}(\nu)| = \frac{1}{\sqrt{1 + 2g \cos(2\pi\nu\tau) + g^2}}$$

De même, on calcule la phase de la réponse fréquentielle :

$$\arg(\hat{h}(\nu)) = -\arg(1 + ge^{-j2\pi\nu\tau}) = -\arctan\left(\frac{-g \sin(2\pi\nu\tau)}{1 + g \cos(2\pi\nu\tau)}\right)$$

3.14. Question 3.14

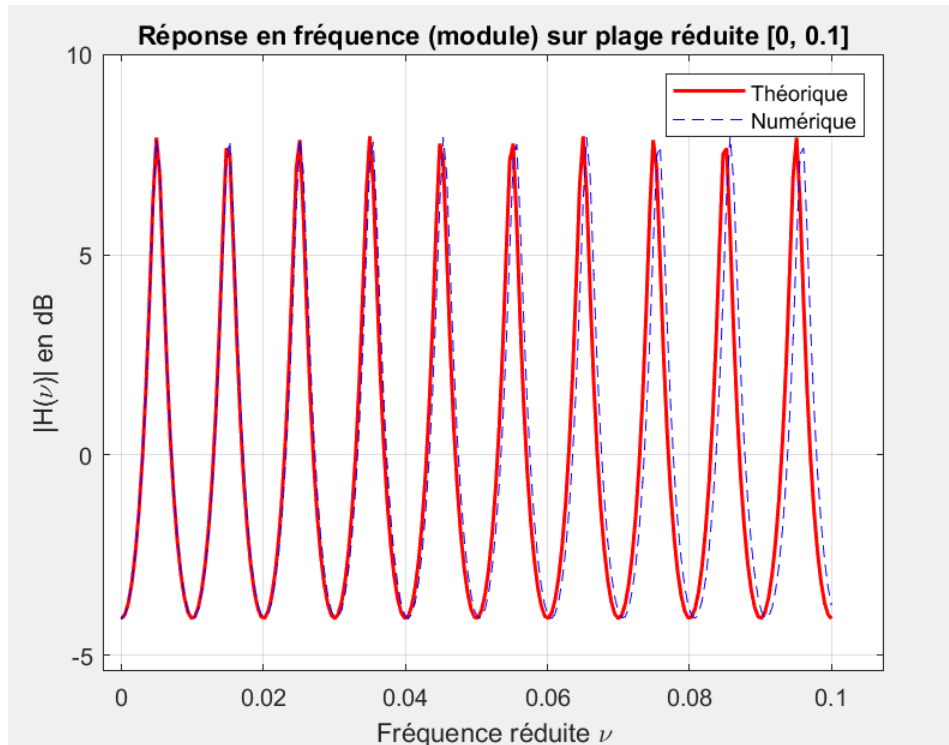


FIGURE 3.4 – Comparaison des réponses en fréquences Numérique et Théorique.

Le graphique montre une très bonne correspondance entre réponse théorique et calculée. On constate cependant en regardant plus précisément (cf figures ci dessous), de légers écarts aussi bien sur les pics d'amplitude, que sur la phase. Cela peut s'expliquer par la finitude de notre support qui induit un repliement de spectre, par un pas de quantification trop grand, par des erreurs d'arrondis en série...

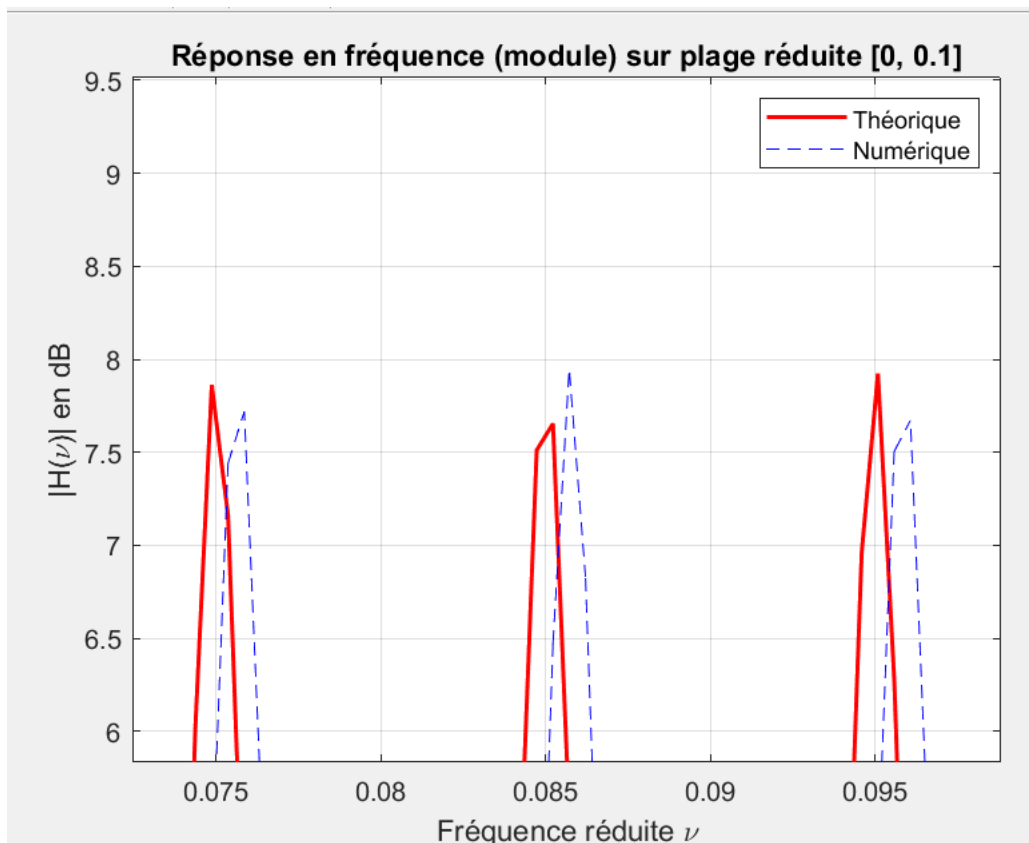


FIGURE 3.5 – Erreurs en amplitude

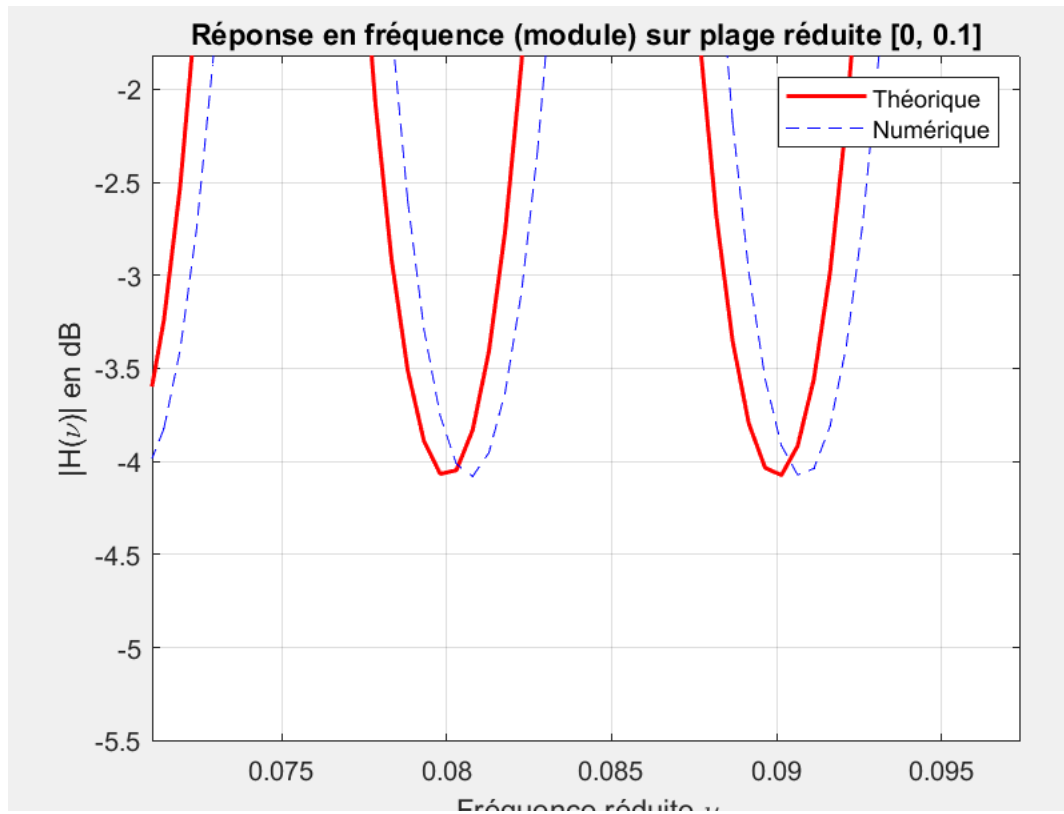
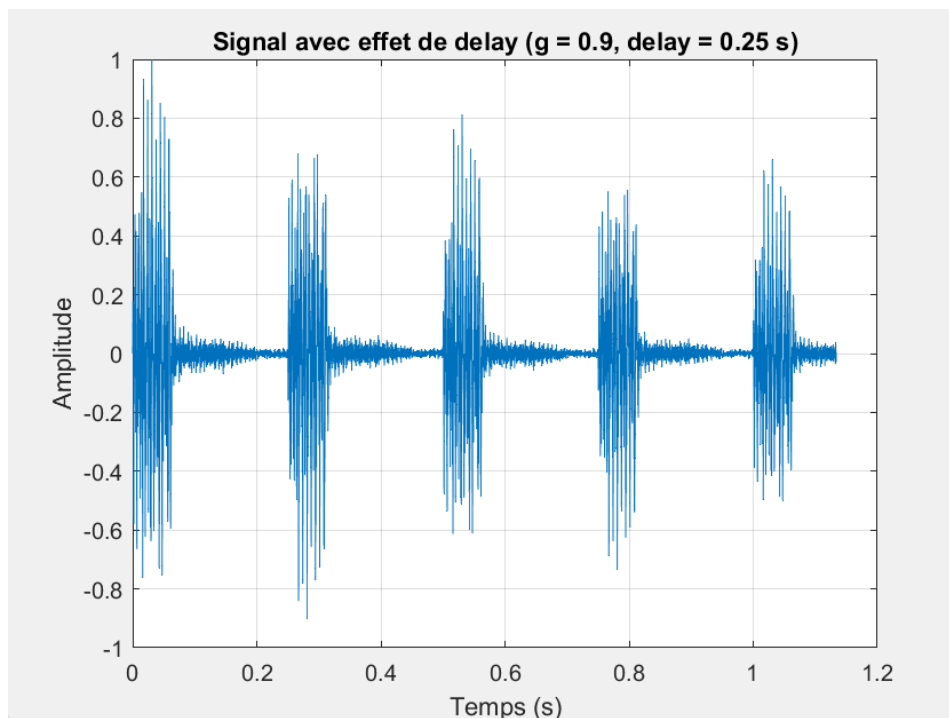


FIGURE 3.6 – Erreurs en phase

3.15. Question 3.15

Se référer au code Matlab en annexe.

3.16. Question 3.16

FIGURE 3.7 – Résultat de `test_effet_delay`

La fonction delay fonctionne bien, à l'écoute on entend bien l'accord piano-cord.wav être répété à intervalle régulier environ égal à 0,25 secondes. À l'écoute, le son est cependant très synthétique, assez brouillon.

3.17. Question 3.17

Se référer au code Matlab en annexe.

3.18. Question 3.18

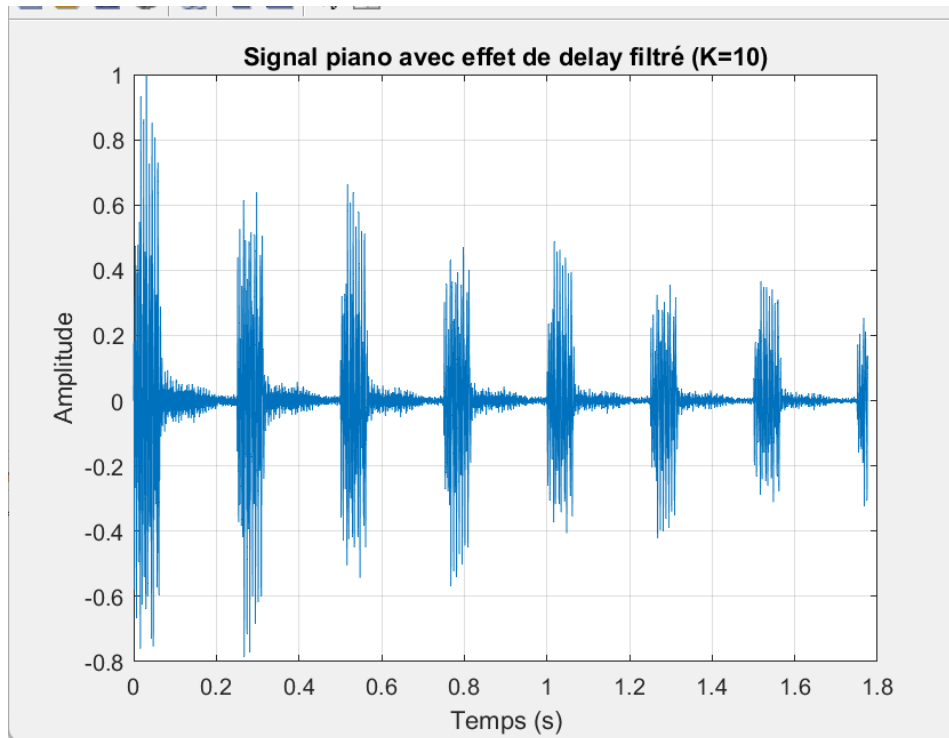


FIGURE 3.8 – Résultat de Test_effet_delay_filtre

On observe bien l'effet Delay, avec l'accord de piano répété à intervalle de temps régulier (0,25s) et une atténuation progressive en amplitude. À l'écoute, le son est beaucoup plus rond, on entend moins l'aspect "synthétique" pré-filtrage.

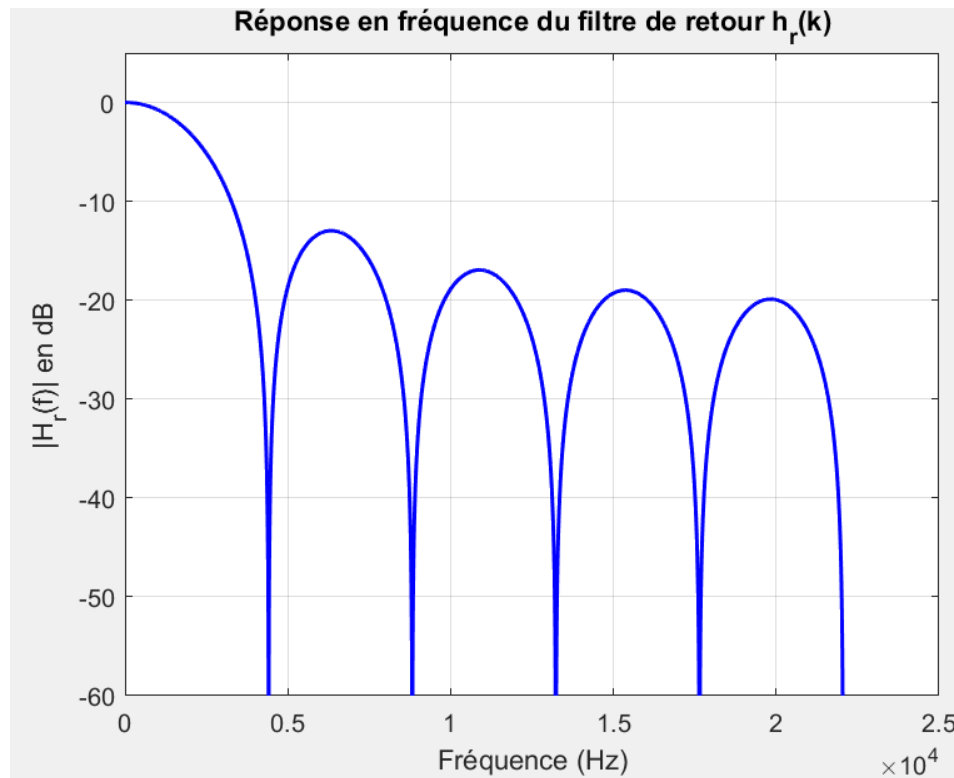
3.19. Question 3.19

Le filtre de retour utilisé dans la boucle de rétroaction du système est défini dans l'énoncé comme une moyenne glissante :

$$h_r(k) = \begin{cases} \frac{1}{K}, & 0 \leq k < K \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

On aimerait montrer que ce filtre est de type passe-bas. Son rôle étant de lisser les signaux, en supprimant progressivement les hautes fréquences.

Pour vérifier cela numériquement, nous avons calculé la transformée de Fourier discrète (via la FFT) de $h_r(k)$.

FIGURE 3.9 – Réponse fréquentielle du filtre $h_r(k)$

Le graphe ci-dessus montre que le module de la réponse fréquentielle diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui confirme le comportement passe-bas de ce filtre.

En constatant la forme atypique de ce gain en amplitude, nous étions perplexes, mais après recherche, il s'agit d'une forme standard pour la fonction de transfert d'une moyenne glissante.

A l'écoute du signal traité avec la fonction `effet_delay_filtre`, les hautes fréquences sont atténuées par rapport à l'effet de delay simple de `delay_filtre.m`.

Conclusion

Lors de ce projet, nous avons manipulé plusieurs aspects du traitement audio, que ce soit la reproduction sonore avec les synthèses additives et soustractives, ainsi que l'ADSR. Ou bien le traitement de signal audio avec la découverte, l'implémentation et l'amélioration d'effets audio-numériques, avec la reverb et le delay. Plus globalement, ce projet nous a permis de mêler les connaissances acquises tout au long de ce semestre en traitement du signal à des connaissances plus pratiques.

Au cours de ce travail, nous avons exploré les propriétés spectrales de signaux périodiques tels que le signal carré et le signal dent de scie, en lien avec les concepts abordés dans la synthèse sonore, et plus particulièrement la synthèse soustractive. Nous avons confirmé que ces signaux possèdent une richesse harmonique caractéristique : seules les harmoniques impaires sont présentes dans le carré, avec une décroissance en $\frac{1}{n}$, tandis que la dent de scie contient toutes les harmoniques, avec une décroissance également en $\frac{1}{n}$.

Nous avons ensuite appliqué un filtre passe-bas discret sous la forme $y(k)=12(x(k)+x(k1))y(k)=21(x(k)+x(k1))$, qui a permis de mettre en évidence le rôle essentiel du filtrage dans la synthèse soustractive : en atténuant progressivement les hautes fréquences, ce filtre modifie le timbre du signal en adoucissant ses transitions temporelles. Ce comportement a été confirmé à la fois dans le domaine temporel (signal lissé) et fréquentiel (réduction des hautes harmoniques).

Ces manipulations nous ont permis de relier de manière concrète les notions théoriques de spectre, de filtrage et de synthèse audio à des expérimentations numériques en MATLAB. Elles montrent comment des outils simples peuvent être utilisés pour façonner le contenu fréquentiel d'un son et ainsi en contrôler la texture ou le timbre, ce qui est au cœur de nombreuses techniques de synthèse sonore, notamment dans la musique électronique.

FIN DU DOCUMENT

OUR WORLDWIDE PARTNERS UNIVERSITIES - DOUBLE DEGREE AGREEMENTS

3 CAMPUS, 1 SITE



IMT Atlantique Bretagne-Pays de la Loire – <http://www.imt-atlantique.fr/>

Campus de Brest

Technopôle Brest-Iroise
CS 83818
29238 Brest Cedex 3
France
T +33 (0)2 29 00 11 11
F +33 (0)2 29 00 10 00

Campus de Nantes

4, rue Alfred Kastler
CS 20722
44307 Nantes Cedex 3
France
T +33 (0)2 51 85 81 00
F +33 (0)2 99 12 70 08

Campus de Rennes

2, rue de la Châtaigneraie
CS 17607
35576 Cesson Sévigné Cedex
France
T +33 (0)2 99 12 70 00
F +33 (0)2 51 85 81 99

Site de Toulouse

10, avenue Édouard Belin
BP 44004
31028 Toulouse Cedex 04
France
T +33 (0)5 61 33 83 65



IMT Atlantique

Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom