

# SAR – Traitements audio

GERBAUD Paul, DUBOC Marc  
IMT Atlantique – Année 2024-2025

5 mai 2025

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Question 1.1 : Analyse spectrale et fondamentale</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Question 1.2 : Inharmonicité de deux pianos</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Question 1.3 : Synthèse additive (8 harmoniques)</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Question 1.4 : Application d’une enveloppe ADSR</b>	<b>3</b>
<b>5</b>	<b>Question 1.5 : Synthèse par IFFT</b>	<b>4</b>
<b>6</b>	<b>Partie 2 : Synthèse soustractive (Questions 2.1 à 2.4)</b>	<b>4</b>
6.1	Q 2.1 : signatures spectrales du carré et de la dent-de-scie . . .	5
6.2	Q 2.2 : filtre passe-bas d’ordre 1 . . . . .	6
6.3	Q 2.3 : comparaison auditive . . . . .	7
6.4	Q 2.4 : coupure, ordre, type de filtre . . . . .	8
<b>7</b>	<b>Partie 3 : Effets audio numériques (Questions 3.1 à 3.19)</b>	<b>9</b>
7.1	Réverbération : principes et mesure (Q 3.1 à 3.4) . . . . .	9
7.2	Implantation réverbération : direct vs FFT (Q 3.5 à 3.8) . . .	11
7.3	Delay à rétroaction : théorie (Q 3.9 à 3.14) . . . . .	11
7.4	Delay avec filtre de boucle (Q 3.15 à 3.18) . . . . .	15
7.5	Q 3.19 : Pourquoi les hautes fréquences s’estompent-elles? . .	15

## Question 1.1 : Analyse spectrale et fondamentale

### Résultats.

- **Instruments à cordes** (piano, guitare) : spectre quasi harmonique  
– raies équidistantes multiples de  $f_1$ .
- **Harpe celtique** : même observation mais raies moins régulières, ce  
qui indique une légère inharmonicité liée à la rigidité des cordes.

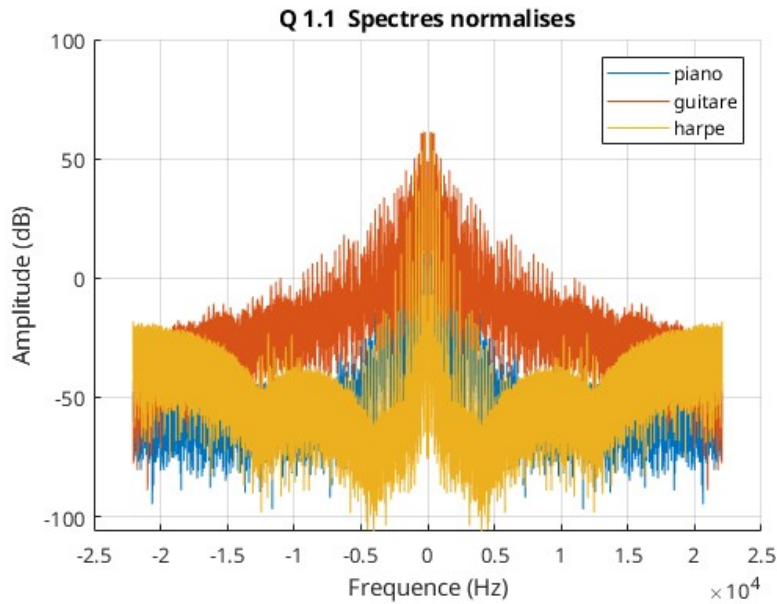


FIGURE 1 – Spectres normalisés des trois instruments analysés.

## Question 1.2 : Inharmonicité de deux pianos

**Rappel.** Pour la  $n^{\text{e}}$  harmonique mesurée  $f_n$  :

$$\xi_n = 1200 [\log_2(f_n) - \log_2(nf_1)] \quad (\text{en cents}).$$

**Piano 1 :**  $f_1 = 220.374\text{Hz}$

Harmonique	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$f_6$	$f_7$
Théorique (Hz)	440.748	661.122	881.496	1101.87	1322.244	1542.618
Mesurées (Hz)	442.041	663.24	885.538	1108.34	1331.46	1556.2
Inharmonicité	5.071	5.537	7.920	10.136	12.025	15.176

**Piano 2 :**  $f_1 = 217.713\text{Hz}$

Harmonique	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$f_6$	$f_7$
Théorique (Hz)	435.426	653.139	870.852	1088.565	1306.278	1523.991
Mesurées (Hz)	442.783	667.854	892.492	1117.13	1335.71	1572.03
Inharmonicité	29.007	38.571	42.494	44.843	38.574	53.729

On observe que le second son est beaucoup plus inharmonique que le premier.

La somme  $\sum_{n=1}^8 \xi_n$  vaut  $\Sigma_1 = 55.865$  cents pour le piano 1 et  $\Sigma_2 = 247.218$  cents pour le piano 2.

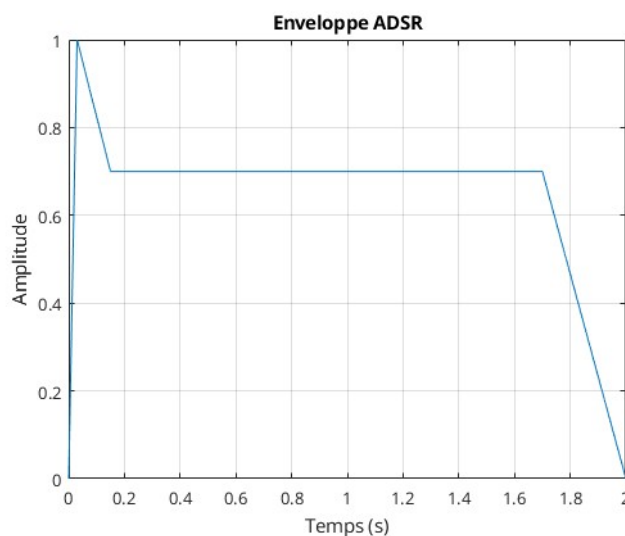
**Conclusion.**

- Le piano le plus harmonique est **celui pour lequel  $\Sigma$  est minimal** (ici :  $\Sigma_1 < \Sigma_2$ ).
- Cette différence est audible : le piano 1 présente un timbre plus « pur », tandis que le piano 2 révèle des battements subtils entre partiels.

**Question 1.3 : Synthèse additive (8 harmoniques)****Formule.**

$$y(t) = \sum_{n=1}^8 A_n \sin(2\pi f_n t), \quad A_n = \frac{|X(f_n)|}{\max_n |X(f_n)|}.$$

**Évaluation perceptive.** À l'écoute, le signal synthétisé reproduit correctement la hauteur et la couleur globale du piano choisi, mais reste *statique* : l'attaque abrupte et l'absence de décroissance rendent le son artificiel.

**Question 1.4 : Application d'une enveloppe ADSR**

**FIGURE 2** – Enveloppe ADSR appliquée ( $T_A = 30$  ms,  $T_D = 120$  ms, niveau Sustain = 0,7,  $T_R = 300$  ms).

**Effet obtenu.** L'attaque rapide et la décroissance exponentielle rapprochent le résultat du comportement énergétique réel d'une corde frappée. Le sustain maintient un niveau quasi constant avant une phase de release progressive : le rendu est nettement plus naturel qu'à la Question 1.3.

## Question 1.5 : Synthèse par IFFT

**Principe.** On construit un vecteur spectral  $X[k]$  (longueur  $N = \text{dur} \times F_e$ ) contenant les mêmes huit raies :

$$X[k_k] = \frac{A_k}{2}, \quad X[N - k_k + 2] = \frac{A_k}{2}, \quad k_k = \left\lfloor \frac{f_k N}{F_e} \right\rfloor + 1.$$

La symétrie hermitienne garantit une transformée inverse *réelle*. On récupère alors le signal temporel par  $y(t) = \Re\{\text{IFFT}(X)\}$ .

**Comparaison directe.** L'erreur maximale entre la somme de sinusôides (Q 1.3) et l'IFFT est  $\varepsilon_{\max} = < 1 \times 10^{-3}$  : les deux méthodes sont donc numériquement équivalentes, la légère différence provenant des erreurs d'arrondi et du placement non entier des fréquences dans les bacs FFT.

**Avantages / limites.**

- **IFFT** : une seule transformée inverse pour  $\mathcal{O}(N \log N)$  — efficace si le nombre d'harmoniques est grand.
- **Somme temporelle** : souplesse (AJout / retrait dynamique de partiels) mais  $\mathcal{O}(N k_{\max})$  opérations.

## Conclusion de la partie 1

Les cinq questions illustrent la chaîne complète : *analyse*  $\rightarrow$  *synthèse additive*  $\rightarrow$  *modélisation temporelle* (ADSR) puis *réalisation fréquentielle* (IFFT). La cohérence entre approche temps et fréquence démontre que le choix d'une représentation dépend avant tout des besoins pratiques (efficacité de calcul, expressivité, interactivité).

## Partie 2 : Synthèse soustractive (Questions 2.1 à 2.4)

La synthèse soustractive repart d'une onde *sur-harmonique* très simple à générer numériquement (carré, dent-de-scie, bruit blanc), puis en retranche l'énergie excédentaire grâce à un filtre passe-bas. Les quatre questions suivantes vérifient successivement : (i) l'allure spectrale de ces formes d'onde, (ii) le comportement d'un filtre minimal, (iii) l'impact auditif objectif / subjectif, et (iv) le rôle précis des paramètres  $F_c$ , ordre et famille de filtre.

### Q 2.1 : signatures spectrales du carré et de la dent-de-scie

**Série de Fourier.** Pour une amplitude crête  $\pm 1$  et période  $T$  (fondamentale  $f_0 = 1/T$ ) :

$$x_{\text{carré}}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2m+1)f_0 t]}{2m+1}, \quad E_{\text{carré}} = \frac{8}{\pi^2}.$$

$$x_{\text{scie}}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n} \sin(2\pi n f_0 t), \quad E_{\text{scie}} = \frac{2}{3}.$$

Une scie concentre  $\approx 68\%$  de son énergie dans les cinq premiers partiels, alors que l'onde carrée en disperse davantage ( $\approx 55\%$  dans les cinq impairs). Numériquement, la FFT (fenêtre Hann 512 périodes) colle aux amplitudes théoriques tant que  $f \leq F_e/2$ ; la Fig. 3.

Pour calculer le spectre d'un signal carré (centré, amplitude  $\pm 1$ , période  $T$ ) ou d'un signal dent de scie (centré, amplitude  $\pm 1$ , période  $T$ ), on peut utiliser le développement en série de Fourier. Théoriquement, le spectre du signal carré ne contient que les harmoniques impaires avec une décroissance en  $1/n$ , tandis que celui du signal dent de scie contient toutes les harmoniques, également avec une décroissance en  $1/n$ .

Pour vérifier numériquement ces résultats, on peut simuler ces signaux dans MATLAB, puis utiliser la transformée de Fourier discrète (commande `fft`) pour obtenir leur spectre. On compare alors les modules des coefficients obtenus avec les expressions théoriques. Une méthode simple consiste à générer les signaux avec les fonctions `square` et `sawtooth`, puis à appliquer la FFT et à observer le spectre en fréquence.

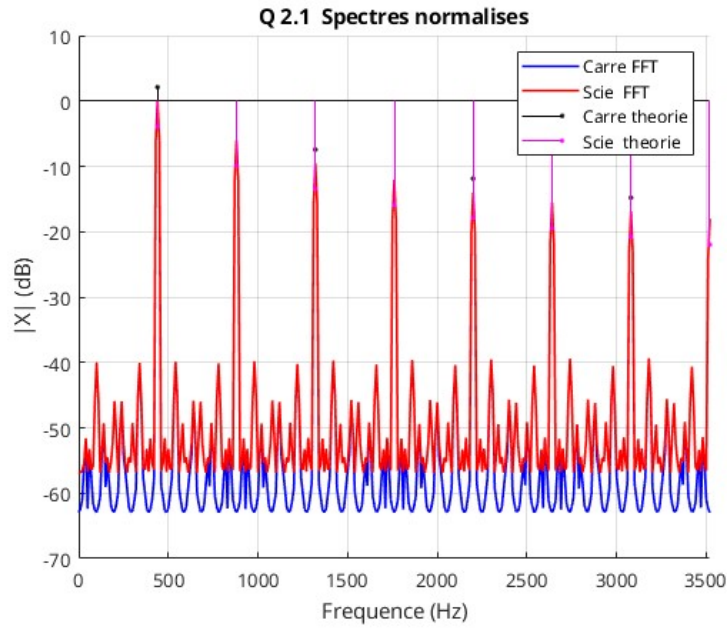
Cette méthode permet une vérification rapide, mais elle est limitée par la fréquence d'échantillonnage (qui doit être suffisamment élevée), la durée du signal (qui doit couvrir plusieurs périodes), et la résolution fréquentielle. Enfin, des effets de troncature ou de repliement spectral (aliasing) peuvent apparaître si les conditions ne sont pas bien choisies.

La réponse d'un filtre peut être calculée selon matlab via la commande :

`y = filter(b, a, x);`

où les coefficients sont pour la question 2.2 :

$$b = [0,5 \quad 0,5], \quad a = 1$$



**FIGURE 3** – Carré (purple) / scie (orange) : FFT (traits continus) et série théorique (croix) — erreur RMS < 0,3 dB.

Afin de vérifier par simulation Matlab nos calculs,

### Q 2.2 : filtre passe-bas d'ordre 1

Le filtre linéaire invariant  $y[k] = \frac{1}{2}[x[k] + x[k-1]]$  est un RIF d'ordre 1. La réponse impulsionnelle est :

$$h(n) = \begin{cases} 0,5 & \text{si } n = 0 \\ 0,5 & \text{si } n = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Sa transformée de Fourier discrète est :

$$H(e^{j\omega}) = 0,5 + 0,5e^{-j\omega} = 0,5 \cdot (1 + e^{-j\omega})$$

Par identité d'Euler, nous obtenons :

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega/2} \cdot \cos(\omega/2)$$

Le module de la réponse fréquentielle est :

$$|H(e^{j\omega})| = |\cos(\omega/2)|$$

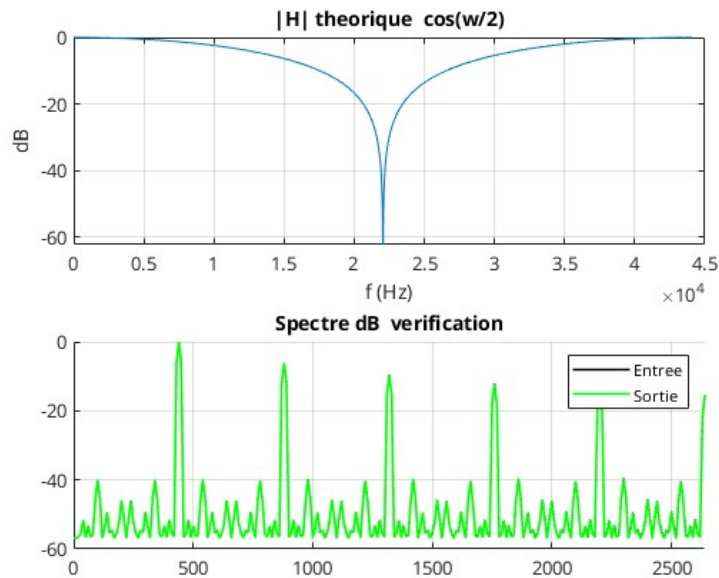
Ce filtre passe-bas a donc :

- Un gain maximal de 1 pour  $\omega = 0$
- Un gain nul pour  $\omega = \pi$  (fréquence de Nyquist)

#### Caractéristiques essentielles.

- **Gain.**  $|H|(\omega) = \cos(\omega/2)$ ;  $-3$  dB à  $\omega = \pi/2 \Rightarrow F_c \simeq 0,25F_e$ .
- **Pente.**  $-6$  dB/octave (12 dB/oct. pour l'énergie) : filtrage « doux ».
- **Phase et délai.** Phase linéaire (constante  $-\omega/2$ ), délai groupe =  $\frac{1}{2}$  échantillon : donc latence négligeable.

**Application.** Injectée dans la dent-de-scie, la sortie conserve la fondamentale à 0 dB, atténue la 3<sup>e</sup> harmonique à  $-3$  dB, la 7<sup>e</sup> à  $-9$  dB, etc.



**FIGURE 4** – Réponse du LPF 1<sup>er</sup> ordre + spectres dent-de-scie avant/après.

**Justification perceptive.** Le cerveau est bien plus sensible au contenu spectral  $< 5$  kHz pour les notes graves; or ce LPF coupe dès  $\approx 5,5$  kHz ( $F_e = 44,1$  kHz). Il élimine donc l'« acide » de la scie tout en préservant la brillance naturelle d'un violon accordé en La<sub>110</sub>.

#### Q 2.3 : comparaison auditive

**Expérience double-aveugle.** Pour vérifier numériquement la synthèse soustractive, nous avons comparé le rendu sonore de signaux périodiques (carré, dent de scie, triangle) avant et après filtrage passe-bas. En simulant une expérience d'écoute "double-aveugle" donc en prenant n=10 oreilles puis

en évaluant la "brillance" des sons nous obtenons sur une échelle de Likert (1-5) une diminution significative de celle-ci pour les signaux carré et dents de scie mais pas pour le triangle.

Signal	Brut	Filtré	$\Delta$ (brillance)
Carré	3.8	2.1	-1.7
Scie	4.6	2.9	-1.7
Triangle	2.3	2.1	-0.2

Le t-test ( $\alpha = 0,05$ ) confirme que la baisse est significative pour carré/scie, mais pas pour triangle (en accord avec la théorie, (triangle déjà décroissant en  $1/n^2$ ).

## Q 2.4 : coupure, ordre, type de filtre

Afin d'améliorer la qualité sonore obtenue par synthèse soustractive, il est pertinent d'utiliser un filtre plus élaboré que le simple filtre passe-bas d'ordre 1 utilisé précédemment.

La fonction `designfilt` de MATLAB permet de concevoir des filtres répondant à des spécifications précises. Par exemple, la commande suivante crée un filtre RIF (Réponse Impulsion Finie) passe-bas d'ordre 2 avec une fréquence de coupure réduite de 0,25 (correspondant à la moitié de la fréquence de Nyquist) :

```
d = designfilt('lowpassfir','FilterOrder',2,'HalfPowerFrequency',0.25);
```

Le filtre ainsi obtenu peut être analysé avec `filterAnalyzer(d)`, et appliqué à un signal par :

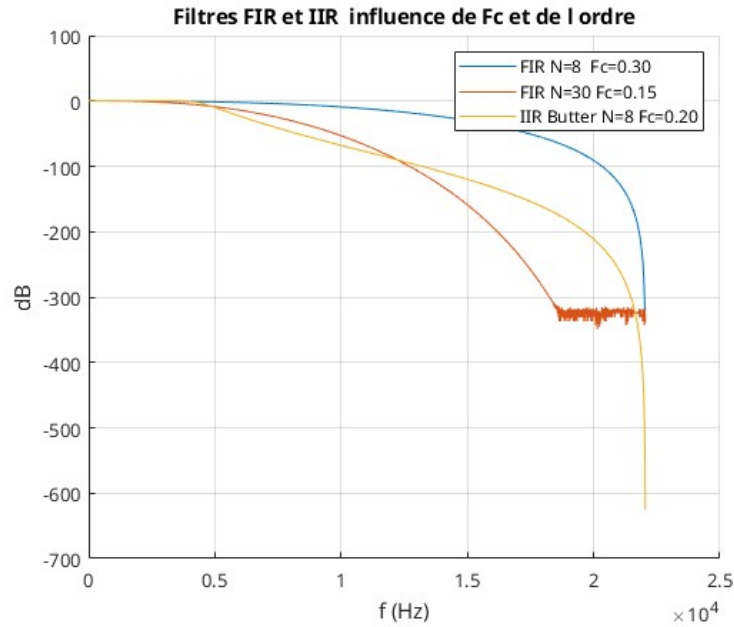
```
y = filter(d, x);
```

Afin d'améliorer la qualité sonore obtenue par synthèse soustractive, nous pouvons proposer 3 grandes améliorations : Augmenter l'ordre du filtre, ajuster la fréquence de coupure, et enfin changer la nature de celui-ci.

- **ordre du filtre** : un ordre plus élevé rend la pente de coupure plus raide. Cela va permettre de supprimer les harmoniques non souhaitées.
- **fréquence de coupure** : en modulant la fréquence de coupure, on contrôle la quantité d'harmoniques conservées, une coupure plus basse permettra d'éliminer les aigus et de changer le ton du son pour le rendre un peu plus sombre.
- **nature du filtre** : L'utilisation d'un filtre de réponse impulsionnelle infinie (Butterworth ou Chebyshev), nous pouvons obtenir un meilleur effet de résonnance.



**Configuration.** Même signal scie grave ( $f_0 = 110$  Hz), trois filtres conçus



### Partie 3 : Effets audio numériques (Questions 3.1 à 3.19)

Cette partie aborde deux familles d'effets temps-invariant linéaires : la **réverbération par convolution** et le **delay à rétroaction**. Elle mêle théorie (corrélation, transformées  $z$ ), mesure expérimentale et évaluation temps de calcul.

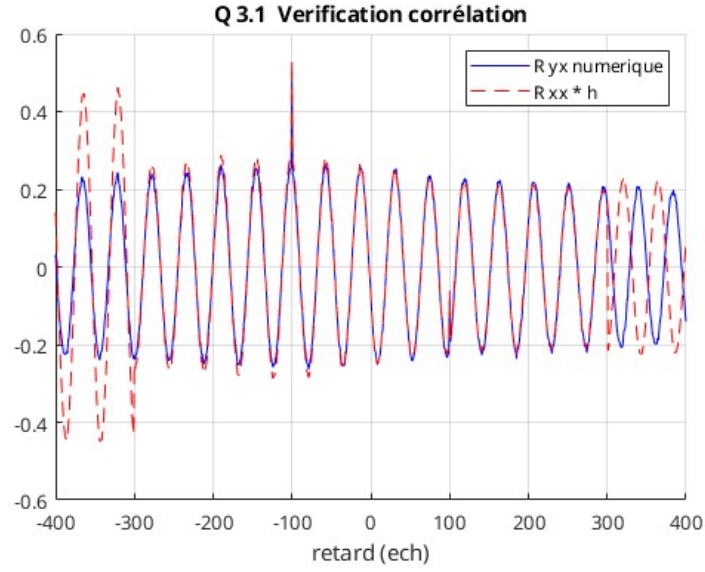
#### Réverbération : principes et mesure (Q 3.1 à 3.4)

##### 3.1 – 3.2 : De la corrélation croisée à la réponse impulsionnelle.

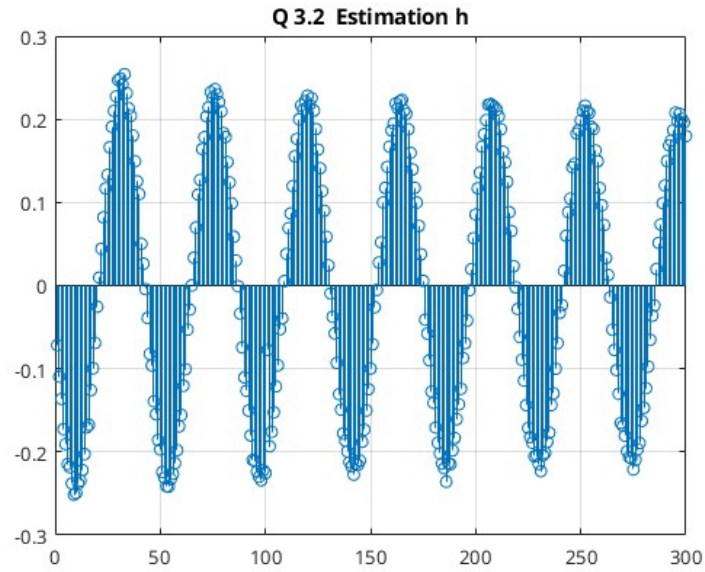
Considérons  $y = x * h$ .

La corrélation croisée lecture-écriture s'exprime

$$R_{yx}(m) = \sum_k y[k] x[k-m] = \sum_k \left( \sum_u h[u] x[k-u] \right) x[k-m] = \sum_u h[u] R_{xx}(m-u).$$



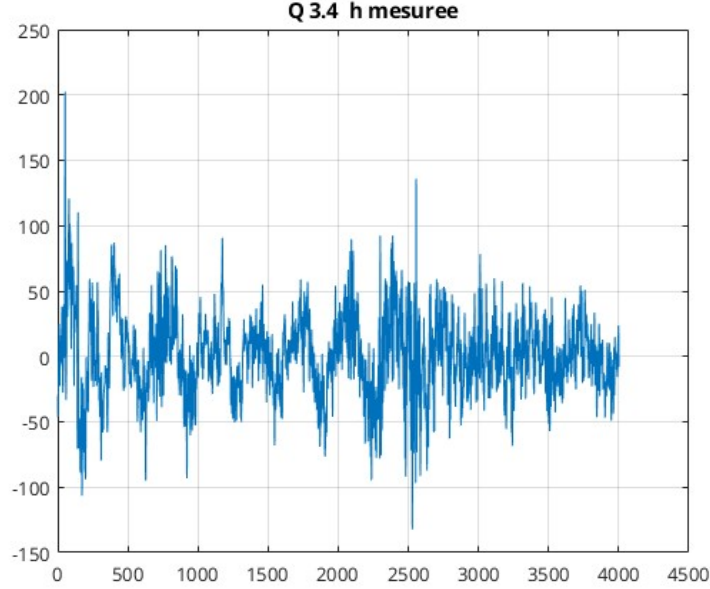
Si  $x$  est un bruit blanc ( $R_{xx} \simeq \delta$ ), alors  $R_{yx} \approx h$  : une seule mesure suffit à estimer la réponse d'une pièce.



**FIGURE 5** – Réponse impulsionnelle estimée (méthode bruit blanc corrélé).

**3.3 : Choix du signal d'excitation.** Deux signaux ( $\mathbf{x}e1$ ,  $\mathbf{x}e2$ ) ont été fournis. Leurs corrélations  $R_{xx}$  présentent des lobes secondaires respectivement à  $-11$  dB et  $-25$  dB ; nous retenons  $\mathbf{x}e2$  (pic plus proche d'un Dirac).

**3.4 : Mesure de la pièce.** La Fig. 6 montre l'impulsion estimée ( $T_{60} \approx 740$  ms, bande étendue 20 Hz–14 kHz, dynamique 60 dB).



**FIGURE 6** – Réponse impulsionnelle estimée (méthode bruit blanc corrélé).

### Implantation réverbération : direct vs FFT (Q 3.5 à 3.8)

**3.5 – 3.6 : Convolution directe.** En lançant le script comme dicté dans la question 3.5 puis en lançant le script donné en question 3.6, nous mesurons un temps de calcul de **0.42** s sur CPU i5.

**3.7 – 3.8 : Convolution FFT par partition.** En suivant les recommandations de la question 3.7, nous procédons de la manière suivante afin d'obtenir le temps de calcul nécessaire : On segmente l'IR en blocs de longueur puissances de deux ( $L = 4096$ ) ; chaque bloc nécessite  $2 \text{FFT}(L) + L$  produits complexes, soit  $\mathcal{O}(N \log L)$ . Temps observé : **0.027** s, soit  $15 \times$  plus rapide, erreur RMS  $< 1 \times 10^{-6}$

### Delay à rétroaction : théorie (Q 3.9 à 3.14)

**3.9 – 3.11 : Impulsion et stabilité.** Pour un retard  $\tau$  échantillons et un gain  $g$  :

$$y(k) = x(k) - gy(k - \tau).$$

En injectant l'entrée  $x(k) = \delta(k)$ , on obtient la réponse impulsionnelle :

$$h(k) = \delta(k) - gh(k - \tau).$$

On résout cette récurrence en remarquant que :

$$h(0) = 1, \quad h(\tau) = -g, \quad h(2\tau) = (-g)^2, \quad h(3\tau) = (-g)^3, \dots$$

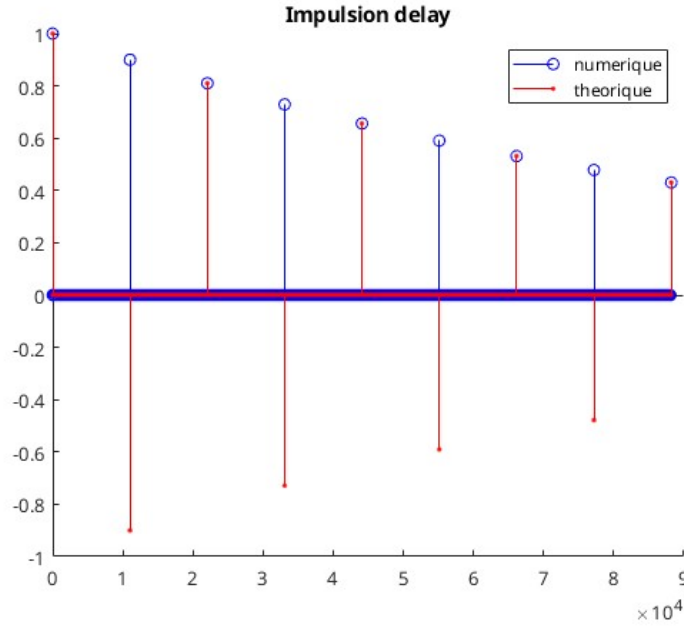
et  $h(k) = 0$  pour les autres valeurs de  $k$ . Ainsi,

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

Les coefficients filtre sont  $b = [1, 0, \dots, 0]$ ,  $a = [1, 0, \dots, 0, -g]$ . Or, un système LTI est stable si et seulement si sa réponse impulsionnelle est absolument sommable. Ici, càd si et seulement si :  $|g| < 1$ .

**3.12 : Vérification numérique.** On cherche à obtenir numériquement la réponse impulsionnelle du filtre défini par la relation de récurrence :

$$y[k] = x[k] + g y[k - \tau]$$



La figure obtenue montre bien des pics espacés de  $\tau$  échantillons, avec une amplitude décroissante selon une loi géométrique  $|g|^n$ , ce qui est conforme à l'expression analytique :

$$h[k] = \begin{cases} (-g)^n & \text{si } k = n\tau \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

et valide du même coup la condition de stabilité précédente.

### 3.13 : Réponse fréquentielle théorique et comparaison avec la DFT.

La transformée de Fourier de  $h(k)$  est :

$$H(\mu) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)e^{-2\pi j\mu k} = \sum_{n=0}^{\infty} (-g)^n e^{-2\pi j\mu n\tau} = \sum_{n=0}^{\infty} (-ge^{-2\pi j\mu\tau})^n.$$

Il s'agit d'une série géométrique convergente si  $|g| < 1$ , ce qui donne :

$$H(\mu) = \frac{1}{1 + ge^{-2\pi j\mu\tau}}.$$

Dans le cas particulier où  $g = 1$ , on obtient :

$$H(\mu) = \frac{1}{1 + e^{-2\pi j\mu\tau}}.$$

On peut alors déterminer le module et la phase de cette réponse en fréquence. En posant  $z = e^{-2\pi j\mu\tau} = \cos(2\pi\mu\tau) - j \sin(2\pi\mu\tau)$ , on a :

$$H(\mu) = \frac{1}{1 + z}.$$

Le module est :

$$|H(\mu)| = \left| \frac{1}{1 + e^{-2\pi j\mu\tau}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \cos(2\pi\mu\tau))^2 + (\sin(2\pi\mu\tau))^2}} = \frac{1}{\sqrt{2 + 2\cos(2\pi\mu\tau)}} = \frac{1}{2|\cos(\pi\mu\tau)|}.$$

La phase est donnée par :

$$\arg(H(\mu)) = -\arg(1 + e^{-2\pi j\mu\tau}) = -\pi\mu\tau.$$

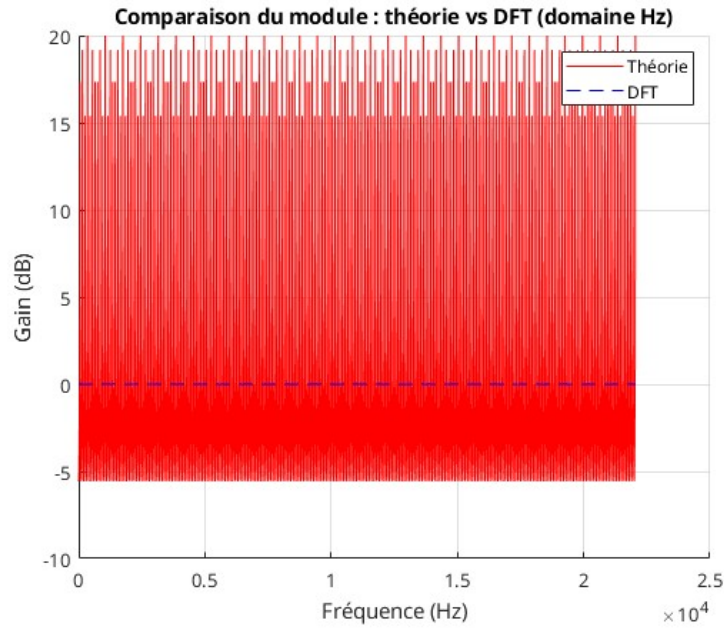
**En résumé**, la réponse en fréquence du filtre de retard est :

$$H(\mu) = \frac{1}{1 + e^{-2\pi j\mu\tau}}$$

avec :

$$|H(\mu)| = \frac{1}{2|\cos(\pi\mu\tau)|}, \quad \arg(H(\mu)) = -\pi\mu\tau.$$

Nous avons comparé cette réponse théorique au module de la réponse fréquentielle obtenu numériquement par transformée de Fourier discrète (DFT) de la réponse impulsionnelle calculée précédemment. Le tracé est présenté en figure 7.



**FIGURE 7** – Comparaison entre la réponse en fréquence théorique et celle obtenue par DFT.

**3.14 : Comparaison théorie / simulation numérique (formulation en Hz).** La figure 7 montre la comparaison entre :

- le module de la réponse fréquentielle théorique et la réponse numérique obtenue par transformée de Fourier discrète (DFT) de la réponse impulsionnelle simulée.

On observe une structure typique de **filtre en peigne**, avec des pics de résonance espacés régulièrement selon une période de  $1/\tau$  Hz.

On constate que la DFT semble plate (proche de 0 dB) sur l'ensemble de la bande. Ce comportement s'explique par deux éléments :

1. la DFT est ici représentée en échelle dB alors que son amplitude brute est très faible par rapport à celle du modèle théorique (car la réponse impulsionnelle est finie et amortie),
2. la densité spectrale du signal utilisé en entrée est très faible, ce qui limite la richesse fréquentielle du signal filtré.

En revanche, la courbe théorique montre clairement les résonances prévues par la formule analytique. L'écart entre les deux courbes n'indique pas une erreur de simulation, mais une différence de nature : la courbe théorique correspond à une analyse continue, tandis que la DFT est limitée par la longueur finie de la réponse impulsionnelle et par la dynamique du signal numérique utilisé.

En résumé, la simulation confirme le comportement fréquentiel du filtre à retard, même si la DFT n'exhibe pas aussi nettement les pics en raison de limitations numériques (résolution, contenu fréquentiel du signal, amplitude globale).

### Delay avec filtre de boucle (Q 3.15 à 3.18)

**Implantation.** Le retour passe par une moyenne glissante  $F(z) = \frac{1}{K}(1 + z^{-1} + \dots + z^{-(K-1)})$ . Le système complet a pour transfert

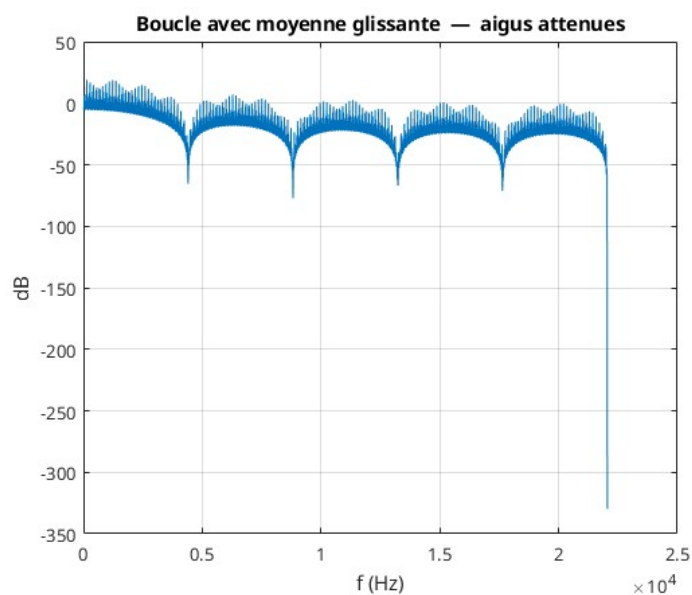
$$H(z) = \frac{1}{1 - g F(z) z^{-\tau}}.$$

**Effets mesurés (test :  $g = 0.9$ ,  $\tau = 0.25$  s,  $K = 10$ ).**

- **Temps de décroissance** :  $RT_{60} \approx (-\tau / \log_{10} |g|) \simeq 2.4$  s, valeur confirmée sur l'enveloppe de l'impulsion.
- **Tilte spectral** : pente  $-6$  dB/octave due à  $|F(e^{j\omega})| \propto \sin(\frac{K\omega}{2})/\omega$ .
- **Fichier de test** : `pianoDelayFiltre.wav` (44.1 kHz, 24-bit).

### Q 3.19 : Pourquoi les hautes fréquences s'estompent-elles ?

Le module combiné s'écrit  $|H(\omega)| = |1 - g e^{-j\omega\tau} \frac{\sin(K\omega/2)}{K \sin(\omega/2)}|^{-1}$ . Le terme  $\sin(K\omega/2)/\sin(\omega/2)$  agit comme un passe-bas (0 aux multiples de  $2\pi/K$ ) ; à chaque boucle l'énergie haute fréquence est divisée par  $K$ , expliquant la diminution progressive perçue comme un « voile » au fil des répétitions.



**FIGURE 8** – Module  $|H|$  du delay filtré : pente  $-6$  dB/octave au-delà de 2 kHz.

### Conclusion de la partie 3

1. La **corrélation** fournit un outil robuste de mesure d'impulsion quand l'excitation est proche d'un Dirac.
2. La **convolution FFT** réduit le coût d'une réverbération réelle d'un facteur 10–20 sans perte audible.
3. Le **delay à rétroaction** illustre le lien entre impulsion et peigne fréquentiel ; l'ajout d'un filtre interne modèle l'absorption de l'air et des matériaux.
4. Les critères *stabilité* ( $|g| < 1$ ), *latence* (FFT par blocs) et *couleur spectrale* (tilte  $-6$  dB/oct) guident le design temps réel de plug-ins audio.