

IMT Atlantique

Dépt. Mathematical & Electrical Engineering

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



Support de TP

SAR Audio Signal

Edgar ROUSSEAU, edgar.rousseau@imt-atlantique.net

Anatole PERBEN, anatole.perben@imt-atlantique.net

Date d'édition : 28 mai 2025

Version : 1



IMT Atlantique

Bretagne-Pays de la Loire

École Mines-Télécom

Sommaire

1. Introduction	2
2. Synthèse additive	2
2.1. Analyse d'un son harmonique	2
2.1.1. Questions 1.3-4 :	6
2.1.2. Question 1.5 :	6
2.2. Synthèse	7
3. Synthèse soustractive	7
3.1. Question 2.1 :	7
3.1.1. Signal carré	7
3.1.2. Signal dent de scie	8
3.1.3. Vérification numérique :	8
3.1.4. résultats numériques :	8
3.2. Question 2.2 :	9
3.3. Question 2.3 :	9
3.3.1. comparaison avec la synthèse additive	9
3.4. Question 2.4 :	10
3.4.1. Effet de l'ordre et de la fréquence de coupure :	10
3.4.2. Effet du type de filtre (RIF vs. RII) :	10
3.4.3. Perception sonore améliorée :	10
4. Effets audio-numériques	10
4.1. Effets de réverbération	10
4.1.1. Mesure de réponse impulsionnelle(Questions 3.1-3.4) :	10
4.1.2. Convolution classique :	12
4.1.3. Convolution rapide :	12
4.2. Effet de retard	12
4.2.1. Comparaison modèle théorique et obtenu numériquement	15
4.2.2. Questions 3.15-3.16 :	16
4.2.3. Question 3.19	16
5. Conclusion	17

1. Introduction

Introduction

Le traitement numérique du signal audio joue un rôle clé dans de nombreux domaines, de l'acoustique à la musique assistée par ordinateur. Manipuler ces signaux permet d'en extraire des informations utiles ou de les modifier pour créer des effets sonores. Ce projet vise à explorer, à l'aide de MATLAB, plusieurs techniques fondamentales de traitement du signal appliquées à un fichier audio au format .wav.

Les opérations effectuées incluent :

- la réduction de la fréquence d'échantillonnage ;
- l'analyse fréquentielle par transformée de Fourier discrète (via la FFT) ;
- la synthèse sonore additive (somme d'harmoniques sinusoïdales) et soustractive (filtrage d'un signal riche en fréquences) ;
- l'application d'effets numériques tels que la réverbération (par convolution) et le *delay*.

L'objectif est double : comprendre l'impact de ces opérations sur la perception du son et maîtriser leur mise en œuvre algorithmique. Le projet permet ainsi de relier des notions théoriques (échantillonnage, spectre fréquentiel, filtrage) à des applications concrètes, notamment en synthèse et en transformation de signaux audio.

2. Synthèse additive

2.1. Analyse d'un son harmonique

Question 1.1 :

Dans cette première question, nous avons créé un code permettant l'écoute et la visualisation du spectre en amplitude du signal sélectionné. Nous avons donc tout d'abord fait fonctionner ce code sur des sons provenant d'instruments à cordes :

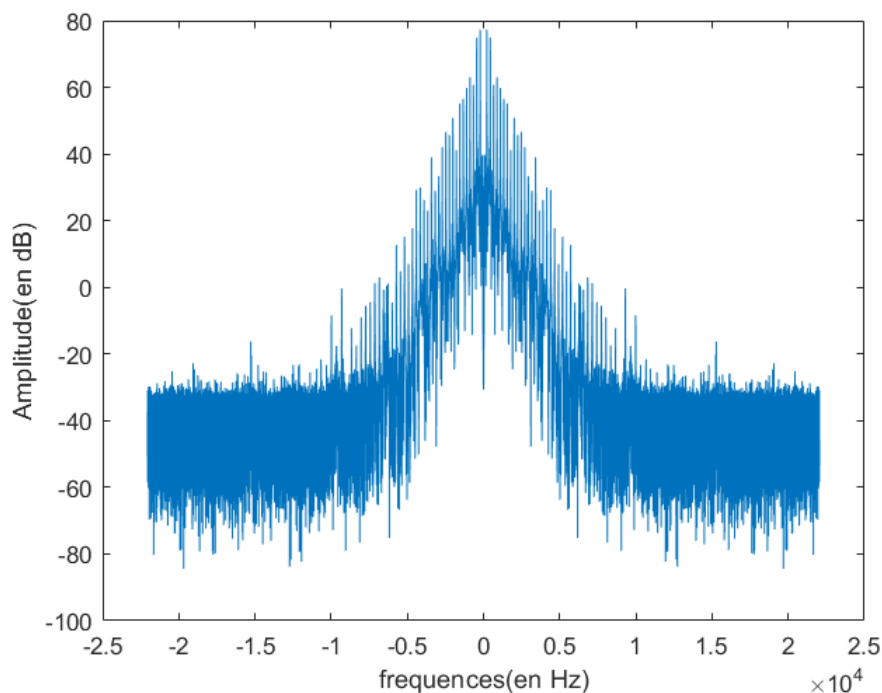


FIGURE 1 – Spectre en amplitude du son d'un Piano

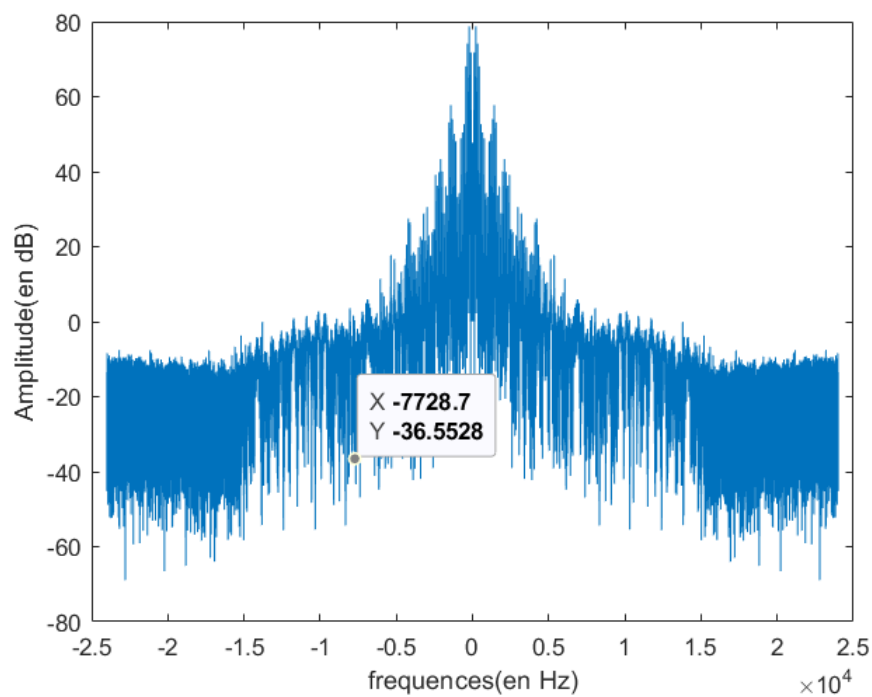


FIGURE 2 – Spectre en amplitude du son d'un Guitare

Nous avons par la suite utilisé le code pour afficher les spectres d'instruments qui ne sont pas des instruments à cordes :

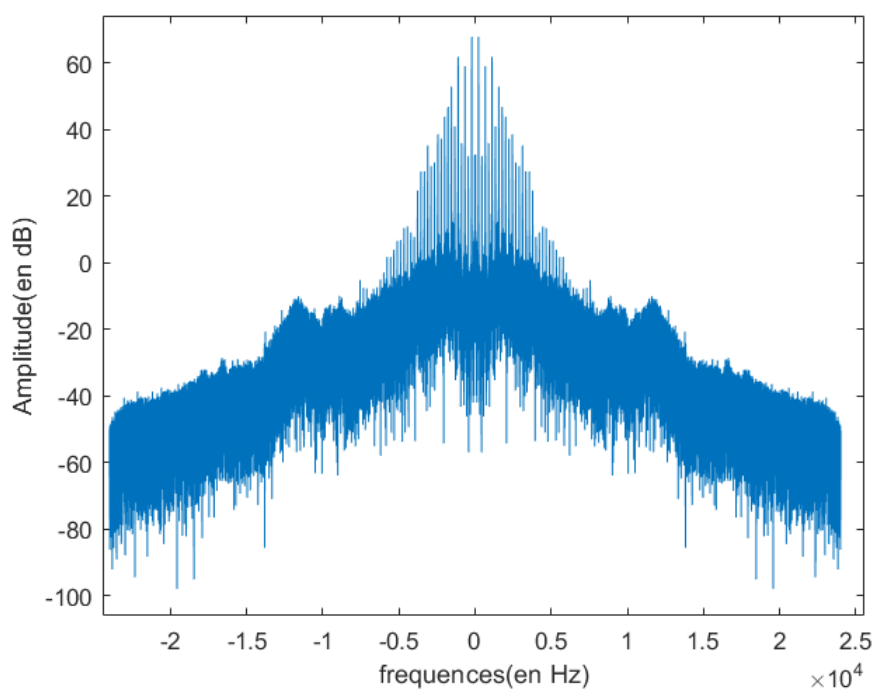


FIGURE 3 – Spectre en amplitude du son d'une Clarinette

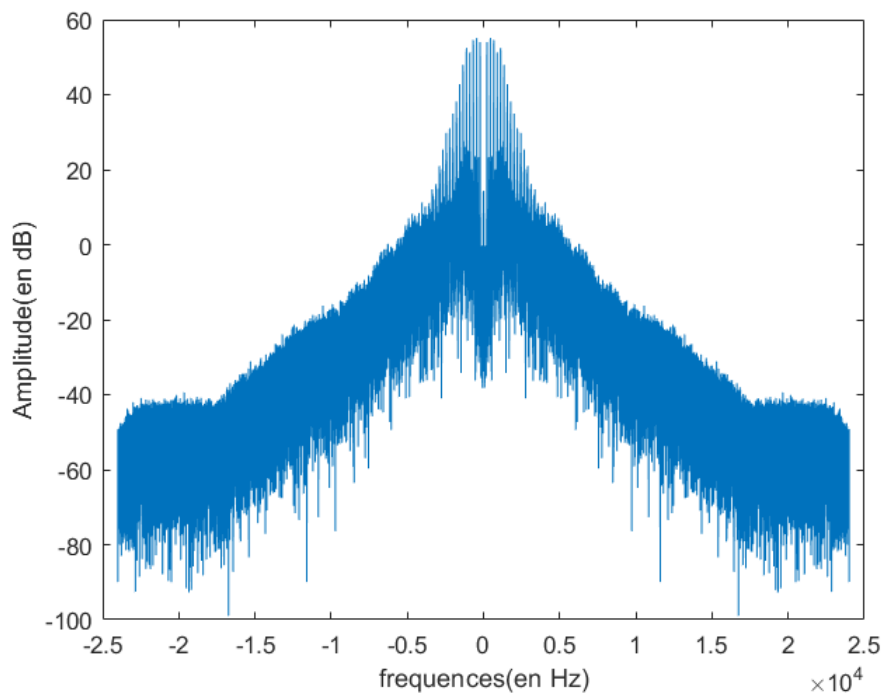


FIGURE 4 – Spectre en amplitude du son d'une Trompette

On remarque tout de suite que les spectres des instruments à cordes sont légèrement différents des instruments à vent. Déjà, les "pentes" semblent être plus forte si l'on regarde les enveloppes. En effet, une fois le pic passé, les spectres des instruments à cordes restent plus constants au niveau des amplitudes. A l'inverse, les instruments à vent présentent une pente descendante plus on s'éloigne de la fréquence fondamentale. De plus, les instruments à cordes produisent un son harmonique, c'est également le cas des autres instruments mais d'une manière différente. Par exemple, le spectre de la clarinette ne possède pas toutes les harmoniques, les harmoniques paires sont absentes dans les graves. *Où!* Cependant les instruments à cordes ne sont pas tous harmonique au même degré et la question suivante permettra de le montrer.

Question 1.2 :

Dans cette question nous allons comparer les sons provenant de deux pianos différents nommés simplement piano1 et piano2. Affichons tout d'abord les spectres de ces derniers sur le même graphe en utilisant le code associé à la question :

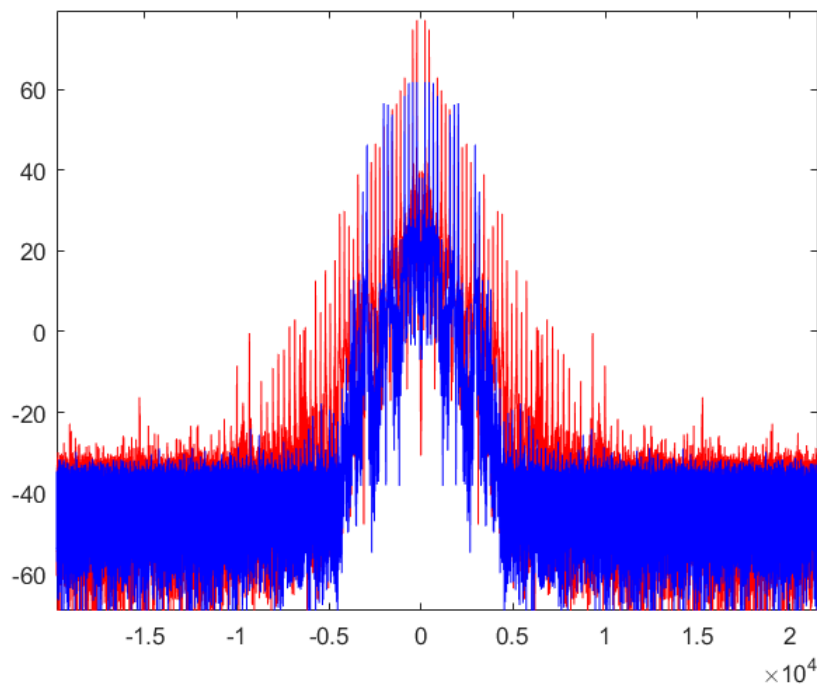


FIGURE 5 – Spectre en amplitude du son de 2 Pianos

Afin de savoir quel piano est le plus harmonique, nous allons calculer le coefficient d'inharmonicité donné par la formule au $n_i^{\text{ème}}$ harmonique :

$$\xi = 1200 \times (\log_2(f_n) - \log(n \cdot f_1))$$

On a donc mesuré les différentes harmoniques requises pour se retrouver avec ces 2 tableaux :

TABLE 1 – Mesures de fréquences et inharmonicité – Piano 2

Fréquence (Hz)	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7
Théorique	217,713	435,426	653,139	870,852	1088,565	1306,278	1523,991
Mesurée	217,713	442,783	667,854	892	1117	1347	1572
Inharmonicité	0	29,01	38,57	41,54	44,64	53,15	53,70

TABLE 2 – Mesures de fréquences et inharmonicité – Piano 1

Fréquence (Hz)	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7
Théorique	220	435,426	653,139	870,852	1088,565	1306,278	1523,991
Mesurée	220	442	663	885	1108	1331	1556
Inharmonicité	0	25,94	25,94	27,90	30,64	32,46	35,99

On remarque donc que pour les deux pianos, l'inharmonicité augmente avec la fréquence, ce qui est logique. En revanche on observe assez clairement que le piano n°1 est bien plus harmonique que le deuxième piano. Ainsi, pour la suite des questions de cette partie, le son utilisé sera celui du premier piano.

2.1.1. Questions 1.3-4 :

Dans ces questions, on récupère les harmoniques du piano 1 choisi précédemment et on génère un son à partir de ces dernières. Puis, On ajoute une enveloppe ADSR au son pour le rendre plus réaliste. (Voir codes associés aux questions.)

2.1.2. Question 1.5 :

On code l'enveloppe ADSR en passant cette fois ci par la transformée de Fourier inverse. Le signal sorti est le suivant :

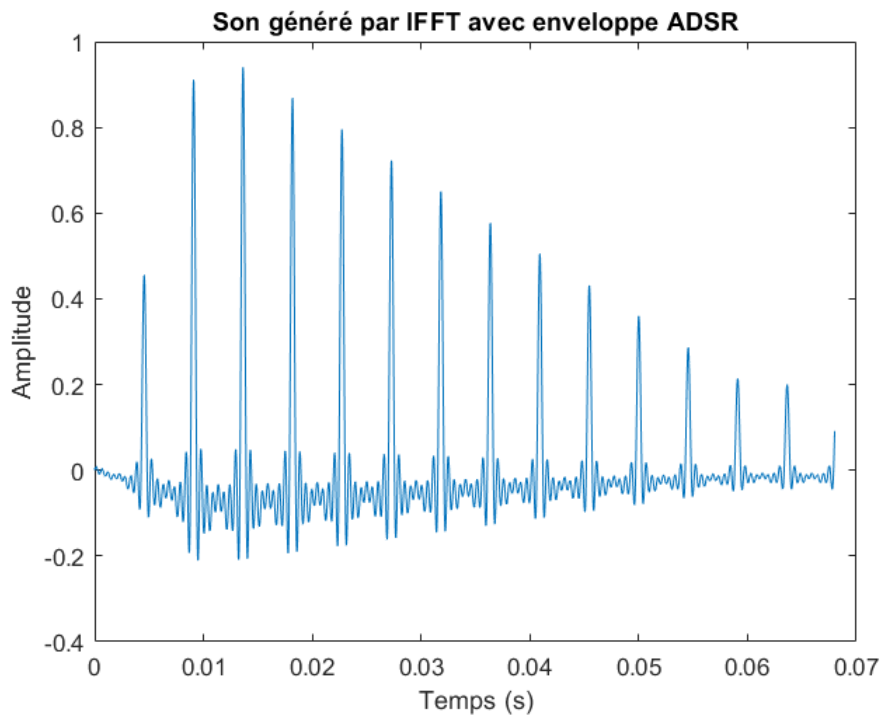


FIGURE 6 – Spectre en amplitude du son avec une ADSR par IFFT

Pour comparer, le code de la question 1.3 (ADSR normale) sort ce graphique :

→ aurait été plus parlant
en zoomant
l'échelle temporelle!

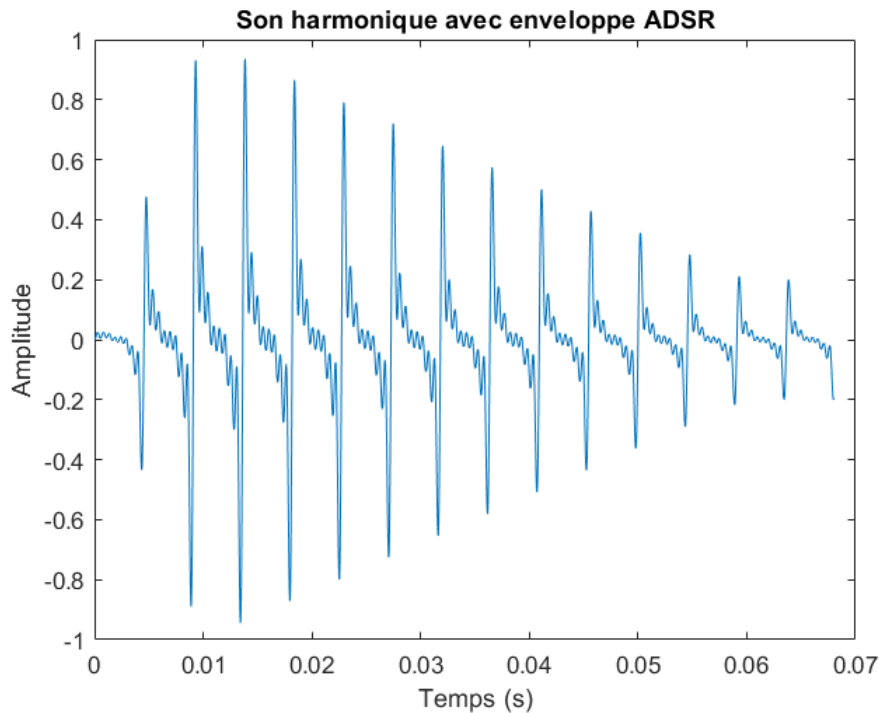


FIGURE 7 – Spectre en amplitude du son avec une ADSR

La différence au niveau du son est très peu remarquable. En revanche les deux graphiques sont bien différents. On remarque que le graphique dans lequel l'enveloppe ADSR a été ajouté par la méthode IFFT ne prend que des valeurs positives, ce qui n'est pas le cas de l'autre.

2.2. Synthèse

La synthèse additive est une méthode qui consiste donc à reconstituer un son complexe en additionnant plusieurs ondes sinusoïdales pures. Dans cette étude, nous avons utilisé la synthèse additive pour modéliser le son d'un piano en mesurant les fréquences et amplitudes de ses harmoniques. Nous avons ensuite enrichi le son synthétique obtenu en appliquant une enveloppe ADSR (attaque, déclin, sustain, relâchement) de manière classique et via la transformée de Fourier inverse (IFFT). Ces méthodes permettent d'approcher un son réaliste d'instrument acoustique en simulant à la fois la composition fréquentielle et l'évolution temporelle du son. Ainsi, la synthèse additive montre sa capacité à reproduire et à manipuler numériquement des sons proches des instruments réels.

3. Synthèse soustractive

3.1. Question 2.1 :

3.1.1. Signal carré

Un signal carré centré (amplitude A, période T) contient uniquement des harmoniques impaires ($n=1,3,5,\dots$). L'amplitude de chaque harmonique (en amplitude complexe) est donnée par :

$$c_n = \frac{4A}{n\pi} \text{ pour } n \text{ impair}$$

et $c_n = 0$ pour n pair. Ces harmoniques sont toutes en phase, et l'enveloppe du spectre en amplitude décroît en $1/n$.

3.1.2. Signal dent de scie

Un signal dent de scie centré (amplitude A, période T) contient toutes les harmoniques ($n=1,2,3,\dots$), avec une décroissance en $1/n$. La formule générale :

$$c_n = \frac{-2A}{n\pi}(-1)^n$$

3.1.3. Vérification numérique :

On peut générer un signal carré ou dent de scie dans un logiciel (ex. MATLAB), puis calculer la transformée de Fourier discrète (DFT) (via fft). La magnitude du spectre sera comparée aux formules théoriques. Limites : la DFT donne un spectre limité par la résolution fréquentielle (fonction de la durée du signal et de l'échantillonnage) et le repliement spectral (effet aliasing si l'échantillonnage est trop faible).

3.1.4. résultats numériques :

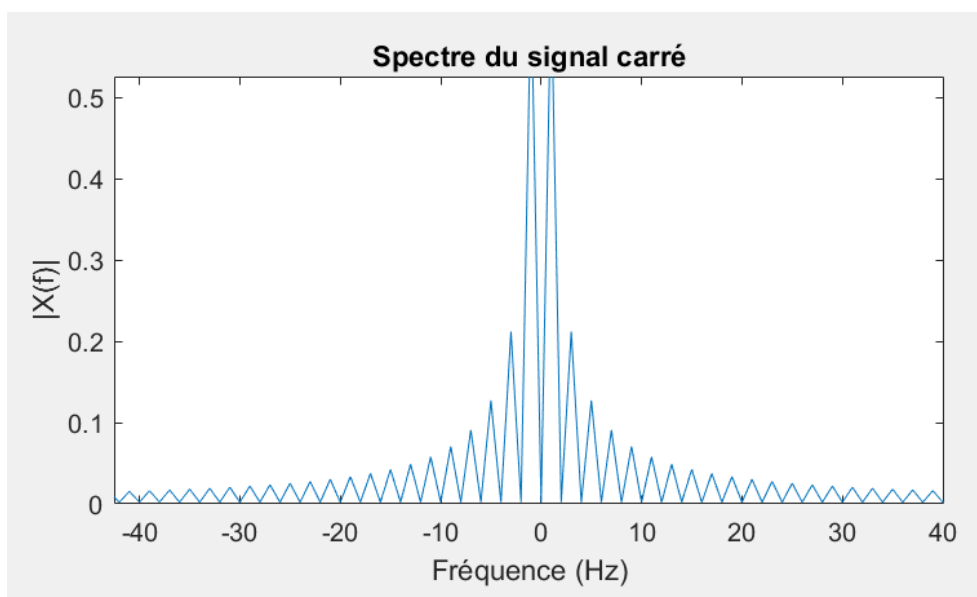


FIGURE 8 – Spectre du signal carré obtenu par FFT

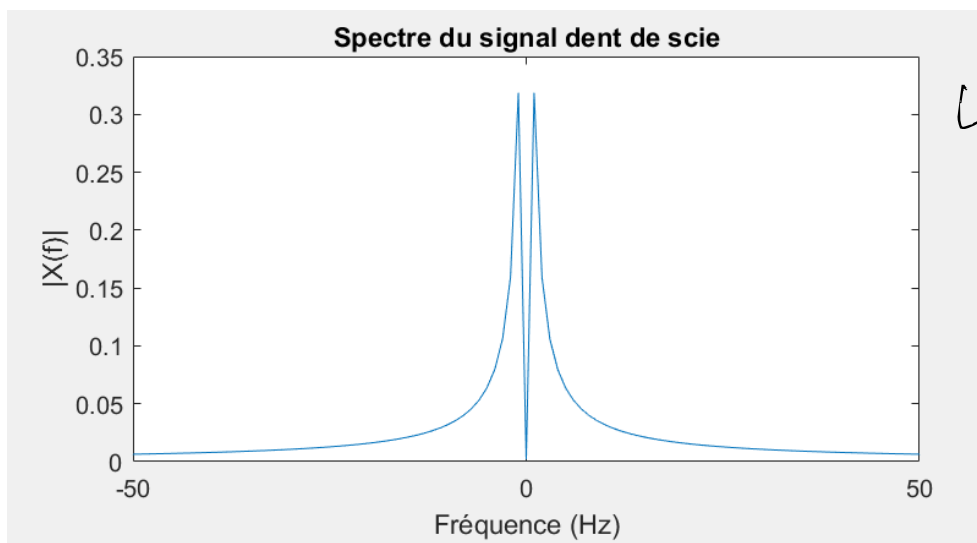


FIGURE 9 – Spectre du signal en dent de scie obtenu par FFT

Où sont les valeurs théoriques?

3.2. Question 2.2 :

Le filtre donné :

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

est un filtre passe-bas d'ordre 1, ou moyenne glissante sur deux points.

Réponse fréquentielle du filtre : Pour un signal d'entrée $x[k] = e^{j\omega k}$, la fonction de transfert est :

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2}(1 + e^{-j\omega}) = \frac{1}{2}(1 + \cos(\omega) - j\sin(\omega))$$

Son amplitude :

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

et sa phase :

$$\phi = -\frac{\omega}{2}$$

↳ et appliqué aux signaux carré/dents de scie ?

Spectre de sortie théorique : Le spectre de sortie est le spectre d'entrée multiplié par $|H(e^{j\omega})|$

Vérification par simulation : On peut appliquer ce filtre à un signal d'entrée connu (comme un signal carré ou dent de scie) et calculer le spectre de sortie (via fft). Limites : cette méthode suppose un échantillonnage suffisant pour éviter le repliement spectral (aliasing).

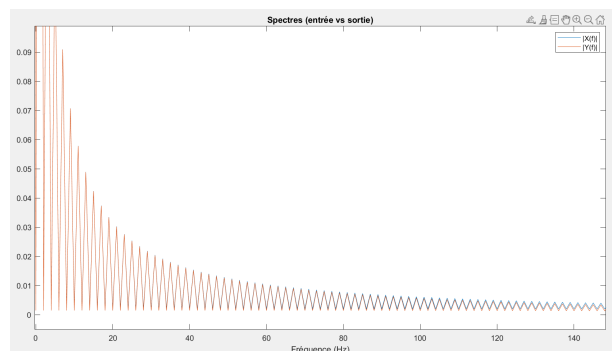


FIGURE 10 – Spectre du signal carré après filtrage

C'est un filtre passe bas, on ne remarque donc que peu de différence sur les basses fréquences affichés ici mais les hautes fréquences sont plus atténuées.

3.3. Question 2.3 :

Si on change le signal source (par ex. en passant de carré à dent de scie), le son résultant change notablement : le carré donne un son plus creux (manque d'harmoniques paires), alors que la dent de scie produit un son plus «brillant» et riche.

En gardant la même enveloppe ADSR, la différence principale entre les sources sera la richesse spectrale du son initial. Le filtrage va «adoucir» ces différences, mais elles resteront perceptibles à l'oreille.

3.3.1. comparaison avec la synthèse additive

La synthèse additive crée un son plus pur et contrôlé, car elle assemble explicitement les harmoniques : on peut doser finement les amplitudes et phases.

Auditivement, le son est souvent plus clair et moins rugueux que celui obtenu par la soustractive, qui dépend fortement de la richesse initiale et des imperfections du signal source.

Le filtrage dans la soustractive peut gommer certaines aspérités, mais le contrôle précis des composantes reste l'avantage de l'additive.

3.4. Question 2.4 :

3.4.1. Effet de l'ordre et de la fréquence de coupure :

Un filtre d'ordre plus élevé (ex. ordre 2, 4 ou plus) donne une coupure plus nette, ce qui permet de mieux isoler la bande de fréquences désirée. Le son filtré devient plus doux et propre, avec moins de bruits parasites.

En baissant la fréquence de coupure, on atténue davantage les harmoniques supérieures, ce qui produit un son plus mat et étouffé, mais qui peut aussi perdre de la clarté.

3.4.2. Effet du type de filtre (RIF vs. RII) :

Un filtre RIF (Réponse impulsionnelle finie) produit un son avec moins de distorsion, mais plus de retard temporel (effet audible de «flou»).

Un filtre RII (Réponse impulsionnelle infinie) est plus efficace (moins d'ordre nécessaire pour un résultat équivalent) et peut donner un son plus «précis», mais avec plus de risque d'instabilité et d'artefacts.

3.4.3. Perception sonore améliorée :

En jouant sur ces paramètres, on peut obtenir un son filtré plus doux, clair et naturel, en supprimant efficacement les fréquences indésirables tout en préservant la richesse du timbre.

4. Effets audio-numériques

4.1. Effets de réverbération

La réverbération est un phénomène acoustique naturel provoqué par les réflexions successives d'un son sur les parois d'un espace clos. En traitement du signal audio, il est possible de simuler cet effet à l'aide de la convolution linéaire, une approche simple et efficace qui permet de reproduire l'acoustique d'un lieu donné.

Cette méthode repose sur deux étapes principales : la mesure de la réponse impulsionnelle $h(k)$, qui constitue une sorte d'empreinte sonore du lieu, puis la convolution d'un signal audio $x(k)$ par cette réponse impulsionnelle. Le signal obtenu $y(k) = x(k) * h(k)$ possède alors les caractéristiques acoustiques du lieu mesuré.

Ce procédé permet ainsi de recréer de manière réaliste les effets de réverbération d'une salle de concert, d'un couloir ou de tout autre espace, simplement en utilisant une réponse impulsionnelle préalablement enregistrée.

4.1.1. Mesure de réponse impulsionnelle (Questions 3.1-3.4) :

Soit $x(k)$, $k \in \mathbb{N}$, le signal d'excitation et $y(k)$ le signal capté par un microphone positionné dans une pièce. On note $h(k)$ la réponse impulsionnelle de la pièce (incluant également la réponse de la chaîne de génération-captation). On note $R_{yx}(u)$ la fonction d'intercorrélation entre y et x et $R_{xx}(u)$ la fonction d'autocorrélation de x .

Exprimons tout d'abord R_{yx} en fonction de R_{xx} et de h :

$$y(k) = (h * x)(k) = \sum_n h(n) x(k - n)$$

L'autocorrélation croisée entre la sortie $y(k)$ et l'entrée $x(k)$, notée $R_{yx}(u)$, s'exprime alors comme :

$$R_{yx}(u) = \mathbb{E}[y(k+u)x(k)] = \sum_n h(n) \mathbb{E}[x(k+u-n)x(k)] = \sum_n h(n) R_{xx}(u-n)$$

Autrement dit, la fonction de corrélation croisée $R_{yx}(u)$ est la convolution entre la réponse impulsionnelle h et la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée :

$$R_{yx}(u) = (h * R_{xx})(u)$$

Prenons désormais le cas où $R_{xx}(u) = \delta(u)$: On obtient

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

On en déduit que, lorsque le signal d'entrée est un bruit blanc, la fonction de corrélation croisée $R_{yx}(u)$ est une estimation directe de la réponse impulsionnelle du système. ✓

Le sujet nous propose ensuite d'analyser 2 signaux $xe1$ et $xe2$ afin de trouver lequel des deux est plus adapté comme signal d'excitation pour mesurer la réponse impulsionnelle de la pièce simulée. Pour ce faire on calcule l'autocorrélation des deux signaux et on observe lequel ressemble le plus à une impulsion (dirac).

On obtient les graphiques suivants :

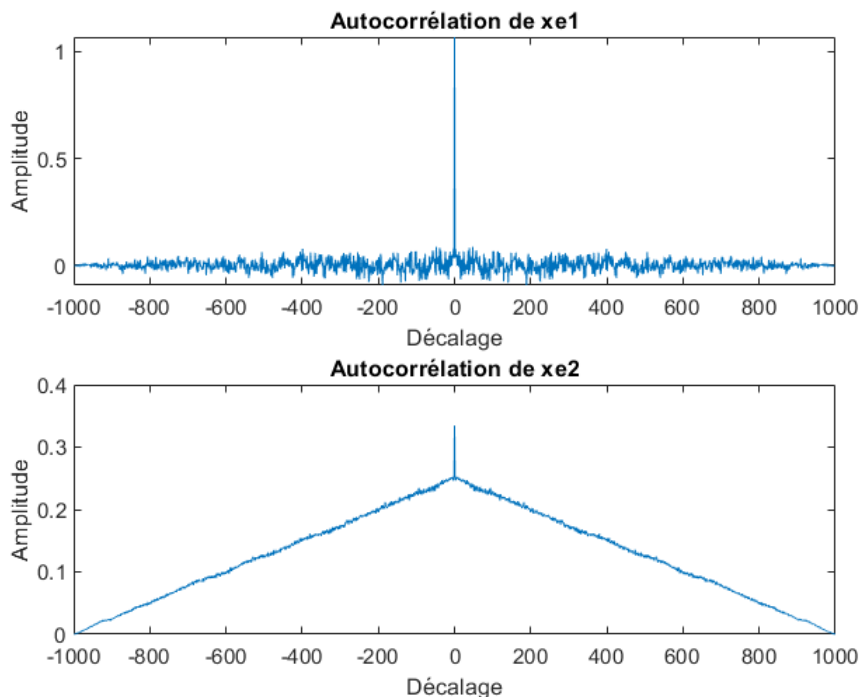


FIGURE 11 – Spectre des autocorrélations des signaux d'excitation

On remarque ainsi que le signal d'excitation $xe1$ est plus adapté pour servir de signal d'excitation. Toute la suite se fera avec ce dernier. ✓

On rappelle que l'on a la relation suivante : $R_{yx}(u) = h(u)$ dans notre cas. Ainsi pour mesurer la réponse impulsionnelle d'une pièce, on utilise la fonction simule pièce qui permet d'obtenir le son que l'on mesure dans une pièce pour une entrée donnée. Ce signal sera donc notre sortie, on va ensuite calculer la corrélation entre la sortie et l'entrée et nous obtenons notre réponse impulsionnelle. Dans notre cas on trouve : ✓

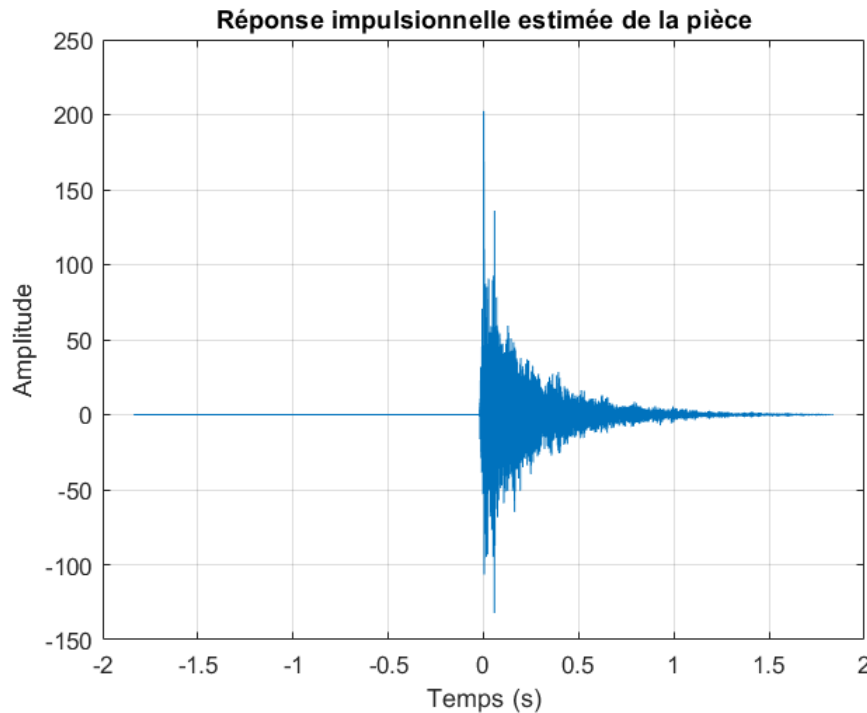


FIGURE 12 – Réponse impulsionnelle en fonction du temps

4.1.2. Convolution classique :

Une fois notre réponse impulsionnelle trouvée, nous allons essayer de calculer les convolutions, ce qui revient à mettre concrètement en place l'effet de réverbération. Les codes sont disponibles dans le dossier aux noms des questions auxquels ils sont associés.

Toutefois, on observe en calculant le temps mis par le programme pour se lancer est plutôt lent, $\approx 0.46s$ en moyenne. Dans la prochaine partie nous allons voir s'il est possible d'obtenir un temps plus court.

4.1.3. Convolution rapide :

Dans cette partie, au lieu d'utiliser le produit de convolution, on propose d'utiliser le produit dans le domaine de Fourier. Ainsi en notant FFT la fonction permettant la transformée de Fourier et IFFT sa réciproque. On calcule désormais la sortie comme suit :

$y_2(k) = IFFT(FFT(h(k)) \cdot FFT(x(k)))$ Les codes réalisés sont dans le dossier.

On observe en lançant plusieurs fois le nouveau programme que le temps de calcul est effectivement plus court : $\approx 0.15s$.

De plus, la méthode FFT est mathématiquement équivalente à la méthode classique en raison des caractères ressemblant du produit de convolution et du produit dans leur domaines respectifs. Cependant, le résultat n'est pas tout à fait le même pour la méthode FFT si la taille de l'échantillon n'est pas adéquate. En effet si ce dernier est trop petit, certains problèmes peuvent apparaître comme un effet de repliement du signal ou bien même, la convolution sera circulaire au lieu de la convolution linéaire attendue.

4.2. Effet de retard

On propose désormais de s'intéresser à l'effet de retard. On utilisera dans cette partie la relation suivante :

$$y(k) = x(k) - g \cdot y(k - \tau) \text{ Avec } \tau \in \mathbb{N}$$

Le système décrit par (Delay) désigne un filtre IIR puisque le système possède une partie réursive non nulle. La partie réursive permet de simuler les réflexions du son. Ainsi le signal de sortie est renvoyé avec τ échantillons de retard et un coefficient d'atténuation g . Dans toutes les questions qui suivent, le signal $x(k)$ est supposé échantillonné à $F_e = 4410$ Hz.

Question 3.9 — Réponse impulsionnelle du filtre delay

On considère l'équation du filtre delay :

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

et on suppose que le filtre est causal. Nous allons déterminer la réponse impulsionnelle $h(k)$ en prenant $x(k) = \delta(k)$, l'impulsion de Dirac.

Posons $h(k)$ la réponse impulsionnelle du système, c'est-à-dire la sortie lorsque l'entrée est $x(k) = \delta(k)$.

Utilisons la définition réursive du filtre :

$$h(k) = \delta(k) + g h(k - \tau)$$

Ceci signifie que :

$$- h(0) = \delta(0) + g h(-\tau) = 1 - h(\tau) = 0 + g h(0) = g - h(2\tau) = g h(\tau) = g^2 - \text{etc}$$

Par récurrence, on obtient :

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

Ce qui est la réponse impulsionnelle du filtre de delay avec feedback et pas de longueur τ , dans le cas causal.

Question 3.10 — Condition de stabilité du filtre delay

Le filtre de delay est défini par l'équation :

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

Cette relation est une équation en différence à rétroaction. Pour assurer la stabilité du système, il faut que la rétroaction ne cause pas une amplification infinie.

La condition de stabilité est donc que le module du gain en boucle soit strictement inférieur à 1 :

$$|g| < 1$$

Question 3.11 — Détermination des vecteurs a et b

Le filtre est défini par l'équation :

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

C'est un filtre IIR (infinite impulse response). Pour l'implémenter avec la fonction `filter(b, a, x)` de MATLAB, on l'écrit sous la forme canonique :

$$a_0 y(k) + a_1 y(k - 1) + \dots + a_n y(k - n) = b_0 x(k) + b_1 x(k - 1) + \dots + b_m x(k - m)$$

Dans notre cas : On peut réécrire la relation initiale comme : $x(k) = y(k) + g \cdot y(k - \tau)$

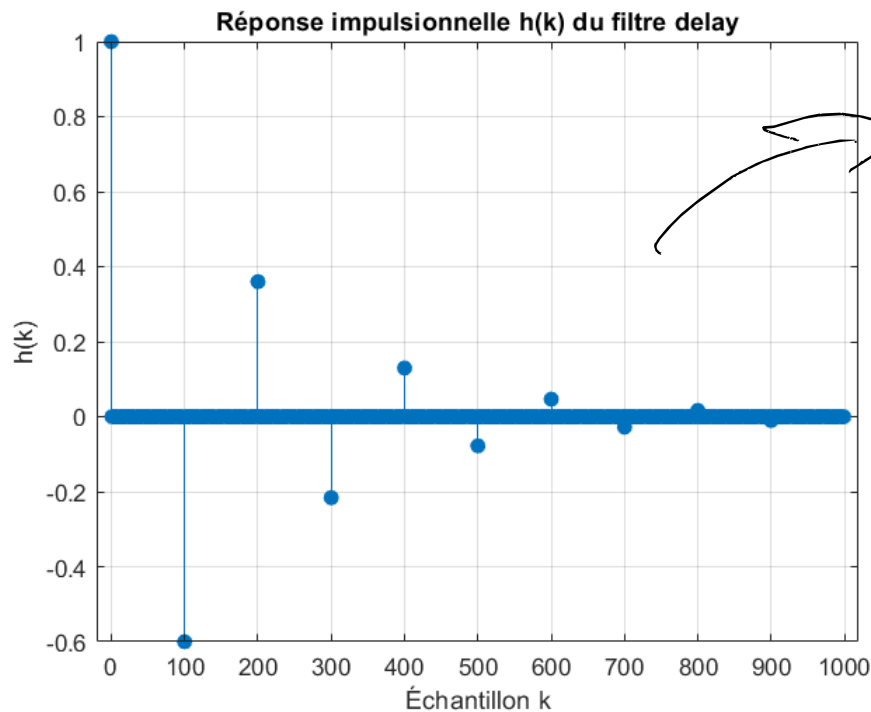
- Le décalage se fait de τ échantillons,

Les vecteurs sont donc :

- - $b = [1]$
- - $a = [1, 0, \dots, 0, g]$
 $\tau - 1$ zéros

Question 3.12 : Représentation temporelle de $h(k)$:

On code un script permettant d'obtenir, suite aux calculs précédemment effectués, la représentation temporelle de la réponse impulsionnelle h :



quelle
valeur de
 δ ?

FIGURE 13 – Réponse impulsionnelle en fonction du temps

Le graphique correspond bien aux $(-g)^n \rightarrow ?$ d'où le $-g$?

Question 3.13 — Réponse en fréquence du filtre de retard

On considère le filtre défini par l'équation suivante :

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

$$x(k) = e^{2j\pi\nu k}$$

et nous cherchons une sortie de même forme :

$$y(k) = \hat{h}(\nu) \cdot e^{2j\pi\nu k}$$

1. Substitution dans l'équation du filtre :

On passe par la transformée de Fourier en z et on remplace dans l'équation du filtre : $Y(z) = X(z) - g z^{-\tau} Y(z) \Rightarrow Y(z) = \frac{1}{1 + g z^{-\tau}}$

Or pour un signal temporel discret on a $z = e^{2j\pi\nu}$

D'où

$$\hat{h}(\nu) = \frac{1}{1 + g e^{-2j\pi\nu\tau}}$$

transformée Fourier
transformée en z

2. Module et phase :

Soit :

$$\hat{h}(\nu) = \frac{1}{1 + g e^{-2j\pi\nu\tau}}$$

Alors :

- Le module vaut :

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

- La phase vaut :

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

Conclusion :

La réponse en fréquence d'un filtre à délai rétroactif est donc :

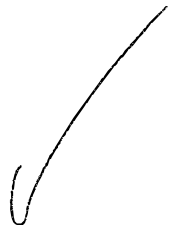
$$\hat{h}(\nu) = \frac{1}{1 + g e^{-2j\pi\nu\tau}}$$

avec :

$$|\hat{h}(\nu)| = \frac{1}{\sqrt{1 + g^2 + 2g \cos(2\pi\nu\tau)}} \quad \text{et} \quad \arg(\hat{h}(\nu)) = -\arctan\left(\frac{-g \sin(2\pi\nu\tau)}{1 + g \cos(2\pi\nu\tau)}\right)$$

4.2.1. Comparaison modèle théorique et obtenu numériquement

On souhaite désormais comparer le module obtenu à l'aide des calculs précédents à celui que l'on peut calculer dans matlab. En traçant les deux sur le même graphique on obtient ce qui suit :



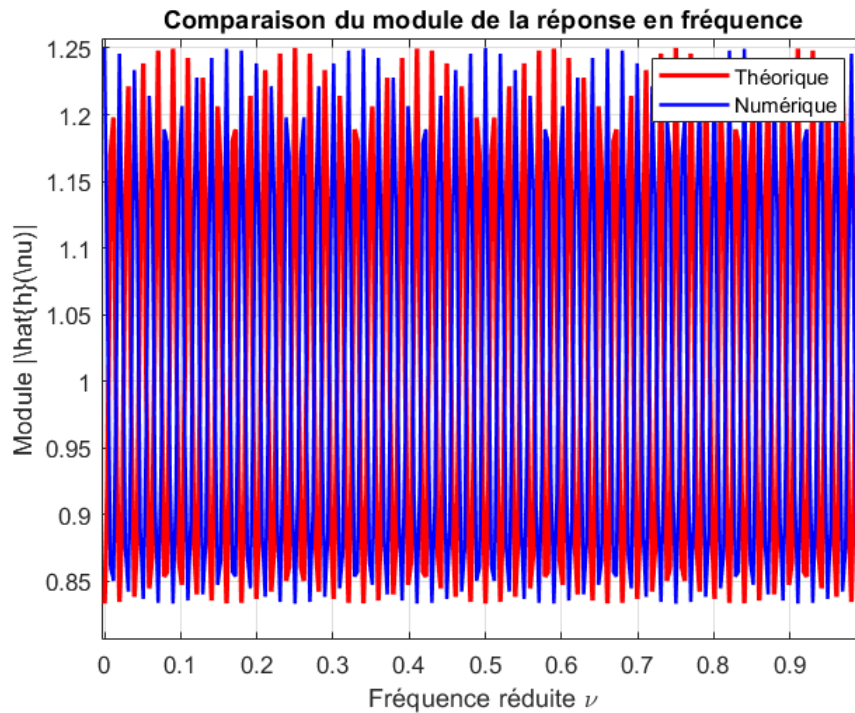


FIGURE 14 – Module théorique et simulé en fonction de la fréquence réduite

On remarque que les deux modules sont en opposition de phase, et leurs enveloppes respectives sont également en opposition de phase.

4.2.2. Questions 3.15-3.16 :

Cet effet de delay produit en effet des sonorités "synthétiques", pour tenter de rendre l'effet plus naturel on modifie le filtre présent dans la boucle par un filtre effectuant une moyenne glissante sur l'échantillon.

4.2.3. Question 3.19

La modification du filtre par celui effectuant une moyenne glissante sur K échantillons donne bien un son beaucoup plus naturel à l'oreille et semble rendre le son plus grave en coupant les hautes fréquences. L'analyse de la réponse en fréquence au filtre de moyenne glissante montre en effet ce résultat :

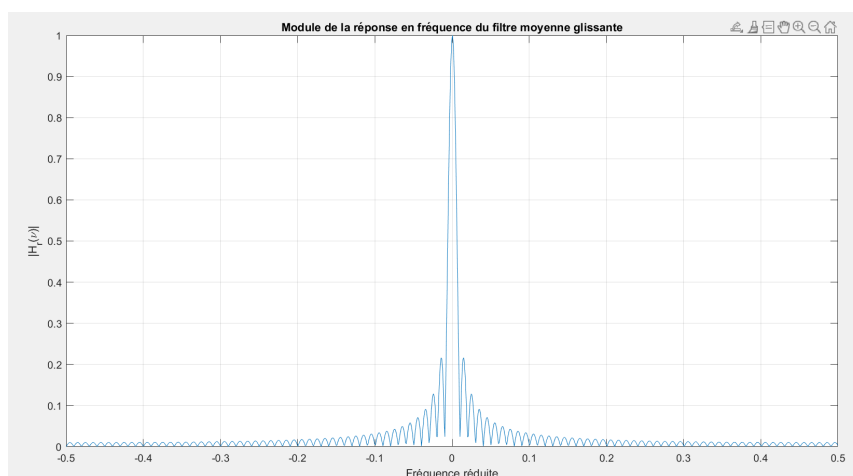


FIGURE 15

5. Conclusion

Ce projet nous a permis d'explorer plusieurs aspects fondamentaux du traitement numérique du signal audio : de l'analyse spectrale et la synthèse (additive et soustractive), à la simulation d'effets acoustiques réalistes comme la réverbération et le *delay*. Grâce à MATLAB, nous avons mis en œuvre des techniques variées, illustrant concrètement des notions telles que l'échantillonnage, la transformée de Fourier, la convolution et le filtrage.

Nous avons observé comment les caractéristiques spectrales et temporelles influencent la perception sonore, et comparé les méthodes (synthèse additive vs soustractive) pour comprendre leurs avantages respectifs. Enfin, la convolution et le *delay* ont montré la richesse des traitements possibles pour transformer un signal audio et lui conférer des qualités perceptuelles spécifiques.

Ce projet illustre ainsi l'importance du traitement numérique dans la création et la manipulation de sons, ouvrant la voie à des applications variées en acoustique, musique, et ingénierie audio.



OUR WORLDWIDE PARTNERS UNIVERSITIES - DOUBLE DEGREE AGREEMENTS



3 CAMPUS



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



IMT Atlantique

Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom

[Choisir une licence Creative Commons
<https://creativecommons.org/choose/>
et l'apposer ici à la place de cette phrase en
enlevant les crochets]