



TP Traitements Numériques Avancés

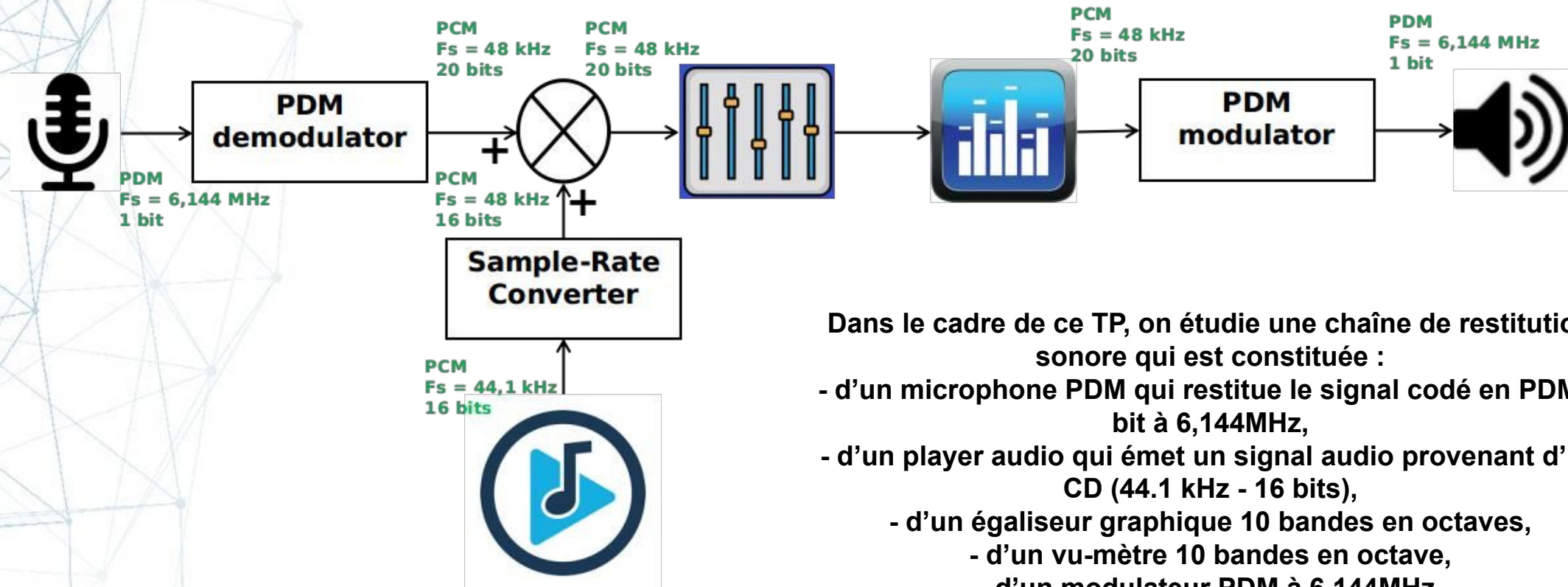
Léopold MENDES-CHARRINHO | Victor QUETU





Introduction

Chaîne de restitution sonore

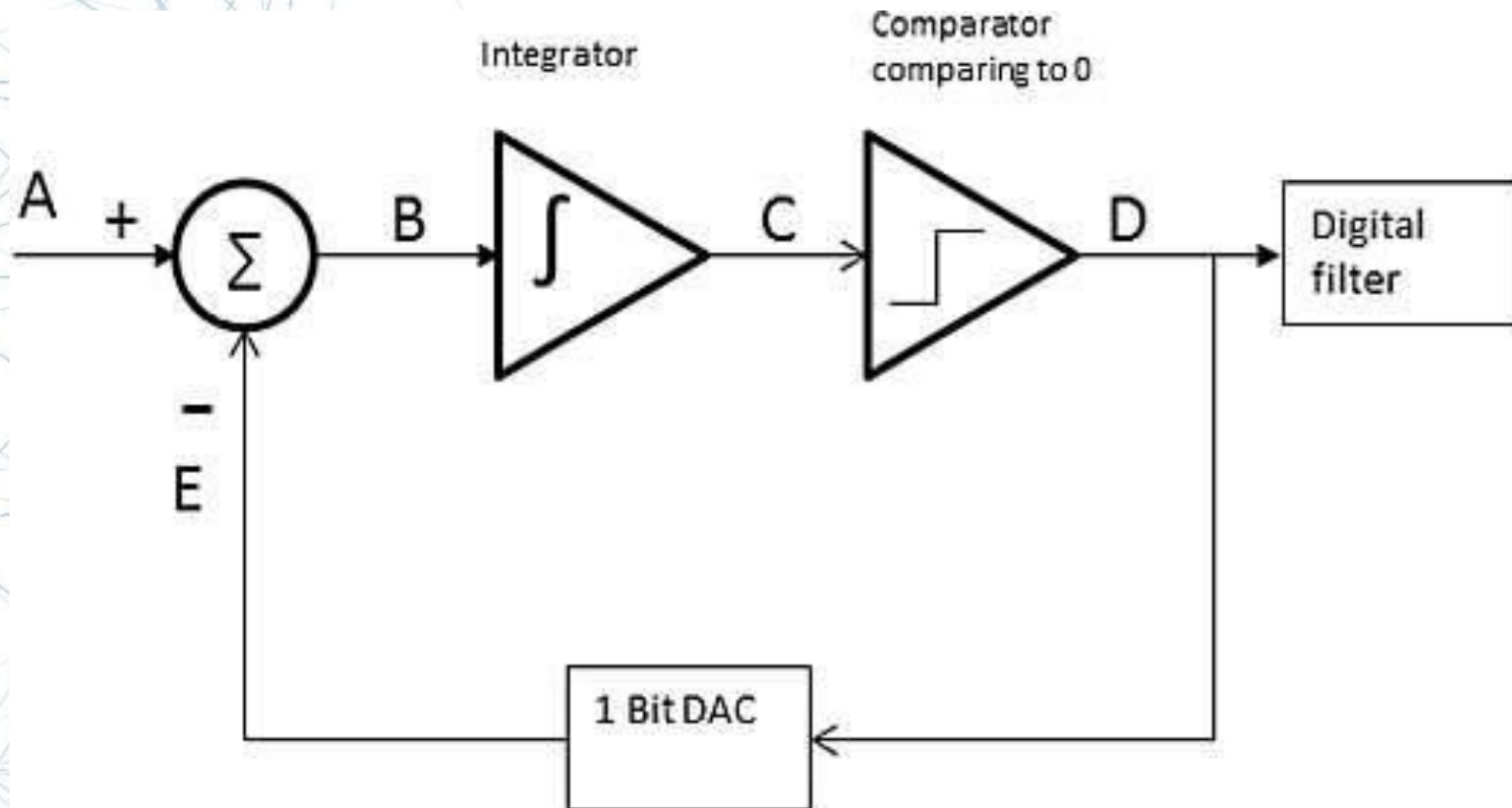


- Dans le cadre de ce TP, on étudie une chaîne de restitution sonore qui est constituée :
- d'un microphone PDM qui restitue le signal codé en PDM 1 bit à 6,144MHz,
 - d'un player audio qui émet un signal audio provenant d'un CD (44.1 kHz - 16 bits),
 - d'un égaliseur graphique 10 bandes en octaves,
 - d'un vu-mètre 10 bandes en octave,
 - d'un modulateur PDM à 6,144MHz.



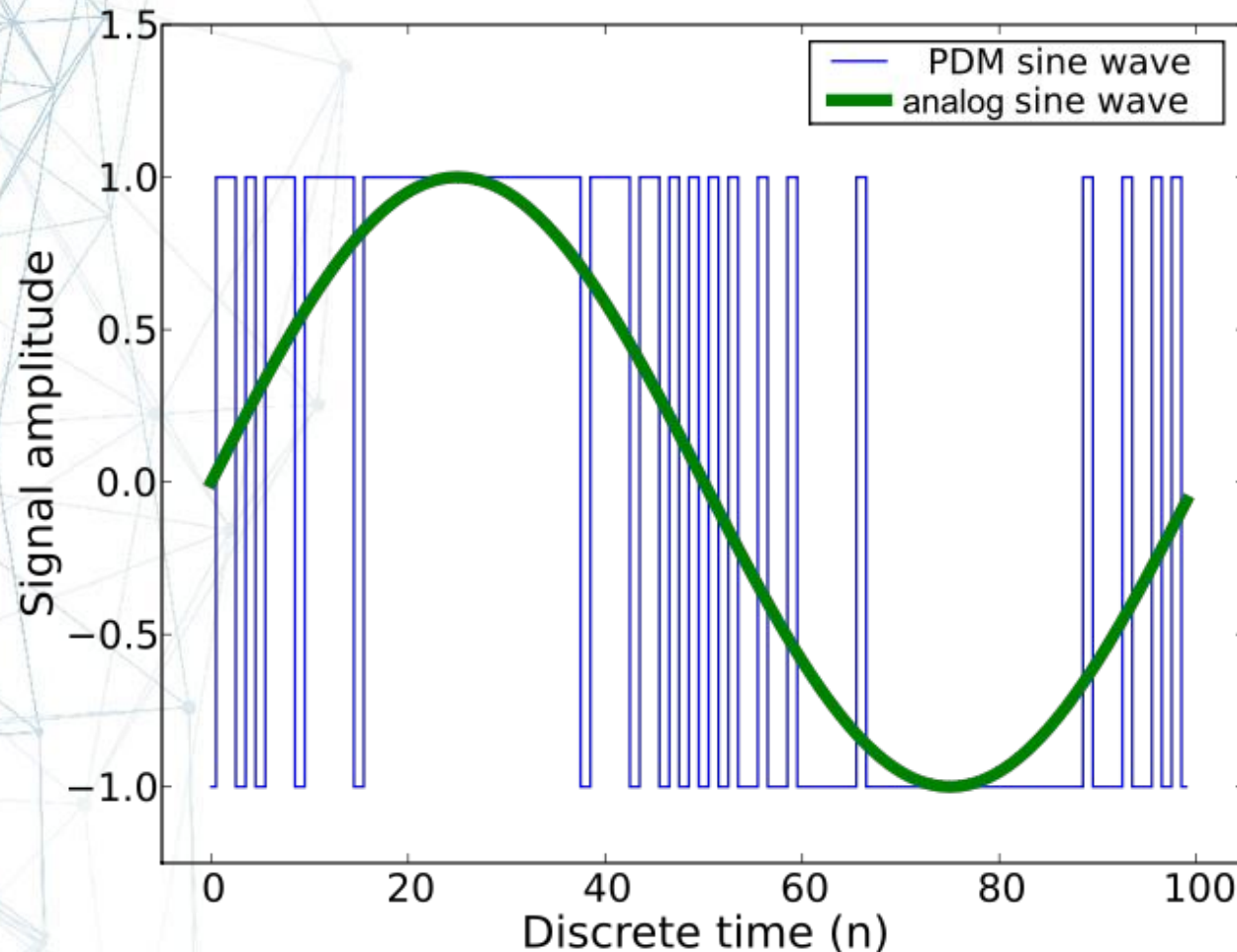
1- PDM Modulator

PDM_Modulator



La modulation par densité d'impulsions, ou PDM, est une forme de modulation utilisée pour représenter un signal analogique par un signal binaire.

PDM (Pulse-density modulation)



Dans un flux binaire PDM, un 1 correspond à une impulsion de polarité positive (+A), et un 0 correspond à une impulsion de polarité négative (-A).

Mathématiquement, cela peut être représenté par :

$$x[n] = -A(-1)^{a[n]}$$

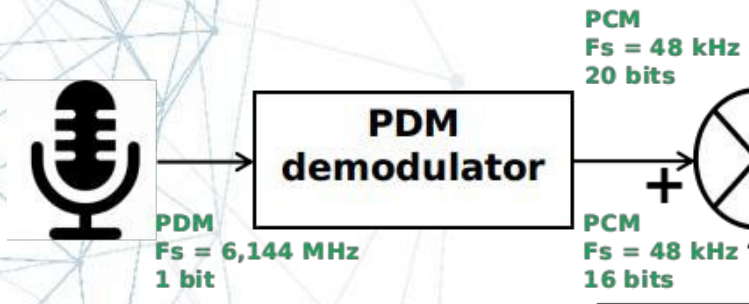
où $x[n]$ est le flux binaire bipolaire (soit -A ou +A), et $a[n]$ est le flux binaire correspondant (soit 0 ou 1).

Un parcours constitué uniquement de 1 correspondrait à la valeur d'amplitude maximale (positive), 0 uniquement correspondrait à la valeur d'amplitude minimale (négative). L'alternance de 1 et de 0 correspondrait à une valeur d'amplitude nulle. La forme d'onde d'amplitude continue est récupérée par un filtrage passe-bas du flux binaire PDM bipolaire.



2- PDM Demodulator

Cahier des charges



On cherche à obtenir un PCM de fréquence $F_s = 48 \text{ kHz}$ sur 20 bits en démodulant un signal PDM de fréquence $F_s = 6.144 \text{ MHz}$ sur 1 bit. On propose donc de concevoir un filtre dont les caractéristiques sont énoncés dans le tableau suivant.

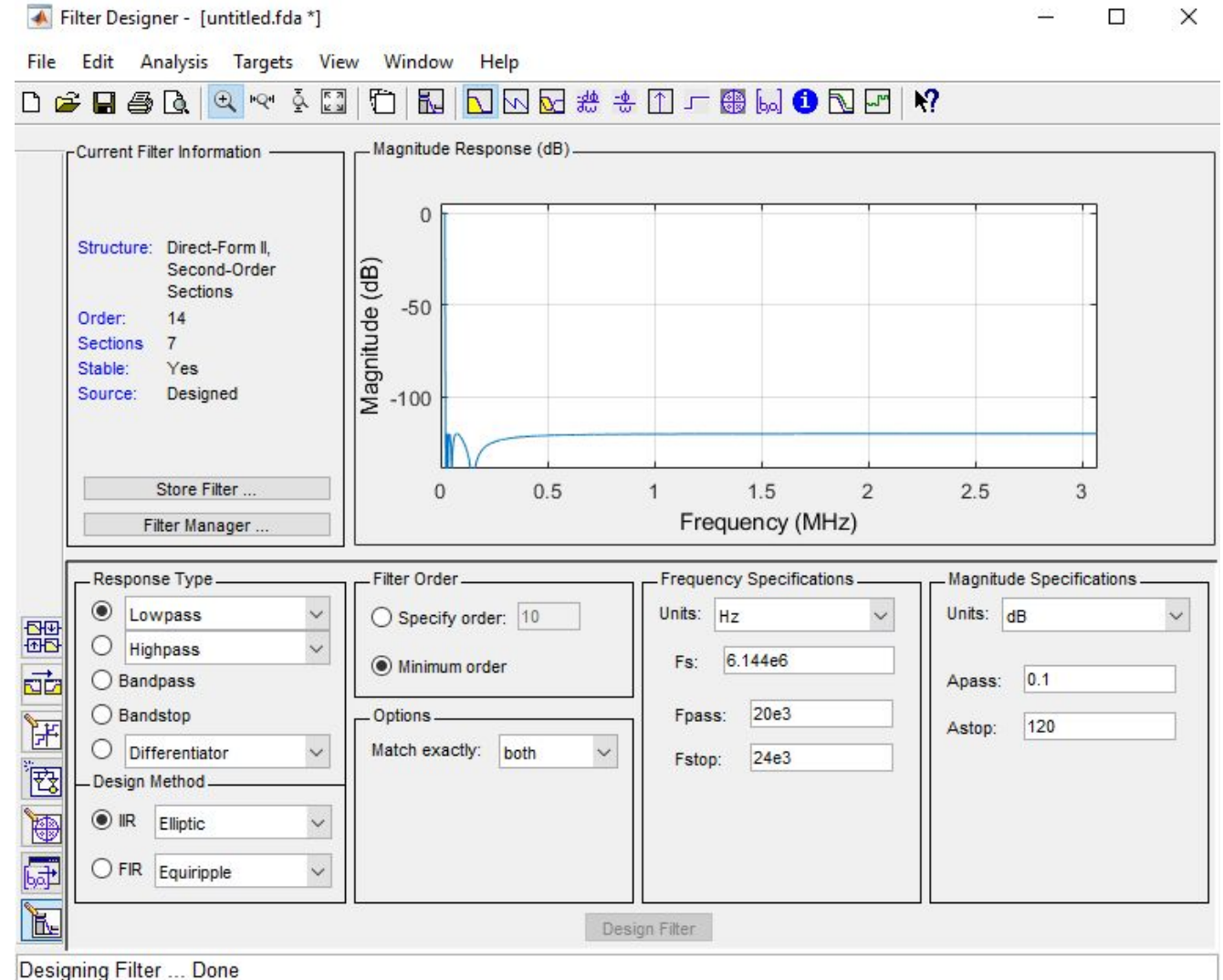
Group delay maximal Conséquence : ordre maximal	500 samples 1000
Bande passante	0 - 20 kHz
Fréquence de coupure	24 kHz
Atténuation	120 dB
RSB	120 dB (dû à la dynamique de l'oreille)

Construction du filtre

On choisit de construire un filtre à réponse impulsionnelle infinie elliptique, qui a la particularité de donner l'un des retards de groupe les moins importants dans cette catégorie.

On fixe la bande passante de 0 à $F_{\text{pass}} = 20$ kHz et on veut une atténuation de 120dB à partir de $F_{\text{stop}} = 24$ kHz. Le signal d'entrée étant un signal échantillonné à 6.,144 MHz, on fixe F_s à cette valeur.

On obtient un filtre d'ordre 14.



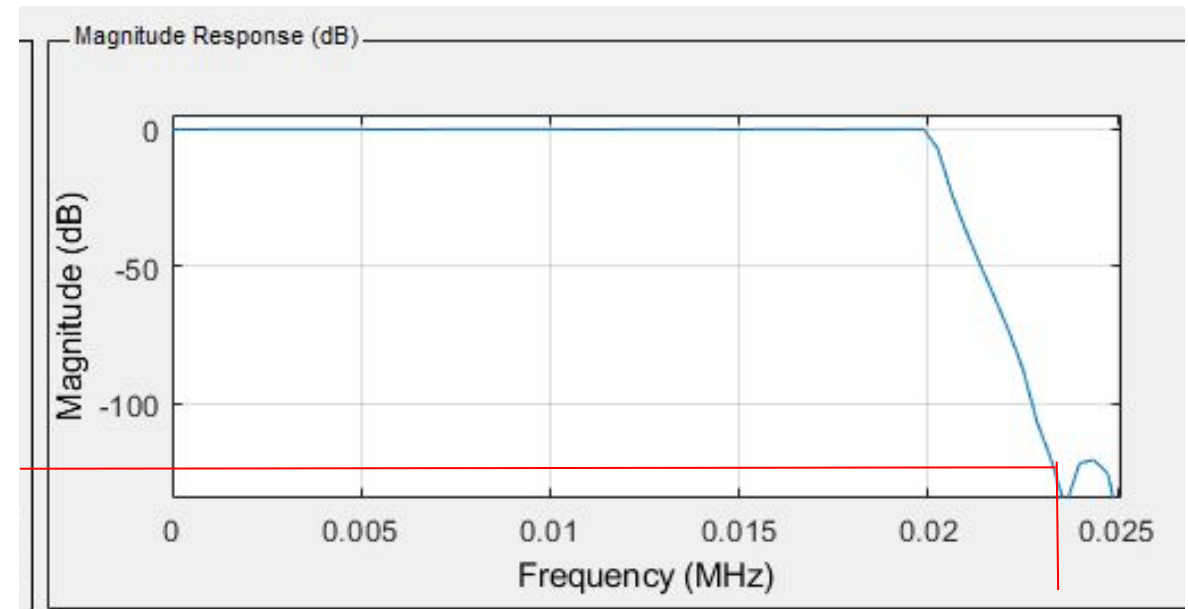
Utilisation de Filter Designer

Construction du filtre

On veut vérifier ici le gabarit du filtre et en particulier l'atténuation de 120 dB à partir de 24 kHz.

On observe ici que cette condition est bien respectée.

-120 dB



24 kHz

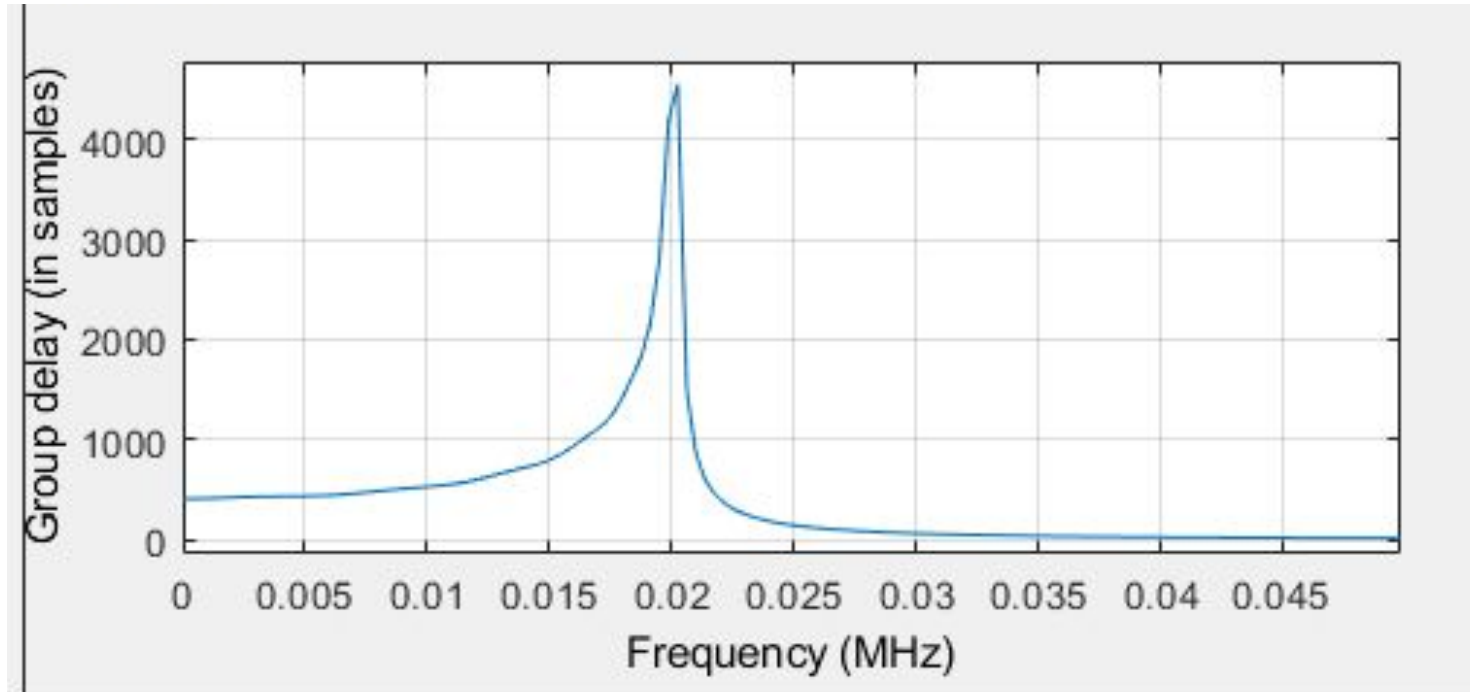
Zoom sur la zone de coupure pour vérifier l'atténuation

Group delay

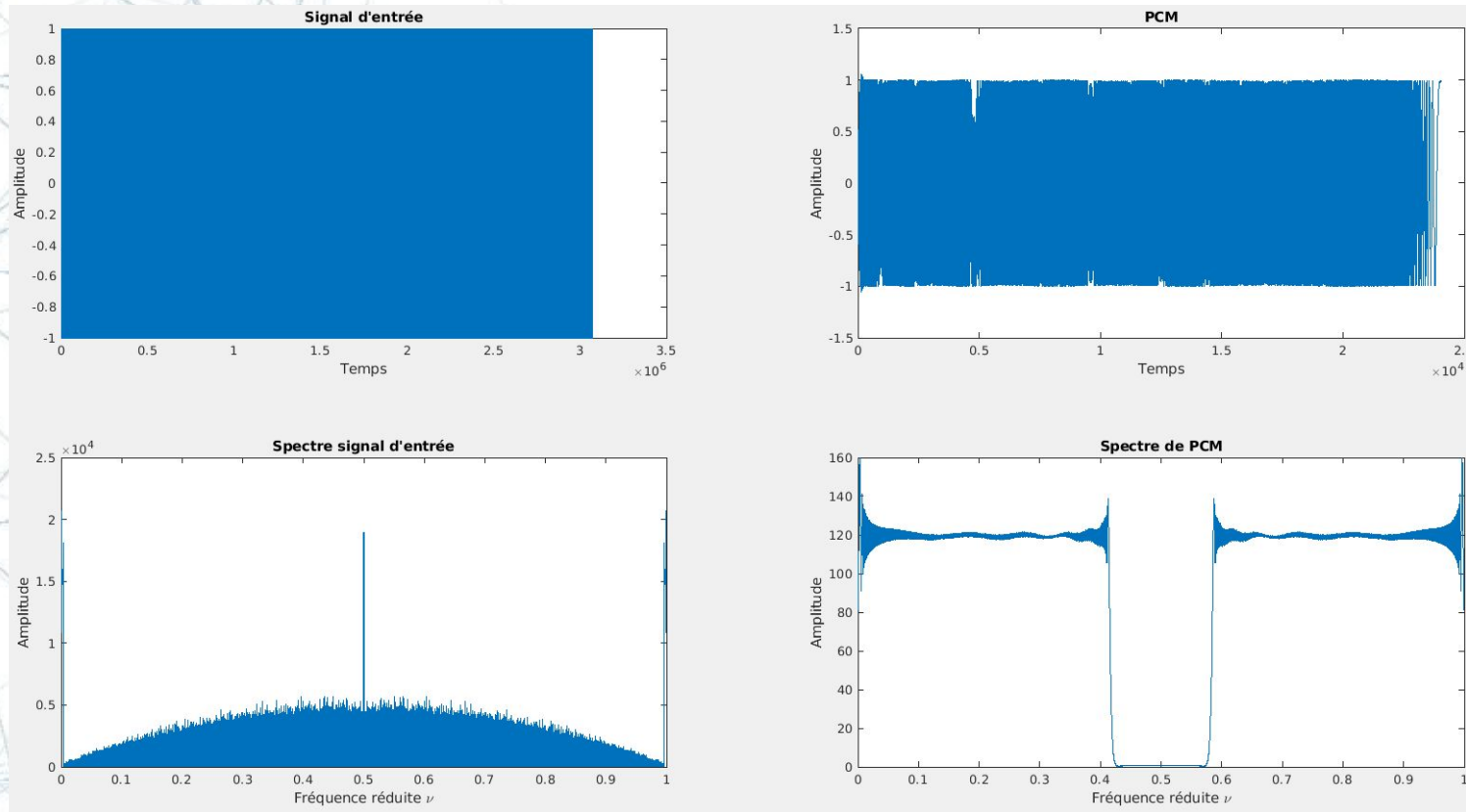
À présent, on regarde si le retard de groupe de ce filtre respecte notre cahier des charges.

Ici, le retard de groupe est d'environ 4500 échantillons. On aura donc 4500 échantillons de retard sur le son actuellement joué.

Ne respectant pas le cahier des charges ($4500 > 500$ imposés), il faut donc réaliser 2 filtres en cascade.



Signal d'entrée et PCM obtenu

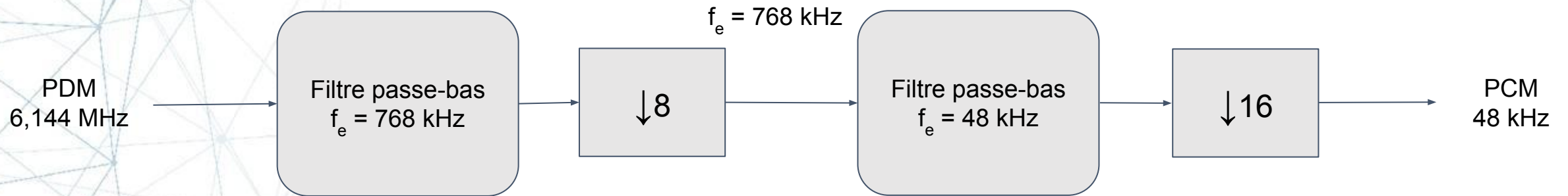


On observe que l'on obtient le signal temporel désiré (sinusoïde dont la fréquence augmente en partant de la fin).

Néanmoins, on observe une ondulation sur le spectre du signal PCM obtenu.

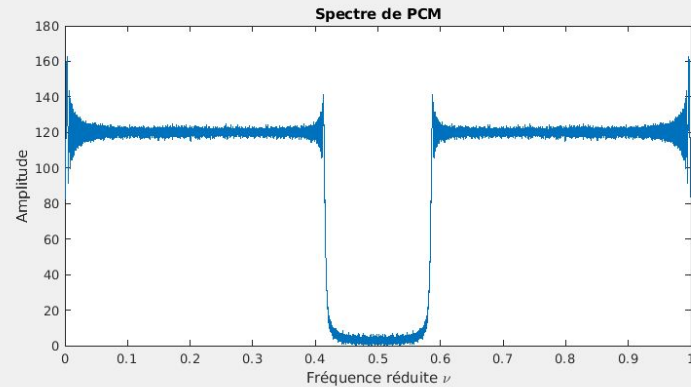
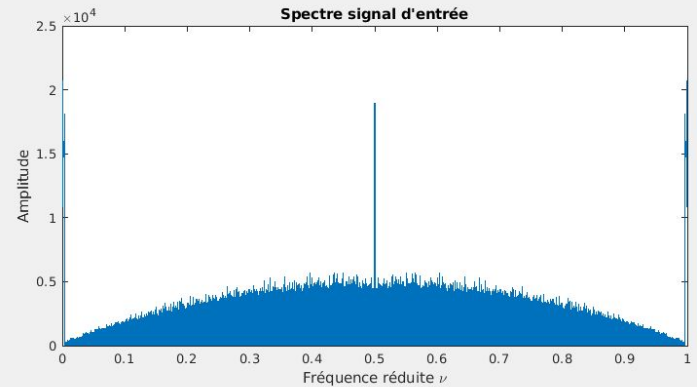
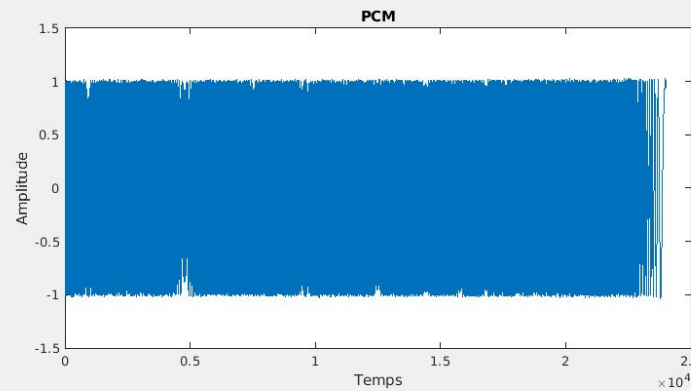
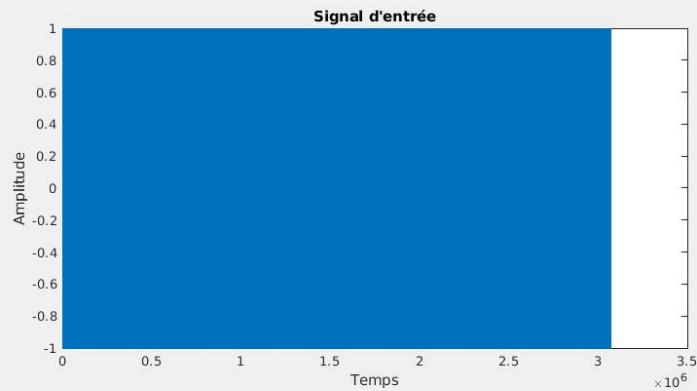
Utilisation de filtres en cascade

On réalise donc une cascade de filtres elliptiques puisque ce type de filtre offre le meilleur compromis sur le group delay.
On réalise alors une première décimation par 8 (avec un filtre passe-bas avec 120 dB d'atténuation et une discrétisation par 8). Puis, on décime le signal obtenu par 16 (avec un filtre passe-bas avec 120 dB d'atténuation et une discrétisation par 16).



On obtient donc en sortie notre PCM à 48 kHz en partant d'un PDM à 6,144 MHz.

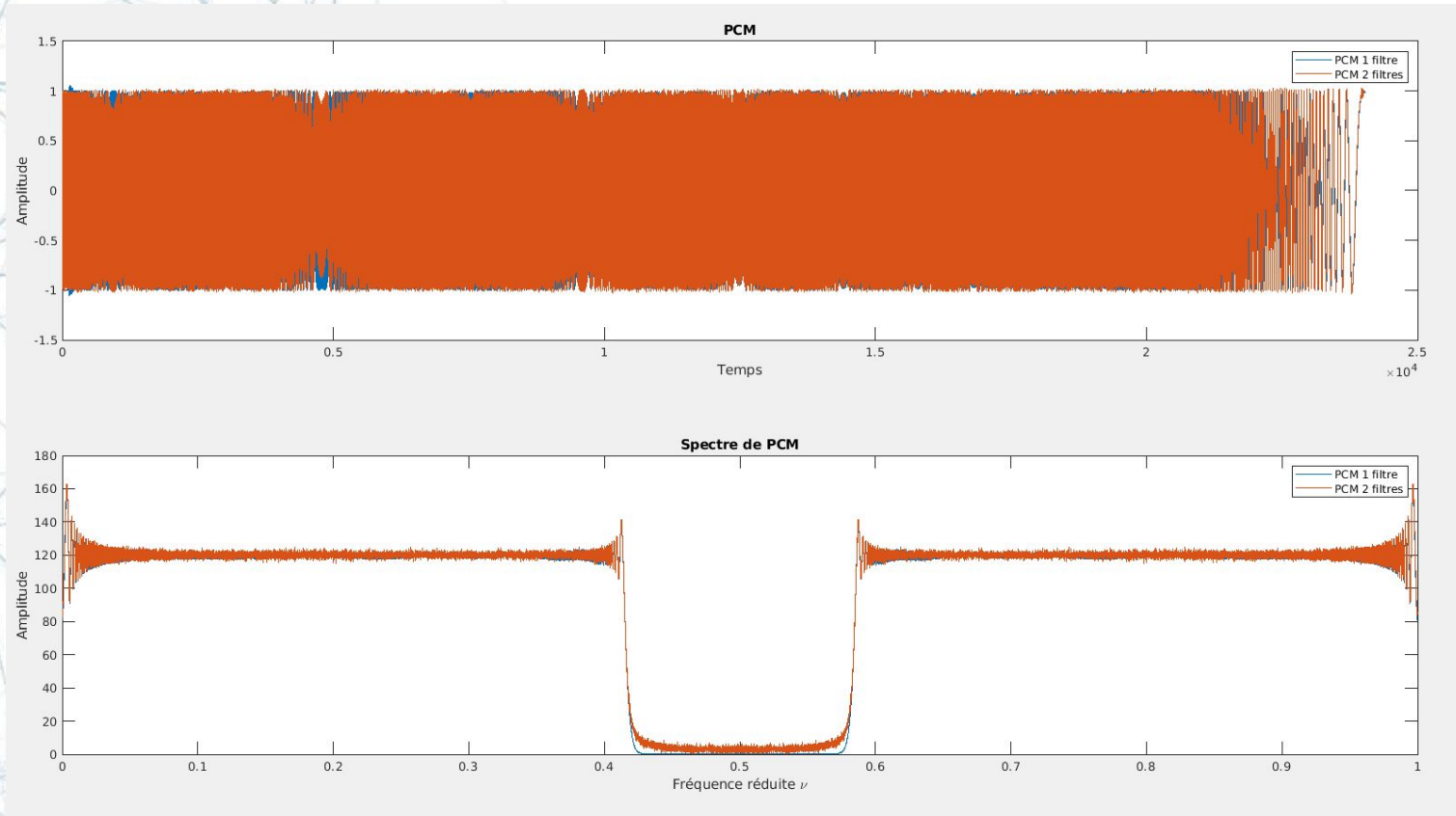
Signal d'entrée et PCM obtenu



On observe que l'on obtient le signal temporel désiré (sinusoïde dont la fréquence augmente en partant de la fin).

De plus, on n'observe plus d'ondulations sur le spectre du signal PCM obtenu.

Comparaison des 2 méthodes



La méthode utilisant la cascade de filtre est donc la meilleure méthode puisque l'on obtient notre signal PCM désiré et que sur son spectre, on n'observe pas d'ondulations.



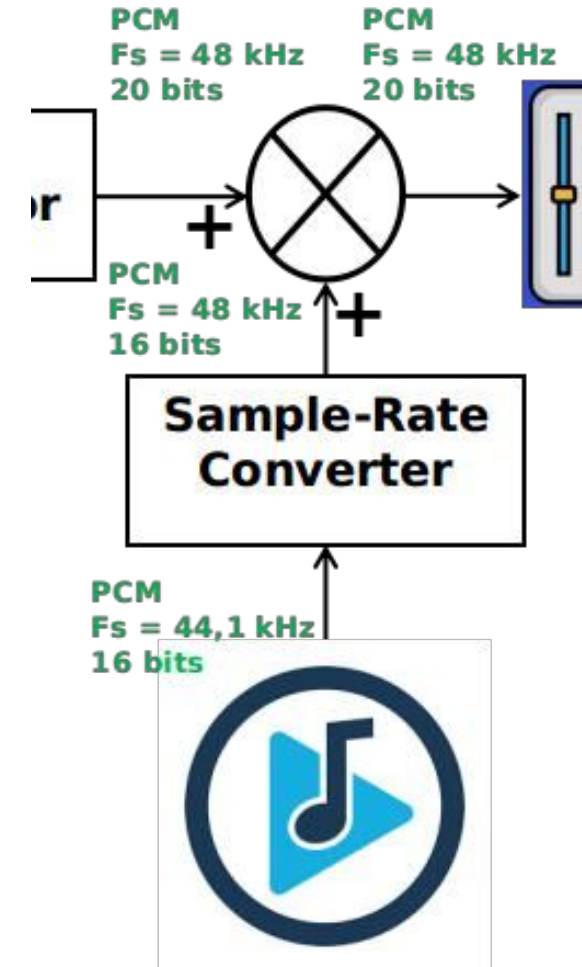
3- Sample Rate Converter

Cahier des charges

Dans cette partie, on se concentre sur le convertisseur du taux d'échantillonnage. En effet, on aimerait obtenir un signal à la fréquence d'échantillonnage 48 kHz depuis ce même signal à la fréquence d'échantillonnage 44.1 kHz.

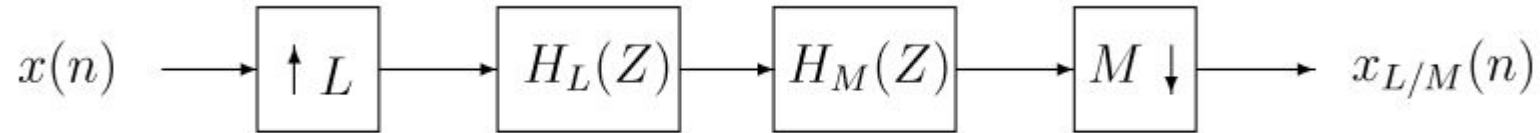
On veut également que la bande passante finale soit égale à la bande passante initiale. De plus, on souhaite un rapport signal à bruit de 96 dB, le signal étant codé sur 16 bits. Les filtres créés dans cette partie auront donc une atténuation de 96 dB dans la bande coupée.

Afin de maximiser la qualité tout en minimisant la puissance de calcul, on utilise des filtres polyphases.



Changement de fréquence d'échantillonnage

On souhaite changer numériquement la fréquence d'échantillonnage d'un signal $x(n)$ et passer d'une fréquence d'échantillonnage F_1 à une fréquence d'échantillonnage F_2 , où $F_2/F_1 = L/M$ est un rationnel.

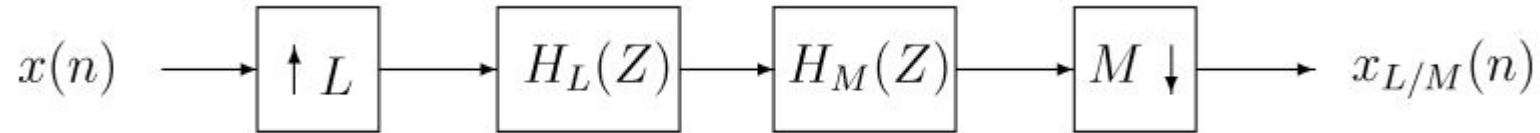


- **Premier bloc** : suréchantillonnage par L .
- **Deuxième bloc** : filtre passe-bas coupant à $F_e/2L$ pour supprimer les spectres dus au suréchantillonnage, où F_e est la fréquence d'échantillonnage du signal de sortie.
- **Troisième bloc** : filtre passe-bas coupant à $F_e/2M$
- **Quatrième bloc** : sous-échantillonnage par M .

Dans notre cas, on souhaite concevoir un SRC qui permet de passer d'une fréquence d'échantillonnage de 44,1kHz à 48kHz. On obtient alors un rapport L/M de 160/147.

Changement de fréquence d'échantillonnage

On souhaite changer numériquement la fréquence d'échantillonnage d'un signal $x(n)$ et passer d'une fréquence d'échantillonnage F_1 à une fréquence d'échantillonnage F_2 , où $F_2/F_1 = L/M$ est un rationnel.



- On souhaite, en suréchantillonnant à 160, placer 159 zéros entre chaque valeur.
- **Problème** : cet opération requiert une grosse quantité de mémoire ! Dans notre cas, nous n'aurons que quelques milliers de ko disponibles en mémoire.

```
>> Main
```

```
Error using zeros
```

```
Requested 1x1524684960 (11.4GB) array exceeds maximum array size preference. Creation of arrays greater than this limit may take a long time and cause MATLAB to become unresponsive. See array size limit or preference panel for more information.
```

- **Solution** : on va donc passer par plusieurs filtres différents, ayant des taux de ré-échantillonnages inférieurs à 10.

Filtres en cascade

On souhaite changer numériquement la fréquence d'échantillonnage d'un signal $x(n)$ et passer d'une fréquence d'échantillonnage F_1 à une fréquence d'échantillonnage F_2 , où $F_2/F_1 = L/M$ est un rationnel.

Après avoir remarqué que la "méthode bourrin" ne fonctionnera pas, nous utiliserons des filtres en cascade.

On découpe notre rapport L/M en taux d'échantillonnage inférieurs à 10 : $L/M = 160/147 = (8 \times 5 \times 4)/(7 \times 3 \times 7)$. On construit alors 3 filtres formés par les rapports : $4/7$, $8/7$ et $5/7$.

Usuellement, un filtre est précédé du sous-échantillonnage et un filtre suit le sur-échantillonnage. Si on sur-échantillonne, puis on sous-échantillonne, on aura alors besoin d'un seul et unique filtre, dont la fréquence de coupure sera déterminée par le minimum entre $1/M$ et $1/L$.

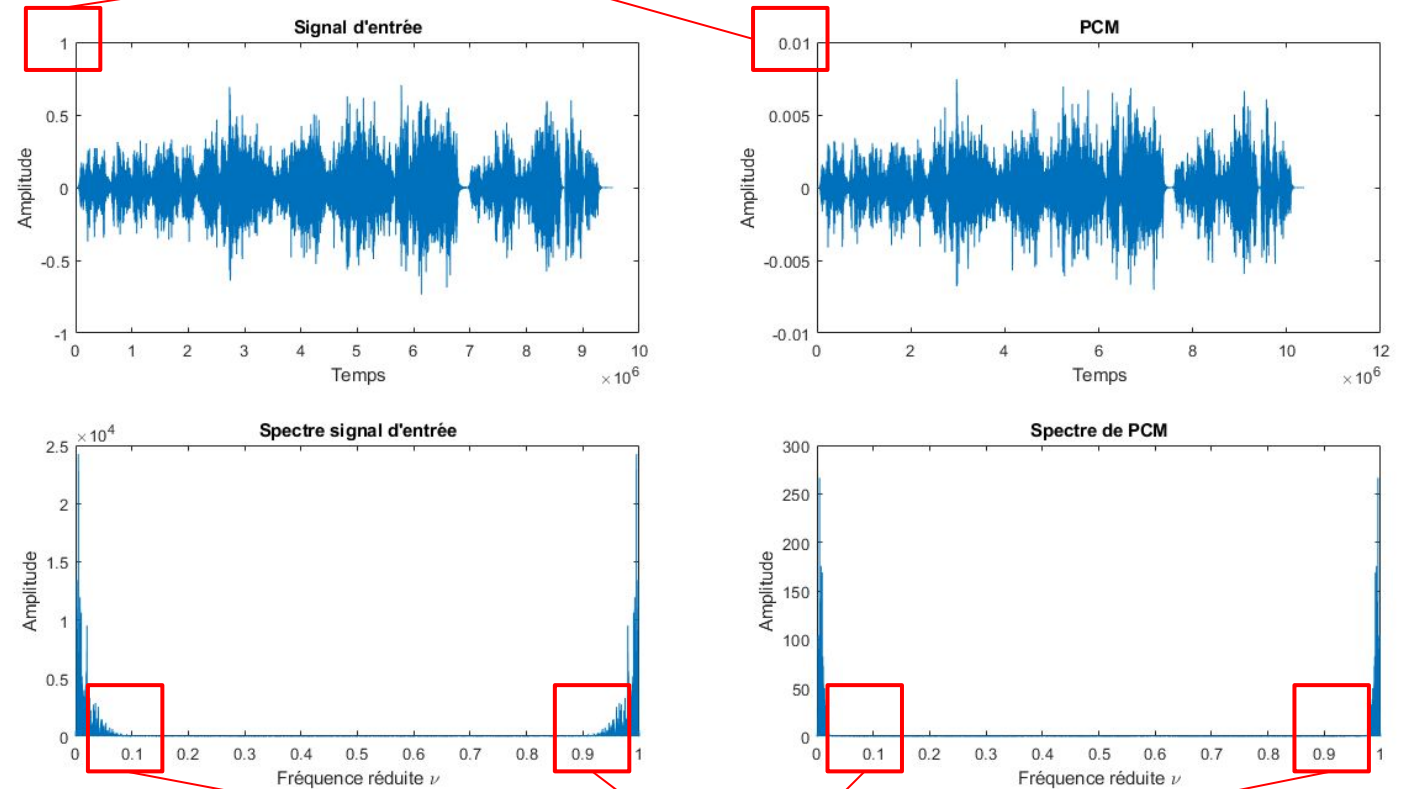
On met en place les filtres en cascade suivants :



Comparaison PCM d'entrée et PCM obtenu

On remarque que le PCM obtenu a une allure temporelle proche du signal d'entrée à 44.1 kHz mais son amplitude a été divisé par 100. De plus, en comparant le spectre du signal d'entrée et du PCM obtenu, on remarque que certaines fréquences ont été coupées. Cela est dû au fait que l'on a commencé notre cascade de filtres par un rapport d'échantillonnage inférieur à 1 ($=4/7$).

Division de l'amplitude par 100



Suppression d'une bande de fréquence

Nouvelle cascade de filtres

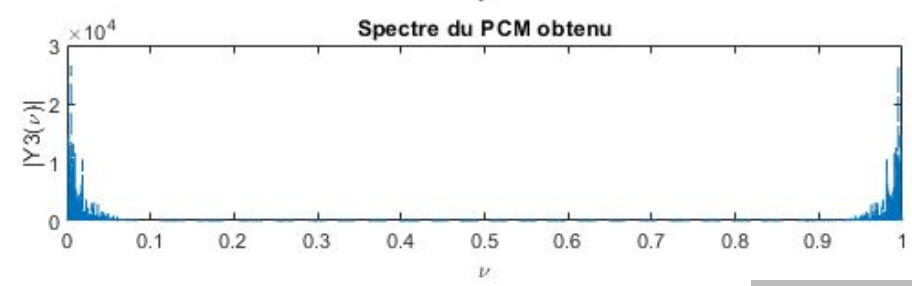
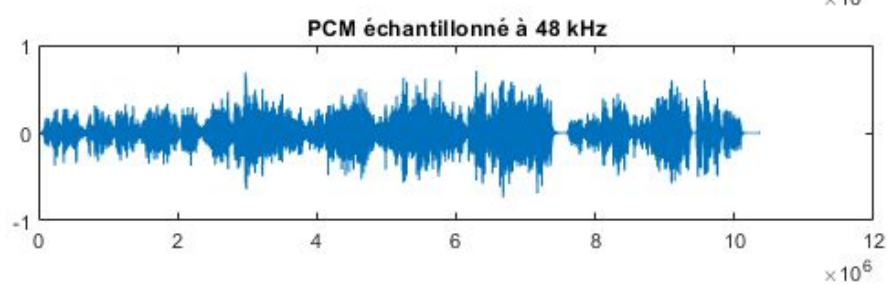
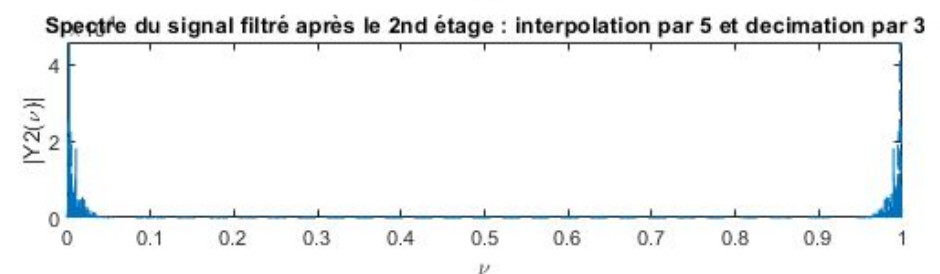
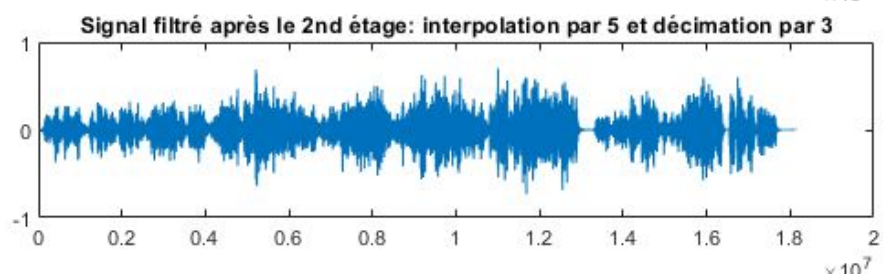
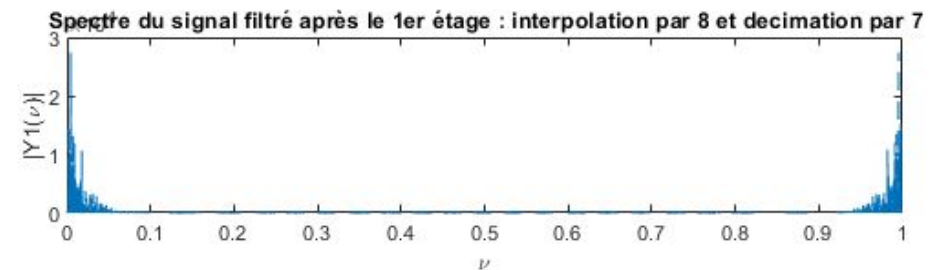
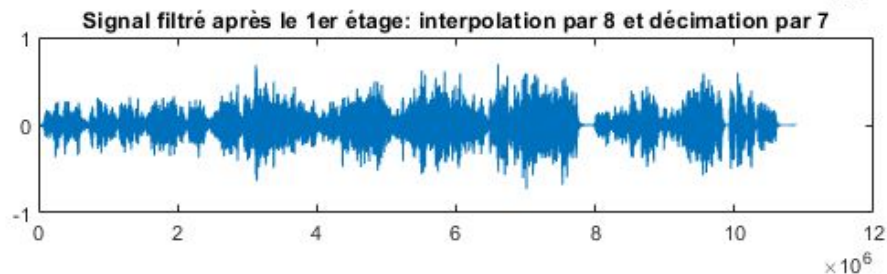
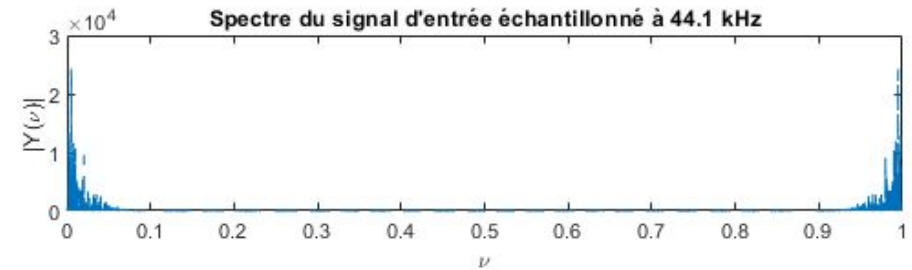
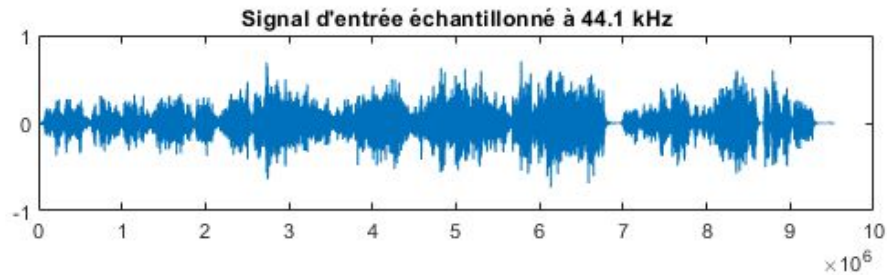
Pour remédier à ce problème, on découpe notre rapport L/M initial comme précédemment et on construit alors 3 filtres formés par les taux d'échantillonnage : 8/7, 5/3 et 4/7.

Afin de ne pas perdre d'information et de couper des fréquences, on commence par avoir un rapport L/M supérieur à 1 (2 premiers filtres de la cascade).

On obtient alors la cascade suivante :

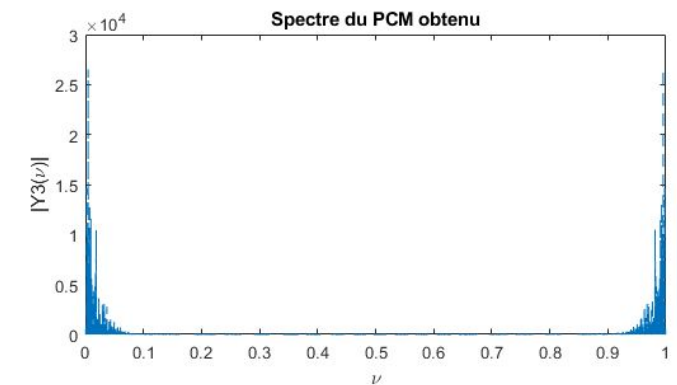
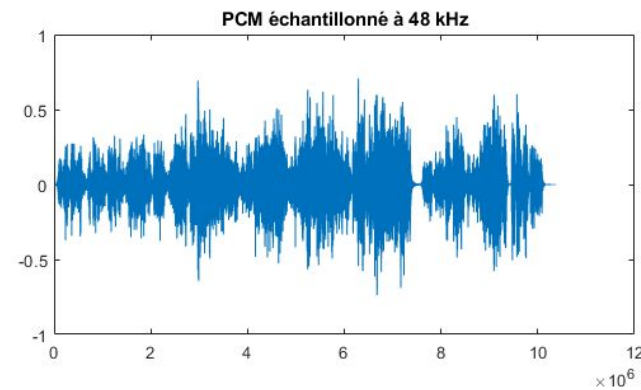
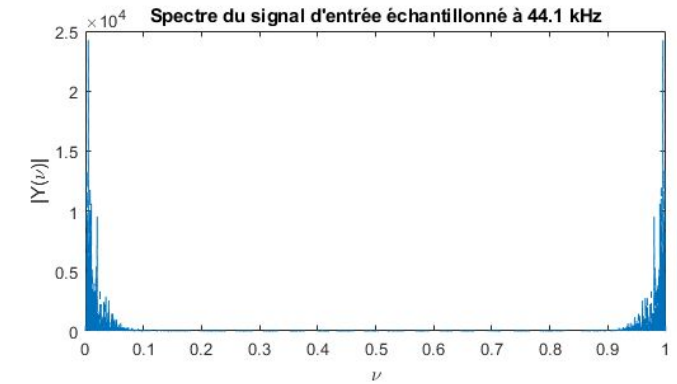
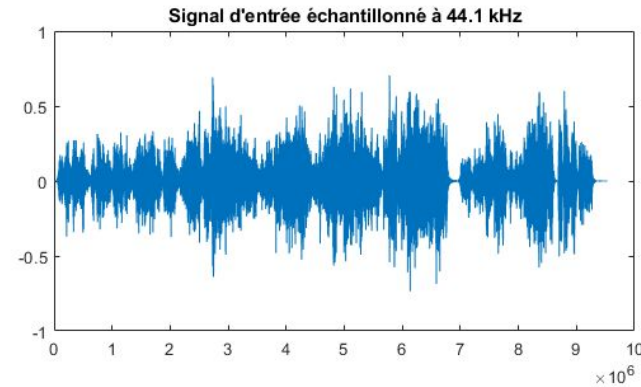


Détail des sorties des filtres et PCM obtenu



Comparaison du signal d'entrée et du PCM obtenu

On remarque que l'on a bien changé la fréquence d'échantillonnage de notre signal.
En effet, on peut apercevoir que l'allure temporelle du signal est restée la même et que le spectre du signal obtenu est le même que le spectre du signal d'entrée.

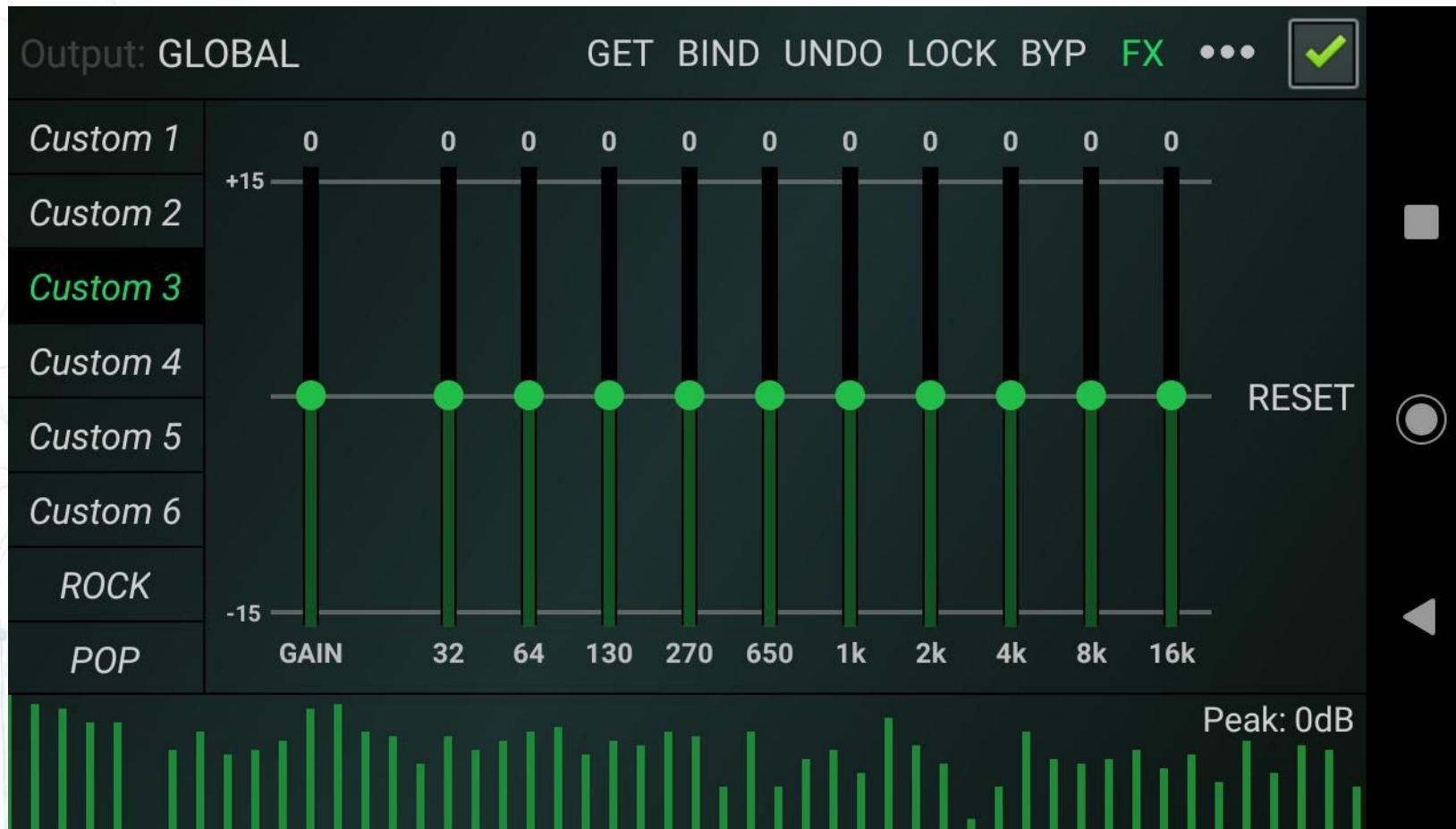




4- Égalisateur et vu-mètre

Égaliseur

Dans cette partie, nous souhaitons mettre en place un égaliseur permettant d'amplifier/filtrer l'amplitude de 10 différentes bandes de fréquences composant un signal audio.



(Présentation non exhaustive)

VU-mètre

Dans cette partie, nous souhaitons également mettre en place un VU-mètre permettant de représenter le niveau de notre sortie audio allant de -20dB à 3dB.



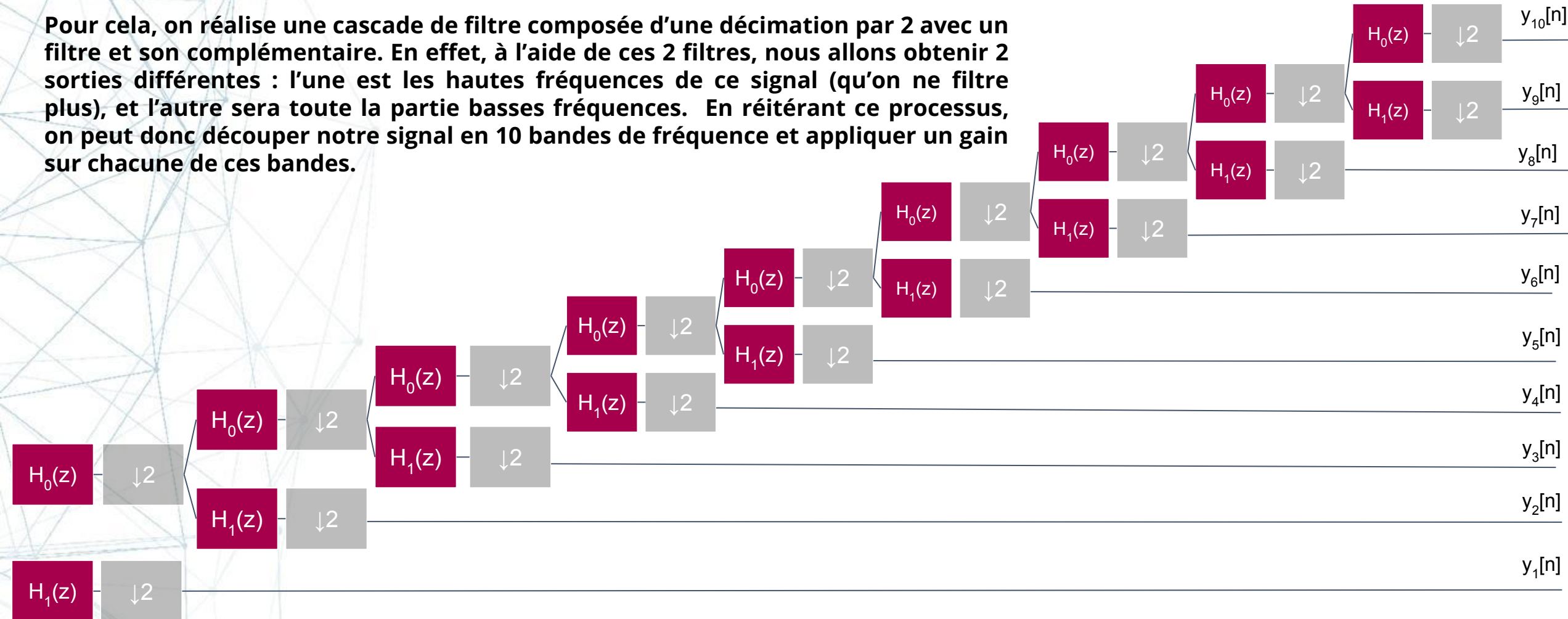
(Présentation non exhaustive)



4.1 - Méthode temporelle

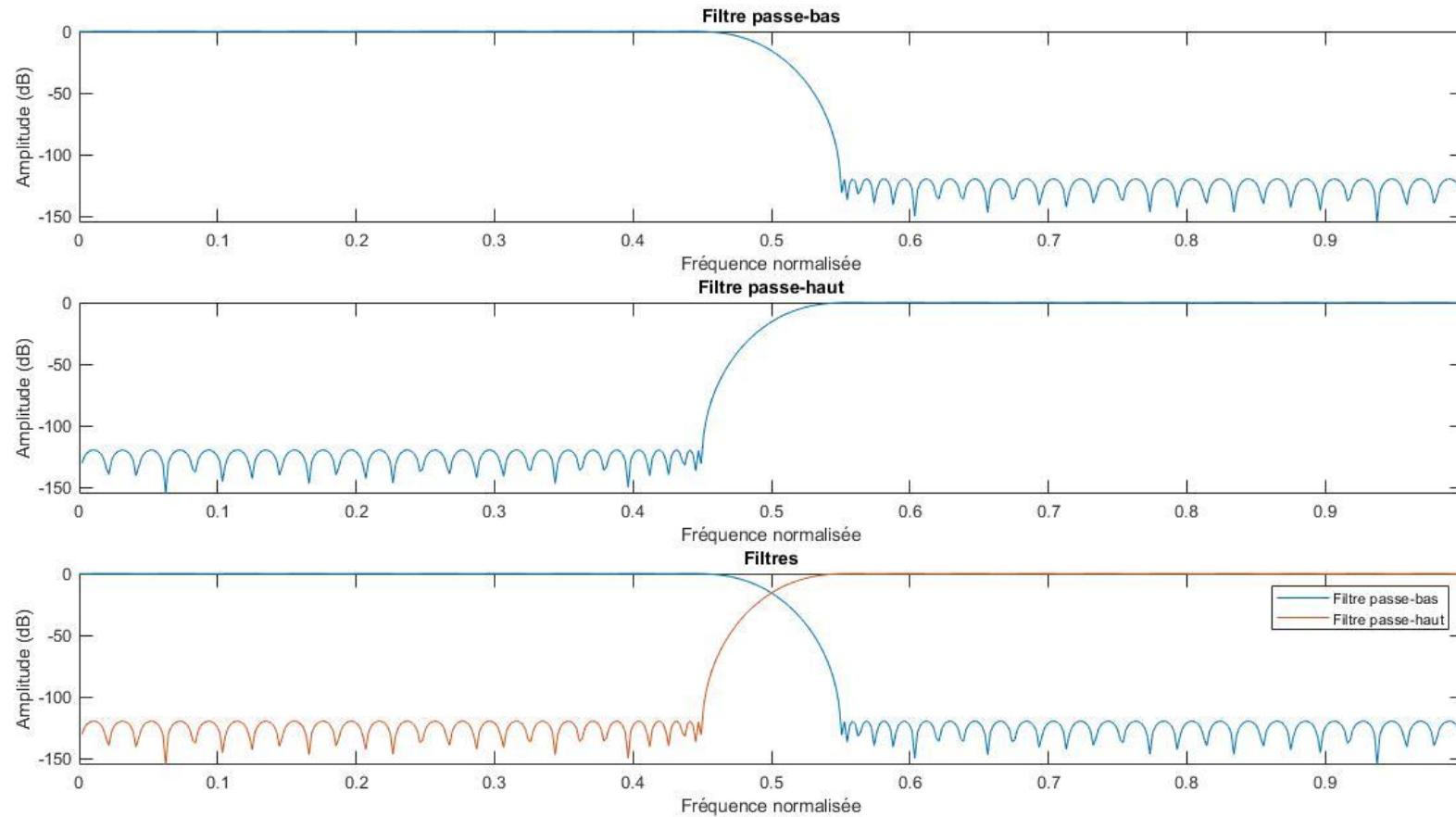
10-channel filter bank

Pour cela, on réalise une cascade de filtre composée d'une décimation par 2 avec un filtre et son complémentaire. En effet, à l'aide de ces 2 filtres, nous allons obtenir 2 sorties différentes : l'une est les hautes fréquences de ce signal (qu'on ne filtre plus), et l'autre sera toute la partie basses fréquences. En réitérant ce processus, on peut donc découper notre signal en 10 bandes de fréquence et appliquer un gain sur chacune de ces bandes.



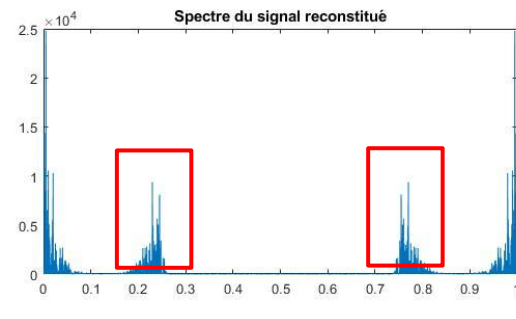
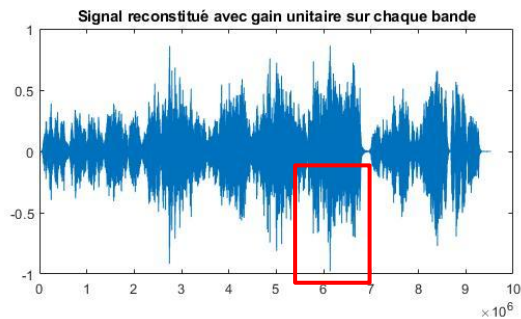
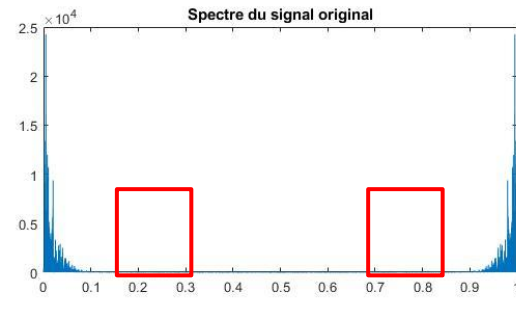
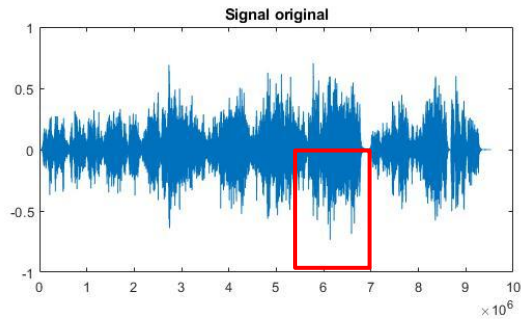
Filtres

A l'aide de l'application Filter Designer, on crée deux filtres complémentaires (passe-haut/passe-bas) avec une atténuation de 120 dB dans la bande filtrée.



Résultats obtenus

On réalise donc la cascade de filtres précédente. On réalise l'analyse : on obtient donc 10 signaux correspondant aux 10 bandes. On applique un gain unitaire. Puis, on réalise la synthèse et on somme les 10 signaux obtenus pour reconstruire notre signal. On observe alors ces résultats :



On observe globalement la même allure temporelle entre le signal original et le signal reconstitué. Néanmoins, on observe que certains échantillons ont été amplifiés. À l'écoute, on peut entendre l'apparition de sons plutôt aigus. De plus, on observe l'apparition de pics sur le spectre du signal reconstitué. Ces pics situés dans les fréquences aiguës, sont responsables des sons aigus entendus à l'écoute.

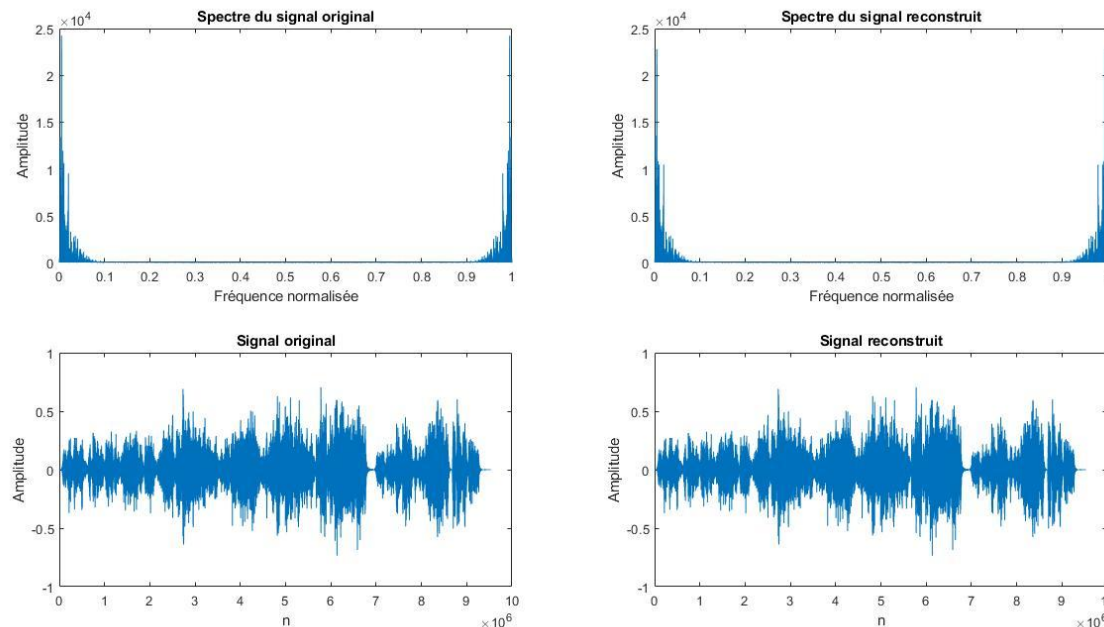
La reconstruction réalisée n'est donc pas parfaite. Cela est dû au fait que les filtres ne sont pas tout à fait complémentaires.



4.2 - Méthode fréquentielle

Méthode fréquentielle et résultats obtenus

On calcule la transformée de Fourier à court terme du signal original. On multiplie chacune des 10 bandes par un gain dans le domaine fréquentiel, puis on calcule la transformée de Fourier à court terme inverse. Pour tester cette méthode fréquentielle, on commence par utiliser des gains unitaires pour chaque bande. On observe alors ces résultats :

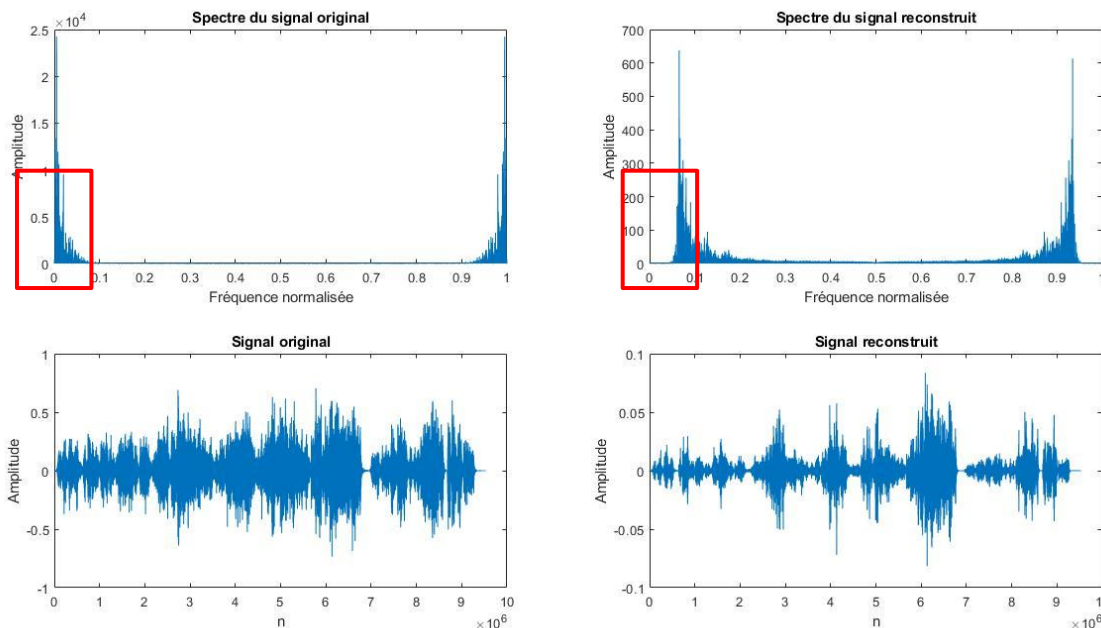


On observe une reconstruction parfaite. En effet, le signal reconstruit est le même que le signal original. De plus, le signal reconstruit possède le même spectre que le signal original.

La reconstruction réalisée est parfaite, la méthode fréquentielle est donc la meilleure des deux méthodes.

Atténuation des basses fréquences

À présent, on coupe les 7 premières bandes, et on laisse des gains unitaires pour les 3 dernières bandes. Les premières bandes correspondent aux basses fréquences (sons graves), les dernières aux fréquences hautes (sons aigus) et celles du milieu correspondent aux sons mediums. On observe alors ces résultats :



On peut observer que le signal en temporel n'est plus le même que le signal original. De plus, on remarque sur le spectre que toutes les basses fréquences ont été coupé.

À l'écoute, on observe que le son joué est uniquement composé de sons aigus.

Nous avons donc ici atténué les basses fréquences.

En fonction des besoins et des désirs, on peut donc agir sur chacune des 10 bandes.



4.3 - Vu-mètre

Vu-mètre

Dans cette partie, on veut afficher le niveau sonore de chacune des 10 bandes.
Pour cela, on utilise sur chacune des bandes la formule suivante :

$$20 \log \left(\sum |y(n)| \right)$$

On obtient ainsi une valeur en dB sur chacune des bandes :

niveau_dB =

-74.3619 -29.5356 -54.8276 -40.2150 -33.1445 -32.0532 -30.0050 -37.2210 -64.2615 -63.0281

On obtient des valeurs pour chaque bande entre -20 et -80 dB. Il faudrait maintenant trouver un moyen de "normaliser" ces valeurs de façon à les obtenir entre -20 et 3 dB.



Beyond Engineering

