

---

# Rapport de TP GNU Radio

## Démodulation analogique de signaux sous GNU Radio

Josué ALVAREZ, Mame Aminata DIOP  
5ISS

---

### Introduction

Ce rapport présente une étude effectuée sur la réception de signaux de communication réels de radiodiffusion. En fonction des applications visées et de leurs contraintes, ces différents signaux sont répartis sur une vaste gamme de fréquence du spectre radioélectrique. Le but de cette étude est de montrer que ces signaux peuvent être enregistrés à l'aide d'un unique récepteur avant de subir les traitements nécessaires pour leur restitution.

Nous allons dans un premier temps présenter le dispositif d'acquisition de signal utilisé dans cette étude. Ensuite grâce à l'outil GNU Radio, nous verrons en pratique les différents traitements permettant la réception de radiodiffusion FM. Une dernière partie du rapport sera consacrée au traitement d'information en modulation d'amplitude (message VOLMET) .

## I. Présentation du dispositif d'acquisition : la radio logicielle

La radio logicielle fait référence à un type d'émetteur-récepteur dans lequel la plupart des traitements sont réalisés numériquement. Dans le cadre de ce bureau d'étude, nous utilisons un émetteur-récepteur de radio logicielle National Instruments USRP N210 (fig. 1a) celui-ci est connecté à un ordinateur via une connexion Gigabit Ethernet. Le récepteur est composé de deux étages (fig. 1b) : le premier permet la transposition des signaux autour de la fréquence nulle afin de faciliter leur traitement et le second réalise leur conversion analogique/numérique (CAN) (échantillonnage à une période  $T_e$  puis quantification scalaire uniforme sur 12 bit). En bout de chaîne de réception, l'ordinateur enregistre le flux d'échantillons dans un fichier que nous exploitons au cours des exercices suivants sous GNU Radio.

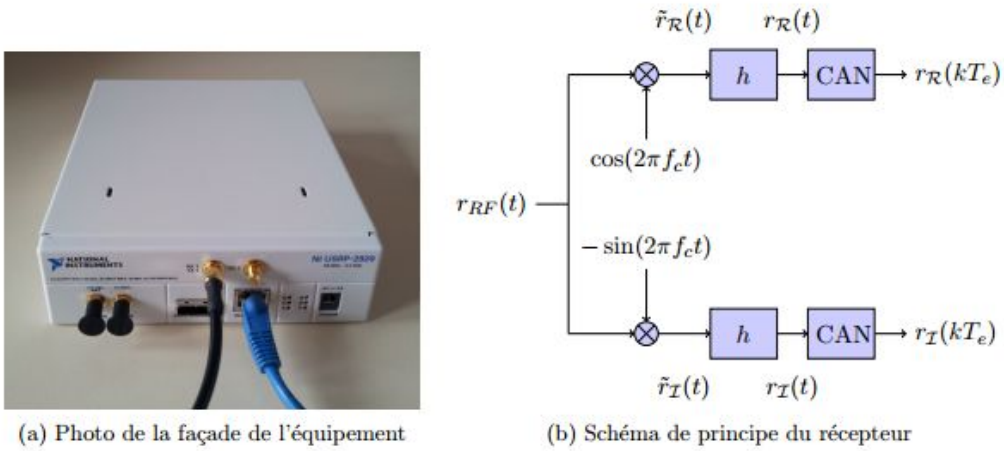


FIGURE 1 – Émetteur-récepteur National Instruments USRP N210

Pour comprendre la structure du récepteur, remarquons qu'un signal de communication émis autour d'une fréquence porteuse s'écrit sous la forme :

$$s_{RF}(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

Avec  $A(t) \in \mathbf{R}$  l'enveloppe et  $\varphi(t) \in \mathbf{R}$  la phase et  $\in \mathbf{R}$ .

Pour faciliter les calculs nous allons exprimer  $s_{RF}(t)$  avec les voies en phase  $s_R(t)$  et en quadrature  $s_I(t)$  :

$$s_{RF}(t) = s_R(t)\cos(2\pi f_0 t) - s_I(t)\sin(2\pi f_0 t)$$

Avec

$$s_R(t) = A(t)\cos(\varphi(t)) \text{ et } s_I(t) = A(t)\sin(\varphi(t))$$

Q1. Exprimons les signaux  $\tilde{r}_R(t)$  et  $\tilde{r}_I(t)$  en fonction du signal radiofréquence  $s_{RF}(t)$

On a :

$$\tilde{r}_R(t) = r_{RF}(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (1)$$

et

$$\tilde{r}_I(t) = -r_{RF}(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2)$$

Or

$$r_{RF}(t) = s_{RF}(t) = s_R(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_I(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

En remplaçant  $r_{RF}(t)$  dans (1) et (2) d'une part et en appliquant la formule trigonométrique de linéarisation d'autre part, on obtient :

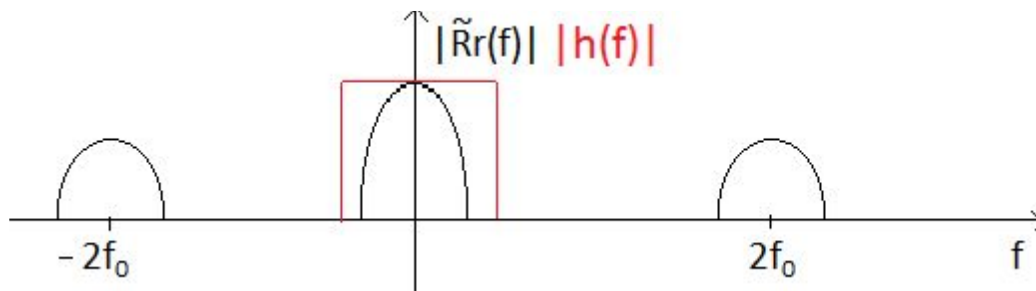
$$\tilde{r}_R(t) = \frac{s_R(t)}{2} (1 + \cos(4\pi f_0 t)) - \frac{s_I(t)}{2} \sin(4\pi f_0 t)$$

Q2. Caractéristiques du filtre

Si on prend  $f_c = f_0$  On arrive à l'expression suivante :

$$\Gamma F(\tilde{r}_r(t)) = \tilde{R}_R(f) = \frac{S_R(f)}{4} [2\delta(f) + \delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)] - \frac{S_I(f)}{4j} [\delta(f - 2f_0) - \delta(f + 2f_0)]$$

Nous déterminons ainsi que pour garder la composante qui nous intéresse, la fréquence de coupure de ce filtre h doit être comprise dans l'intervalle  $[B/2; f_0 - B/2]$ . Le gabarit du filtre h est représenté schématiquement sur la figure ci-dessous.



Q3. Voyons maintenant si le récepteur représenté par le schéma 1b peut fonctionner avec des signaux large bande ( $\frac{B}{2} \geq f_0$ )

Non car si  $\frac{B}{2} > f_0$  on a un problème de repliement. Et pour  $\frac{B}{2} > f_0$  on est en bande étroite.

Q4. Expression de la période d'échantillonnage  $T_e$  pour reconstruire  $r_R(t)$  à partir de  $r_R(kT_e)$  avec  $t \in \mathbb{R}$  et  $k \in \mathbb{Z}$  :

$$F_e \geq 2f_{max} \Rightarrow F_e \geq B \text{ donc } T_e \leq \frac{1}{B}$$

#### Q5. Pourquoi ne pas intervenir les étages de transposition en fréquence et de conversion analogique numérique?

Parce qu'il est plus simple d'échantillonner avec  $F_e = B$  plutôt qu'avec du numérique avec  $2(f_0 + \frac{B}{2}) = f_0 + B$ . En effet, échantillonner à une fréquence élevée requiert une électronique numérique plus performante.

Cependant cela est possible en théorie car l'échantillonnage et la transposition en fréquence sont des opérations linéaires : le résultat sera équivalent.

#### Q6. Exprimons le signal analytique et l'enveloppe complexe de $s_{RF}(t)$

On exprime l'enveloppe complexe dans le domaine complexe car on a une bande limitée.

$$s_{RF}(t) = s_R(t)\cos(2\pi f_0 t) - s_I(t)\sin(2\pi f_0 t)$$

Sa transformée de fourier donne

$$\Gamma F(s_R(t)) = S_R(f) = \frac{1}{2}[s_{RF}(f) * (\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)) + jS_I(f) * (\delta(f - f_0) + \delta(f - 2f_0))]$$

$$S_a(f) = S_{RF}(f) + \text{sign}(f) * S_{RF}(f) = 2S_{RF}(f) \text{ pour les fréquences positives}$$

$$S_a(f) = S_R(f - f_0) + jS_I(f - f_0)$$

$$S(f) = S_a(f + f_0) = S_R(f) + jS_I(f)$$

Avec la transformée de Fourier inverse on en déduit :

$$s(t) = s_R(t) + js_I(t)$$

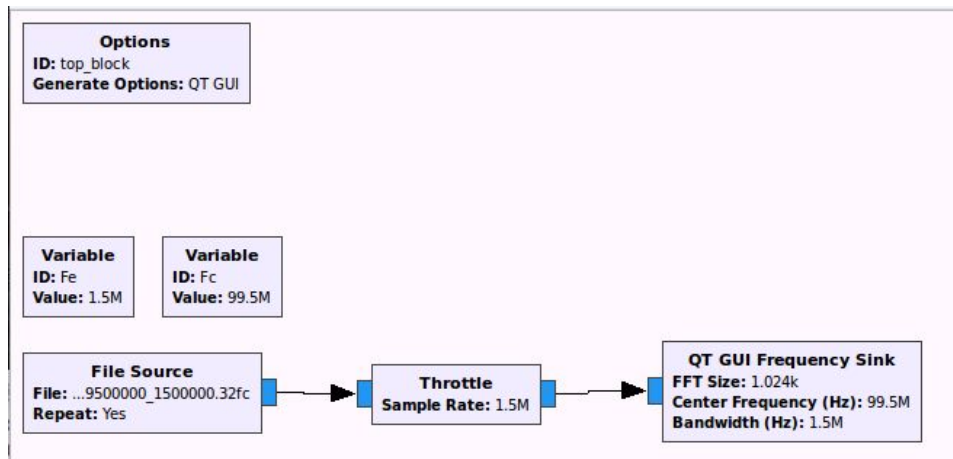
## II. Réception de radiodiffusion

Dans cette partie nous nous intéressons à la sous-bande 87,5 MHz -108 MHz de la bande des VHF (Very High Frequencies). Cette sous-bande est actuellement réservée à la radiodiffusion en modulation de fréquence et les canaux sont espacés d'au moins 100 kHz pour avoir plusieurs canaux simultanément tout en évitant les interférences inter-canaux.

L'objectif de cette partie est d'étudier un enregistrement réalisé à Toulouse en 2015 afin de restituer son contenu audio. Cet enregistrement a été obtenu avec le dispositif d'acquisition étudié dans la première partie. Les fréquences centrale et d'échantillonnage utilisées sont respectivement  $f_c = 99,5$  MHz et  $F_e = 1,5$  MHz. Nous allons utiliser l'environnement de développement GNURadio qui propose l'outil GRC permettant d'établir des circuits pour des traitements de signaux.

## II. 1 . Analyse fréquentielle de l'enregistrement

Pour exploiter l'enregistrement, nous avons d'abord réalisé la chaîne ci dessous:



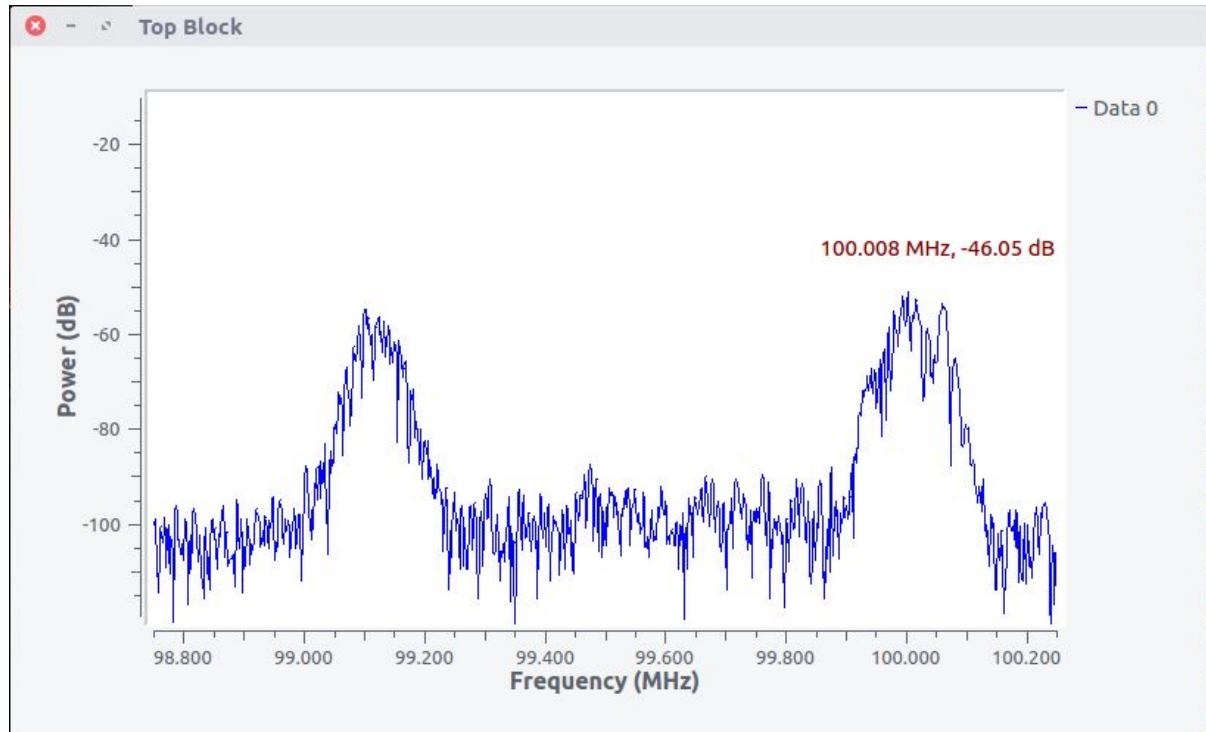
### Q7. Blocs de la chaîne de traitement

- Le File Source permet de lire les données de l'enregistrement contenu dans le fichier fm\_99500000\_1500000.32fc.
- Le Throttle permet de fixer le sample rate ou fréquence d'échantillonnage ( $F_e$ ). En effet, le fichier ne contient que des échantillons bruts, ils n'ont aucune réelle signification temporelle si on ne leur associe pas la fréquence d'échantillonnage utilisée pour l'enregistrement. Cela permet de définir la période d'échantillonnage séparant deux échantillons consécutifs.
- Le QT GUI Frequency Sink: cet élément permet de représenter les échantillons sous forme fréquentielle. Afin que la représentation soit correcte, il faut là aussi indiquer la fréquence d'échantillonnage ainsi que la fréquence centrale.

### Q8. Les valeurs des variables

- Sample rate =  $F_e$  = 1,5MHz
- Center Frequency =  $f_c$  = 99,5MHz.
- Bandwidth =  $F_e$  = 1,5MHz.

### Q9. Nombre de canaux observés



L'observation du signal obtenu montre qu'on identifie 2 canaux dans cette bande ( $L = 2$ ). Ces 2 canaux correspondent aux stations Skyrock sur la fréquence  $F_{Skyrock} = 100\text{MHz}$  et RFM sur la fréquence  $F_{RFM} = 99,1\text{MHz}$ .

### Q10. Rapport signal sur bruit

L'intensité du signal étant de -50dB et le bruit -90dB, on obtient un rapport signal sur bruit de 40dB. Ce rapport est bien suffisant d'effectuer la démodulation afin d'extraire le signal modulant.

### Q11. Largeur de bande approximative d'un canal

En faisant une observation graphique, on obtient :  $99,200\text{MHz} - 99\text{MHz} = 200\text{ kHz}$ .

## II. 2. Extraction d'un canal par translation en fréquence puis filtrage passe-bas

Après avoir identifiées les deux stations situées dans notre sous-bande, nous allons effectuer des opérations nous permettant d'avoir une réception séparée de ces 2 stations.

- Nous allons dans un premier temps effectuer une translation en fréquence pour centrer le signal en fréquence.
- Puis nous appliquerons un filtre passe-bas pour atténuer le bruit hors bande.

## II. 2. 1. Translation en fréquence

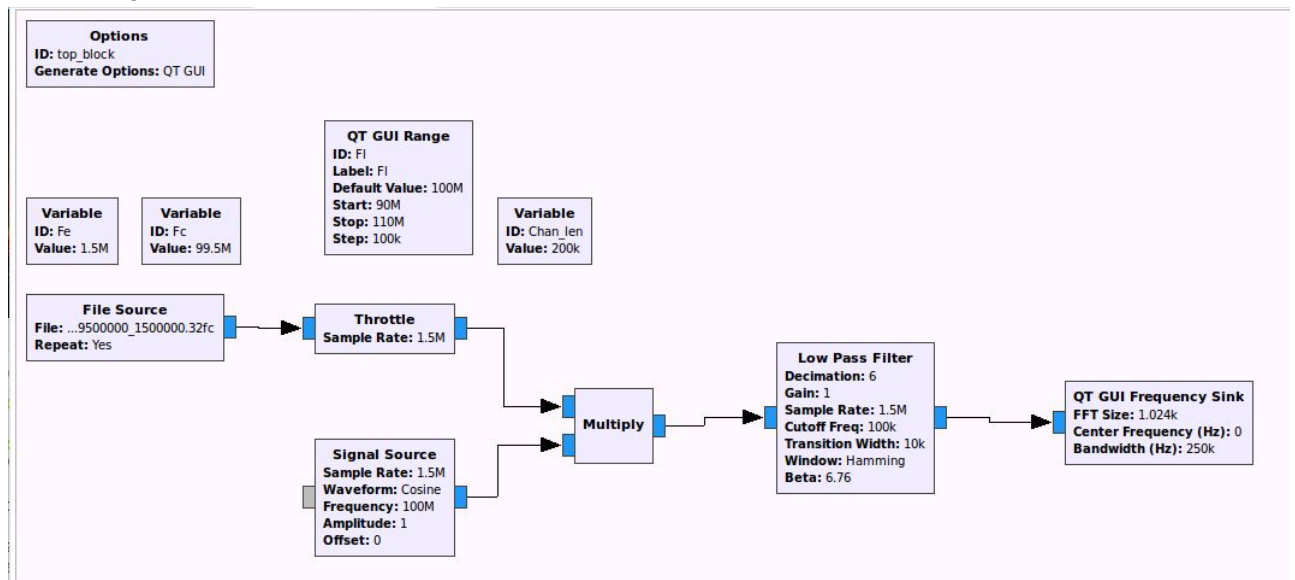
La translation en fréquence d'un quantité s'exprime ainsi:

$$r_l[k] = r[k] = e^{-j2\pi\frac{f_l}{f_s}k}$$

avec  $l = \{1, 2\}$  pour les deux stations trouvées ci-dessus et  $r[k]$  l'enveloppe complexe du signal.

Nous utilisons un bloc Signal Source pour générer l'exponentielle complexe, un bloc QT Range pour faire varier  $f_l$  et le bloc Multiply pour faire le produit.

Le montage suivant permet de faire ce traitement:



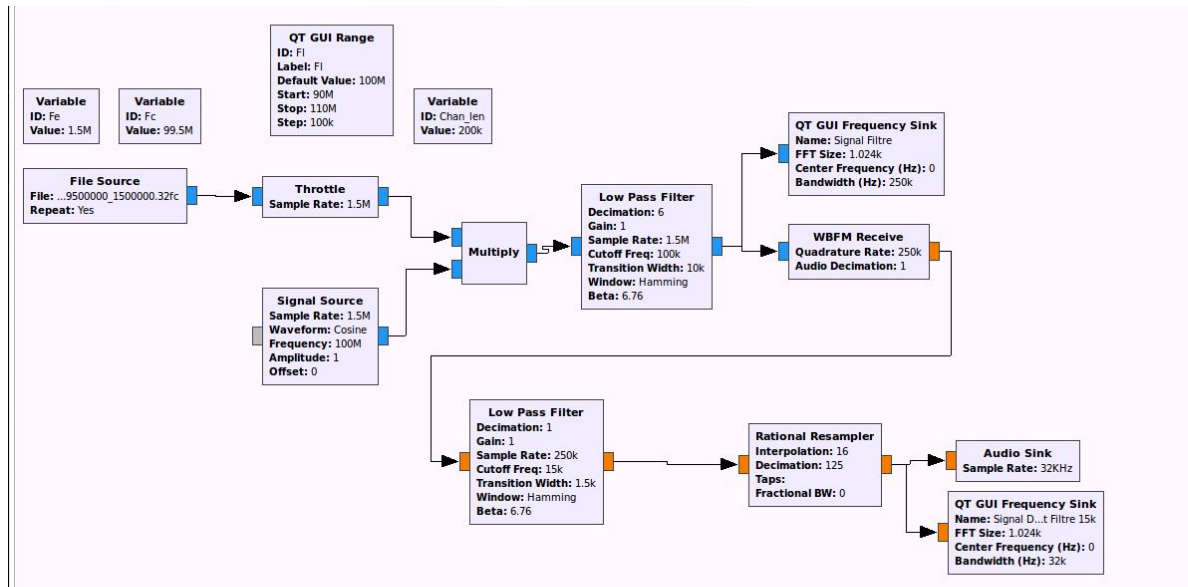
### Q12. Décalages en fréquence

Pour centrer chaque canal sur la fréquence nulle, on effectue un décalage de 100MHz pour le canal Skyrock et 99,4MHz pour RFM.

### Q13. Décalages en fréquences d'une valeur supérieure à Fe.

Le signal étant périodique, on obtiendrait la même chose si on effectuait des décalages de fréquences supérieures à  $F_e$ .

## II. 2. 2. Filtrage



Nous avons réalisé un filtre passe-bas avec le bloc Low Pass Filter La fréquence de coupure est fixée à 100 kHz, la moitié de la largeur d'un canal. Nous avons ensuite appliqué une décimation d'un facteur de 6 permettant de réduire la bande de calcul tout en gardant la largeur du canal.

Note sur la décimation : étant donné que la largeur de bande du signal après filtrage doit être de 200 kHz, il n'est plus nécessaire de garder  $F_e = 1.5\text{MHz}$ . La décimation de facteur 6 effectue un downsampling qui ramène la fréquence d'échantillonnage à  $F_e/6 = 250\text{kHz}$ . Ce qui est suffisant pour traiter notre signal, et qui réduit la charge calculatoire des étages suivants (moins de samples à traiter).

### Q14. Les paramètres de l'analyseur fréquentiel sont alors:

$$F_{\text{coupure}} = 100\text{kHz}$$

$$\text{Bandwidth} = \frac{1.5\text{MHz}}{6} = 250\text{kHz} \text{ (à cause de la décimation)}$$

$$\text{Transition} = \frac{F_{\text{coupure}}}{10} = 10\text{kHz}$$

## II. 3. Démodulation en fréquence et extraction

Dans cette partie il est question de restituer le contenu de chacune des stations précédente. Le signal obtenue à la sortie de l'émetteur se note:

$$s_{RF}(t) = A \cos \left( 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \int_{-\infty}^t m(u) du \right)$$

Avec  $m(t)$  le signal composite avant la modulation.



### Q15. Vérification de la règle de Carson

Règle de carson :  $B_{FM} = 2(\Delta f + f_m)$

$\Delta f$  l'excursion maximale en fréquence de la modulation, fixée à 75 kHz et  $f_m = 53 \text{ KHz}$

la fréquence maximale du signal composite  $m(t)$ . On obtient:

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) = 2(75 + 53) = 256 \text{ kHz}$$

Cette valeur est supérieure à la largeur du canal qu'on a trouvé en théorie (200kHz) car en réalité c'est le bruit qui provoque une atténuation.

### Q16. Expression des signaux $y_l[k]$

Les calculs effectués dans la première partie permettent d'exprimer

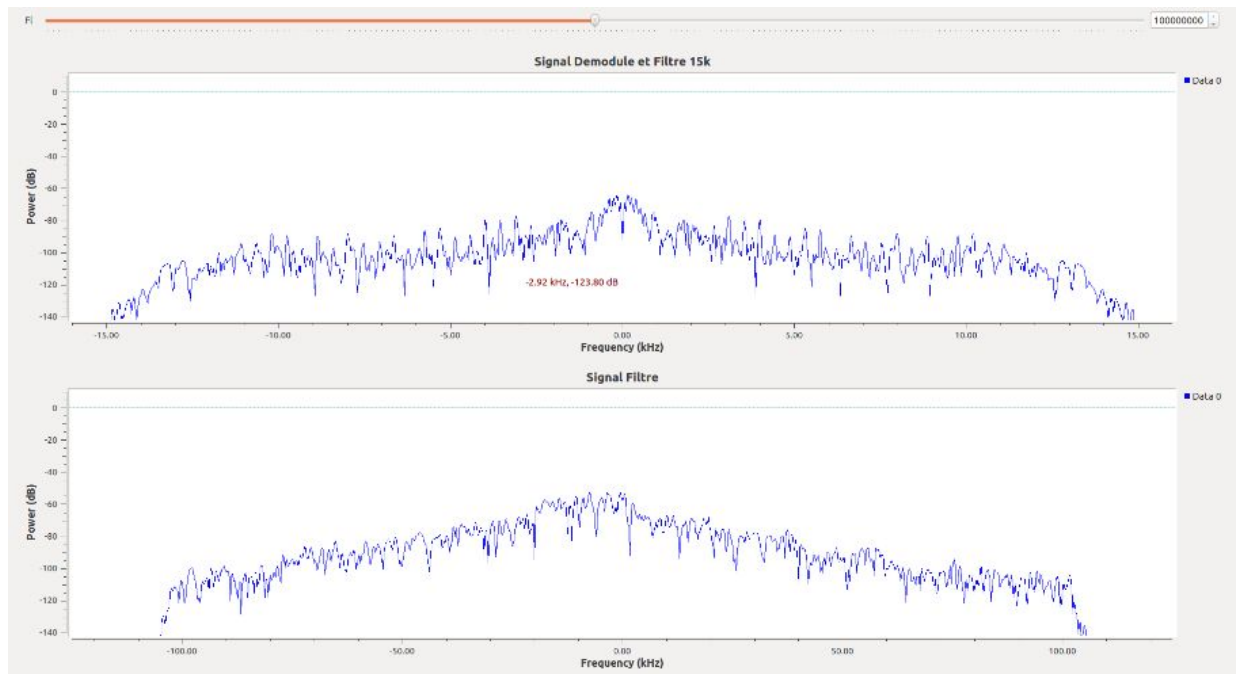
$$s_{RF}(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

Son enveloppe complexe est alors:

$$s(t) = s_R(t) + js_I(t) = A e^{j \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \int_{-\infty}^t m(u) du}$$
$$y[k] = A e^{j \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \sum_{i=0}^k m[i] T_e} = A e^{jk_f \sum_{i=0}^k m[i] T_e}$$

avec  $k_f = \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)}$

### Q17. Spectre d'un canal démodulé



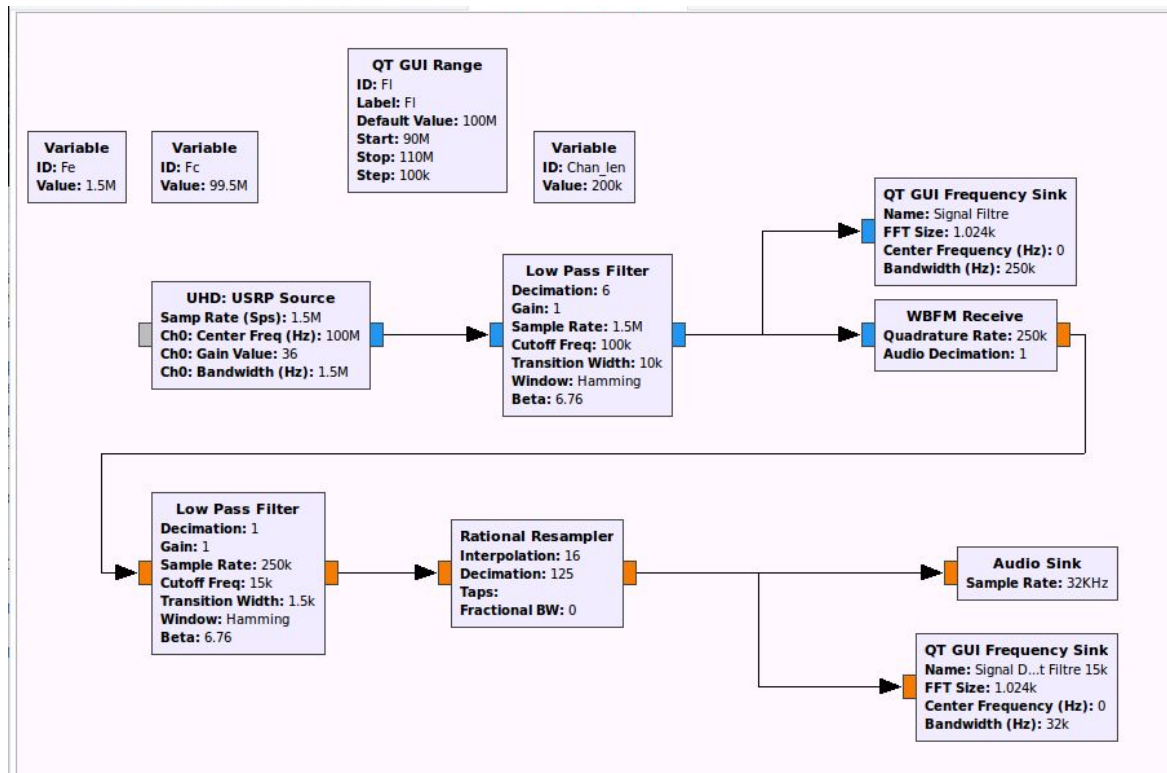
#### Q18. Qui a gagné l'album de Sam Smith ?

Pour répondre à cette question, il nous faut pouvoir écouter l'audio. La carte son d'un ordinateur permet de choisir entre plusieurs fréquences d'échantillonnage pour le signal en sortie vers le dispositif de haut-parleurs. Nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz.

Or notre signal en sortie du démodulateur et du filtre passe-bas (celui qui permet de ne garder que la bande mono) a une fréquence d'échantillonnage de 250 kHz. Il nous faut donc effectuer un changement de fréquence d'échantillonnage (resampling). On utilise un resampler rationnel, qui effectue une interpolation (upsampling) et une décimation (downsampling) permettant de multiplier la fréquence d'échantillonnage d'entrée par un facteur qui est un nombre rationnel. Pour passer de 250 kHz à 32 kHz, il faut donc multiplier par  $32/250 = 16/125$ . On choisit donc un facteur d'interpolation de 16 et un facteur de décimation de 125.

Cela nous permet, en écoutant le signal audio ainsi obtenu, d'obtenir l'information suivante : C'est Jordy qui a gagné l'album de Sam Smith !

## II. 3. Mise en oeuvre en temps réel avec un récepteur USRP



Pour cela, nous avons juste repris le programme précédent, remplacé la source par l'USRP, et supprimé le multiplieur qui n'était plus nécessaire, car le décalage est effectué directement par le bloc USRP.