

# INSA

INSTITUT NATIONAL  
DES SCIENCES  
APPLIQUÉES  
TOULOUSE



---

# SOFTWARE-DEFINED RADIO

---

Rapport sur les travaux pratiques



Module Communication

*SOU MIS PAR*

*Yacine BENCHEHIDA 5ISS-A2*

*Hugo LE BELGUET 5ISS-A2*

*Sami BEYAH MSIoT-A2*

SOUS LA DIRECTION DE

Prof. **Daniela DRAGOMIRESCU**

Année scolaire: 2021-2022

Janvier, 2021

# Contents

<b>Introduction</b> .....	<b>2</b>
<b>Presentation of the acquisition device: In-phase/Quadrature Software-Defined Radio transceiver</b> .....	<b>3</b>
Présentation de SDR et de quelques formules.....	3
<b>Question 1:</b> Expression of the received signal.....	3
<b>Question 2:</b> Determination of characteristics of the H filter .....	4
<b>Question 3:</b> Can the receiver resented above work with wide-band signals.....	6
<b>Question 4:</b> Determination of the sampling period.....	6
<b>Question 5:</b> Inversion of orders in the acquisition system.....	7
<b>Question 6:</b> Expression of the analytic signal.....	7
<b>Reception of frequency modulation (FM) broadcasting</b> .....	<b>8</b>
Analyse de la fréquence de l'enregistrement.....	9
<b>Question 7:</b> Description of the processing chain .....	9
<b>Question 8:</b> Determination of the missing values .....	9
<b>Question 9:</b> Identification of frequency channels available .....	10
<b>Question 10:</b> SNR ratio and bandwidth.....	10
<b>Question 11:</b> Determination of the approximate bandwidth .....	11
Extraction de canaux par transposition de fréquence et filtrage passe-bas .....	12
<b>Question 12:</b> Centering each channel.....	12
<b>Question 13:</b> High frequency offset effect .....	13
<b>Question 14 :</b> Low-pass filter implementation .....	13
Démodulation et restitution de fréquence.....	14
<b>Question 15 :</b> The Carson rule.....	14
<b>Question 16 :</b> Signal expressions.....	14
<b>Question 17:</b> .....	15
Mise en œuvre en temps réel avec un récepteur USRP.....	17

# Introduction

Ce rapport est le résultat des travaux pratiques de SDR ( *Software-defined radio*). Pendant les travaux pratiques, nous nous sommes concentrés sur la réception de signaux de communication réels.

La communication radio typique d'une station de diffusion consiste en un émetteur. La station de diffusion se voit attribuer une onde porteuse RF unique ainsi qu'une largeur de canal bien définie. L'émetteur transmet la porteuse modulée par l'antenne. Ensuite, le récepteur, qui reçoit la porteuse modulée, démodule la porteuse modulée.

Nous avons utilisé *GNURadio*, une boîte à outils de développement logiciel qui fournit des blocs de traitement du signal pour mettre en œuvre des radios logicielles.

# Presentation of the acquisition device: In-phase/Quadrature Software-Defined Radio transceiver

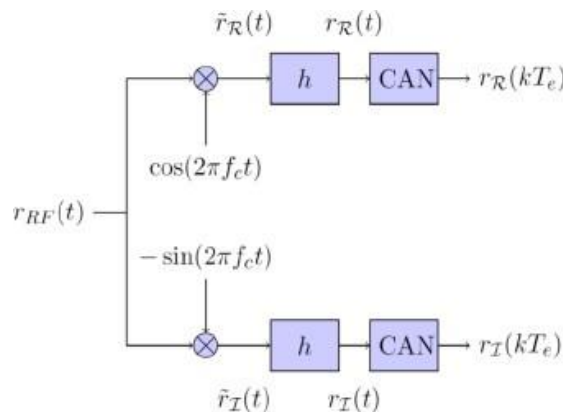
Dans cette partie, nous commencerons par considérer la question de la démodulation USRP d'un point de vue mathématique.

---

## *Présentation de SDR et de quelques formules*

---

Dans le premier laboratoire, nous avons utilisé l'émetteur-récepteur USRP-2900 de National Instrument. Il démodule le signal. Nous allons d'abord analyser le signal reçu.



### **Question 1:** Expression of the received signal

En considérant que le signal reçu est similaire à celui émis et en utilisant  $S_{RF}(t) = s_R(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - s_I(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$  et des formules trigonométriques, nous voulons exprimer le signal reçu.

Tout d'abord, nous admettons que le signal reçu est similaire au signal émis :

$$\tilde{r}_R(t) = S_{RF}(t)$$

En regardant le schéma fonctionnel du récepteur ci-dessus, nous pouvons exprimer les valeurs des signaux comme suit :

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

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

On sait aussi que le signal reçu  $r_{RF}(t)$  est :

$$r_{RF}(t) = S_{RF}(t) = S_R(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - S_I(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t)$$

En utilisant les équations trigonométriques, on obtient :

$$\tilde{r}_R = r_{RF}(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

$$\tilde{r}_R = S_R(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - S_I(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

$$\tilde{r}_R = \frac{S_R(t)}{2} \left[ \cos(2\pi(f_0 - f_c)t) + \cos(2\pi(f_0 + f_c)t) \right] - \frac{S_I(t)}{2} \left[ \sin(2\pi(f_0 + f_c)t) + \sin(2\pi(f_0 - f_c)t) \right]$$

En utilisant le même raisonnement mathématique, nous pouvons déduire l'équation suivante :

$$\tilde{r}_I(t) = \frac{S_I(t)}{2} \left[ \cos(2\pi(f_0 - f_c)t) - \cos(2\pi(f_0 + f_c)t) \right] - \frac{S_R(t)}{2} \cdot \left[ \sin(2\pi(f_0 + f_c)t) + \sin(2\pi(f_c - f_0)t) \right]$$

## **Question 2:** Determination of characteristics of the H filter

Nous voulons un filtre H tel que  $r_R(t) = s_R(t)$  et  $r_I(t) = s_I(t)$

On considère que  $f_c = f_0$ . En considérant les résultats de la Question 1, on obtient :

$$\begin{aligned} \tilde{r}_R(t) &= \frac{S_R(t)}{2} \left[ \cos(2\pi(f_0 - f_c)t) + \cos(2\pi(f_0 + f_c)t) \right] - \frac{S_I(t)}{2} \left[ \sin(2\pi(f_0 + f_c)t) + \sin(2\pi(f_0 - f_c)t) \right] \\ &= \frac{S_R(t)}{2} [\cos(0) + \cos(2\pi \cdot 2f_0 t)] - \frac{S_I(t)}{2} [\sin(2\pi \cdot 2f_0 t) + \sin(0)] \\ &= \frac{S_R(t)}{2} [1 + \cos(4\pi f_0 t)] - \frac{S_I(t)}{2} \cdot [\sin(4\pi f_0 t)] \end{aligned}$$

En utilisant le même raisonnement mathématique, nous pouvons déduire l'équation suivante :

$$\tilde{r}_I(t) = \frac{S_I(t)}{2} [1 - \cos(4\pi f_0 t)] - \frac{S_R(t)}{2} [\sin(4\pi f_0 t)]$$

Le rôle du filtre passe-bas  $h$  est de couper le pic à une certaine fréquence sans modifier les signaux  $s_R(t)$  et  $s_I(t)$ .

Nous devons trouver un filtre  $h$  tel que  $r_R(t) = s_R(t)$ .

Nous avons :  $r_R(t) = \tilde{r}_R(t) \cdot h$

Nous devons d'abord faire la transformée de Fourier du signal :

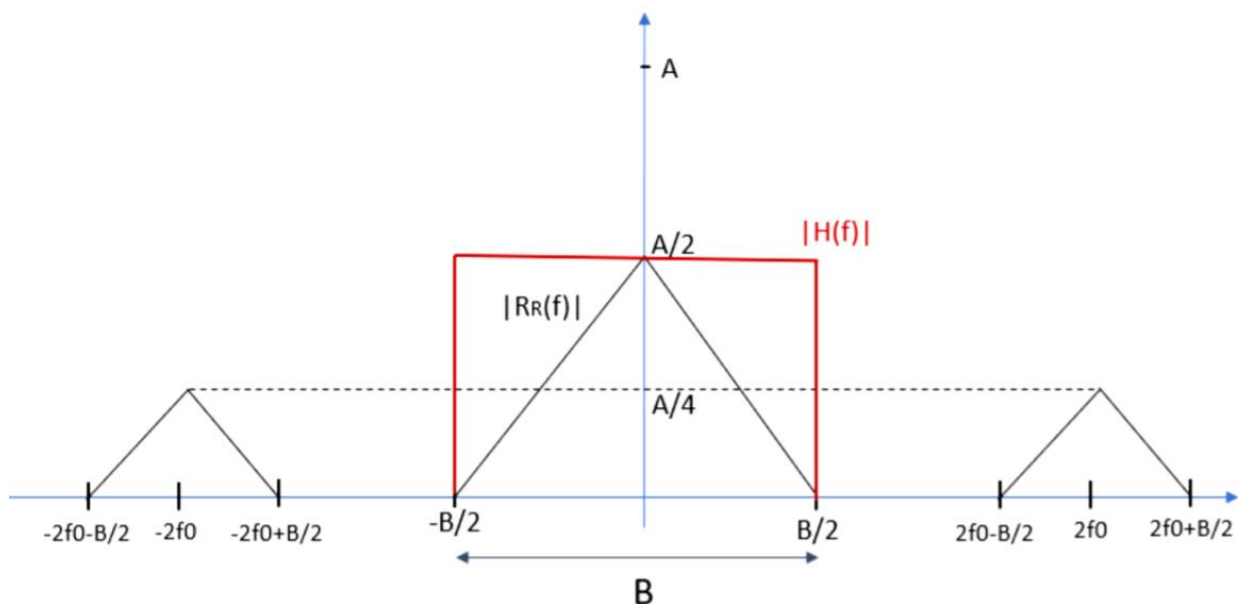
$$\begin{aligned} \tilde{r}_R(f) &= F\{\tilde{r}_R(t)\} \\ &= S_R(f) * \frac{1}{2} \cdot \delta(f) * \left[ \delta(f) + \frac{\delta(f + 2f_0) - \delta(f - 2f_0)}{2} \right] - S_I(f) * \frac{1}{2} \cdot \delta(f) * \left[ \frac{j}{2} \cdot \delta(f + 2f_0) - \delta(f - 2f_0) \right] \\ &= \frac{1}{4} [2S_R(f) + S_R(f + 2f_0) - S_R(f - 2f_0) + jS_I(f - 2f_0) - jS_I(f + 2f_0)] \end{aligned}$$

Par analogie avec la formule précédente, on a alors :

$$\begin{aligned} \tilde{R}_I(f) &= F\{\tilde{r}_R(t)\} \\ &= \frac{1}{4} [2S_I(f) + S_I(f + 2f_0) + S_I(f - 2f_0) + jS_I(f - 2f_0) - jS_I(f + 2f_0)] \end{aligned}$$

Dans la figure 1, le signal  $\tilde{r}_R(f)$  est représenté en noir. En rouge, nous pouvons déduire le filtre approprié  $H(f)$  filtre que nous devons mettre en œuvre afin d'avoir  $R_R(f) = S_R(f)$ .

Le filtre doit être un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de  $\frac{B}{2}$  et une amplitude de 2.



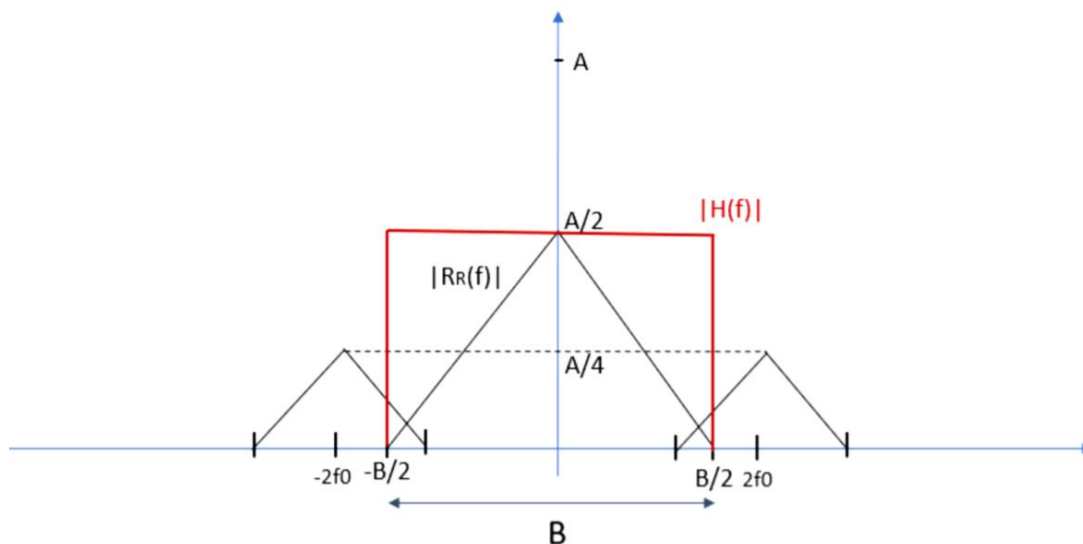
**Figure 1 :** Représentation du signal et du filtre dans le domaine fréquentielle

**Question 3:** Can the receiver resented above work with wide-band signals

$$|H(f)| = \begin{cases} 2 & \text{si } \frac{B}{2} < f < 2f_0 - \frac{B}{2} \\ 0 & \text{si } f > 2f_0 - \frac{B}{2} \end{cases}$$

Dans le cas d'un signal à large bande, il n'est pas possible de démoduler avec un filtre passe-bas car les signaux se chevauchent. Un signal à large bande signifie que  $f_0 < \frac{B}{2}$ , c'est pourquoi nous pouvons dire qu'il y a un chevauchement.

Comme nous pouvons voir sur la figure 2, le filtre ne peut pas garder toute la partie centrale du signal et couper la partie supérieure car elles se chevauchent.



**Figure 2 :** Représentation d'un signal à large bande dans le domaine des fréquences

**Question 4:** Determination of the sampling period

Pour choisir la période d'échantillonnage, nous devons utiliser le théorème d'échantillonnage de **Nyquist-Shannon**. Il s'agit de la fréquence d'échantillonnage minimale que nous devons utiliser afin de récupérer toutes les données après une démodulation.

Supposons que la fréquence la plus élevée pour un signal analogique donné soit  $f_{max}$ . Selon le théorème de Nyquist-Shannon la fréquence d'échantillonnage doit être d'au moins  $2f_{max}$ .

Afin d'appliquer le théorème, nous considérerons que le signal a une largeur de bande finie. Dans un cas réel, la largeur de bande du signal n'est jamais finie, mais, à cause du bruit, nous pouvons faire l'approximation que le signal a une largeur de bande finie.

Donc si  $f_e$  est la fréquence d'échantillonnage, nous devons avoir :

$$\begin{aligned} f_e &> 2f_{\max} \\ f_e &> 2 \cdot \frac{B}{2} \\ f_e &> B \\ T_e &< \frac{1}{B} \end{aligned}$$

### Question 5: Inversion of orders in the acquisition system

En théorie, nous pourrions changer l'ordre des étapes de transposition de fréquence et de conversion analogique-numérique. Cependant, cela ne serait pas efficace.

En effet, si le processus était toujours le même, nous devrions échantillonner notre système à une fréquence plus élevée afin de respecter les critères de Nyquist-Shannon.

La fréquence d'échantillonnage serait  $f_e = 2 \times (2f_0 + \frac{B}{2})$ . Cette solution présente deux inconvénients majeurs :

- C'est plus coûteux en ressources
- Il y aurait plus de bruit

Il est donc toujours préférable d'effectuer la conversion numérique après la transposition de fréquence.

### Question 6: Expression of the analytic signal

Nous voulons exprimer, en fréquentiel puis en temporel, le signal analytique et l'enveloppe complexe en fonction de  $f_0$  du signal suivant :

$$\begin{aligned} s_{RF}(t) &= A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \\ &= s_R(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_I(t) \sin(2\pi f_0 t), t \in \mathbb{R} \end{aligned}$$

En utilisant la transformation de Fourier, nous pouvons montrer que :

$$S_{RF}(f) = \frac{1}{2} [S_R(f - f_0) + S_R(f + f_0) + jS_I(f - f_0) - jS_I(f + f_0)]$$

Ainsi, le signal analytique peut être modélisé par :



$$\begin{aligned}
S_a(f) &= S_{RF}(f) + j \cdot (-j \cdot \text{sgn}(f)) \cdot S_{RF}(f) \\
&= S_{RF}(f) + \text{sgn}(f) \cdot S_{RF}(f) \\
&= 2 \cdot S_{RF}(f) \\
&= S_R(f_0) + j \cdot S_I(f - f_0) \\
&= [S_R(f) + j \cdot S_I(f)] * \delta(f - f_0)
\end{aligned}$$

Dans le domaine temporel, en utilisant la transformée de Fourier inverse, le signal peut être représenté comme suit :

$$S_a(t) = [S_R(t) + j \cdot S_I(t)] \cdot e^{j2\pi f_0 t}$$

L'enveloppe complexe dans le domaine fréquentiel est :

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

L'enveloppe complexe dans le domaine temporel est :

$$\begin{aligned}
s(t) &= s_a(t)e^{-j2\pi f_0 t} \\
&= s_R(t) + js_I(t)
\end{aligned}$$

## Reception of frequency modulation (FM) broadcasting

Cette partie est consacrée à l'utilisation de l'USRP pour écouter les signaux radio FM. La très haute fréquence (VHF) comprend tout rayonnement dont la longueur d'onde est comprise entre 1 et 10 mètres et une fréquence comprise entre 300 et 30 mégahertz. Les signaux VHF sont largement utilisés pour la télévision et les transmissions radio.

Nous nous concentrerons ici sur la sous-bande comprise entre **87,5 MHz et 108 MHz**, qui est dédiée à la diffusion FM à la radiodiffusion. FM est l'abréviation de "Frequency Modulation" (modulation de fréquence) et contrairement à la radio AM, le son est transmis par des changements de fréquence.

Par exemple, lorsque vous passez d'une station à l'autre, l'antenne FM alterne entre les différentes fréquences, et non les amplitudes. Elle produit un son beaucoup plus propre. C'est pourquoi la FM est largement utilisée pour les diffusions de musique.

Pendant les laboratoires, nous avons utilisé un enregistrement spécifique de diffusion FM. Notre rôle était de restaurer le contenu de cet enregistrement et en particulier le contenu audio. Pour ce faire, nous avons utilisé l'environnement de développement *GNURadio* avec son interface graphique.

- La fréquence centrale de l'enregistrement est de :  $f_0 = 99.5 \text{ MHz}$  et
- La fréquence d'échantillonnage est :  $F_e = 15 \text{ MHz}$

---

## *Analyse de la fréquence de l'enregistrement*

---

### Question 7: Description of the processing chain

Description des blocs utilisés pour analyser les données :

- **Variable :** Ce bloc est utilisé pour créer une variable et associer un numéro à cette variable. Cette variable peut être utilisée avec le nom symbolique dans un autre bloc.
- **File source :** Le bloc source de fichier est utilisé comme un bloc d'entrée pour générer le signal à partir d'un fichier. Le chemin « path » nous permet de choisir le fichier souhaité. Le paramètre « repeat » doit être défini à true si nous voulons que le signal soit envoyé dans une boucle infinie.
- **Qt GUI :** Ce widget est très utile pour afficher un signal. Nous pouvons l'afficher dans le domaine temporel, le domaine fréquentiel et bien d'autres types de graphiques. Nous devons remplir la fréquence centrale et la bande passante.
- **Throttle :** Ce bloc est utilisé pour limiter la "vitesse" du signal. Comme l'objectif est d'écouter un signal audio, nous devons utiliser ce bloc pour limiter la fréquence du signal.

### Question 8: Determination of the missing values

Les valeurs manquantes correspondent à la largeur de bande, qui est égale à la fréquence d'échantillonnage :  $F_e = 1.5 \text{ MHz}$  et la fréquence centrale :  $f_c = 99.5 \text{ MHz}$

Ainsi, dans la fonction Throttle, nous devons ajouter :  $F_e$  pour la fréquence d'échantillonnage. Dans la fonction QT GUI, nous devons ajouter  $F_e$  pour la bande passante et  $f_c$  pour la fréquence centrale.

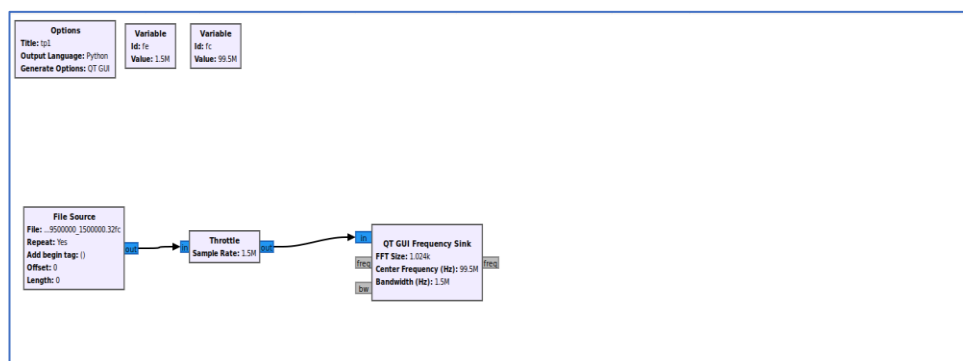


Figure 1 : View of the flow implemented into GNU Radio to observe the signal

### Question 9: Identification of frequency channels available

On peut observer 3 stations. La première est RFM, centrée sur la fréquence 99.1 MHz. La seconde est Nostalgie Toulouse, centrée sur la fréquence 99.5 MHz. Le gain associé à la station Nostalgie est très faible, le signal est très bruité. La troisième station qu'on peut observer est Skyrock qui est centrée sur la fréquence 100 MHz. Le gain associé aux stations Skyrock et RFM est très élevé : > -50 dB

Les canaux attribués à chaque station sont espacés de 100 MHz pour éviter un chevauchement de spectre.

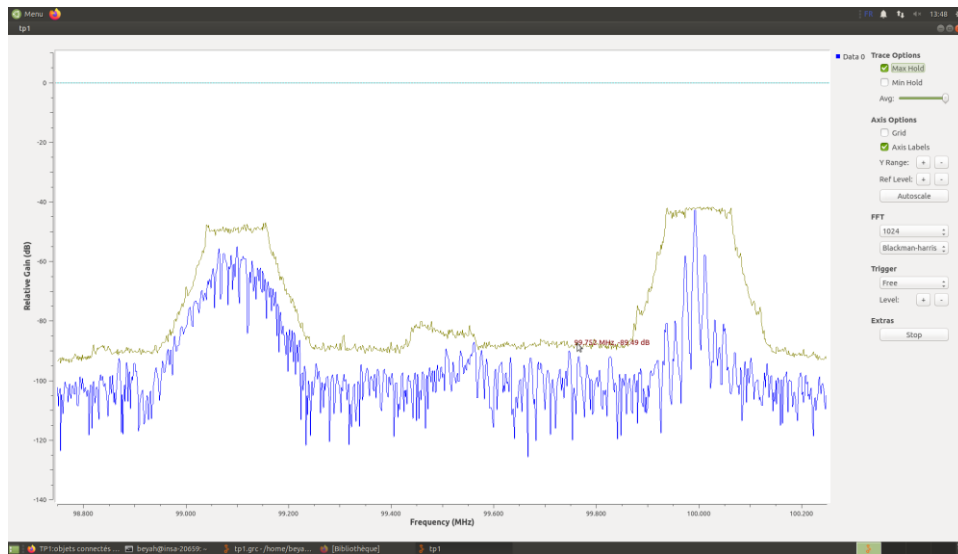


Figure 2 : Canal radio

### Question 10: SNR ratio and bandwidth

Le SNR est le rapport entre le signal utile et le bruit, il permet de mesurer la qualité d'un canal de transmission.

Pour RFM, on prend le gain maximum du signal par rapport au gain maximum du bruit :

$$SNR = \frac{S_{max}}{N_{max}} = \frac{-43 \text{ dB}}{-94 \text{ dB}} = -43 - (-94) = 51 \text{ dB}$$

Pour Skyrock et RFM, nous mesurons de très bon rapport de signal sur bruit. On peut penser que la démodulation serait très facile. D'autre part, pour Nostalgie, le SNR est de 3 dB. La démodulation peut être difficile.

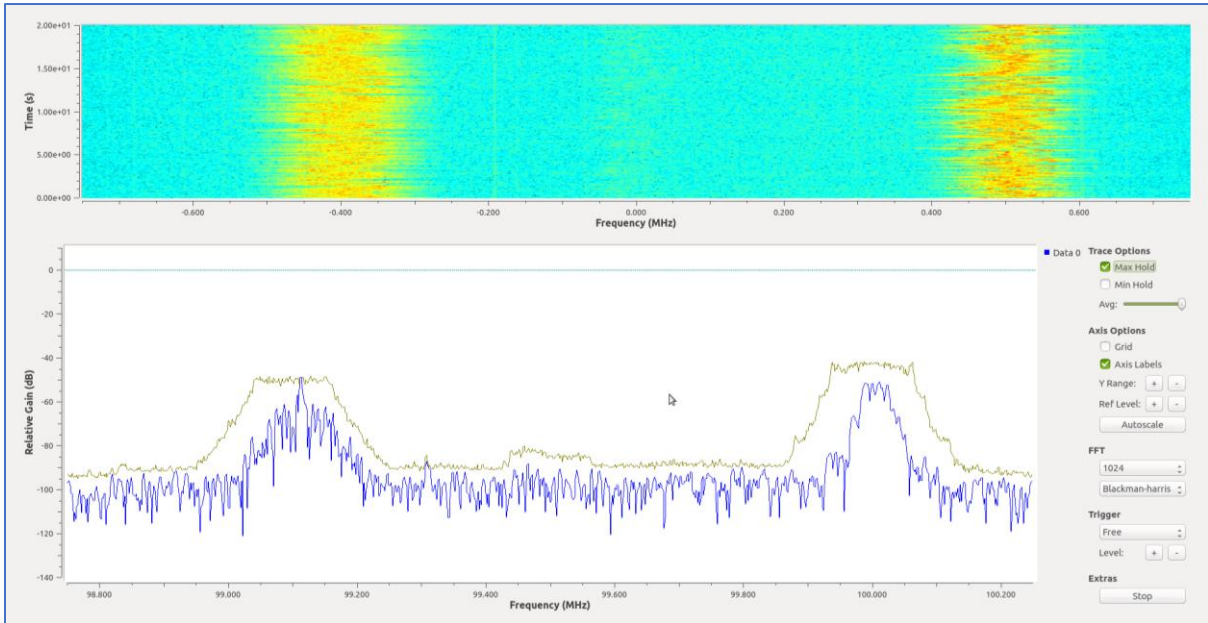


Figure 3 : SNR

**Question 11:** Determination of the approximate bandwidth

En fréquentielle, on peut constater que chaque station a une bande passante d'environ 250 kHz. On peut confirmer cette lecture en mesurant la bande passante en waterfall sur la figure 4.

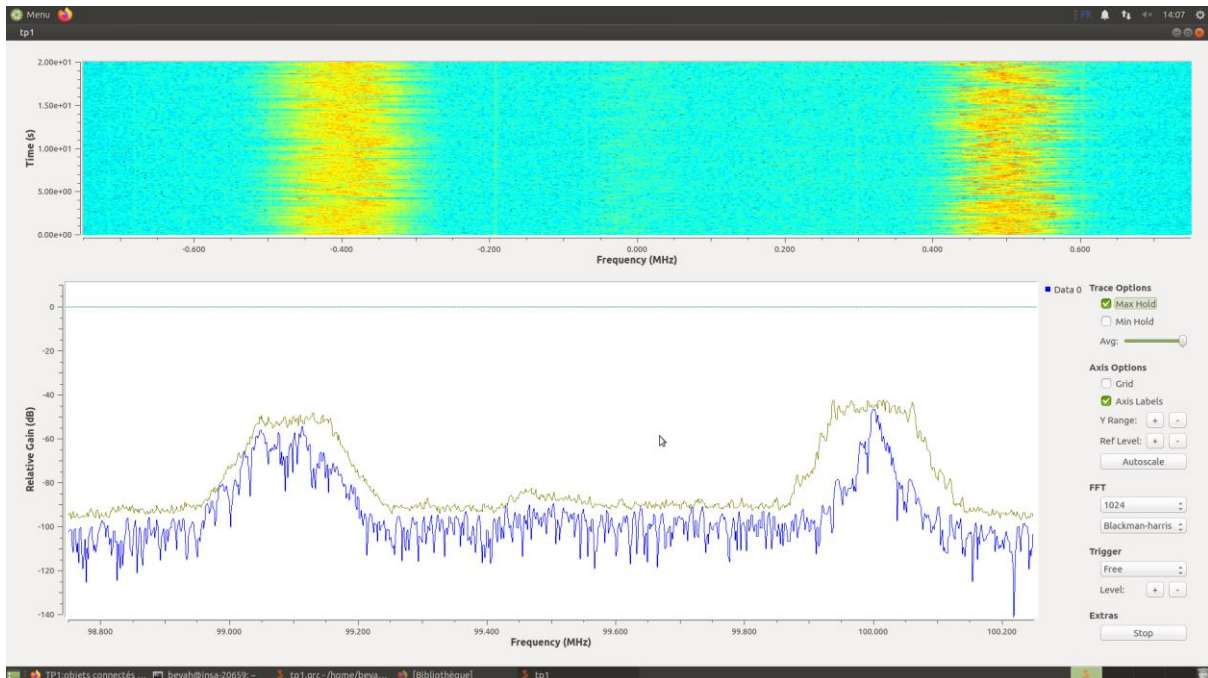


Figure 4: Signal en fréquentielle et en waterfall

**Question 12:** Centering each channel

Le démodulateur QI a ramené le signal en bande de base et en quadrature. Puis, on a échantillonné le signal. Nous appliquons un décalage fréquentielle de 400kHz (99,5 MHz -99,1 MHz) et de -500kHz respectivement, centré sur 99,5MHz. Pour appliquer ce décalage, le signal est multiplié par un cosinus de la fréquence requise.

La largeur de bande du canal observé est de 1.5 MHz.

La fréquence min =  $-f_c/2$

La fréquence max =  $f_c/2$

Pour centrer la station RFM, on utilise un offset de 0.4 et pour Skyrock, on utilise 0.5.

**Offset pour RFM = 0.4**

**Offset pour Skyrock = 0.5**

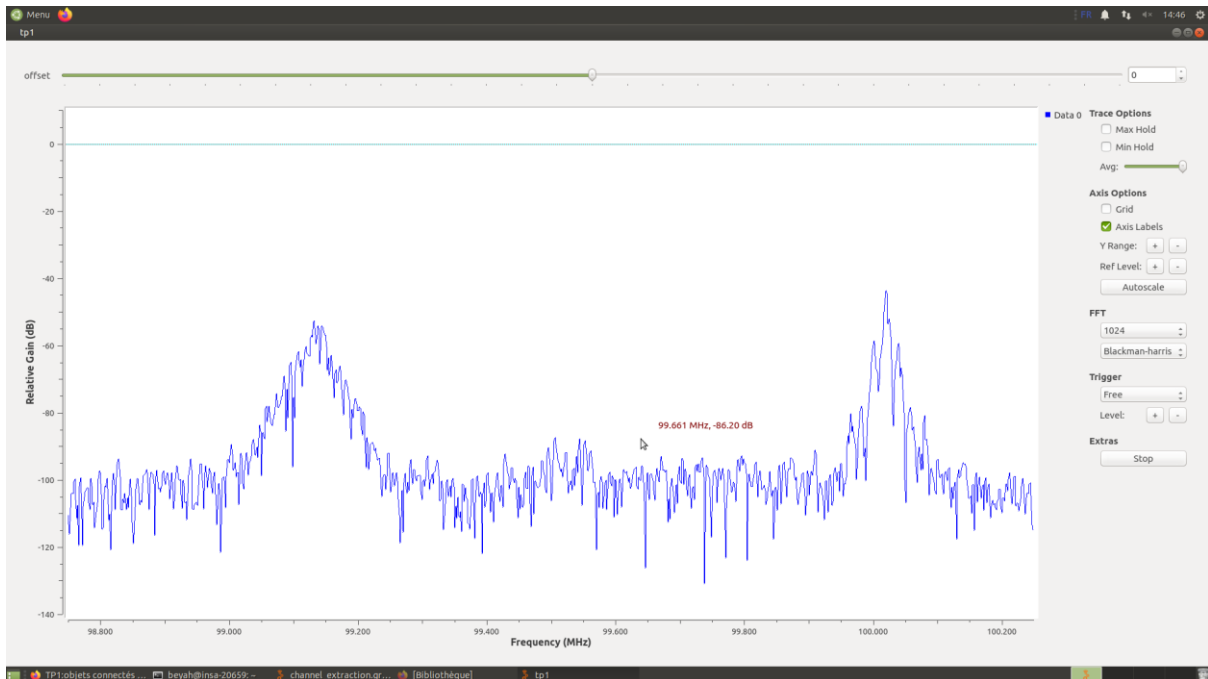


Figure 5 : offset

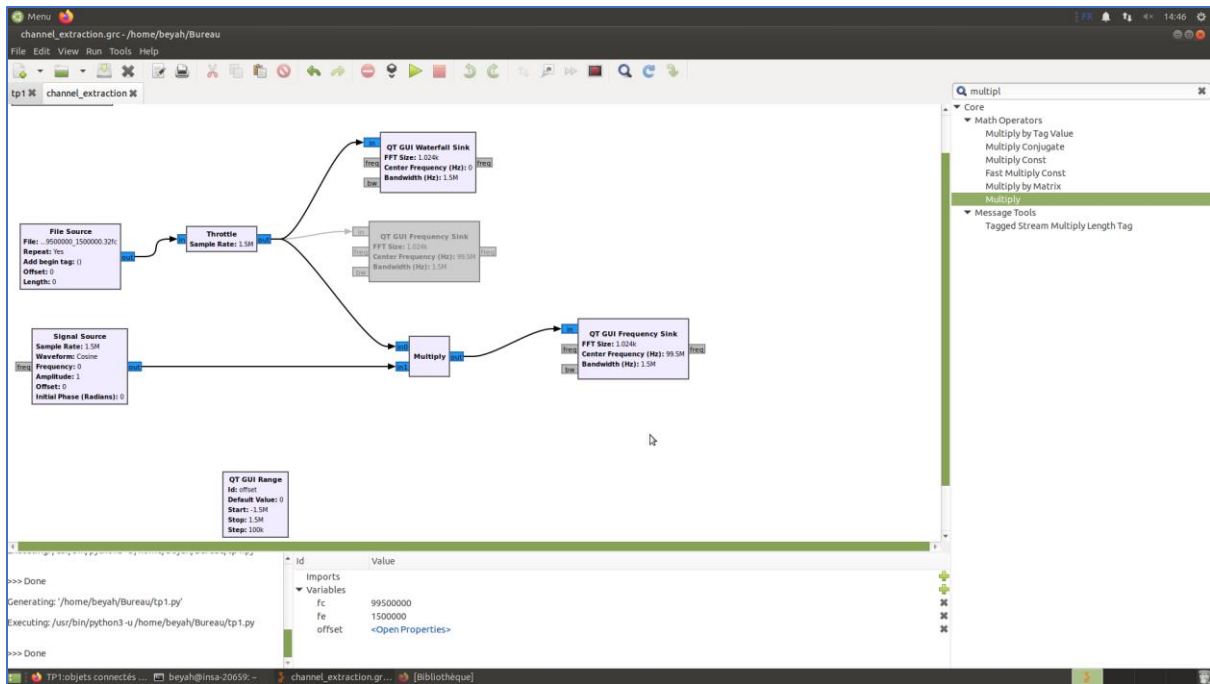


Figure 6 block diagram

### Question 13: High frequency offset effect

Quand on décale de plus  $fe/2$ , on a une rotation complète car on a un  $\pi$  périodique. Quand on va varier l'offset, on décale le 0 autour de la fréquence centrale.

Ceci est dû au fait que la convolution de la transformée de Fourier d'un signal avec Dirac centré autour d'une fréquence centrale  $F_0$  entraîne un déplacement du spectre du signal autour de  $F_0$ . La convolution avec un peigne de Dirac produit des copies du spectre du signal original tous les  $F_c$ . Ainsi, un décalage de  $F_c$  conduirait à observer le même résultat qu'avec un décalage de 0 Hz.

### Question 14 : Low-pass filter implementation

Les paramètres du filtre passe-bas et de l'analyseur de spectre en sortie du filtre :

Fréquence de transition = 10 %

La décimation = 1

Fréquence de coupure  $F_c = 125$  kHz.

Fréquence d'échantillonnage = 250 kHz.

On garde 250 kHz autour de la fréquence centrale qui nous intéresse.

L'intérêt de décimer est de diminuer l'utilisation des ressources en gardant les informations utiles. Décimer c'est aussi limiter l'impact du bruit.

---

### *Démodulation et restitution de fréquence*

---

#### **Question 15 :** The Carson rule

On vérifie si la loi de Carson est respectée :

$$B_{fm} \approx 2(\Delta f + f_m)$$

$$B_{fm} \approx 2(75 + 53)$$

$$\mathbf{B_{fm} \approx 256 \text{ kHz}}$$

La loi de Carson est respectée. Cette valeur est cohérente avec la mesure qu'on a réalisée. La bande passante d'une station FM est d'environ 250 kHz.

#### **Question 16 :** Signal expressions

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

On commence par considérer que :

$$\phi(t) = \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \int_{-\infty}^t m(u) du$$

Donc :

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

Et, sachant que :

$$S_R(t) = A(t) \cos(\phi(t))$$

$$S_I(t) = A(t) \sin(\phi(t))$$

$$S(t) = S_R(t) + jS_I(t)$$

On trouve :

$$s(t) = A(t) \cos(\phi(t)) + jA(t)\sin(\phi(t))$$

$$s(t) = A(t) e^{j\phi(t)}$$

Dans le domaine discret :

$$y_l(k) = s(k) = A(k) = e^{jk} f \sum_{i=0}^k m(i) + b(k) \cdot$$

Avec :

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

### **Question 17:**

On multiplie notre signal source par un signal cosinus de fréquence 400 kHz pour centrer le signal sur la station RFM. On utilise un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 53 kHz pour réduire le bruit. On fixe un Transition width correspondant à 10 % de la bande passante. En sortie du filtre passe bas, la fréquence d'échantillonnage est trop élevée (150 kHz) pour l'ordinateur qui est à 44 kHz. Afin de réduire la fréquence d'échantillonnage, nous utilisons le bloc *Rational Resampler*. Nous multiplions notre fréquence d'échantillonnage par 150/44.



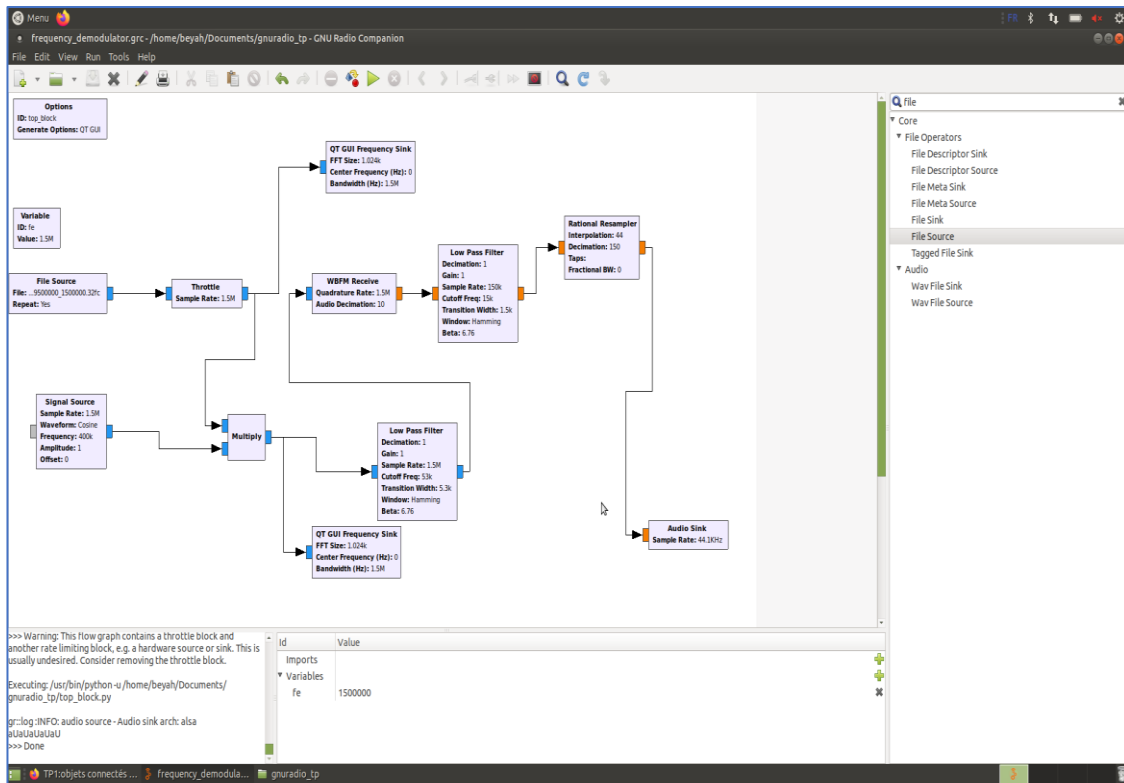


Figure 7 : Récupération du signal démodulé

La figure 8 correspond au signal centré sur la bande RFM et la figure 8.b correspond à notre signal en entrée avec une fréquence d'échantillonnage de 1.5 MHz. Le basculement vers la fréquence centrale correspond à l'offset qu'on a fixé.

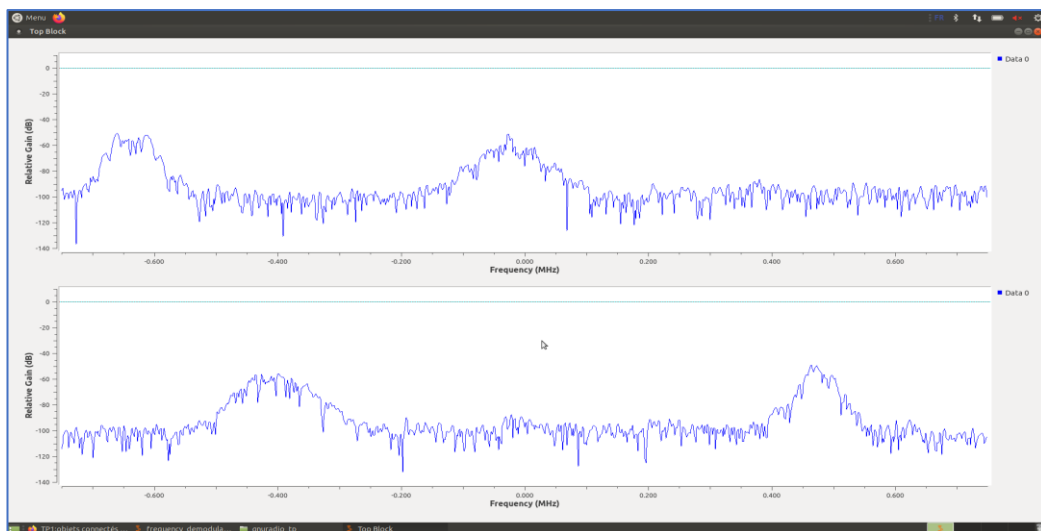


Figure 8: signal reçu en fréquentielle

## Mise en œuvre en temps réel avec un récepteur USRP

Le système de traitement des données précédent (figure 7) est utilisé, mais en remplaçant la source de données. La source de données est remplacée par un bloc UHD USRP Source pour acquérir les données directement de l'USRP. L'USRP et notre traitement du signal peuvent donc être utilisés pour recevoir et démoduler des signaux radio FM.

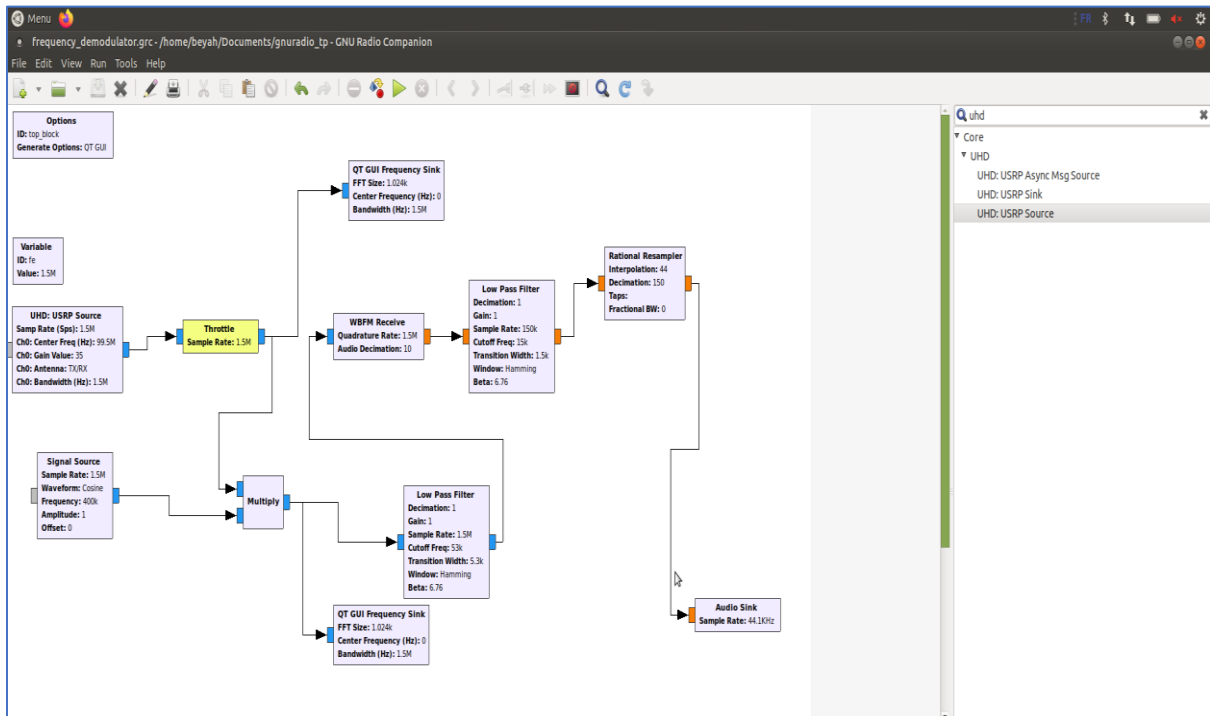


Figure 9 : Traitement du signal pour démoduler le signal reçu à l'aide de l'USRP

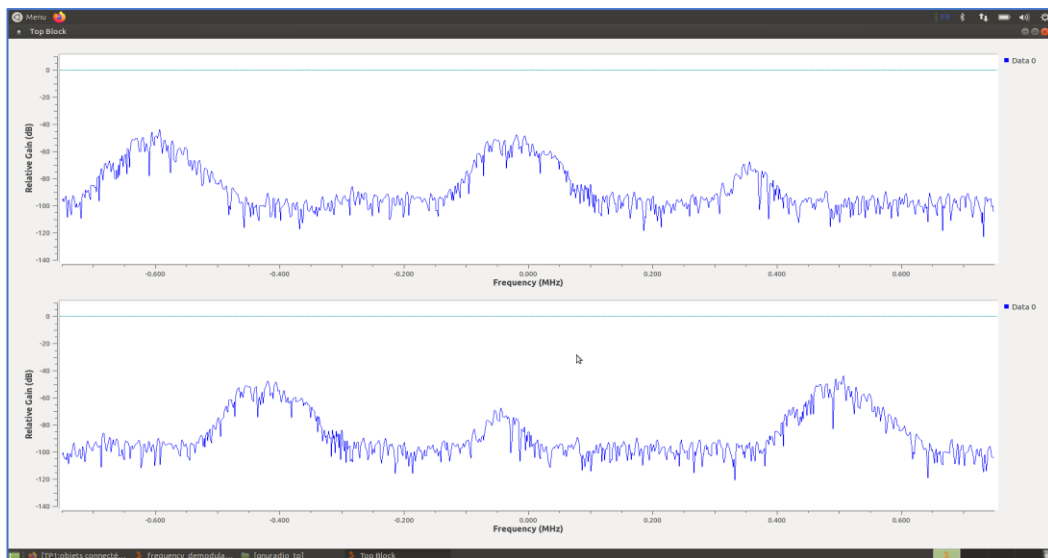


Figure 10 : signal reçu

La figure 10 est le signal reçu par la carte USRP. On peut distinguer les différentes stations : Skyrock, RFM et Nostalgie. Nous avons ajouté un gain de 30 dB et nous avons centré sur la fréquence 99.6 MHz.