
SOFTWARE DEFINED RADIO

Rapport sur les travaux pratiques



15 DECEMBRE 2021

AYMEN BOUKEZZATA
THOMAS BERTON

TABLE DES MATIERES

Présentation du dispositif d'acquisition : la radio logicielle	2
Question 1 :	2
Question 2 :	3
Question 3 :	4
Question 4	5
Question 5	5
Question 6	5
Réception de radiodiffusion en modulation de fréquence (FM)	6
Question 7	6
Question 8	6
Question 9	7
Question 10	8
Question 11	8
Channel extraction by frequency transposition and low-pass filtering	8
Question 12	8
Question 13	9
Question 14	9
Frequency demodulation and restitution	11
Question 15	11
Question 16	11
Question 17	12
Question 18	13
Real time implementation with an USRP receiver	13
Réception of VOLMET messages in AM-SSB	14
Question 19	14

PRESENTATION DU DISPOSITIF D'ACQUISITION : LA RADIO LOGICIELLE

QUESTION 1 :

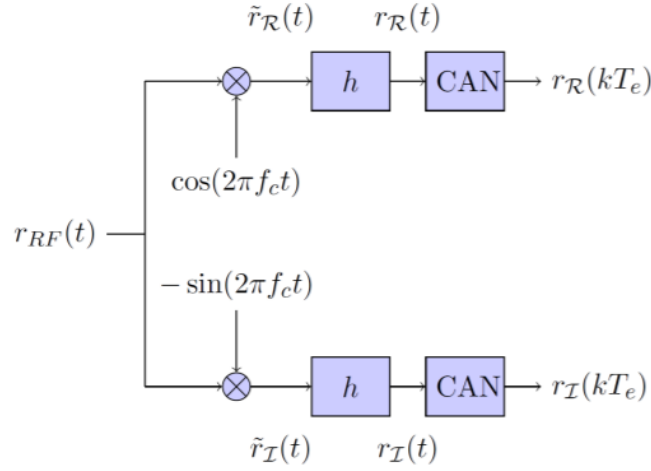


Figure 1 Schéma de principe du récepteur

On se place dans le même principe que la figure 1 avec $S_{rf} = S_r(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_1(t) \sin(2\pi f_0 t)$.
On considère que le signal reçu est égal au signal transmis à savoir : $r_{RF}(t) = s_{RF}(t)$

D'après le schéma fonctionnel du récepteur, on peut exprimer les valeurs des signaux de cette façon :

$$\begin{cases} \tilde{r}_R(t) = \cos(2\pi f_c t) \times r_{RF}(t) = \cos(2\pi f_c t) \times s_{RF}(t) \\ \tilde{r}_I(t) = -\sin(2\pi f_c t) \times r_{RF}(t) = -\sin(2\pi f_c t) \times s_{RF}(t) \end{cases}$$

Nous allons utiliser les équations trigonométriques pour déterminer $\tilde{r}_R(t)$ et $\tilde{r}_I(t)$ en fonction de S_r , s_1 , f_0 et f_c

$$\begin{aligned} \tilde{r}_R(t) &= \cos(2\pi f_c t) \times r_{RF}(t) = S_r \times \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_0 t) - S_I \times \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_c t) \\ \cos(A) \cdot \cos(B) &= \frac{\cos(A+B) + \cos(A-B)}{2} \\ \cos(A) \cdot \sin(B) &= \frac{\sin(B+A) + \cos(B-A)}{2} \\ &= \frac{S_R(t)}{2} [\cos(2\pi(f_0 - f_c)t) + \cos(2\pi(f_0 + f_c)t)] - \frac{S_I(t)}{2} [\sin(2\pi(f_c + f_0)t + \sin(2\pi(f_0 - f_c)t)] \end{aligned}$$

Nous allons utiliser la même méthode pour trouver $\tilde{r}_I(t)$

$$\begin{aligned} \tilde{r}_I(t) &= -\sin(2\pi f_c t) \times r_{RF}(t) = -S_r \cdot \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_0 t) + S_I \cdot \sin(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_c t) \\ \sin(A) \cdot \sin(B) &= \frac{\cos(A-B) - \cos(A+B)}{2} \\ \cos(A) \cdot \sin(B) &= \frac{\sin(B+A) + \cos(B-A)}{2} \\ \tilde{r}_I(t) &= \frac{S_I(t)}{2} [\cos(2\pi(f_0 - f_c)t) - \cos(2\pi(f_0 + f_c)t)] - \frac{S_R(t)}{2} [\sin(2\pi(f_0 + f_c)t) - \sin(2\pi(f_c - f_0)t)] \end{aligned}$$

QUESTION 2 :

En considérant maintenant $f_c = f_0$, et les résultats de la question 1, nous obtenons :

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

Nous appliquons le même raisonnement pour $\tilde{r}_I(t)$:

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

En passant en fréquentielle à l'aide la transformée de Fourier, on obtient :

$$\cos(2\pi f_0 t) = \frac{\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)}{2} \quad \left| \quad \sin(2\pi f_0 t) = \frac{\delta(f - f_0) - \delta(f + f_0)}{2j} \quad \right| \quad 1 = \delta(f)$$

$$\tilde{R}_R(f) = F\{\tilde{r}_R(t)\}$$

$$= S_R(f) * \frac{1}{2} \delta(f) * \left[\delta(f) + \frac{\delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)}{2} \right] - S_I(f) * \frac{1}{2} \delta(f) * \left[\frac{\delta(f - 2f_0) - \delta(f + 2f_0)}{2j} \right]$$

$$\begin{aligned}&= \frac{S_R(f)}{4} \delta(f) * [2\delta(f) + \delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)] - \frac{S_I(f)}{4j} \delta(f) * [\delta(f - 2f_0) - \delta(f + 2f_0)] \\ &\quad [x(f) * \delta(f - f_\tau) = x(f - f_\tau)] \quad f_\tau = 0 \\ &= \frac{S_R(f)}{4} [2\delta(f) + \delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)] - \frac{S_I(f)}{4j} [\delta(f - 2f_0) - \delta(f + 2f_0)] \\ &\quad \frac{1}{4} [2S_R(f) + S_R(f - 2f_0) + S_R(f + 2f_0) + jS_I(f - 2f_0) - jS_I(f + 2f_0)]\end{aligned}$$

$$\tilde{R}_I(f) = F\{\tilde{r}_I(t)\}$$

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

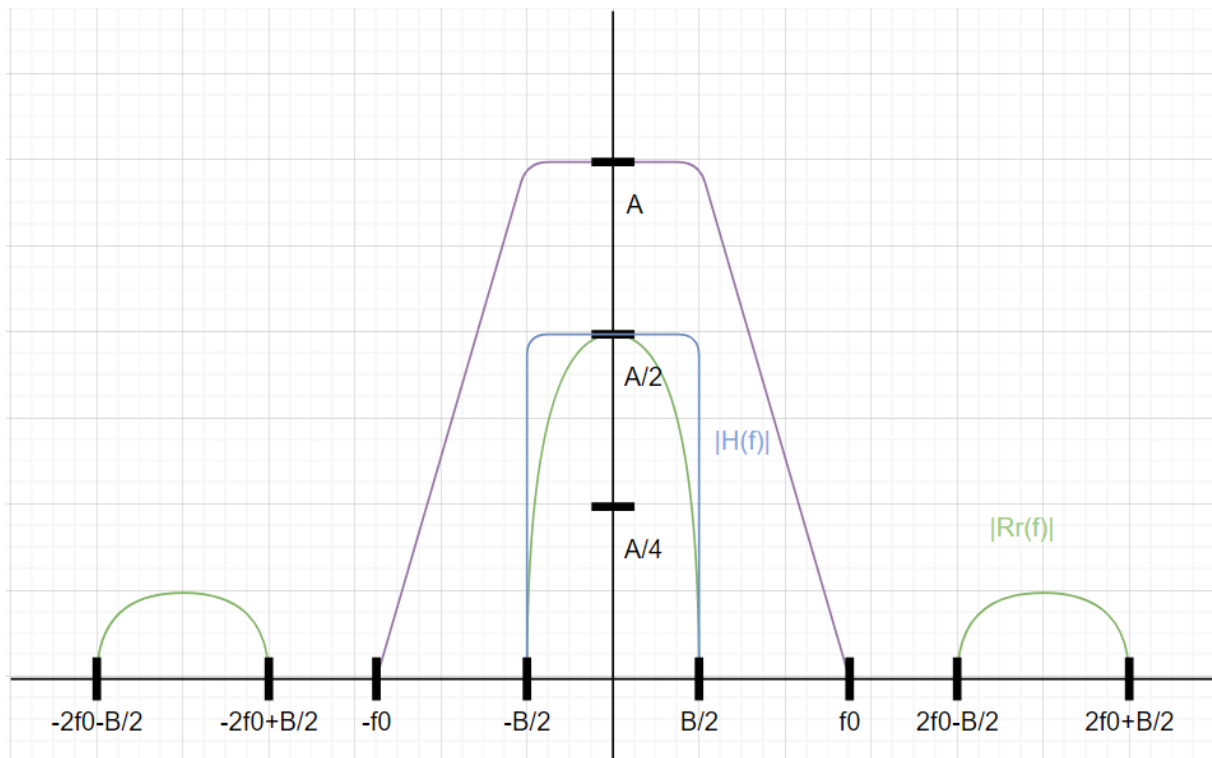


Figure 2: Représentation du signal + filtre dans le domaine fréquentiel

On remarque que les deux modules Réel et Imaginaire sont identiques avec une différence de phase de π .

Les caractéristiques du filtre $H(f)$:

- C'est un filtre passe bas avec une fréquence de coupure entre $\frac{B}{2} < f_c < 2f_0 - \frac{B}{2}$ pour garder uniquement la bande centrale de $\tilde{S}_R(f)$ et $\tilde{S}_I(f)$
- Une bande étroite à $(f_0 > \frac{B}{2})$ pour éviter les interférences avec la bande fondamentale
- Le filtre doit amplifier le signal de deux fois pour compenser le signal et éliminer les signaux à partir de $\frac{B}{2} < f < 2f_0 - \frac{B}{2}$

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

QUESTION 3 :

Le récepteur ne fonctionne pas avec les Bandes Largees "Wide-Band", car les fréquences harmoniques risquent de s'interférer avec la bande fondamentale.

Comme on peut le voir dans la figure ci-dessous, il y a des chevauchements entre les signaux. Ce type de récepteur n'est donc pas adapté, il faut changer d'antenne.

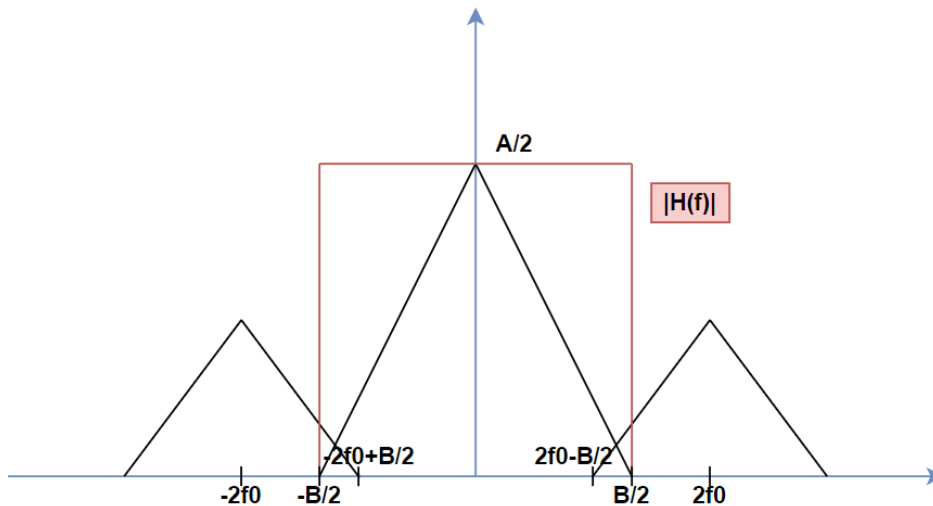


Figure 3: Représentation de la "Wide-Band" dans le domaine fréquentiel

QUESTION 4

Afin de déterminer la fréquence d'échantillonnage, nous allons utiliser le théorème de Nyquist à savoir $f_e > 2f_{max}$.

Dans notre cas, nous avons $f_{max} = \frac{B}{2}$ donc $f_e > 2 \times \frac{B}{2}$
 $\Leftrightarrow f_e > B$
 $\Leftrightarrow T_e < \frac{1}{B}$

Le critère de Shannon-Nyquist définit la fréquence minimale à utiliser pour récupérer toutes les données après une démodulation.

QUESTION 5

Il serait possible de changer l'ordre des étapes de transpositions de fréquence et de conversion analogique-numérique mais cela ne serait pas efficace. En effet, il faudrait échantillonner notre à une fréquence beaucoup plus élevée, car elle serait de $f_e = 2 \times (2f_0 + \frac{B}{2})$

Cependant, cette solution est beaucoup plus coûteuse en ressource (et donc en coût matérielle) et il y aurait plus de bruit.

QUESTION 6

Soit le signal bande étroite :

$$\begin{aligned} S_{RF}(t) &= A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \\ &= S_R(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - S_I(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \end{aligned}$$

En appliquant la transformée de Fourier :

$$\cos(2\pi f_0 t) = \frac{\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)}{2} \quad \left| \quad \sin(2\pi f_0 t) = \frac{\delta(f - f_0) - \delta(f + f_0)}{2j} \quad \right| \quad 1 = \delta(f)$$

$$\begin{aligned}
S_{RF} &= \frac{S_R(f)}{2} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] - \frac{S_I(f)}{2j} [\delta(f - f_0) - \delta(f + f_0)] \\
&= \frac{1}{2} [S_R(f - f_0) + S_R(f + f_0) + jS_I(f - f_0) - jS_I(f + f_0)]
\end{aligned}$$

On ne garde que les termes en $(f - f_0)$:

$$\begin{aligned}
S_a(f) &= S_R(f - f_0) + jS_I(f - f_0) = [S_R(f) + jS_I(f)] * \delta(f - f_0) \\
s_a(t) &= [s_R(t) + js_I(t)] \times e^{j2\pi f_0 t}
\end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{cases} s_R(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \\ s_I(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \end{cases}$$

$$s(t) = s_R(t) + js_I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) + jA(t) \sin(\varphi(t)) = A(t)e^{j\varphi(t)}$$

RECEPTION DE RADIODIFFUSION EN MODULATION DE FREQUENCE (FM)

Dans cette partie, nous nous concentrons sur les signaux VHF (Very High Frequency) et plus particulièrement sur la sous bande comprise entre 87,5 MHz et 108MHz qui est dédiée à la diffusion FM de la radiodiffusion.

QUESTION 7

Description des différents blocs :

- Le bloc **option** donne les informations du projet, on y remplit l'auteur, le titre et le type de librairie utilisé.
- Les blocs **variables** permettent de donner une valeur à un nom, c'est le même principe que dans les langages de programmation.
- Le bloc **"File Source"** permet de récupérer un fichier. L'option repeat permet de répéter l'enregistrement.
- Le bloc **Throttle** permet d'imposer une fréquence d'échantillonnage du fichier. Le fichier contient une F_e différente, on lui en impose donc une. Cela permet de mieux répartir les ressources en contrôlant sa F_e .
- Le bloc **QT Gui** est une représentation graphique de manière fréquentielle, on y observe une FTT pour observer la puissance des signaux en fonction des fréquences.
- Le bloc **SINK** va nous permettre de choisir avec plusieurs options d'avoir des représentations différentes.
- Le bloc **range** permet de faire une modification dynamique de nos variables.

QUESTION 8

Les données manquantes sont les suivantes :

- $f_e = 99,5 \text{ MHz}$

- $f_0 = 1,5 \text{ MHz}$
- $\text{Sample rate} = f_e$
- $\text{Frequence centrale} = f_0$
- $\text{Largeur de bande} = f_e$

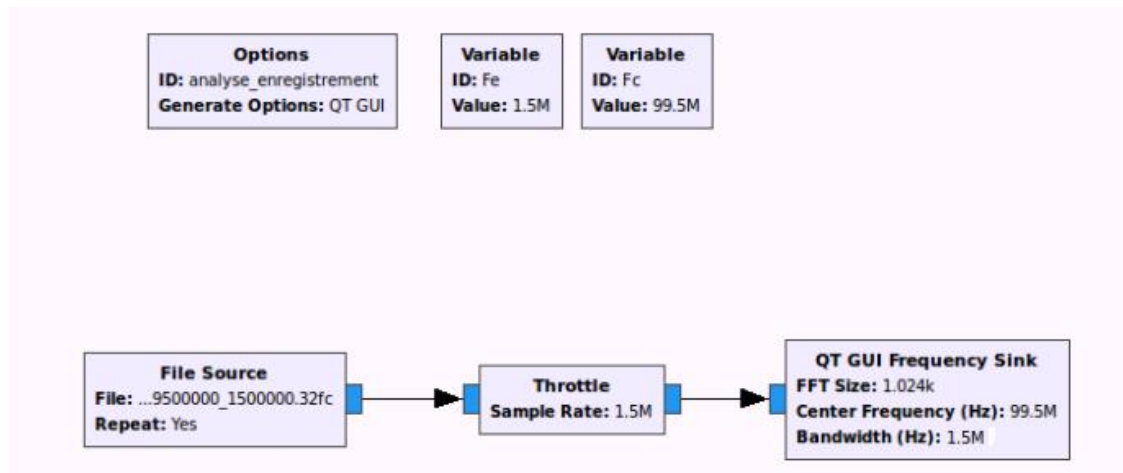


Figure 4: GNURadio Workspace des données signal FM

QUESTION 9

A première vue, nous pouvons observer deux principaux signaux. Un premier autour de 99.1MHz qui correspond à la station RFM autour de Toulouse et un deuxième autour de 100MHz qui correspond à la station Skyrock.

Si on utilise l'option Max Hold, on peut observer un 3ème signal à 99,5 MHz qui correspond à Nostalgie FM. Ce signal est très mal perçu à l'INSA. Ceci est peut-être dû à des interférences ou à la topologie du signal, on ne connaît pas exactement l'origine du problème.

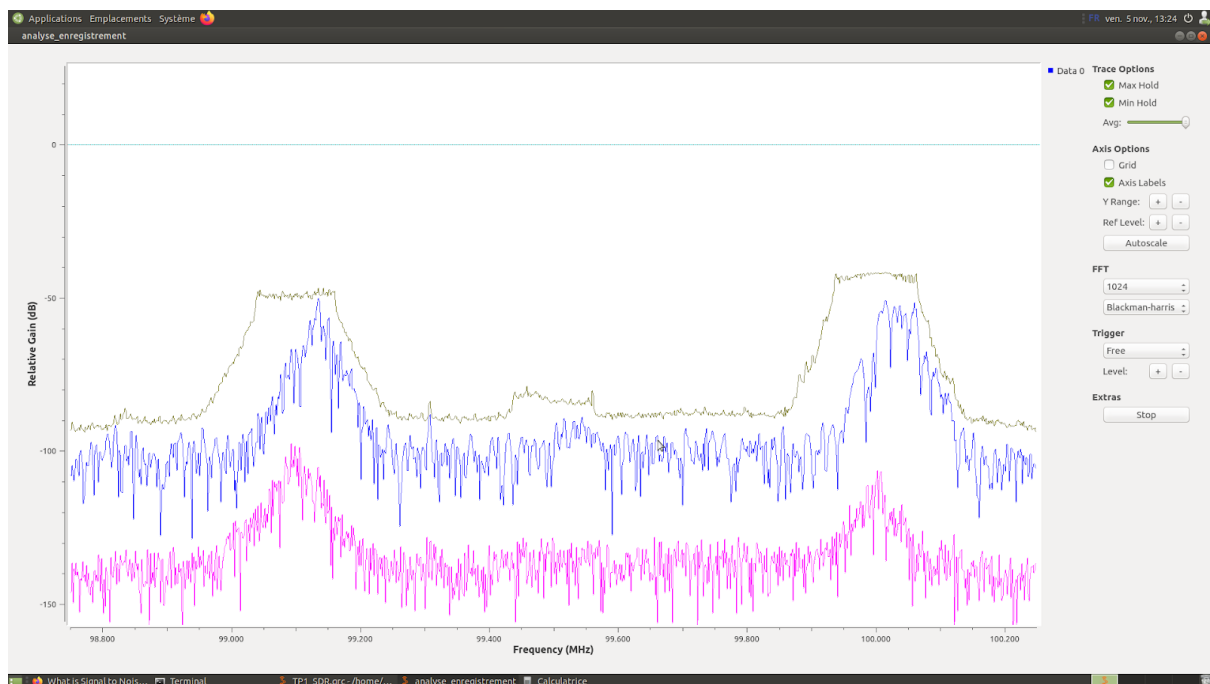


Figure 5: Spectre de fréquence radio FM (3 différentes stations)

QUESTION 10

Le SNR (Signal to Noise) est le rapport entre le signal utile et le bruit, ce ratio est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. Pour le mesurer, nous devons faire le rapport entre le gain maximal du signal et le gain maximum du bruit.

- Pour RFM : $SNR = \frac{S_{max}}{N_{max}} = \frac{-50 \text{ dB}}{-93 \text{ dB}} = -50 - (-93) = 43 \text{ dB}$ (Voir la figure ci-dessous)
- Pour Skyrock : $SNR = -43 - (-93) = 50 \text{ dB}$
- Pour Nostalgie FM : $SNR = -80 - (-92) = 12 \text{ dB}$

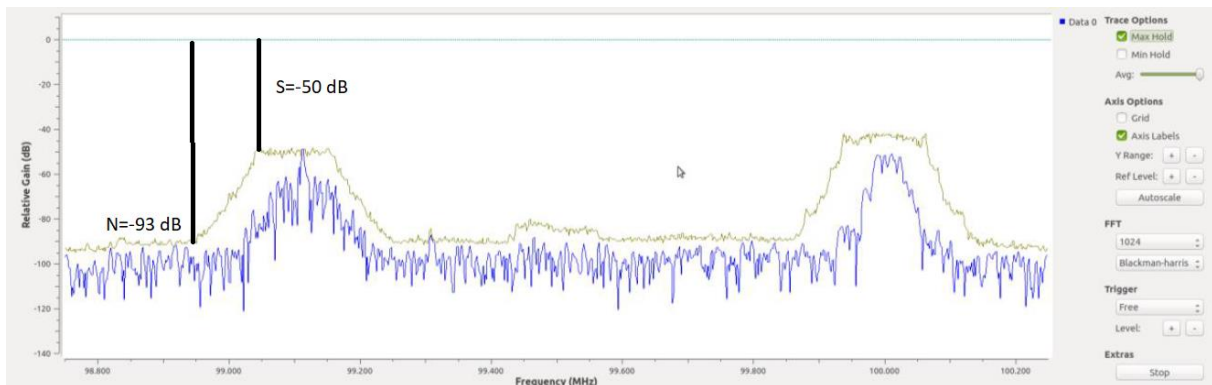


Figure 6: SNR de la radio Skyrock

Plus on a un débit élevé et plus cela sera nécessaire pour démoduler un signal. Entre 4 et 5 dB on a un signal 2 ou 3 fois plus puissant que le bruit.

Les stations Skyrock et Toulouse FM ont un SNR de 40 dB, donc la puissance du signal est 10 000 fois plus grande que le signal du bruit. Ainsi ces canaux sont meilleurs pour démoduler les signaux par rapport à la station Nostalgie FM.

QUESTION 11

Pour Skyrock, nous avons mesuré aux valeurs max, nous avons comme largeur de bande [99.862;100.150] soit une bande passante de 0,288 soit 288kHz.

Pour Nostalgie, nous avons [99,42 ;99,55] soit 0,13 \equiv 130 kHz et pour RFM, nous avons [99.28 ;98.9] soit 0,38 \equiv 380 kHz .

CHANNEL EXTRACTION BY FREQUENCY TRANSPOSITION AND LOW-PASS FILTERING

QUESTION 12

Pour effectuer le traitement, il faut se ramener à une bande de base et en quadrature. C'est le démodulateur QI qui s'en charge, puis on l'échantillonne. On souhaite placer la fréquence centrale à 0.

Pour centrer la station Skyrock à 0, on a modifié le bloc QT GUI Frequency Sink. Ensuite, nous avons rajouté un offset variable. Pour cela il suffit de multiplier notre signal initial par un cosinus de fréquence « fl_range » qui a une valeur initiale de 500kHz.

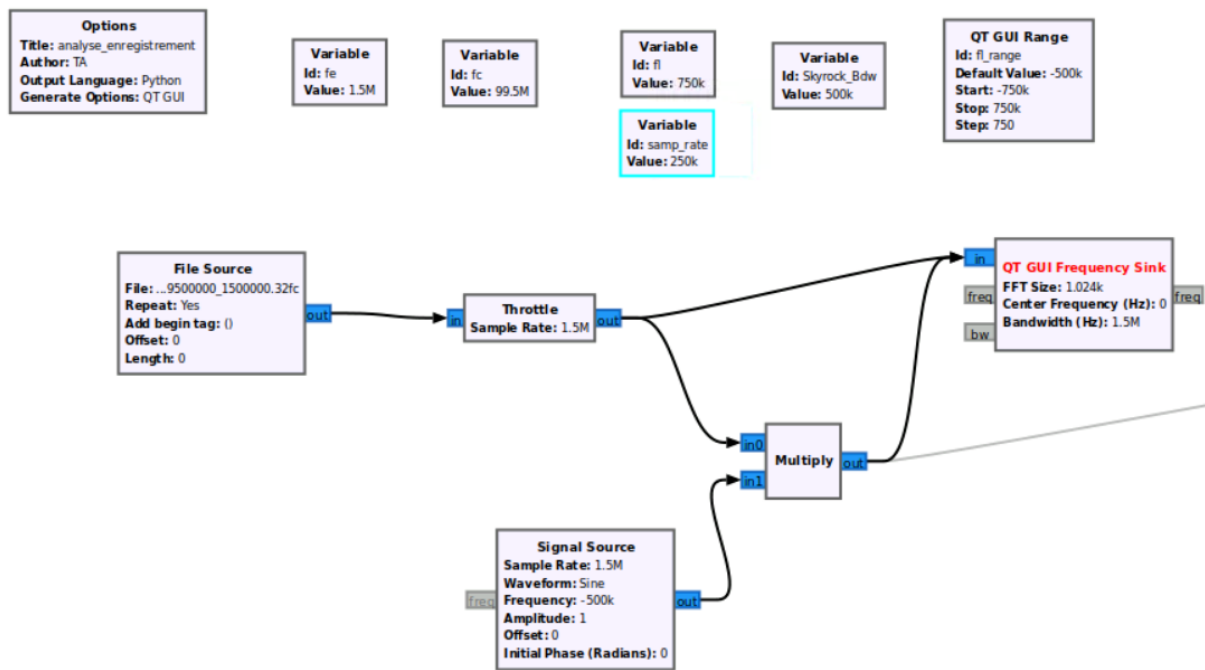


Figure 7: Workspace de la translation du spectre FM

Finalement, nous avons bien notre signal Skyrock qui est centré à 0.

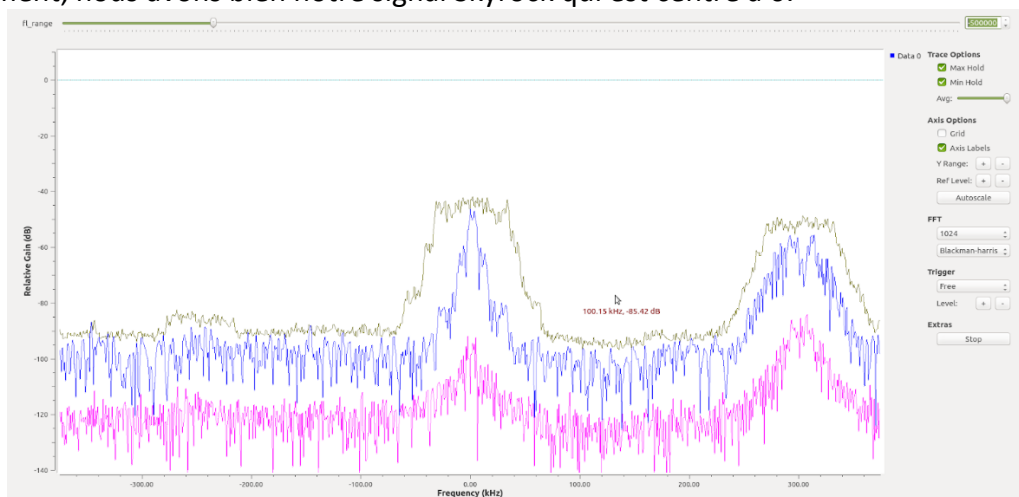


Figure 8: Spectre de la radio Skyrock (au centre)

QUESTION 13

Si on met une fréquence supérieure à la fréquence d'échantillonnage et qu'on est multiple de f_e , on aura une périodicité de 2π , on revient donc au même signal, on ne verra pas de différence.

QUESTION 14

Comme nous souhaitons seulement écouter Skyrock, nous voulons filtrer tous les autres canaux. Skyrock se situe à 500 KHz. On ajoute un filtre passe-bas. Nous avons ajouté le bloc *Low Pass filter*

avec les paramètres suivants :

Properties: Low Pass Filter		
General	Advanced	Documentation
FIR Type	Complex->Complex (Decimating) ▼	
Decimation	1	
Gain	1	
Sample Rate	fe	
Cutoff Freq	Skyrock_Bdw/4	
Transition Width	0.1*Skyrock_Bdw/4	
Window	Hamming ▼	
Beta	6.76	

Figure 9: Paramètres du filtre passe bas

Le facteur de décimation peut être utile lorsque la fréquence d'échantillonnage est inférieure à 125KHz. Son intérêt est de diminuer l'utilisation des ressources tout en gardant les informations utiles.

Le signal est bien filtré à 500 KHz, nous observons uniquement Skyrock.

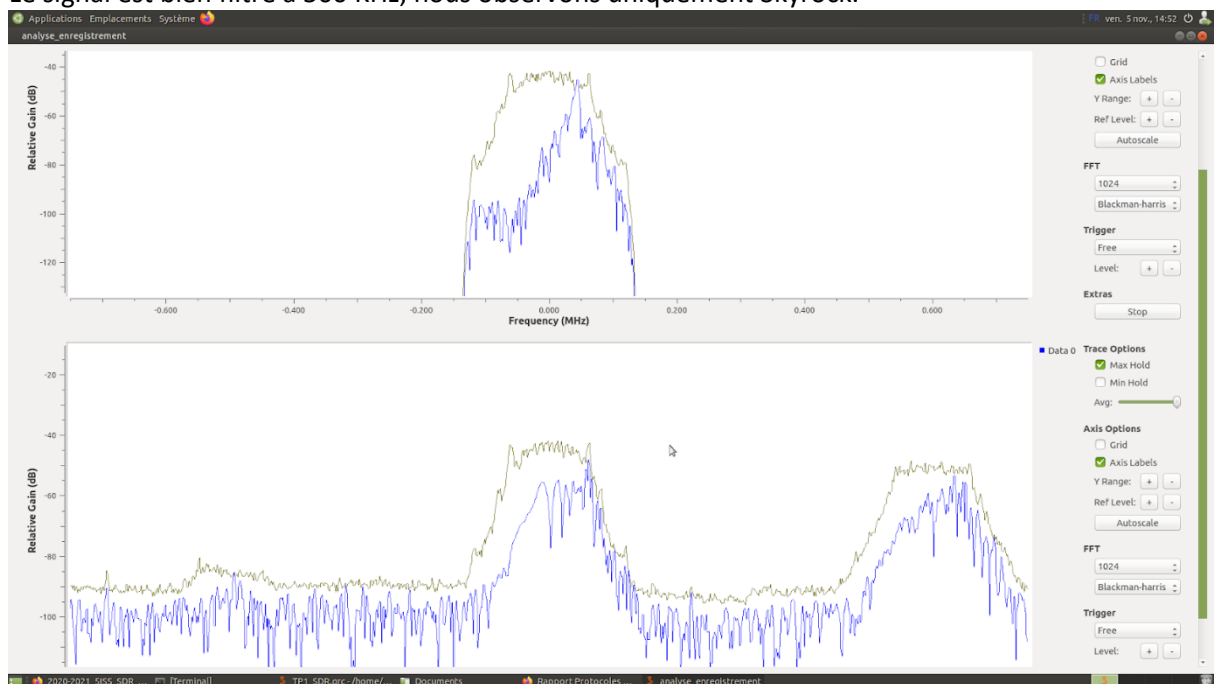


Figure 10: Spectre de la radio Skyrock après filtrage

FREQUENCY DEMODULATION AND RESTITUTION

QUESTION 15

Nous souhaitons vérifier que la règle de Carson ait bien été respectée.

$$\begin{aligned} B_{FM} &\approx 2(\Delta f + f_m) \\ B_{FM} &= 2 * (75kHz + 57kHz) = 264kHz. \end{aligned}$$

Ce résultat est cohérent car la bande passante des signaux FM est autour de 250kHz.

QUESTION 16

On module le signal $m(t)$ en fréquence qui est centré sur f_0 pour obtenir le signal $s_{RF}(t)$. Nous avons donc :

$$\begin{aligned} s_{RF}(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \\ &\equiv s_R(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_I(t) \sin(2\pi f_0 t) \\ &= A \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \times \int_{-\infty}^t m(u) du\right) \end{aligned}$$

On peut poser que :

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

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

De plus nous savons que :

$$\begin{aligned} s_R(t) &= A(t) \cos(\varphi(t)) \\ s_I(t) &= A(t) \sin(\varphi(t)) \\ s(t) &= s_R(t) + js_I(t) \end{aligned}$$

Nous obtenons alors : $s_{RF}(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_0 t) - A(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_0 t)$

En utilisant l'enveloppe complexe, on a :

$$\begin{aligned} s_{RF}(t) &= A(t) \cos(\varphi(t)) + jA(t) \sin(\varphi(t)) \\ &= A(t) e^{j\varphi(t)} \\ &= A(t) e^{j \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \int_{-\infty}^t m(u) du} \end{aligned}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} t = kT_e \\ u = iT_e \end{cases}$$

Dans le domaine discret on obtient :

$$y_l(k) = s[k] = A \left[\frac{k}{f_e} \right] e^{j \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \int_{-\infty}^k m(u) du} + b[k]$$

On peut identifier :

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

Comme $A[\frac{k}{f_e}]$ est une constante on a donc :

$$y_l[k] = Ae^{jk_f \sum_{i=0}^k m[i]} + b[k]$$

avec $b[k]$ qui est un terme de bruit complexe introduit par le canal de propagation ainsi que par l'émetteur-récepteur lui-même. Il suit une loi Normale de variance σ_B et de moyenne nulle.

QUESTION 17

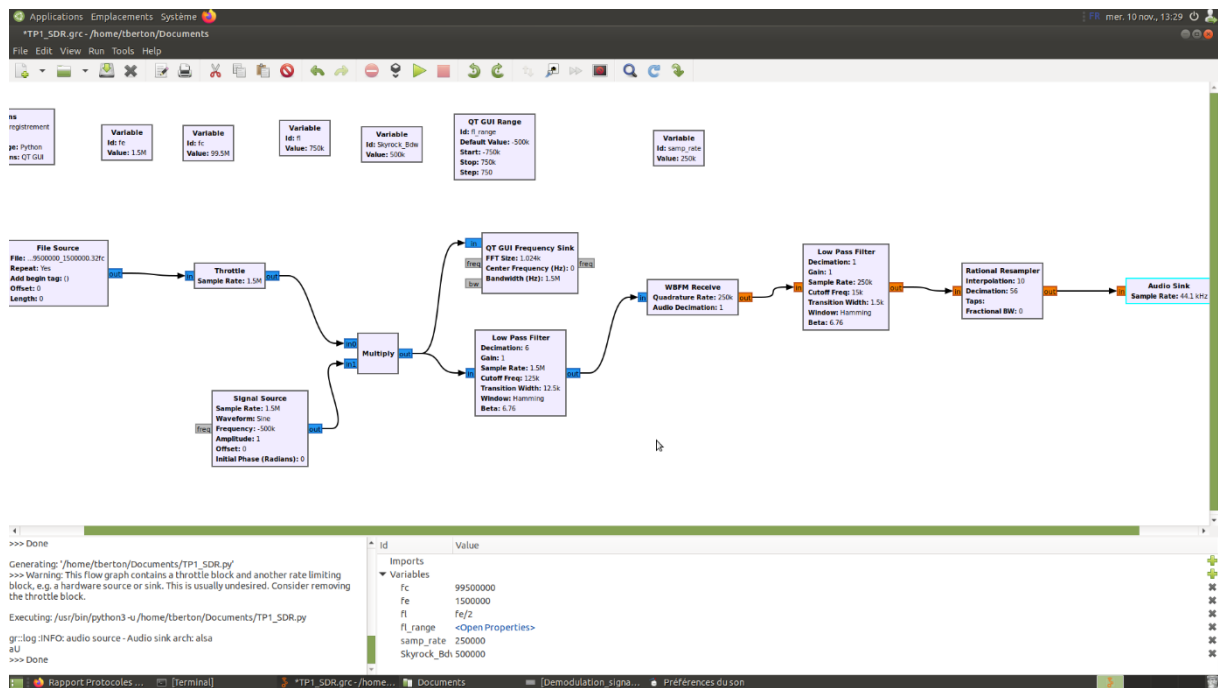


Figure 11: Workspace pour écouter le son de la radio Skyrock

WBFM Receive : pour démoduler le signal FM, l'entrée prend le signal complexe en bande de base et à la sortie on a le signal démodulé en float.

Low Pass Filter : on définit une fréquence de coupure 15kHz pour récupérer le signal monophonique (0Hz – 15kHz).

Audio Sink : Ce bloc permet de lire le signal audio

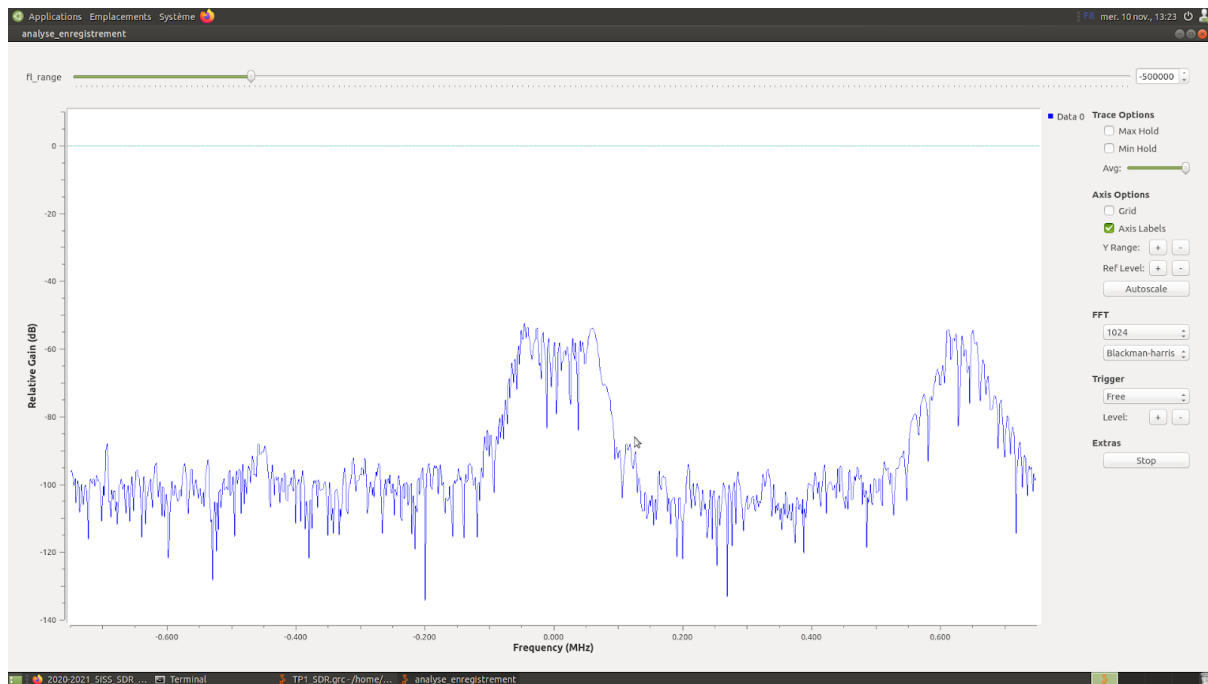


Figure 12: spectre du signal de sortie

QUESTION 18

En démodulant le signal, nous pouvons entendre que sur Skyrock le gagnant de l'album de Sam Smith est Jordie, sur Nostalgie nous avons écouté YMWA de Village People et sur RFM, nous avons pu écouter One Republic.

Nous recevons bien les signaux (skyrock et rfm) sauf nostalgie car il y a trop d'interférences.

REAL TIME IMPLEMENTATION WITH AN USRP RECEIVER

Dans cette partie, nous allons utiliser le même système de traitement que nous avons utilisé précédemment. Mais cette fois-ci, les données entrantes proviennent directement de l'USRP. Nous allons ensuite notre système de traitement afin de démoduler des signaux radios FM.

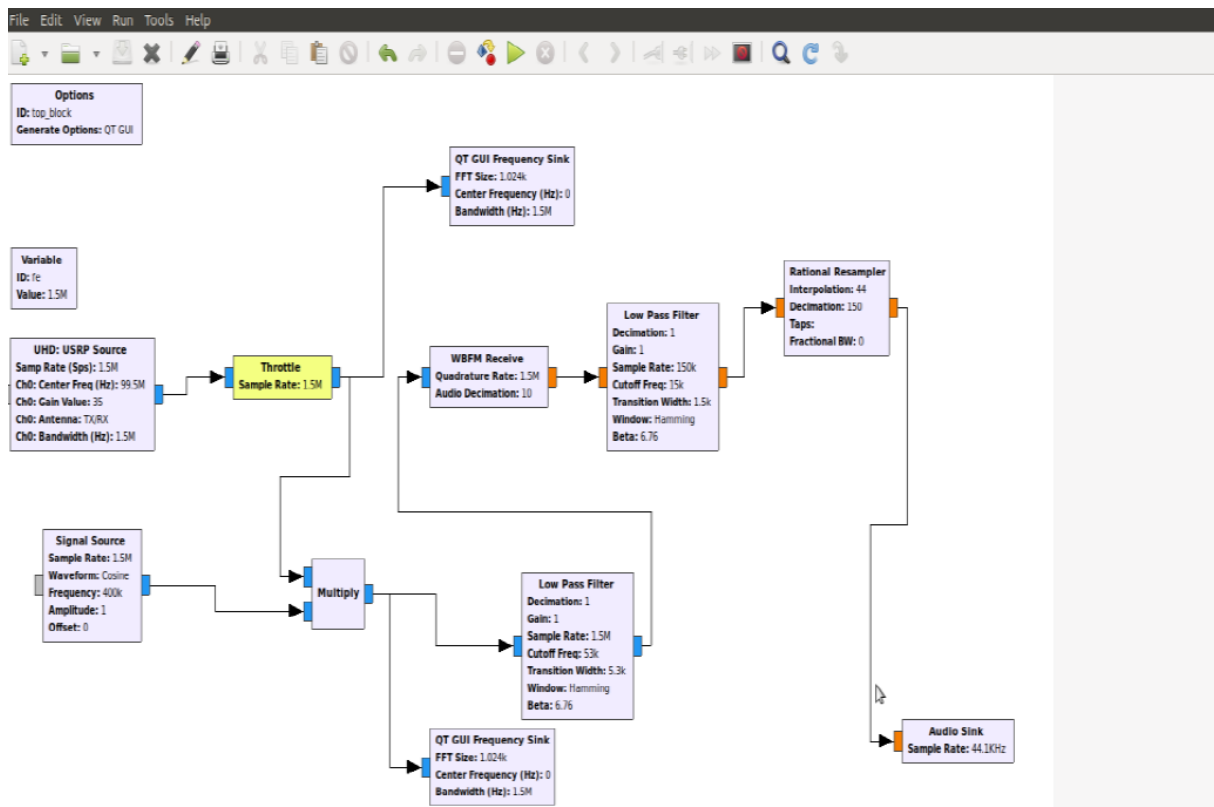


Figure 13: Workspace de l'USD USRP Source

Nous pouvons voir que nous recevons bien un signal par l'USRP. Nous avons centré notre signal à 99,5, et nous percevons bien les trois radios : Skyrock, Nostalgie et RFM.

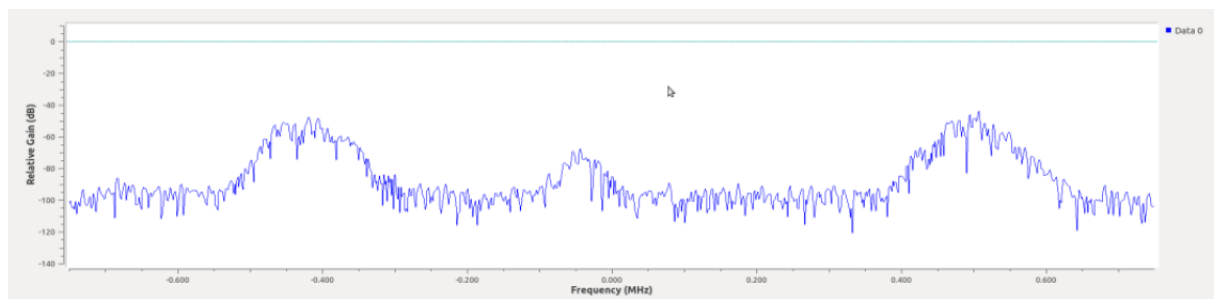


Figure 14: Spectre du signal retourné par l'USRP

RECEPTION OF VOLMET MESSAGES IN AM-SSB

QUESTION 19

Nous nous intéressons maintenant à la sous-bande de fréquences comprise entre 11,175 MHz et 11,4 MHz, qui est réservée aux communications aéronautiques internationales et en particulier au service VOL METEO (VOLMET).

L'enregistrement a été obtenu avec une fréquence centrale de $f_0 = 1,2965$ MHz et une fréquence d'échantillonnage de $f_e = 250$ kHz.

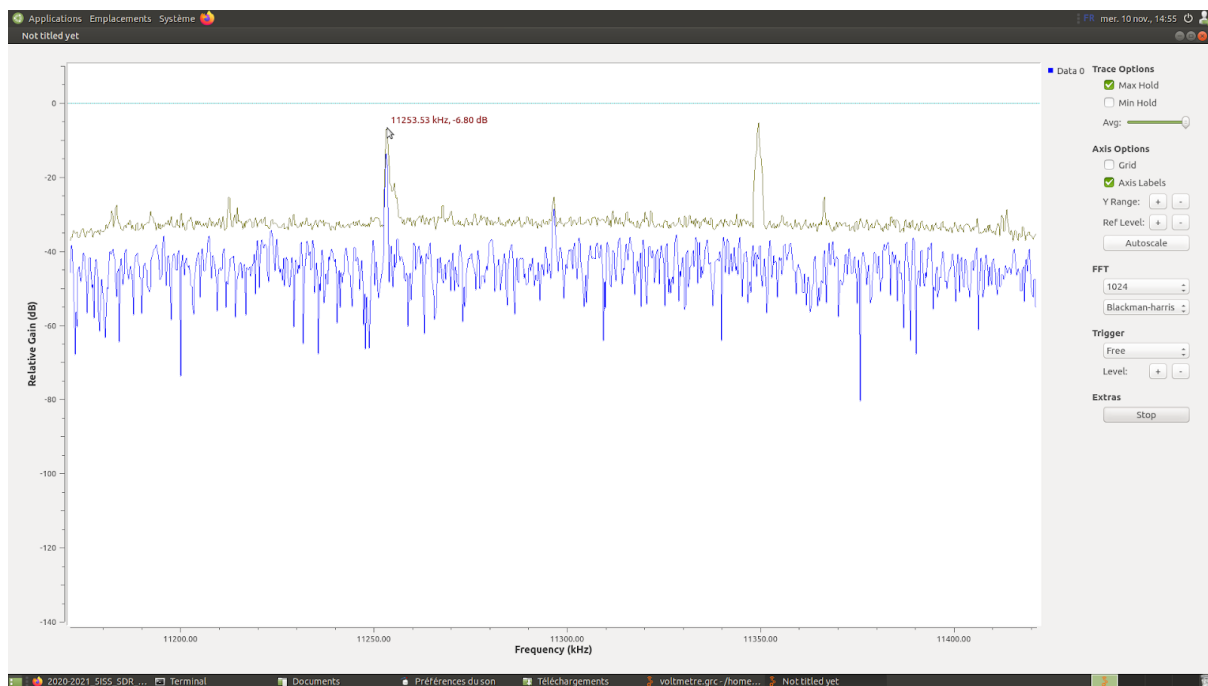


Figure 15: pic de fréquence de la station militaire Royal Air Force

Nous pouvons observer un signal avec un maximum autour de -12 dB avec une fréquence de $11,253\text{ MHz}$. Sur le site <http://www.dxinfocentre.com/volmet.htm/>, nous pouvons en conclure qu'il s'agit de la station Radio English Royal Air Force.

11.3 MHz							
11.247	, 35	MTS	FLK VIPER	-51 50 14	-58 28 14	IRREGULAR HOURS	
11.253	Cont	MKL	ENG MILITARY ONE	50 28 58	-5 00 00		
11.297	25, 55	RLAP	RUS ROSTOV	RR 47 15 12	39 49 02	DAY	

Figure 16: Table de VOLMET des stations de fréquence