

---

## TP Protocoles pour les objets connectés

---

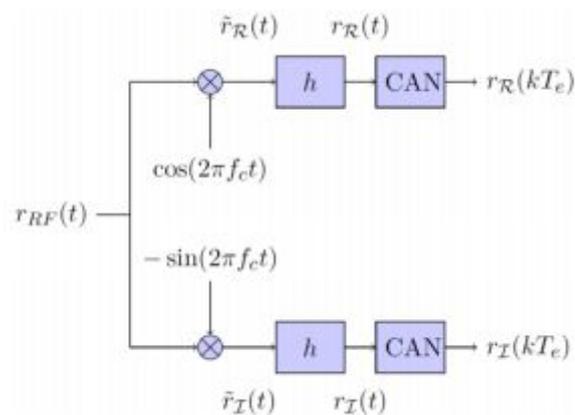
Au cours de ces sessions de travaux pratiques, nous nous sommes concentrés sur la réception de signaux de communication en temps réel.

Tout d'abord, nous démontrerons que, dans le cas des signaux à bande étroite, les émetteurs-récepteurs permettent de réaliser des transmissions avec transport de fréquence sans l'altération des données.

Deuxièmement, nous travaillerons sur la diffusion en FM afin de la démoduler en temps réel.

Par la suite, la diffusion de VOLMET AM sera traitée à nouveau en temps réel.

Enfin, un petit projet autour de la couche physique de l'OSI d'une technologie d'Internet des objets (IoT) sera réalisée en l'autonomie.



*Schéma Fonctionnel USPR*

## Partie 1 :

### Question N°1 :

Considérant que le signal reçu est similaire à celui émis ( $r_{RF}(t) = s_{RF}(t)$ ) et en utilisant des formules trigonométriques, exprimer le signal  $r_{R\sim}(t)$  et  $r_{I\sim}(t)$  en fonction de  $s_R(t)$ ,  $s_I(t)$ ,  $f_0$  et  $f_c$ .

$$s_{RF}(t) = s_R(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t) - s_I(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t), t \in \mathbb{R}$$

$$\text{avec } r_{RF}(t) = s_{RF}(t)$$

### Equation concernant la Partie Réelle

$$\tilde{r}_R(t) = (s_R(t) * \cos(2\pi f_0 t)) - s_I(t) * \sin(2\pi f_0 t) * \cos(2\pi f_c t)$$

$$\tilde{r}_R(t) = (s_R(t) * \cos(2\pi f_0 t) * \cos(2\pi f_c t)) - (s_I(t) * \sin(2\pi f_0 t) * \cos(2\pi f_c t))$$

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

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

### Question N°2 et N°3 :

Si nous prenons  $f_c = f_0$  -traduction dans la bande de base par hétérodynage - , quelles devraient être les caractéristiques des filtres  $h$  pour obtenir  $r_R(t) = s_R(t)$  et  $r_I(t) = s_I(t)$  ?

Vous devez faire une représentation de  $R_{\sim}(f)$  et  $R_{I\sim}(f)$ , après avoir utilisé les transformées de Fourier. Si vous voulez travailler dans le domaine temporel, une hypothèse doit être clairement énoncée et vérifiée.

On considère donc  $f_c = f_0$ , dans le but d'obtenir  $r_R(t) = s_R(t)$  et  $r_I(t) = s_I(t)$ .

Dans le domaine temporel :

Pour la partie réelle :

$$\tilde{r}_R(t) = \frac{s_R(t)}{2} * (\cos(4\pi f_0 t) + \cos(0)t) - \frac{s_I(t)}{2} * (\sin(4\pi f_0 t) + \sin(0)t)$$

$$r_{\tilde{R}}(t) = s_R(t) * \left(\frac{1 + \cos(4\pi f_0 t)}{2}\right) - s_I(t) * \left(\frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2}\right)$$

Pour la partie imaginaire :

$$r_{\tilde{I}}(t) = s_I(t) * \left( \frac{1 - \cos(4\pi f_0 t)}{2} \right) - s_R(t) * \left( \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2} \right)$$

Dans le domaine fréquentiel :

Pour la partie réelle :

$$R_{\tilde{R}}(f) = \frac{1}{4} * [2S_R(f) + S_R(f - 2f_0) + S_R(f + 2f_0) + jS_I(f - 2f_0) - jS_I(f + 2f_0)]$$

Pour la partie imaginaire :

$$R_{\tilde{I}}(f) = \frac{1}{4} * [2S_I(f) - S_I(f - 2f_0) - S_I(f + 2f_0) + jS_R(f - 2f_0) - jS_R(f + 2f_0)]$$

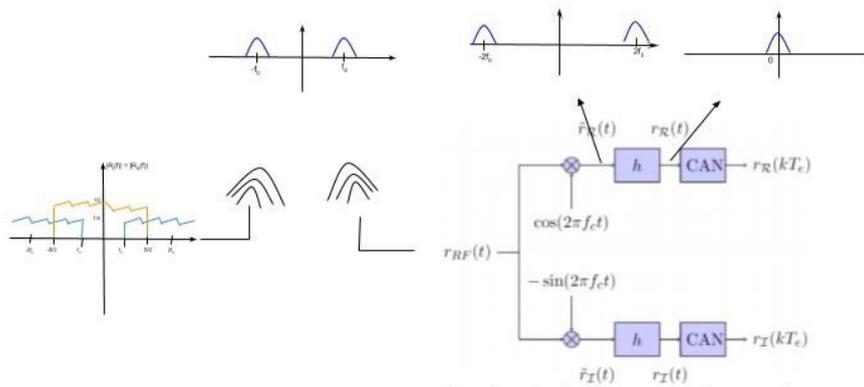
On va donc dorénavant considérer  $|H(f)| = 2$  avec l'hypothèse :

$$\frac{B}{2} \leq f_c \leq 2f_0 - \frac{B}{2}$$

Une hypothèse que l'on va conserver par la suite.

### Question N°3 :

Le récepteur présenté dans la figure 2 peut-il fonctionner avec des signaux à large bande ?



**Question N°4 :**

Comment choisir la période d'échantillonnage  $T_e$  afin de récupérer  $rR(t), t \in \mathbb{R}$  de  $rR(k \cdot T_e), k \in \mathbb{Z}$  ?

Avec le critère de Shannon,  $f_e \geq 2f_{max}$  et  $f_{max} = \frac{B}{2}$ .

Donc nous prenons en compte la période d'échantillonnage tel que :

$$f_e > B \text{ donc } T_e = 1/B$$

**Question N°5 :**

Pourquoi ne pas échanger les étapes de la transposition des fréquences et de la conversion de l'analogique au numérique ?

$$f_{max} = f_0 + \frac{B}{2}$$

Dans notre cas, on considère que

De ce fait, le critère de Shannon devient :

$$f_e > 2f_0 + B$$

Ce qui impose d'utiliser un CAN très rapide qui coûte par conséquent très cher, c'est pour cela que nous ne préférons pas cette solution.

**Question N°6 :**

Supposons un véritable signal à bande étroite

$$sRF(t) = A(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t))$$

$$= sR(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t) - sI(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t), t \in \mathbb{R}.$$

Exprimons en fréquentiel puis en temporel son signal analytique et son enveloppe complexe en fonction de  $f_0$ , sachant que  $SRF(f) = SRF * (-f)$ .

Nous avons le signal transmis en fréquentiel tel que :

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

Pour le signal analytique en fréquentiel on ne garde que les fréquences positives et on double l'amplitude.

$$S_a(f) = 2S_{RF}(f) = S_{RF}(f) + \text{sneg}(f)S_{RF}(f) = 2S_{RF}(f)$$

$$S_a(f) = S_R(f - f_0) - jS_I(f - f_0) = [S_R(f) + jS_I(f)] * \delta(f - f_0)$$

Passons le signal analytique en temporel avec l'aide de la transformée de Fourier inverse.

$$S_a(t) = (S_R(t) + jS_I(t)) * e^{j2\pi f_0 t}$$

Finalement, pour l'enveloppe complexe on considère  $|S_a(f)|$  et on le ramène en bande de base, tel que :

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

Passons maintenant cette enveloppe complexe en temporel, tel que :

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

## Partie 2 :

On se concentre sur la bande de fréquence allant de 87.5 MHz à 108 MHz. Le signal que l'on va analyser a pour caractéristiques :

$$f_c = 99.5 \text{ MHz}$$

$$F_e = 1.5 \text{ MHz}$$

### Question 7 :

Dans la figure 5 on voit les blocs :

File Source

Throttle

QT GUI Frequency Sink

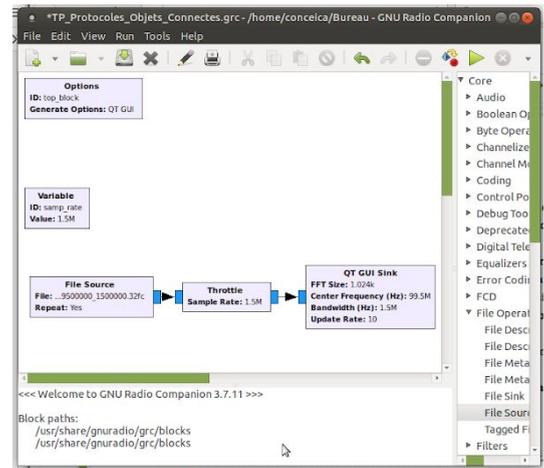
En ce qui concerne le bloc "File source" il s'agit tout simplement du bloc qui sélectionne le fichier à analyser, et c'est donc avec ce bloc que nous allons sélectionner le fichier enregistré en 2015 à Toulouse. Ce bloc nous permet également de répéter à l'infini le fichier.

Ensuite, le bloc Throttle, il est souvent attaché directement à la sortie d'un bloc non-hardware, comme précisé sur la figure 5. Ce bloc ne doit être utilisé que lorsque notre organigramme n'inclut pas de limite. Il ne peut pas contrôler le taux d'échantillons donc cela doit être contrôlé par la source, ce qui correspond exactement à ce que nous avons dans la figure 5. Il sert aussi à envoyer les échantillons avec une fréquence définie, au bloc suivant. Dans notre cas d'étude la fréquence est de 1,5 MHz.

Enfin le bloc Qt qui sert à afficher le spectre, et le paramètre bandwidth sert quant à lui à noter l'échelle.

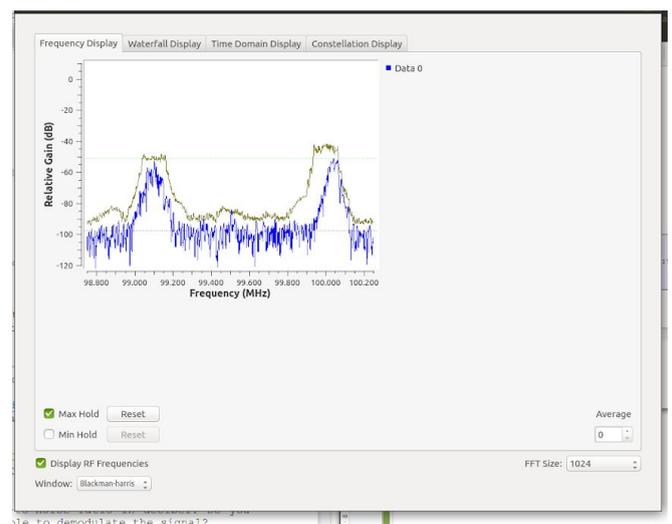
### Question 8:

Pour les valeurs des variables  $f_c$  et  $F_c$ , nous les avons dans le sujet. Pour notre fichier  $f_c = 99.5\text{MHz}$  et  $F_c = 1.5\text{MHz}$ . Donc le sample rate est 1.5 MHz, le center frequency est à 99.5 MHz pour centrer, et la bandwidth est de 1.5MHz, pour avoir les bonnes valeurs sur les axes.



### Question 9:

On peut voir sur cette image qu'il y a clairement deux chaînes qui émettent quelque chose lors de l'enregistrement. Et un autre channel qui a une puissance bcp plus faible. Les canaux sont centrés sur 99.1, 100.0 et 99.5MHz. Il s'agit donc de Nostalgie, RFM et Skyrock.



Ensuite le ratio  $\text{dB} = 10 \cdot \log_{10}$  du ratio et  $\text{Ratio} = 10^{(\text{ratio dB}/10)}$ .

### Question 10:

Pour le Signal to noise ratio on sait que la formule s'écrit  $P_{\text{Signal}}/P_{\text{Bruit}}$

Cependant, ici on peut exploiter le plot donné par GNURadio, et calculer la différence entre le niveau de base et le max de chaque channel. Nous avons les résultats suivants :

Pour le Channel 1 à 99.1 MHz, on a 40 dB soit 10k

Pour le channel 2 à 99.5 MHz, on a 5 dB soit 3

Pour le channel 3 à 100.0 MHz, on a 50 dB soit 100k

Dans le cas du channel 1 et 3 cela paraît tout à fait convenable, cependant le channel 2, un rapport de 3 est très faible et la qualité du signal reçu peut être impactée.

### Question 11:

La bande passante approximative est de 0.2MHz. Vérifié pour le channel 1 et 3.

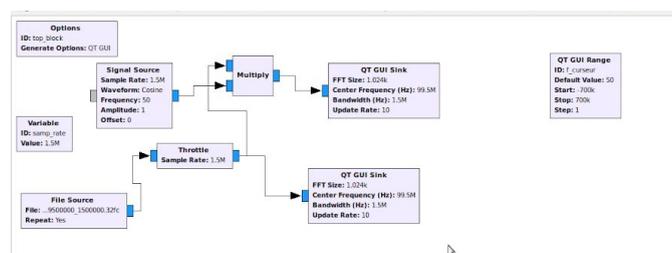
Par la suite, on veut se concentrer sur un seul et même signal radio. On veut donc se déplacer et se centrer sur une seule chaîne radio pour pouvoir ensuite écouter le signal audio envoyé dans cette bande de fréquence. Une fois isolé, on le fait passer par un filtre passe bas pour réduire le bruit "out-of-band". Il faut donc modifier le système créé avant, et ajouter deux nouveaux blocs.

Pour centrer chaque signal on va multiplier le signal en question après le throttle, et les analyser à nouveau.

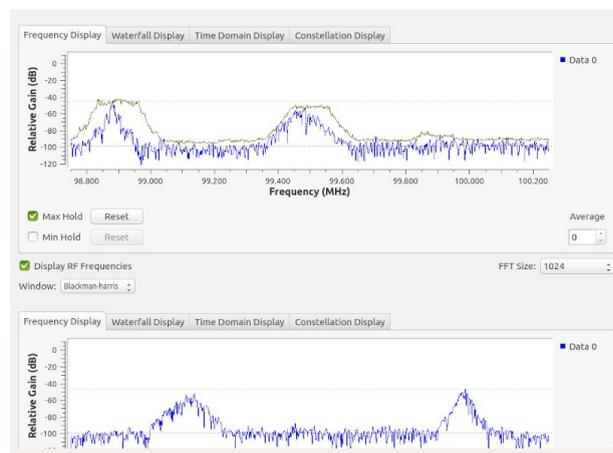
On veut centrer sur 99.5, donc le channel 1 one doit décaler de 0.4 MHz.

Le channel 2 de 0.5MHz et le 3 est déjà centré en 99.5 MHz.

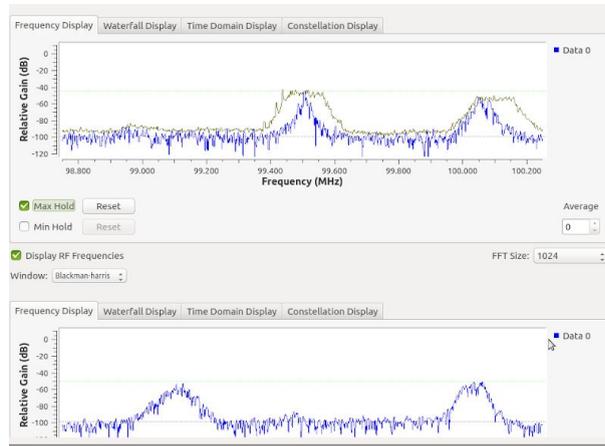
Donc on crée le nouveau système qui nous permettra avec le curseur de venir décaler le signal et de centrer ce qu'on veut à 99.5 MHz :



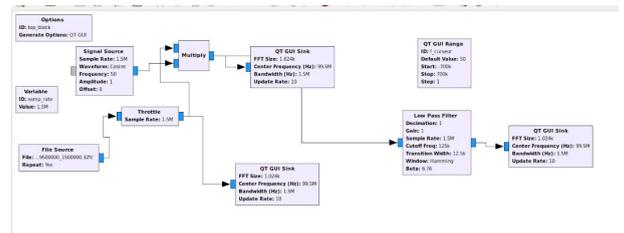
Quand on décale de 400 KHz, nous avons le résultat suivant, avec le signal bien centré en 99.5 MHz :



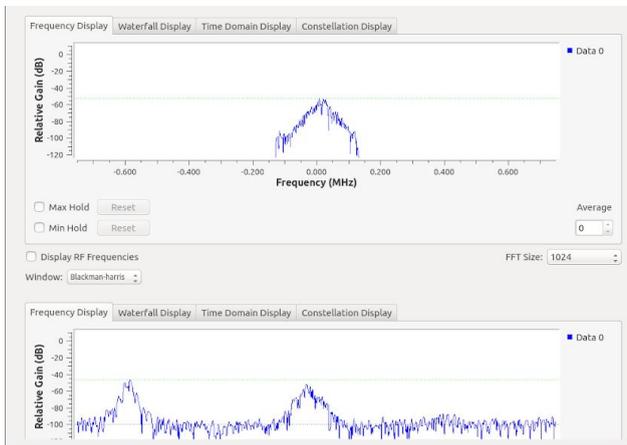
Ensuite quand on décale de -500KHz:



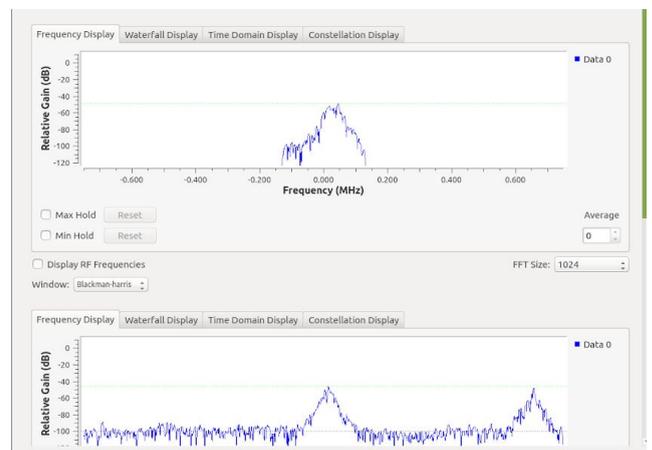
Enfin, pour ne garder que le signal de la station radio que nous voulons analyser, nous ajoutons un filtre passe bas, comme suit :



Ce qui nous donne le résultat suivant avec le décalage de 400 KHz :



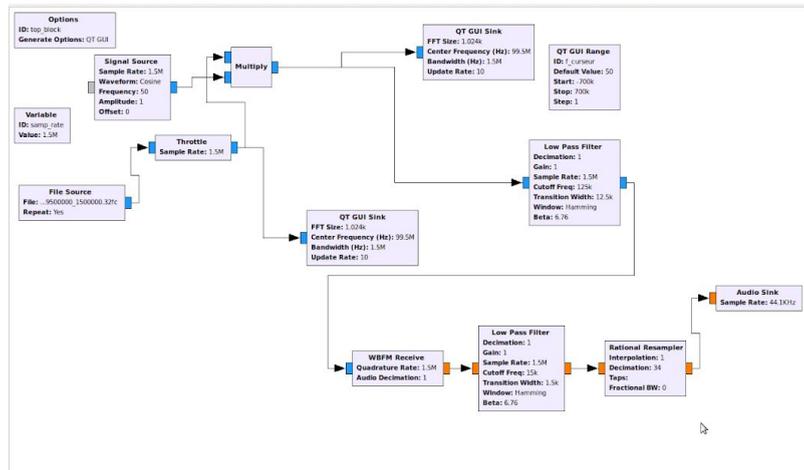
Ou encore avec le décalage de -500Khz, nous obtenons, de façon similaire :



Ensuite nous allons nous concentrer sur isoler le signal mono, régler le ratio et la fréquence d'échantillonnage en accord avec la fréquence de notre carte son, pour

pouvoir écouter ce qui était envoyé dans le fichier analysé, pour les fréquences identifiées.

Pour aboutir à ce résultat nous avons modifié le système, comme suit:



Détail des changements et paramètres:

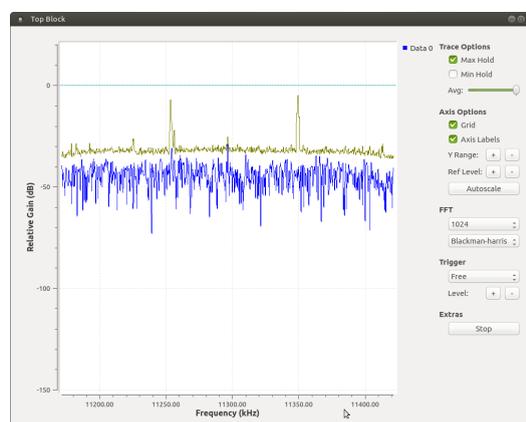
- Le 2eme passe bas nous permet d'isoler la partie mono. Ensuite étant donné que nous avons gardé le facteur de décimation à 1 la fréquence d'échantillonnage est à 1.5MHz alors que notre carte son ne peut monter qu'à 44 KHz, donc on doit changer ça et introduire un ratio.

Une fois le système en place, à l'aide du curseur nous avons décalé les différents signaux pour les centrer sur 99.5 MHz, un à la fois et nous avons pu écouter ce qui était transmis sur ces fréquences lors de l'enregistrement.

### Partie 3 :

Nous considérons  $f_0 = 11.2965$  MHz et  $F_e = 250$  kHz.

En réalisant un montage avec notre File Source, un bloc Throttle et QT GUI, nous observons le rendu suivant. Et nous distinguons distinctement deux pics de fréquence.



Concentrons nous sur l'étude du premier pic de fréquence :  $f_c = 11.253$  MHz.

Il s'agit du signal émis par la .Royal Air Force du Royaume Uni

Pour une valeur de largeur de bande :  $B=6$  kHz

Nous nous posons la question, sommes nous dans le cas d'un Upper ( $f_0$  et  $f_0+B/2$ ) Side Band Modulation ou d'un Lower ( $f_0-B/2$  et  $f_0$ ) Side Band Modulation ?

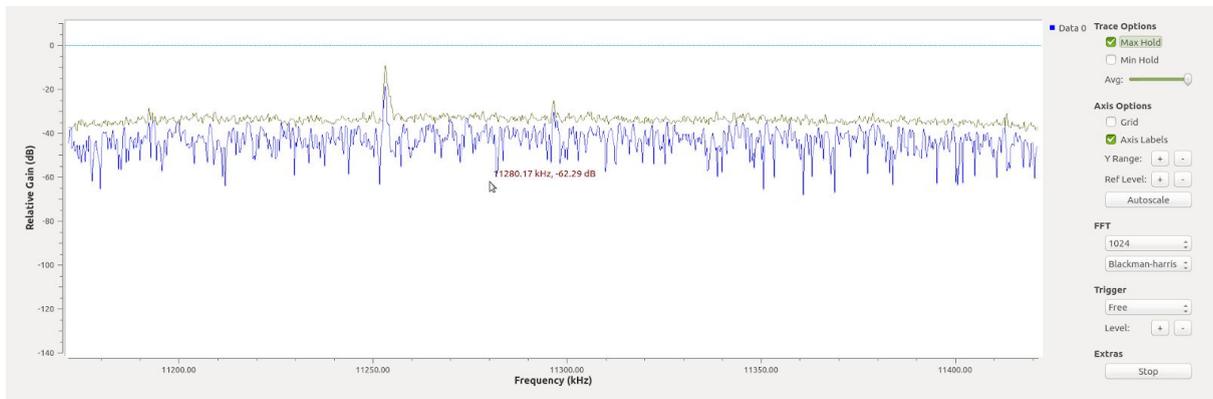
Upper -> [11253 ; 11256]

Lower -> [11250 ; 11253]

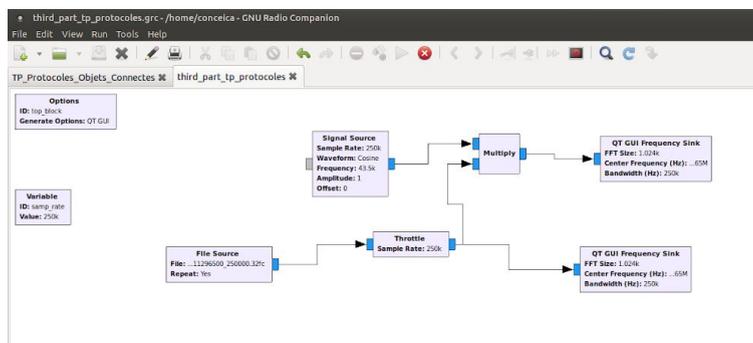
Nous observons sur la courbe que nous sommes ici dans le cas de d'une Upper side Band ( avec  $f$  qui appartient à l'intervalle [11253 ; 11256] ).

Il nous faut maintenant recentrer la source porteuse en zéro.

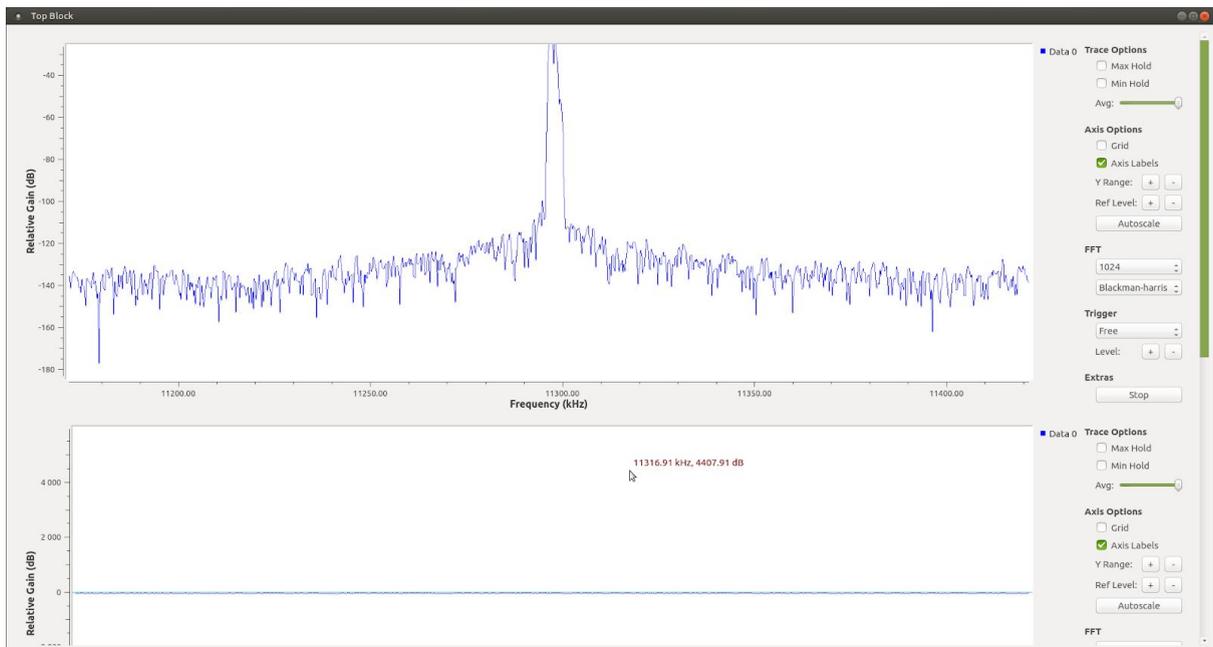
$$f_1 = f_0 - f_c = 43.5 \text{ kHz}$$



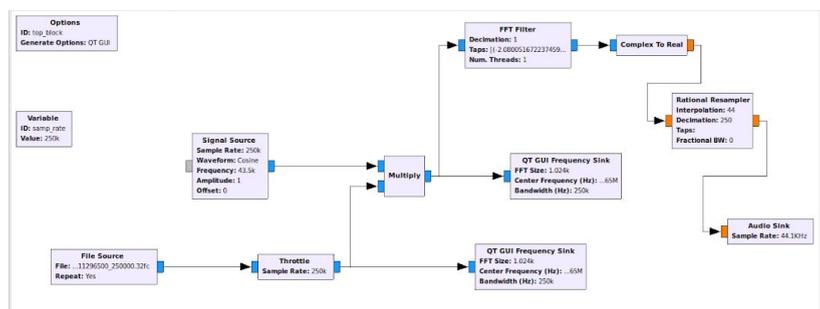
Obtenu avec le montage suivant :



Designons le filtre qui va nous permettre d'isoler le pic du signal qui nous intéresse.



Afin d'écouter ce qui est transmis par la radio de la Royal Air Force nous avons réalisé ce montage.



Pour finir, nous avons pu écouter la radio en direct à partir de ce montage et en utilisant l'USRP avec une antenne radio.

