



INNOVATIVE SMART SYSTEMS

INSA TOULOUSE, DGEI

TOWARD IINTERNET OF THINGS

TP : Software define radio

Auteurs :

Pierre PRIE

Axel BAYLE

18 décembre 2018

Sommaire

Introduction	2
1 Théorie sur la démodulation IQ	3
2 Démodulation d'un signal modulé en fréquence	7
3 Démodulation d'un signal modulé en amplitude	15
Conclusion	20

Introduction

Nous assistons, de nos jours, à une multiplication des systèmes radio communicants du à une forte croissance du nombre d'utilisateur. Cette forte croissance est à l'origine d'une évolution rapide des standards et des technologies. Cependant pour répondre aux besoins des clients, les délais de mise sur le marché et les coûts de développement doivent être réduits. C'est de ce constat que la radio logiciel universel (SDR) et le périphérique universel de radio logicielle (USRP) ont été développés. L'objectif est d'avoir un matériel avec une partie Hardware générique (large gamme de fréquence 70MHz - 6GHz et large bande) et que le traitement spécifique soit réalisé dans une partie software. De ce fait les coûts de développement sont moindres, un même matériel peut être utilisé pour de multiples applications et seul le traitement logiciel doit être modifié d'une application à l'autre.

L'objectif de ce TP est de nous faire découvrir et utiliser la radio logiciel via le logiciel GNURadio pour démoduler des signaux FM et AM. Pour ce TP nous utilisons l'USRP-2900 de National Instrument connecté à l'ordinateur par une connexion USB. Ce récepteur est composé de deux étages. Un premier qui transpose le signal autour de la fréquence nulle puis une seconde qui réalise la conversion analogique à digital avec un échantillonnage à une période T_e puis qui réalise une quantification uniforme scalaire sur 12 bits. Le traitement logiciel est réalisé ensuite. Certains modèles de USRP disposent d'une puissance de calcul embarqué. Dans ce cas, le logiciel de traitement lui est transféré par ordinateur, mais le traitement logiciel est réalisé au sein de l'USRP, l'USRP devient alors utilisable dans n'importe quelle conditions vis à vis de la puissance de l'ordinateur utilisé.

Dans la première partie du TP, nous avons voulu démontrer que, dans le cas de signaux bande-étroite, l'USRP IQ (en phase / en quadrature) permet une transmission des données avec une modulation en fréquence sans altération des données. Dans la seconde partie, nous avons travaillé sur la démodulation de signaux de radiodiffusion FM enregistré puis en temps réel. Dans la troisième partie, nous avons travaillé sur la démodulation en amplitude de signaux VOLMET AM enregistrés.

Chapitre 1

Théorie sur la démodulation IQ

La première partie va être basée sur l'étude théorique et calculatoire du fonctionnement d'un démodulateur IQ, ci dessous la figure du montage du démodulateur. On se propose

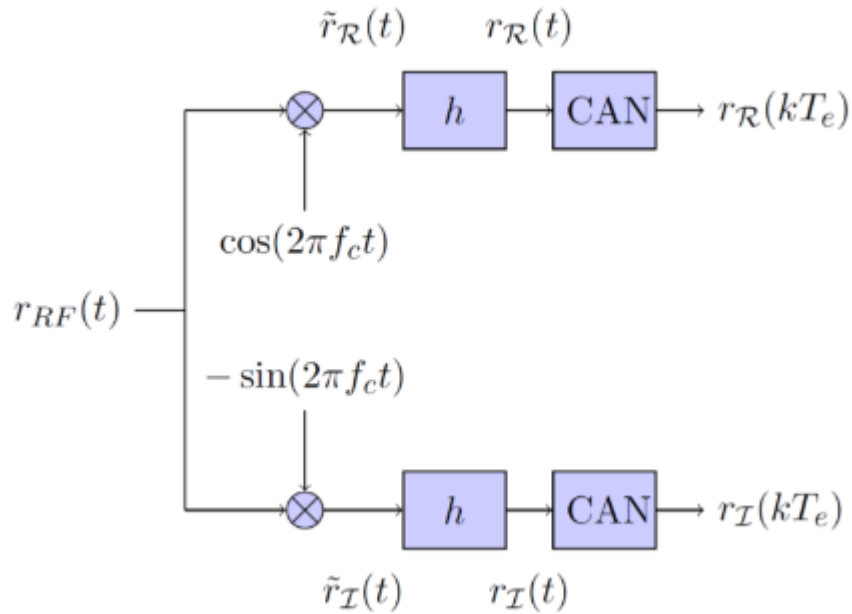


FIGURE 1.1 – Schéma du démodulateur IQ

dans un premier temps de calculer la partie imaginaire et la partie réelle du signal reçu en supposant que la transmission est parfaite et que le signal reçu par le SDR est le même que le signal envoyé, (i.e, il n'a subi aucune altération). On sait que :

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

$$S_R(t) = A(t) \times \cos(\varphi(t))$$

$$S_I(t) = A(t) \times \sin(\varphi(t))$$

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

On peut poser :

$$S_{RF}(t) = R_{RF}(t)$$

D'après la figure du montage on déduit que :

$$\widetilde{r_R(t)} = r_{RF}(t) \times \cos(2\pi f_c t)$$

$$\widetilde{r_R(t)} = S_R(t) \times \cos(2\pi f_0 t) \times \cos(2\pi f_c t) - S_I(t) \times \sin(2\pi f_0 t) \times \cos(2\pi f_c t)$$

Ce qui donne finalement :

$$\widetilde{r_R(t)} = S_R(t) \times \left(\frac{\cos(2\pi t(f_0 - f_c)) + \cos(2\pi t(f_0 + f_c))}{2} \right) - S_I(t) \times \left(\frac{\sin(2\pi t(f_0 + f_c)) + \sin(2\pi t(f_0 - f_c))}{2} \right) \quad (1.1)$$

De la même manière avec la partie imaginaire :

$$\widetilde{r_I(t)} = r_{RF}(t) \times \sin(-2\pi f_c t)$$

On obtient :

$$\widetilde{r_I(t)} = S_I(t) \times \left(\frac{\cos(2\pi t(f_0 - f_c)) - \cos(2\pi t(f_0 + f_c))}{2} \right) - S_R(t) \times \left(\frac{\sin(2\pi t(f_0 + f_c)) + \sin(2\pi t(f_0 - f_c))}{2} \right) \quad (1.2)$$

Lors de la démodulation on va chercher à coller au plus possible à la fréquence de la porteuse, cela se traduit par :

$$f_c = f_0$$

Dans ce cas, on peut réécrire les équations (1.1) et (1.2) de la sorte :

$$\begin{aligned} \widetilde{r_R(t)} &= S_R(t) \times \left(\frac{1 + \cos(4\pi t f_c)}{2} \right) - S_I(t) \times \left(\frac{\sin(4\pi t f_c)}{2} \right) \\ \widetilde{r_I(t)} &= S_I(t) \times \left(\frac{1 - \cos(4\pi t f_c)}{2} \right) - S_R(t) \times \left(\frac{\sin(4\pi t f_c)}{2} \right) \end{aligned}$$

On peut alors faire la transformée de Fourier pour étudier nos signaux en fréquentiel, cela nous donne :

$$F_{\widetilde{r_R(t)}} = \widetilde{R_R(f)} = \frac{S_R(f)}{2} + \frac{S_R(f)}{4} * [\delta(f + 2f_0) + \delta(f - 2f_0)] - \frac{S_I(f) \times j}{4} * [\delta(f + 2f_0) - \delta(f - 2f_0)]$$

$$\widetilde{R_R(f)} = \frac{1}{4} \times [2S_R(f) + S_R(f + 2f_0) + S_R(f - 2f_0) - \frac{j}{4} \times [S_I(f + 2f_0) - S_I(f - 2f_0)]] \quad (1.3)$$

De la même façon,

$$\widetilde{R_I(f)} = \frac{1}{4} \times [2S_I(f) - S_I(f + 2f_0) - S_I(f - 2f_0) - \frac{j}{4} \times [S_R(f + 2f_0) - S_R(f - 2f_0)]] \quad (1.4)$$

Le but étant de récupérer le signal original et d'enlever la partie imaginaire, on se rend

compte, au vu des équations, qu'un filtre passe bas qui aurait une fréquence de coupure supérieure à la demi bande-passante mais inférieure à $2f_0 = B/2$ permettrait de récupérer la partie utile du signal, le seul problème étant que l'amplitude du signal est deux fois plus faible que le signal modulant, pour cela il suffit de prendre un gain de 2. Cette analyse suppose qu'il n'y a pas recouvrement de spectre, c'est à dire il faut que la fréquence de décalage f_0 soit telle que $2f_0 > B$ de cette manière les différentes transpositions de la bande ne se recouvreront pas. On aurait aussi pu déduire les caractéristiques du filtre grâce à une analyse graphique. En effet, en représentant $R_I(f)$, resp $R_R(f)$, dans le domaine temporelle on observe une bande de signal autour de 0, une autour de $2f_0$ et sa symétrique dans les fréquences négatives, là aussi on voit qu'un filtre passe bas suffit à condition de respecter $\frac{B}{2} < f_{\text{coupure}} < 2f_0 - \frac{B}{2}$. De même on met bien en évidence sur la figure qu'il faut un gain de deux pour retrouver le signal modulant.

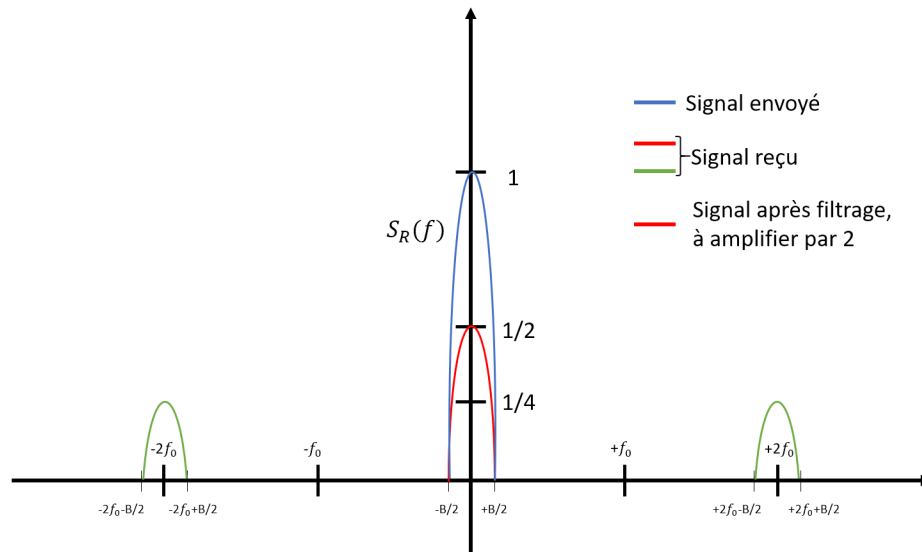


FIGURE 1.2 – Représentation fréquentielle du signal reçu après décalage fréquentiel

On peut alors se demander si notre hypothèse est justifiée en essayant de voir si ce genre de démodulation peut marcher avec un signal large bande $\frac{B}{2} > f_0$. Cependant dans ce cas-là, les bandes du signal décalées autour de $2f_0$ vont recouvrir en partie la bande du signal que l'on veut récupérer et il sera impossible de démoduler sans perdre d'information avec un démodulateur IQ et un filtre passe bas.

Que doivent alors être la période et la fréquence d'échantillonnage pour permettre la démodulation du signal sans recouvrement de spectre ? On utilise le critère de Nyquist-Shanon qui pose :

$$f_e > 2f_{\text{max}}$$

Dans notre cas la fréquence max vaut $\frac{B}{2}$, ainsi :

$$f_e > 2 * \frac{B}{2}$$

$$f_e > B$$

Ce qui nous donne finalement :

$$T_e = \frac{1}{f_e} = \frac{1}{B} \quad (1.5)$$

En respectant ce critère on est assuré que le signal échantillonné aura toutes les informations du signal de base.

On peut se questionner sur le montage du démodulateur, en effet serait-il possible d'inverser le filtre et le décalage en bande de base ?

En théorie oui car cela ne pose pas de problème particulier, cependant dans la pratique c'est une autre affaire. Pour ce faire il faudrait respecter le critère vu plus haut mais cette fois on aurait une fréquence maximale bien plus haute ce qui demanderait d'échantillonner beaucoup plus vite, autour des $3GHz$. Et les ADC ayant de telles fréquences d'échantillonnage sont très chers (autour de 2000 euros), et consomment beaucoup. Ainsi il serait possible de le faire mais cela coûterait plus cher et demanderait plus de travail, alors à quoi bon quand on peut avoir le même résultat pour beaucoup moins cher.

Pour finir on se propose de calculer le signal analytique (ie, la partie positive du signal multipliée par deux, pour ne pas perdre de puissance) et l'enveloppe complexe, qui est obtenue en ramenant en bande de base le signal analytique d'un signal à bande étroite. On peut écrire :

$$S_{RF}(t) = A(t) \times \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = S_R(t) \times \cos(2\pi f_0 t) - S_I(t) \times \sin(2\pi f_0 t)$$

Ce qui nous donne dans le domaine fréquentiel :

$$S_{RF}(f) = \frac{1}{2} \times [S_R(f - f_0) + S_R(f + f_0) + j \times S_I(f - f_0) - j \times S_I(f + f_0)] \quad (1.6)$$

Ainsi sachant que :

$$S_a(f) = S_{RF}(f) + j \times [-j \times \text{sgn}(f) S_{RF}(f)] = 2 \times S_{RF}(f)$$

On peut remplacer avec l'équation (1.6) pour avoir :

$$S_a(f) = S_R(f - f_0) + j \times S_I(f - f_0) = [S_R(f) + j \times S_I(f)] * \delta(f - f_0)$$

Soit dans le domaine temporel :

$$s_a(t) = [S_R(t) + j \times S_I(t)] \times e^{-j2\pi f_0 t}$$

On peut donc finalement calculer l'expression de l'enveloppe complexe en fréquentiel et en temporel :

$$S_f(f) = S_a(f + f_0) = S_R(f) + j \times S_I(f) \quad (1.7)$$

$$S_f(t) = S_R(t) + j \times S_I(t) \quad (1.8)$$

Chapitre 2

Démodulation d'un signal modulé en fréquence

Maintenant que l'on a vu qu'on pouvait moduler et transposer un signal dans le domaine fréquentiel on va mettre en place un démodulateur FM pour écouter la radio. Pour commencer on va démoduler un fichier contenant un enregistrement centré sur 99.5Mhz et échantillonné à 1.5Mhz puis nous allons essayer de remplacer cet enregistrement par un vrai signal reçu par un USRP.

On commence par faire l'analyse fréquentielle de l'enregistrement. Pour cela on utilise le montage ci-dessous.

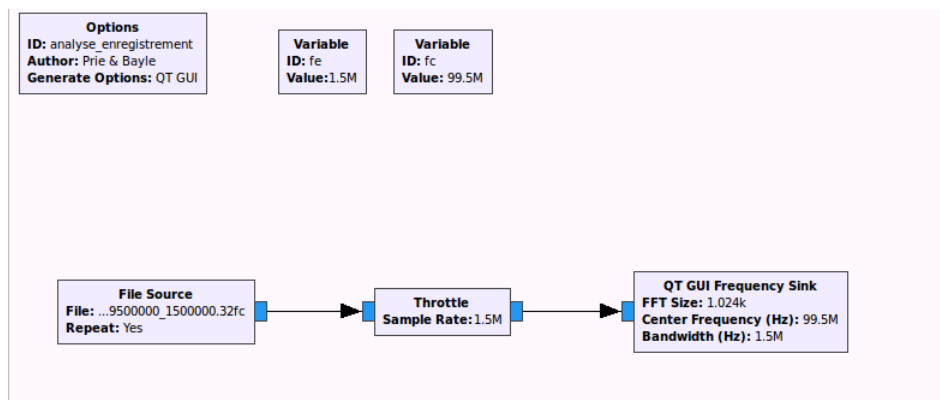


FIGURE 2.1 – Montage d'analyse fréquentielle de l'enregistrement

Dans ce montage on utilise différents blocs fournis par GNU Radio et qui ont tous leur fonction :

Options Définit les options du fichier, son nom, les auteurs et le type du fichier. Ici QT GUI.

Variable Permet de définir des variables, par un nom et une valeur.

File Source Spécifie un fichier comme source à étudier. On définit le chemin où est enregistré le fichier ainsi que si on veut le répéter en boucle.

Throttle Utilisé dans le cas d'une simulation, il permet de limiter le flux de données comme un flux "réel". Il prend en valeur la fréquence d'échantillonnage voulu, ici f_e .

QT GUI Frequency Sink Crée une représentation fréquentielle du signal en entrée, on lui spécifie le nombre de point pour la FFT, la fréquence centrale du signal (cette valeur sert uniquement à donner une origine à l'axe des abscisse et n'influe en rien sur la représentation), ici f_c , et la largeur de bande, f_b . On peut aussi activer une option qui permet d'avoir un outil dans la fenêtre d'affichage pour, par exemple, afficher des min, des max et bien plus encore.

Grâce à ce montage on obtient la figure suivante :

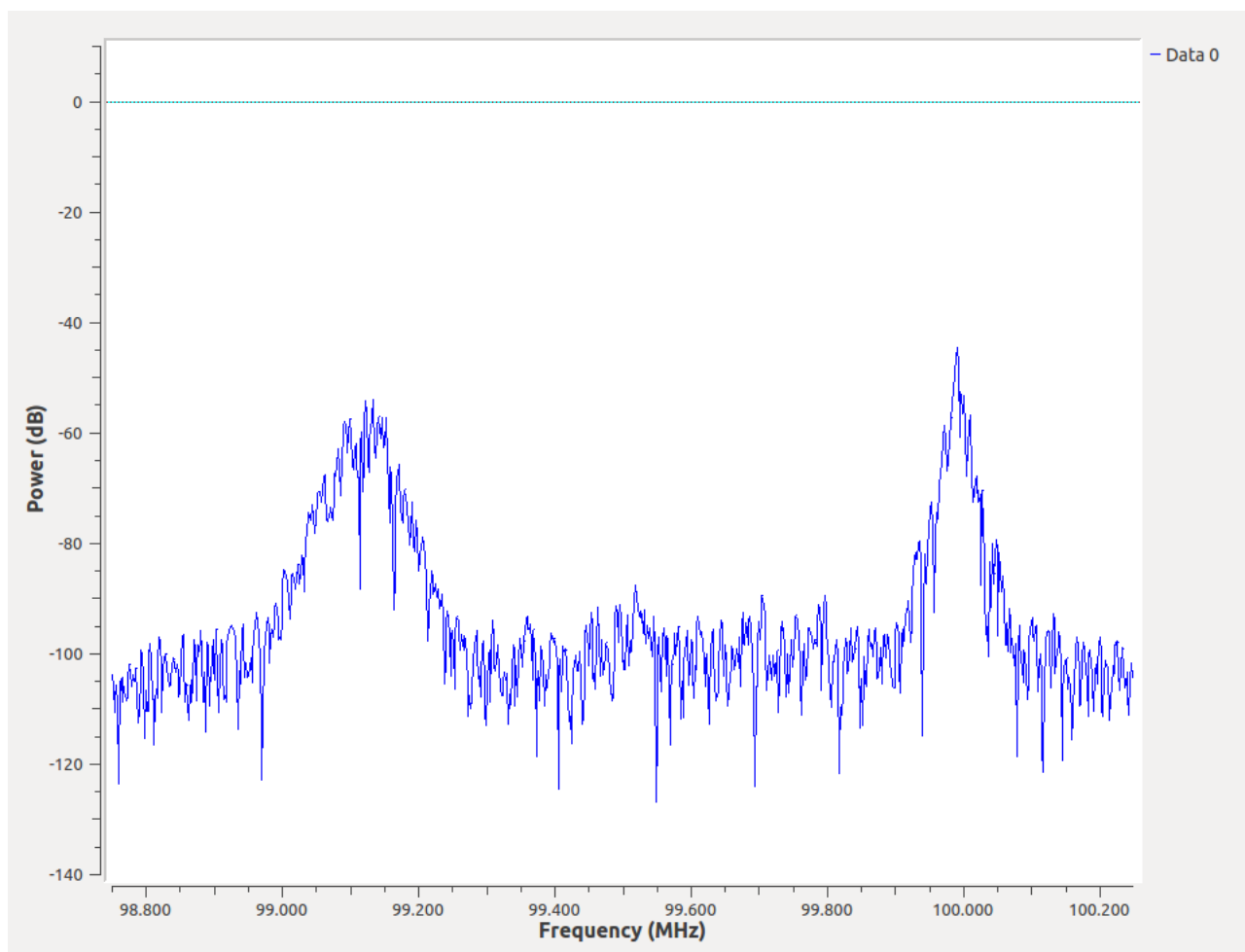


FIGURE 2.2 – FFT du signal enregistré

On remarque alors deux bandes fréquentielles correspondant à deux signaux distincts, un à 99.1 Mhz qui correspond à la fréquence d'émission de RFM et une autre à 100.0 Mhz qui

correspond à Skyrock. On peut s'étonner de l'absence d'un pic à 99.5MHz qui est la fréquence d'émission de Nostalgie.

Pour évaluer la qualité de ces signaux on mesure le SNR, pour ce faire on choisi de mesurer la puissance du signal un peu en dessous de sa puissance max, on mesure -70dB, et de même pour le bruit, on mesure -110dB. Cela nous donne un $SNR = -70 - -110 = 40dB$ cela correspond à un signal 10^4 fois plus puissant que le bruit ce qui est largement suffisant pour le démoduler. On remarque qu'à la fréquence de Nostalgie le SNR est beaucoup plus faible, de l'ordre de 10dB, on peut alors se demander si cela va suffire pour écouter ce qui passait sur Nostalgie au moment de l'enregistrement. Sur la figure 2.2 on peut aussi mesurer la largeur de bande des stations, nous trouvons une largeur d'environ 0.22MHz.

On veut maintenant extraire les canaux radio de l'enregistrement, pour ce faire on va procéder par transposition de fréquence. Comme vu dans le chapitre 1 on va multiplier le signal reçu par un cosinus à une certaine fréquence pour faire glisser le spectre. Le but étant de ramener la fréquence en bande de base. Dans notre cas on veut pouvoir isoler Skyrock et RFM, et les ramener au centre. Pour ce faire il faut un offset de 400kHz pour RFM et de -500kHz pour Skyrock. Par rapport à la figure 2.2 on a rajouter certains blocs, voici leur fonction :

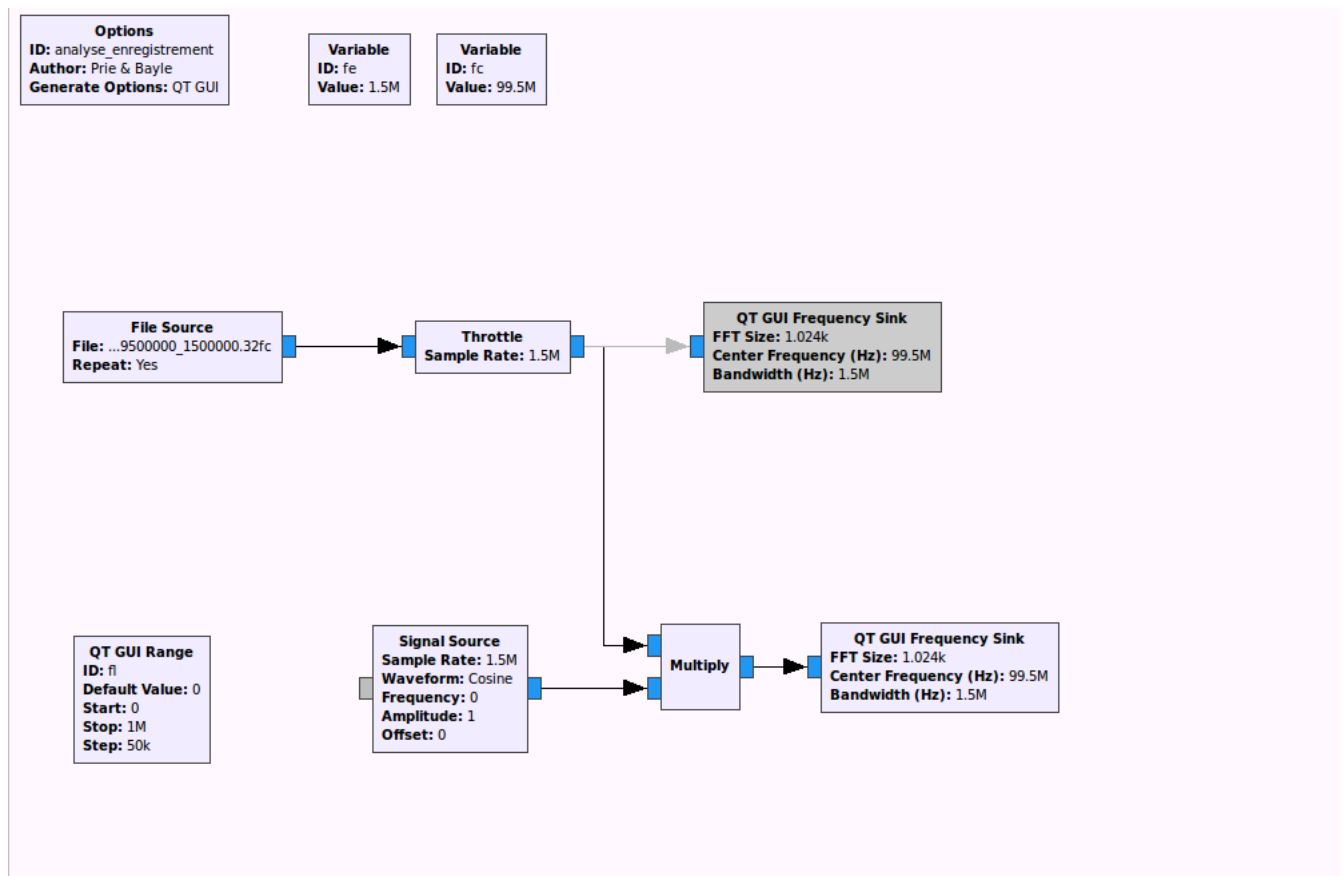


FIGURE 2.3 – Montage de transposition fréquentielle

Signal source Génère l'exponentiel complexe, c'est à dire le cosinus, utilisé pour réaliser la transposition fréquentielle du signal avec un offset f_l .

QT GUI Range Définit dynamiquement la valeur f_l de transposition du signal. La fréquence est donc modifiable dynamiquement pendant l'affichage du signal via un slider horizontal. On choisit des valeurs allant de $-f_e/2$ à $+f_e/2$ pour couvrir la totalité de l'enregistrement et un pas de 100kHz pour être cohérent avec notre utilisation, la plupart des radios ont un pas de 100kHz.

Multiply Multiplie le cosinus de transposition au signal pour appliquer la transposition.

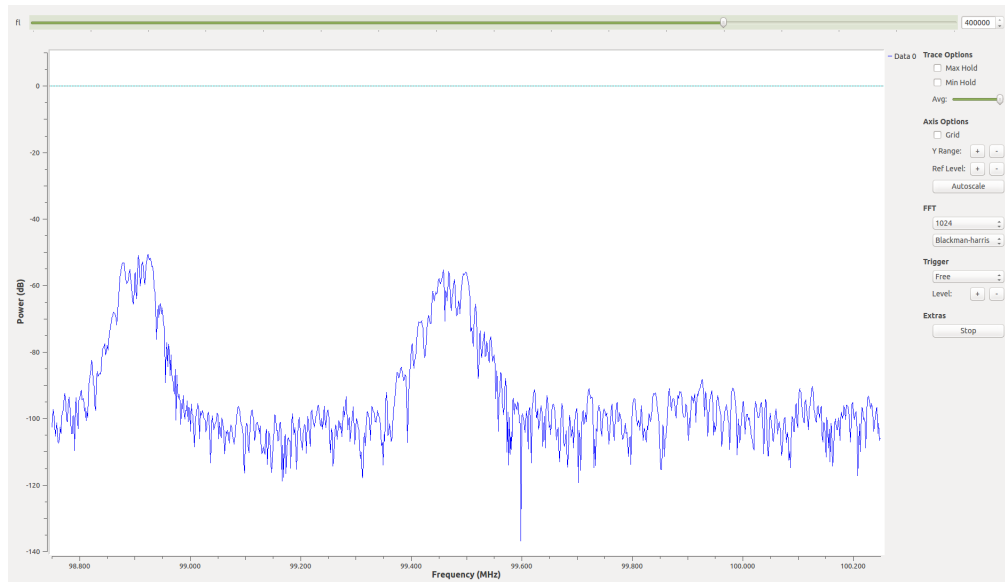


FIGURE 2.4 – Recentrage de la bande de RFM

Sur la figure 2.4 on aperçoit que la bande correspondant à RFM a été ramenée en bande de base et ce grâce à un offset de 400kHz comme indiqué sur le slider en haut, de la même on a pu recentrer la bande de Skyrock avec un offset de -500kHz comme prévu théoriquement. Pour revenir aux valeurs de début et fin du slider on a choisi de prendre une plage totale correspondant à la totalité de la bande passante, cela est suffisant car si on dépasse $B/2$ en offset on va avoir une permutation circulaire car le cos est 2π périodique.

On souhaite ensuite isoler le channel centré du reste du signal. Pour cela on utilise le bloc Low Pass Filter, défini de la manière suivante :

Low Pass Filter Applique un filtre passe bas au signal. La décimation permet de réduire le nombre d'échantillon, on divise alors la fréquence d'échantillonnage pour la suite des blocs par la valeur de décimation appliquée. Le gain permet d'amplifier le signal. Le sample rate est la fréquence d'échantillonnage. Le cutoff frequency correspond à la fréquence de coupure du filtre. Ici c'est la moitié de la largeur de bande du channel étudié. La transition Width correspond à 10% de la cutoff frequency.

Une fois la décimation effectuée correctement, on obtient le signal suivant : Dans notre cas,

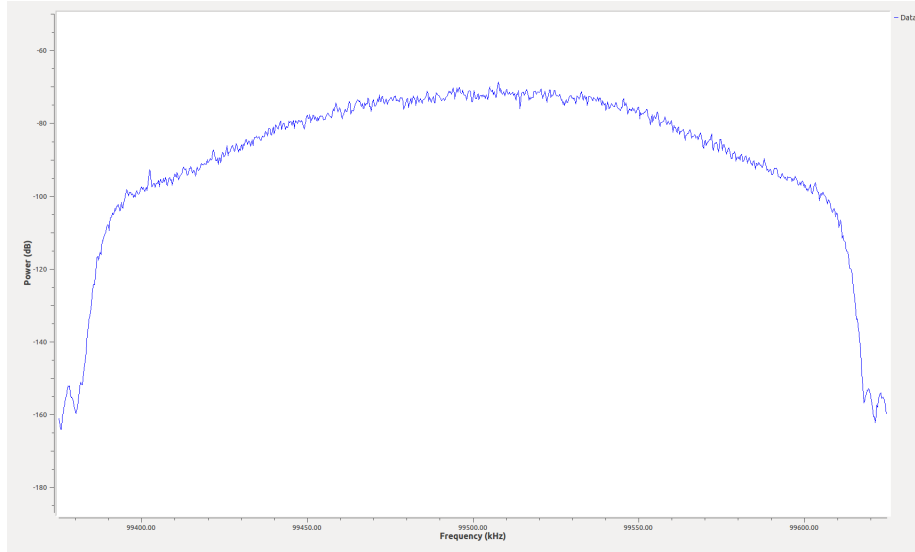


FIGURE 2.5 – Application du filtre passe bas au channel centré

nous avons choisi un facteur de décimation de 6 pour obtenir l'image 2.6 le but étant de décimer assez pour étaler le channel qui nous intéresse sans pour autant perdre de la donnée. Le gain a été laissé à 1, le sample rate est toujours de 1.5MHz, la cutoff frequency est de $0.22MHz/2$ soit 110kHz et la transition width de 11kHz.

Avant de passer à la partie finale consistant à écouter l'enregistrement, nous avons réalisé quelques calculs théoriques. Le premier consiste à utiliser la règle de Carson pour s'assurer que la bande passante des canaux correspond bien à celle mesuré, donc à 0.22MHz. On a la formule de Carson suivant :

$$B_{FM} \approx 2(\Delta f + f_m), \text{ avec } \Delta f = 75kHz \text{ et } f_m = 53kHz$$

On obtient alors

$$B_{FM} \approx 256kHz$$

Cette valeur est proche de la valeur que nous avons mesuré de 220kHz.

On rappelle que les signaux transmis par les radios consistent en deux channels stéréophoniques $g(t)$ et $d(t)$. Cependant pour assurer la compatibilité avec les appareils monophoniques, ces deux channels sont multiplexés pour former le signal envoyé en un signal composite $m(t)$.

$$m(t) = g(t) + d(t) + A_{sp} \times \cos(2\pi f_{sp}t) + [g(t) - d(t)] \cos(2\pi 2f_{sp}t)$$

Notre deuxième calcul consiste à montrer que le signal composite $m(t)$, transmis et traité (transposition en fréquence et filtré par passe bas) peut s'écrire sous la forme :

$$Y_l(k) = A \times e^{jK_l \sum_{i=0}^k m(i)} + b(k)$$

Nous avons vu en partie 1 que

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

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

D'après le sujet, nous savons aussi que

$$S_{RF}(t) = A(t) \times \cos(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{\max(|m(t)|)} \times \int_{-\infty}^t m(u).du), \text{ avec } m(t) \text{ le signal composite}$$

On pose alors

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

Et comme vu en partie 1 :

$$S_R(t) = A(t) \times \cos(\varphi(t))$$

$$S_I(t) = A(t) \times \sin(\varphi(t))$$

On peut donc écrire $S_{RF}(t)$ sous la forme

$$S_{RF}(t) = A(t) \times \cos(\varphi(t)) \times \cos(2\pi f_0 t) - A(t) \times \sin(\varphi(t)) \times \sin(2\pi f_0 t)$$

Et comme vu à la fin de la partie 1,

$$S_f(t) = S_R(t) + j \times S_I(t)$$

On peut donc écrire

$$S_f(t) = A(t) \times \cos(\varphi(t)) + j \times A(t) \sin(\varphi(t))$$

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

On peut alors discrétiser cette enveloppe complexe en posant : $t = K \times T_e'$ et $u = i \times T_e'$. On obtient donc

$$S(k) = A(k) \times e^{j \frac{\Delta f}{\max(|m(k)|)} \times \sum_{i=0}^k m(i)} + b(k)$$

On a $A(k)$ qui est constant car la modulation est en fréquence et pas en amplitude, donc

$$Y_l(k) = A \times e^{jK_l \sum_{i=0}^k m(i)} + b(k)$$

Avec $K_l = \frac{\Delta f}{\max(|m(k)|)}$ et $b(k)$ un bruit complexe introduit par le channel de propagation et le récepteur lui même. Nous retrouvons bien la forme voulue.

Une fois arrivés à ce stade il ne nous reste plus qu'à démoduler pour entendre l'enregistrement. Cela se fait avec le bloc WBFM receiver qui va faire une démodulation FM du signal, il suffit de lui spécifier le quadrature qui vaut $f_e/\text{decimation}$.

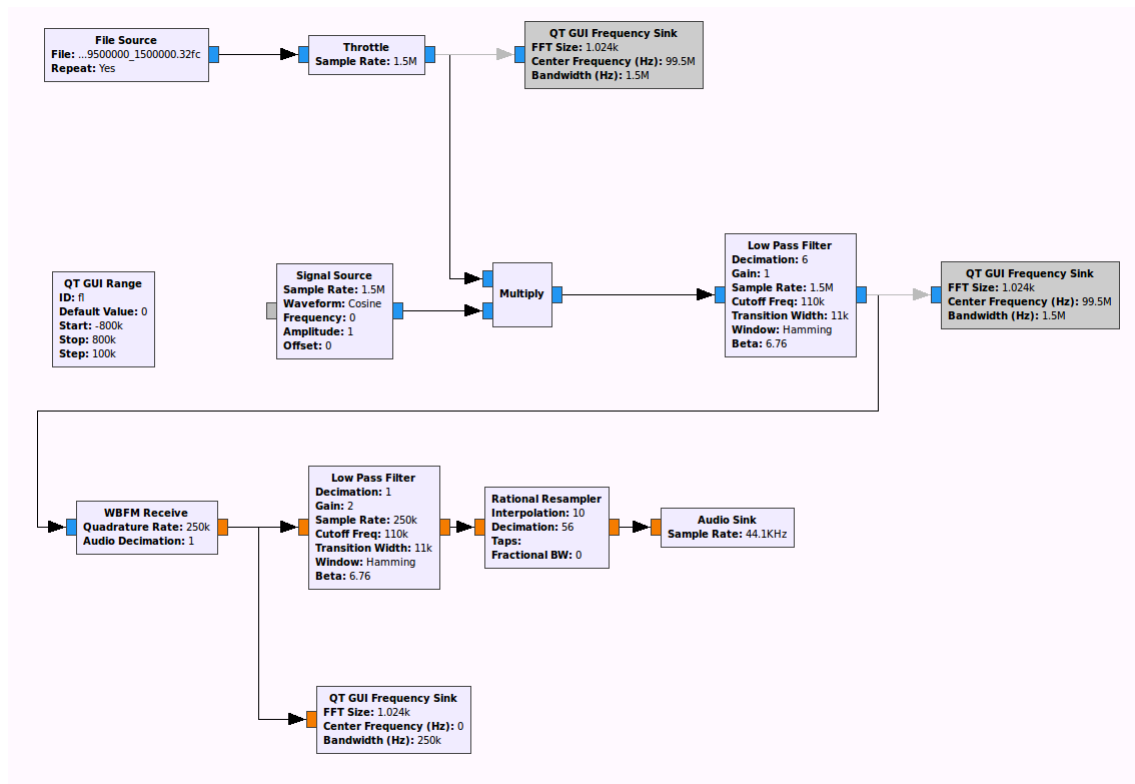


FIGURE 2.6 – Schéma bloc du démodulateur complet

On peut observer le spectre du signal démodulé pour s'assurer que cela correspond à nos attentes. Sur la figure 2.7 on met en évidence le signal composite après sa démodulation. Le signal correspond bien à ce que l'on attend en théorie du signal composite. En gardant seulement les fréquences positives, le premier signal correspond à la partie monophonique du signal (entre 0 et 15KHz), le dirac correspond à la fréquence de la porteuse (19KHz ici) les derniers signaux correspondent aux deux channels stéréophoniques gauche et droit centrés autour de 38KHz. Maintenant on va récupérer uniquement la partie monophonique du signal grâce à un passe bas coupant à 15kHz, puis nous utilisons un rationnal resampler pour passer d'une fréquence de 250kHz à une fréquence de 44.1kHz correspondant à la fréquence normale d'une carte audio. Enfin le Audio Sink va jouer la bande son à démoduler.

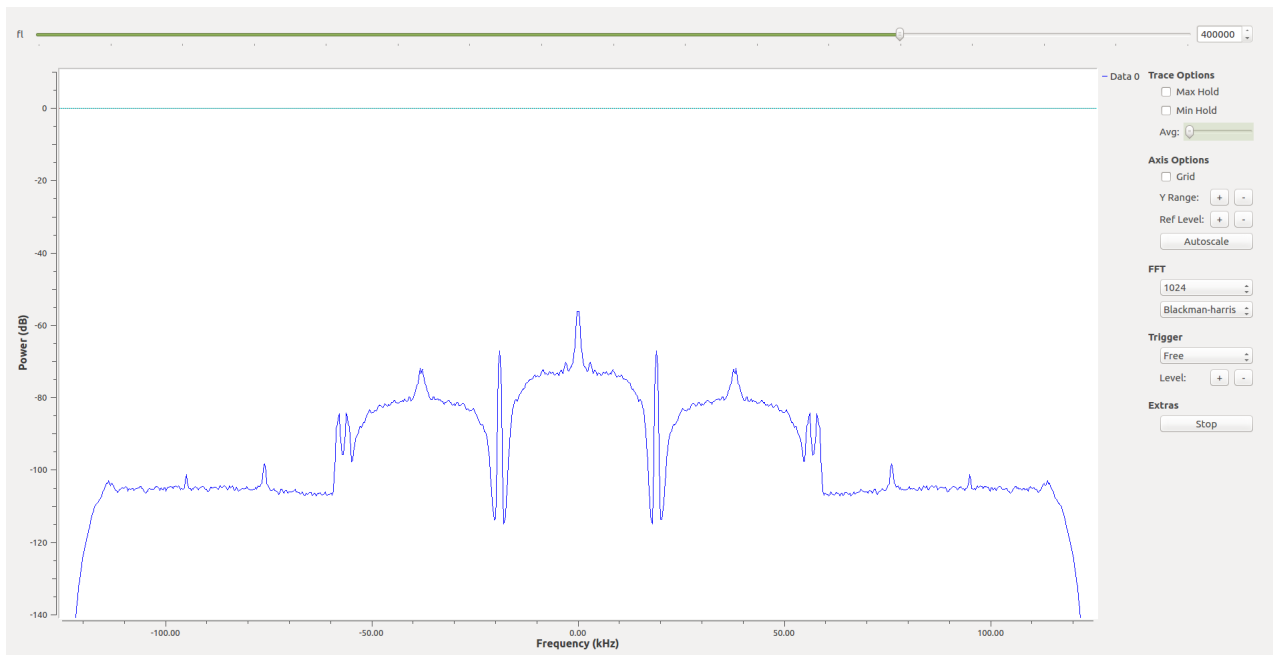


FIGURE 2.7 – Signal composite démodulé

Grâce a ce montage on a réussi à écouter ce qui passait sur les différentes radios :

- sur Skyrock, on a pu entendre que Jordy a gagné l'album de Stan Smith ainsi qu'un chèque cadeau de 50 euros
- sur RFM, un passage de Counting Stars des One Republic
- on a même réussi a entendre ce qui passait sur Nostalgie, le fameux YMCA des village people

La dernière étape a été d'écouter en temps réel ce qui était diffusé sur ses radios. On a adapté notre montage en remplaçant les blocs File Source et Throttle pour les remplacer par le bloc d'entrée de l'USRP. On alors écouté RFM et Skyrock.

Nous avons voulu améliorer le montage pour écouter toute la bande de radio. Pour ce faire on a voulu augmenter la bande d'écoute à 20Mhz pour couvrir l'ensemble des fréquences cependant cela n'a pas vraiment marché et on avait une déformation et un fort bruit sur l'ensemble du spectre. On est alors reparti de notre f_e de 1.5MHz en augmentant progressivement la largeur de notre bande. On a alors réussi monter jusqu'à 12MHz de bande d'écoute avec une décimation adaptative. On a alors conclu que les limitations venaient du matériel à notre disposition et non du montage.

Chapitre 3

Démodulation d'un signal modulé en amplitude

La dernière partie de ce TP a été consacrée à la démodulation d'un signal VOLMET. Ce sont des signaux modulés qui permettent une communication entre les avions et le sol, et ils sont utilisés pour transmettre les conditions météo.

Une fois de plus nous avons commencé par travailler sur un enregistrement. Pour avoir la représentation de la FFT du signal nous utilisons le même montage que précédemment en adaptant seulement f_c et f_e qui valent cette fois 11.296MHz et 250 kHz. Sur la figure 3.1 la courbe la plus en bas représente cette FFT avec en vert la courbe du maximum de signal. On identifie bien un pic à la fréquence de 11.253MHz, de plus, en vrai on voit l'amplitude du pic variée dans le temps ce qui correspond bien à une modulation d'amplitude. On a donc trouver notre signal à démoduler !

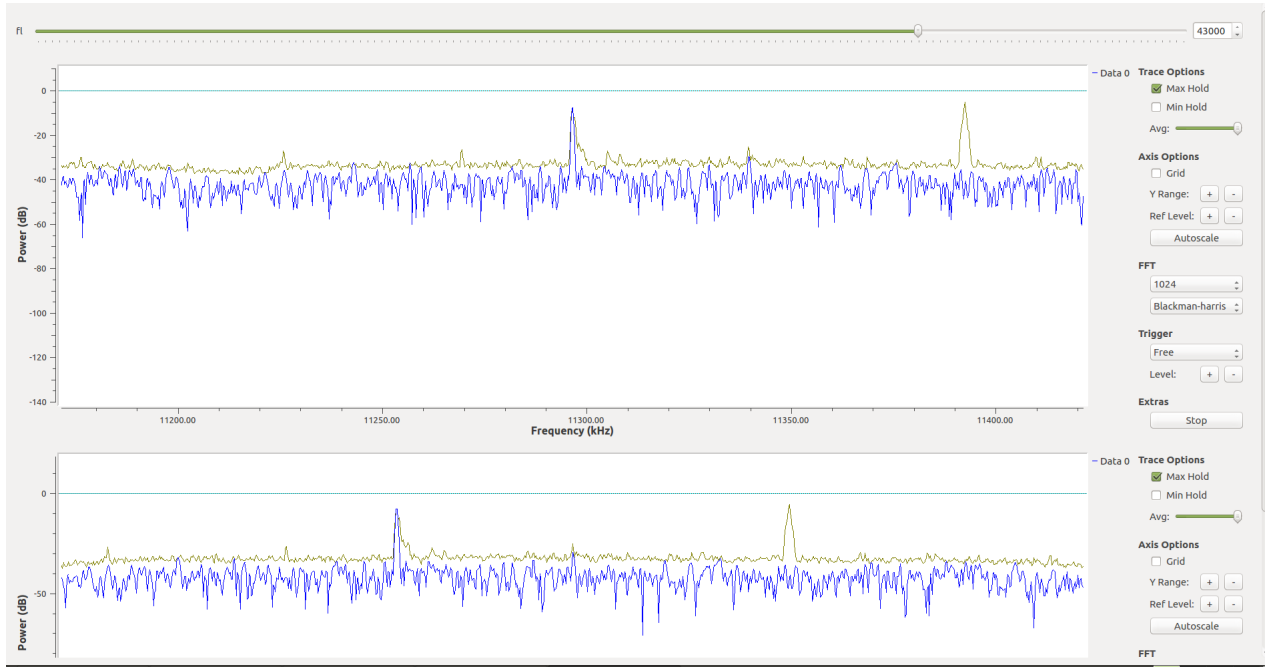


FIGURE 3.1 – FFT de l'enregistrement Volmet et transposition

Pour ce faire on va commencer par ramener en bande de base la fréquence qui nous intéresse, via le même montage que pour la FM mais avec un offset de +43kHz. On représente le signal en bande de base sur la courbe du haut sur la figure 3.1.

Contrairement à la modulation FM, la modulation AM n'introduit pas une bande à $2f_0$ on a uniquement une bande de part et d'autre. Lors de l'envoi on ne va envoyer qu'une seule de ces bandes, on parle de modulation à bande latérale unique supérieure, respectivement inférieure, si il s'agit de la bande à fréquence supérieur, resp. inférieur, à f_0 . Cela vient du fait que la formule du signal s'écrit :

$$s_{RF}(t) = R\{m(t) \pm j.H\{m(t)\}\}.e^{j.2\pi.f_0t} \quad (3.1)$$

Selon le signe que l'on va choisir on va avoir une expression différente. En effet on sait que :

$$S_a(f) = S_{RF}(f) + j.H\{S_{RF}(f)\}$$

Ainsi avec l'expression de l'équation (3.1) :

$$S_a(f) = [m(f) + \text{sgn}(f)m(f)].\delta(f \pm f_0)$$

et,

$$S_{RF}(f) = \frac{1}{2}(S_a(f) + S_a(-f))$$

Prenons le cas du + : On décale en $f - f_0$

$$S_{RF}(f) = \frac{1}{2}[(m(f - f_0) + \text{sgn}(f - f_0) \cdot m(f - f_0) + m(-f - f_0) + \text{sgn}(-f - f_0)m(-f - f_0))] \quad (3.2)$$

Dans le cas du - : On décale en $f + f_0$

$$S_{RF}(f) = \frac{1}{2}[(m(f - f_0) + \text{sgn}(f + f_0) \cdot m(f - f_0) + m(-f - f_0) + \text{sgn}(-f + f_0)m(-f - f_0))] \quad (3.3)$$

Dans le cas du +, comme l'équation (3.2) le montre on va doubler la bande supérieur et annuler complètement la bande inférieur. Et inversement dans le cas du -. Maintenant que nous savons ça nous allons pouvoir identifier le typer de modulation du message. Comme on le voit sur la figure 3.2 c'est la bande de fréquences positives qui est conservée, on est donc en présence d'une modulation en bande latérale unique supérieure.

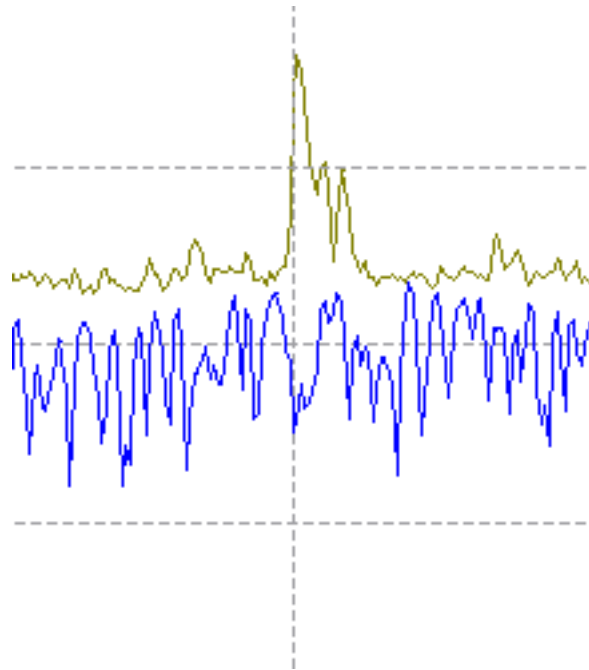


FIGURE 3.2 – Mise en évidence de la modulation à bande unique latérale

On va donc pouvoir associer un filtre passe bande complexe à notre signal pour récupérer uniquement le signal utile. Pour connaître le coefficient du filtre on utilise le Filter Design Tool, on va lui renseigner le comportement qu'on veut donner au filtre et il va nous donner les coefficients à copier/coller dans un bloc FFT filter block.

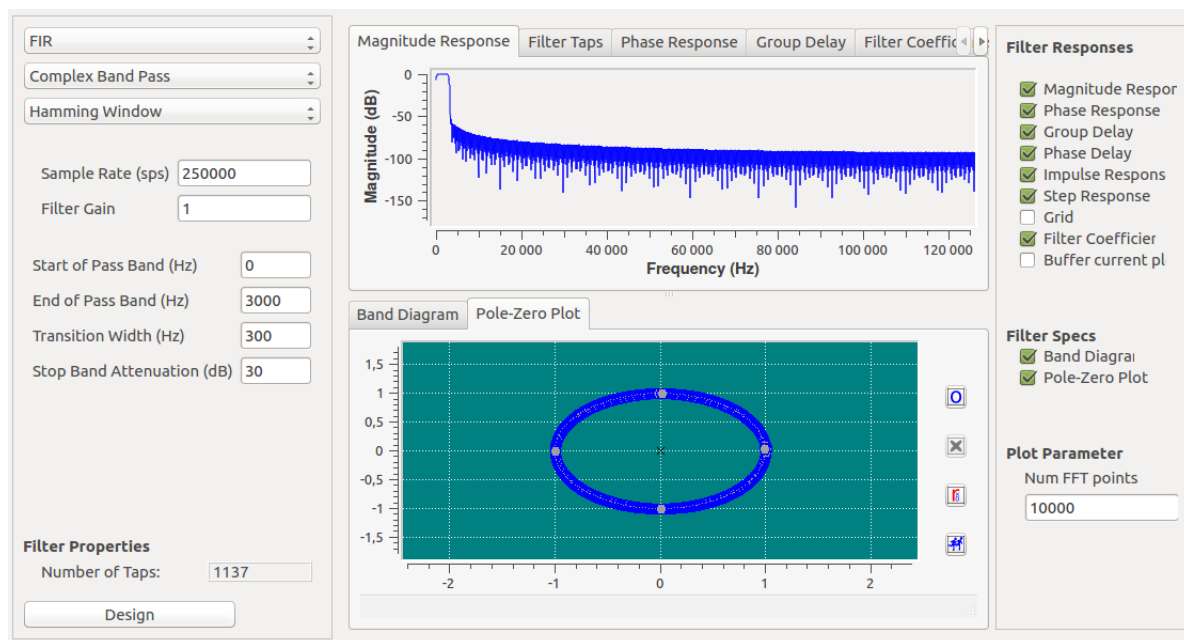


FIGURE 3.3 – Comportement du filtre en module

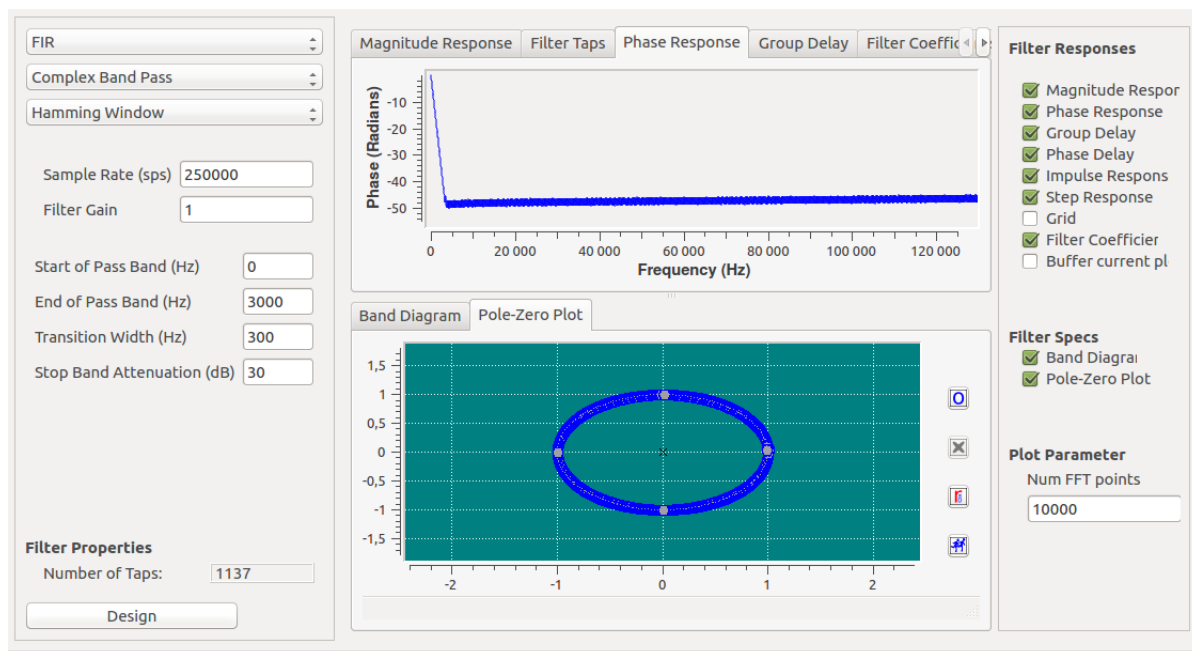


FIGURE 3.4 – Comportement du filtre en phase

Sur les figures 3.3 et 3.4 on voit la réponse dans le plan de bode du filtre choisi, il est designé tel que la bande qui passe est comprise entre 0Hz et 3kHz avec un gain de 2 et une atténuation de -30dB par décade hors de cette bande.

Il suffit alors de convertir le signal complexe en réel grâce au bloc complex to real puis de passer dans un resampler comme pour la FM et d'utiliser l'audio sink pour entendre la communication enregistrée. La figure 3.5 montre le montage final du démodulateur AM. En

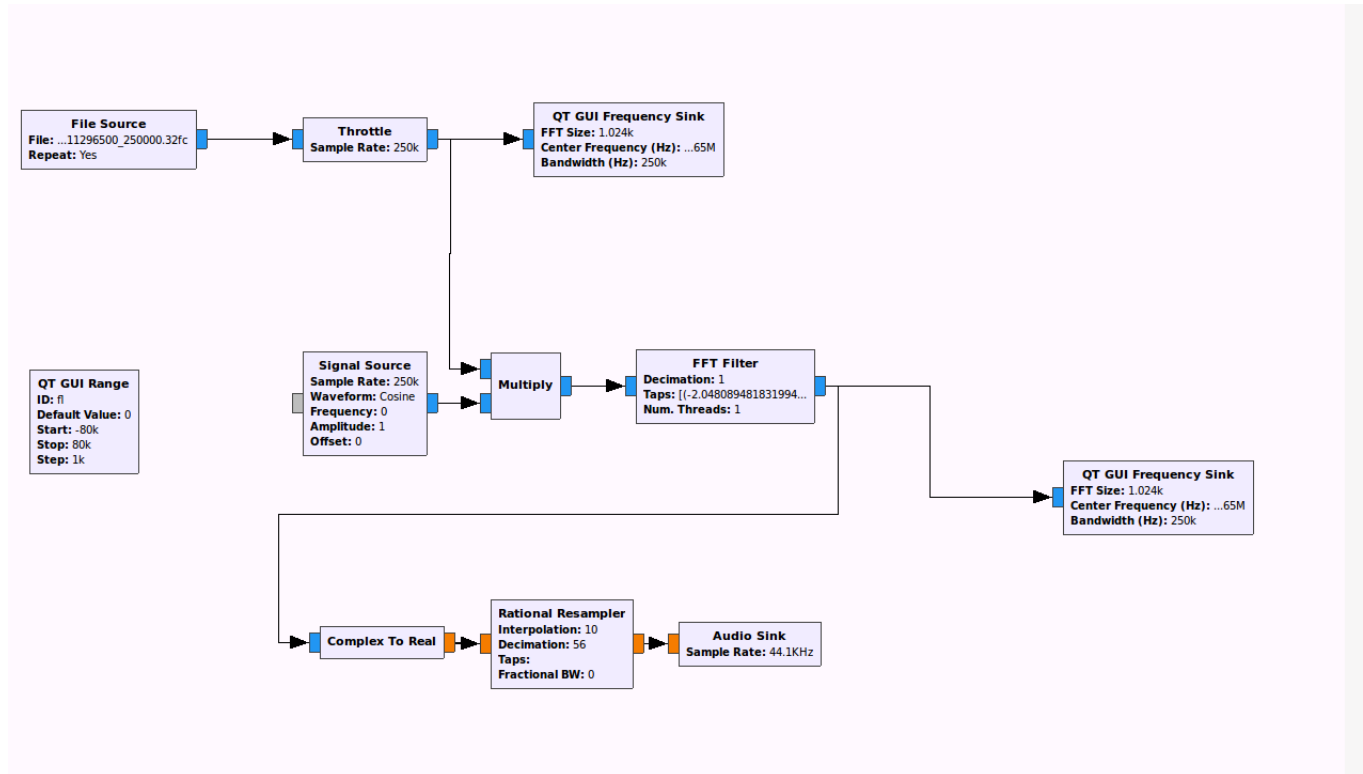


FIGURE 3.5 – Montage final du démodulateur AM pour Volmett

écoutant l'enregistrement on vérifie bien qu'il s'agit d'un message Volmett car on reconnaît des termes météorologiques ainsi que des valeurs associées. Ainsi on entend parler de vitesse du vent, de température ou encore de nuages.

Conclusion

Ce TP a été très instructif car il nous a permis de découvrir le SDR, ainsi que deux de ses applications. En effet, nous connaissions des montages hardware dédiés à la démodulation FM et d'autres à la démodulation AM mais aucun moyen de faire les deux avec le même. On a donc pu se rendre compte de la puissance du SDR. De plus avec ces deux exemples on a bien vu qu'il était possible d'avoir des applications diverses. Ainsi on pourrait utiliser le SDR pour réaliser un sniffer GSM ou bluetooth ou même intercepter des communications GSM non cryptées.

Ainsi le SDR permet une nouvelle approche de la radio, et les applications possibles semblent se limiter à la créativité et à l'imagination des développeurs. La seule contrainte étant d'avoir un USRP qui puissent récupérer la fréquence voulu.