

GNU Radio FM 调制解调 实验	文档编号	版本	页数
	HackRF-10	1.0	15

版本	作者	版本描述	完成日期
1.0	开源 sdr	初始版本	2019.5.10



开源SDR实验室

<http://blog.csdn.net/opensourcesdr>



开源SDR实验室

<http://blog.csdn.net/opensourcesdr>

目录

1	实验目的.....	1
2	实验原理.....	1
2.1	角度调制基本概念.....	1
2.2	单音调制 FM 与 PM.....	2
2.3	单频 FM 解调.....	3
2.4	窄带 FM(NBFM).....	3
2.5	宽频 FM(WBFM).....	5
2.6	调频信号的带宽.....	6
3	实验内容.....	7
3.1	单频 FM 调制-非 hackrf.....	7
3.1.1	变量定义.....	7
3.1.2	生成调制信号.....	8
3.1.3	生成载波信号.....	8
3.2	单频 FM 解调-非 hackrf.....	10
3.2.1	定义变量.....	10
3.2.2	生成载波信号.....	11
3.2.3	生成复数信号.....	11
3.2.4	生成延迟信号.....	11
3.2.5	共轭相乘.....	12
3.2.6	取信号的角度.....	12
3.3	WBFM 解调.....	14
3.3.1	HackRF 接收信号.....	14
3.3.2	低通滤波.....	14



开源SDR实验室

<http://blog.csdn.net/opensourcecdr>

3.3.3	重采样	14
3.3.4	WBFM 接收	14
3.3.5	音量调节	15



开源SDR实验室

<http://blog.csdn.net/opensourcesdr>

GNU Radio FM 调制解调实验

1 实验目的

利用 GNU Radio 和 HackRF，生成基带信号频率、载波频率及频偏参数可变的 FM 调制解调系统，观察参数变化对已调信号及其 FFT 功率谱的影响。

先根据实验原理和要求，不用 HackRF，分别搭建 FM 调制发送和接收解调的 GRC 程序，验证 FM 调制解调原理。然后搭建使用 HackRF 的 GRC 程序来进行 FM 发送和接收操作。

2 实验原理

2.1 角度调制基本概念

正弦载波有三个参量：幅度、频率和相位。不仅可以把调制信号的信息载荷于载波的幅度变化中，还可以载荷于载波的频率或相位中。在调制中，若载波的频率随调制信号变化，称为频率调制或调频 FM。若载波的相位随调制信号变化，则称为相位调制或调相 PM。在这两种调制过程中，载波的幅度都保持恒定不变，而载波的频率和相位的变化都表现为载波的瞬时相位的变化，因此把调频和调相统称为角度调制或调角。

角度调制与幅度调制不同的是，已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移，而是频谱的非线性变换，会产生与频谱搬移不同的信道频率成分，故角度调制又称为非线性调制。

角度调制(调角)分为频率调制 FM 和相位调制 PM，即指载波的幅度保持不变，而载波的频率或相位随着基带调制信号变化的调制方式。如果载波的频率变化量与调制信号电压成正比，则称为调频 FM，如果载波的相位变化量与调制信号电压成正比，则称为调相 PM。

角度调制的一般原理公式如下所示：

$$s(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

其中， $\omega_c t + \varphi(t)$ 为已调信号的瞬时相位，记为 $\theta(t)$ ， $\varphi(t)$ 为已调信号相对于载波相位 $\omega_c t$ 的瞬时相位偏移， $\frac{d[\omega_c t + \varphi(t)]}{dt} = \omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt}$ 为已调信号的瞬时角频率，记为 $\omega(t)$ ， $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ 为已调信号相对于载波频率 ω_c 的瞬时角频率偏移(瞬时频偏)。

所谓相位调制 PM，是指瞬时相位偏移 $\varphi(t)$ 随调制信号 $m(t)$ 做线性变化，即

$$\varphi(t) = K_{PM} \cdot m(t)$$

其中， K_{PM} 是调相灵敏度，含义是单位调制信号幅度引起 PM 信号的相位偏移量。则调相已调信号为：

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{PM} m(t)]$$

所谓频率调制 FM，是指瞬时频率偏移 $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ 随调制信号 $m(t)$ 做线性变化，即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_{FM} \cdot m(t)$$

其中， K_{FM} 为频率偏移系数。则此时，相位偏移 $\varphi(t) = K_{FM} \int m(\tau) d\tau$ 。调频的已调信号可表示为：

$$s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} \int m(\tau) d\tau\right]$$

由此可知，PM 和 FM 的区别仅在于，PM 是相位偏移随 $\varphi(t)$ 随调制信号 $m(t)$ 线性变化，FM 是相位偏移随 $m(t)$ 的积分呈线性变化。如果预先不知道调制信号 $m(t)$ 的具体形式，则无法判断已调信号是调相信号还是调频信号。

2.2 单音调制 FM 与 PM

假设调制信号为单一频率的余弦波，即

$$m(t) = A \cos \omega_m t = A \cos 2\pi f_m t$$

当用该调制信号来进行相位调制 PM 时，PM 已调信号为：

$$\begin{aligned} s_{PM}(t) &= A \cos[\omega_c t + K_{PM} m(t)] \\ &= A \cos[\omega_c t + m_{PM} \cos \omega_m t] \end{aligned}$$

其中， $m_{PM} = K_{PM} A$ 称为调相指数，表示最大的相位偏移。

当用该调制信号来进行频率调制 FM 时，FM 已调信号为：

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} A \int \cos \omega_m \tau d\tau\right] \\ &= A \cos[\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t] \end{aligned}$$

其中, $m_{FM} = K_{FM} A = \frac{K_{FM} A}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$ 称为调频指数, 表示最大的相位偏移。

$\Delta\omega$ 是最大角频偏, Δf 为最大频偏, 瞬时相位偏移 $\varphi(t)$ 为 $m_{FM} \sin \omega_m t$ 。

2.3 单频 FM 解调

调制信号为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$, 数字 FM 解调器的输入是 IQ 信号, FM 已调信号表达式为:

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{FM} A_m \int \cos \omega_m \tau d\tau \right] \\ &= A \cos [\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t] \end{aligned}$$

设定 $I(t) = A \cos(m_{FM} \sin \omega_m t)$, $Q(t) = A \sin(m_{FM} \sin \omega_m t)$ 。

则由 FM 表达式可得,

$$s_{FM}(t) = \text{Re} \left\{ [I(t) + jQ(t)] \cdot e^{j\omega_c t} \right\} = \text{Re} \left\{ \tilde{s}(t) \cdot e^{j\omega_c t} \right\}$$

其中, $\tilde{s}(t) = I(t) + jQ(t) = A \cdot e^{j\varphi(t)}$, $\varphi(t) = m_{FM} \sin \omega_m t$ 。

调制信号 $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$ 可以通过以下公式得到,

$$m(t) = \arg \left[\tilde{s}(t-1) \cdot \tilde{s}^*(t) \right], \text{ 其中的 } * \text{ 表示共轭运算。}$$

其中, $(t-1) \rightarrow z^{-1}$ 表示一个采样延迟。

$$\arg \left[\tilde{s}(t-1) \cdot \tilde{s}^*(t) \right] = \arg \left[a(t-1) e^{j\varphi(t-1)} \cdot a(t) e^{-j\varphi(t)} \right]$$

$$\begin{aligned} \text{证明: } &= \varphi(t-1) - \varphi(t) \approx \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d(m_{FM} \sin \omega_m t)}{dt} = m_{FM} \cdot \omega_m \cos \omega_m t \\ &= 2\pi f_m \cdot m_{FM} \cos \omega_m t = 2\pi f_m \cdot m_{FM} \frac{m(t)}{A_m} \end{aligned}$$

注意, 在 $\arg \left[\tilde{s}(t-1) \cdot \tilde{s}^*(t) \right]$ 与调制信号 $m(t)$ 之间是有一个转换系数 $\frac{2\pi f_m \cdot m_{FM}}{A_m}$ 的。

2.4 窄带 FM(NBFM)

$$s_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right]$$

如果在上述 FM 调制公式中的最大瞬时相位偏移 $\varphi(t) = K_{FM} \int m(\tau) d\tau$ 满足以下条件:

$$\varphi(t) = K_{FM} \int m(\tau) d\tau \ll \frac{\pi}{6} \quad (\text{或 } 0.5)$$

则 FM 信号的频谱宽度比较窄, 称为窄带调频(NBFM), 而当最大瞬时相位偏移不满足上述条件时, FM 信号的频谱带宽比较宽, 称为宽频调频(WBFM)。

NBFM 和 WBFM 最大的区别是最大瞬时相位偏移不同。

NBFM 最大相偏 = 5kHz

WBFM 最大相偏 = 75kHz

直接反映到频谱上, WBFM 的频谱比 NBFM 要宽, 同时 NBFM 的声音带宽会被进一步压低, 而 WBFM(普通广播)的音质就会听起来好得多。

将单音 FM 信号公式展开得到,

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right] \\ &= A \cos \omega_c t \cos \left(K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right) - A \sin \omega_c t \sin \left(K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right) \end{aligned}$$

当最大瞬时相位偏移远远小于 0.5 时, 可有

$$\cos \left(K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right) \approx 1, \quad \sin \left(K_{FM} \int m(\tau) d\tau \right) = K_{FM} \int m(\tau) d\tau$$

则 NBFM 信号的时域表达式为 $s_{NBFM}(t) \approx A \cos \omega_c t - \left[AK_{FM} \int m(\tau) d\tau \right] \sin \omega_c t$ 。

利用常见的傅里叶变换对

$$m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$$

$$\cos \omega_c t \Leftrightarrow \pi \left[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c) \right]$$

$$\sin \omega_c t \Leftrightarrow j\pi \left[\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c) \right]$$

$$\int m(\tau) d\tau \Leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega}$$

由时域相乘, 对应频域卷积的关系可得,

$$\int m(\tau) d\tau \sin \omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right]$$

因此, 可得 NBFM 信号的频域表达式为

$$s_{NBFM}(\omega) = \pi A \left[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c) \right] + \frac{AK_{FM}}{2} \left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right]$$

2.5 宽频 FM(WBFM)

当 FM 调制公式中的最大瞬时相位偏移 $\varphi(t) = K_{FM} \int m(\tau) d\tau$ 不满足远远小于 0.5 的条件时, 此时表达式不能简化, 因而, 也就给频谱分析带来了困难。为使问题简化, 我们只研究单音调制的情况。

假设单音调制信号为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$ 。

由单音调制 FM 信号的时域表达式为 $s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t]$, 利用三角公式展开得到,

$$s_{FM}(t) = A \cos \omega_c t \cos(m_{FM} \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \sin(m_{FM} \sin \omega_m t)$$

将两个因子分别展开傅里叶级数

OpenSource
SDRLab

$$\cos(m_{FM} \sin \omega_m t) = J_0(m_{FM}) + \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n}(m_{FM}) \cos 2n\omega_m t$$

$$\sin(m_{FM} \sin \omega_m t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n-1}(m_{FM}) \sin(2n-1)\omega_m t$$

其中, $J_0(m_{FM})$ 是第一类 n 阶贝塞尔函数, 它是调频指数 m_{FM} 的函数。

利用三角公式

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A - B) + \frac{1}{2} \cos(A + B)$$

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \cos(A - B) - \frac{1}{2} \cos(A + B)$$

以及贝塞尔函数性质

$$J_{-n}(m_{FM}) = -J_n(m_{FM}), \quad n \text{ 为奇数}$$

$$J_{-n}(m_{FM}) = J_n(m_{FM}), \quad n \text{ 为偶数}$$

得到 FM 信号的级数展开式为

$$\begin{aligned}
s_{FM}(t) &= A \cos \omega_c t \cos(m_{FM} \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \sin(m_{FM} \sin \omega_m t) \\
&= AJ_0(m_{FM}) \cos \omega_c t - AJ_1(m_{FM}) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] + \\
&= AJ_2(m_{FM}) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] - \\
&= AJ_3(m_{FM}) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \dots \\
&= A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_{FM}) \cos(\omega_c + n\omega_m)t
\end{aligned}$$

对上式进行傅里叶变换，即得 FM 信号的频域表达式

$$s_{FM}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_{FM}) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

由此可知，FM 调频信号的频谱由载波分量 ω_c 和无数边频 $\omega_c \pm n\omega_m$ 组成。当 $n=0$ 时，其幅度为 $J_0(m_{FM})$ ，当 $n \neq 0$ 时，就是对称分布在载频两侧的边频分量 $\omega_c \pm n\omega_m$ ，其幅度为 $J_n(m_{FM})$ ，相邻边频之间的间隔是 ω_m ，并且当 n 为奇数时，上下边频极性相反，当 n 为偶数时，上下边频极性相同。由此可见，FM 信号的频谱不再是调制信号频谱的线性搬移，而是一种非线性过程。

2.6 调频信号的带宽

调频信号的频谱包含无穷多个频率分量，因此理论上调频信号的频带宽度为无限宽，但是实际上边频幅度 $J_n(m_{FM})$ 随着 n 的增大而逐渐减小，因此只要取适当的 n 值使边频分量小到可以忽略的程度，调频信号可近似认为具有有限频谱。通常采用的原则是，信号的频带宽度应包括幅度大于未调载波的 10% 以上的边频分量，即 $J_n(m_{FM}) \geq 0.1$ 。

当 $m_{FM} \geq 1$ 以后，取边频数 $n = m_{FM} + 1$ 即可。因为 $n > m_{FM} + 1$ 以上的边频幅度 $J_n(m_{FM})$ 均小于 0.1，这意味着大于未调载波幅度 10% 以上的边频分量均被保留。因为被保留的上、下变频数共有 $2n = 2(m_{FM} + 1)$ 个，相邻边频之间的频率间隔为 f_m (或 ω_m)，所以调频波的有效带宽为

$$B_{FM} = 2(m_{FM} + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

这就是广泛用于计算调频信号带宽的卡森(Carson)公式。

当 $m_{FM} \ll 1$ 时，带宽公式可近似为

$$B_{FM} \approx 2f_m$$

这就是窄带调频 NBFM 的带宽。此时，带宽由第一对边频分量决定，带宽只随调制信号频率 f_m 变换，而与最大频偏 Δf 无关。

当 $m_{FM} \gg 1$ 时, 带宽公式可近似为

$$B_{FM} \approx 2\Delta f$$

这就是宽带调频 WBFM 的带宽。此时, 带宽由最大频偏 Δf 决定, 而与调制信号频率 f_m 无关。

对于多音或任意带限信号调制时的调频信号带宽仍可用卡森公式估算, 即

$$B_{FM} = 2(m_{FM} + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

但是, 这里的 f_m 是调制信号的最高频率, 调频指数 m_{FM} 是最大频偏 Δf 与 f_m 的比值。

NBFM 和 WBFM 最大的区别是最大瞬时相位偏移不同。

NBFM 最大相偏 = 5kHz

WBFM 最大相偏 = 75kHz

例如, 调频广播中规定的最大频偏 Δf 为 75kHz, 最高调制频率 f_m 为 15kHz, 故调频指数 $m_{FM} = \frac{75}{15} = 5$, 由带宽公式可得此 FM 信号的频带带宽为 180kHz

3 实验内容

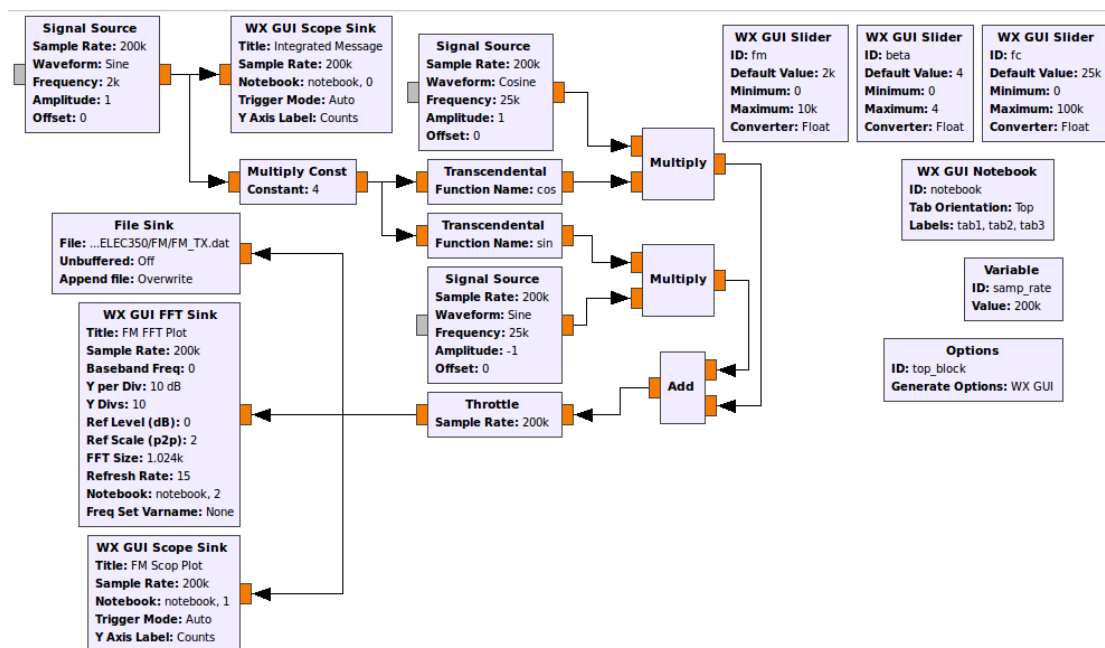
3.1 单频 FM 调制-非 hackrf

按照如下图所示搭建一个 FM 调制的 GRC 程序 (FM_Transmitter-no hackrf.grc)。

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{FM} A_m \int \cos \omega_m \tau d\tau \right] \\ &= A \cos [\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t] \\ &= A \cos \omega_c t \cos (m_{FM} \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \sin (m_{FM} \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

3.1.1 变量定义

将 m_{FM} 设定为一个可调变量 (WX GUI Slider) beta, 将调制信号频率设定为一个可调变量 (WX GUI Slider) fm, 将载波信号频率设定为一个可调变量 (WX GUI Slider) fc, 采样率设定为变量 samp_rate, 并取值为 200000Hz。



3.1.2 生成调制信号

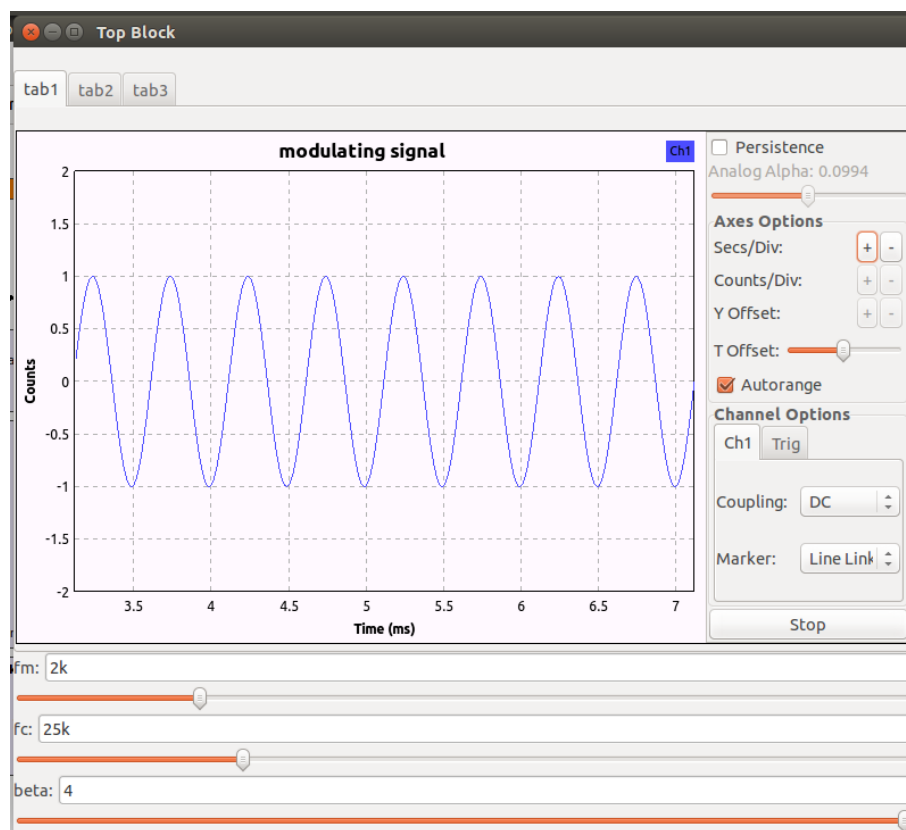
用 Signal Source 模块生成一个正弦波调制信号 $\sin \omega_m t$ ，其频率为 f_m ，幅度为 1。然后与 m_{FM} 相乘得到 $m_{FM} \sin \omega_m t$ 。

3.1.3 生成载波信号

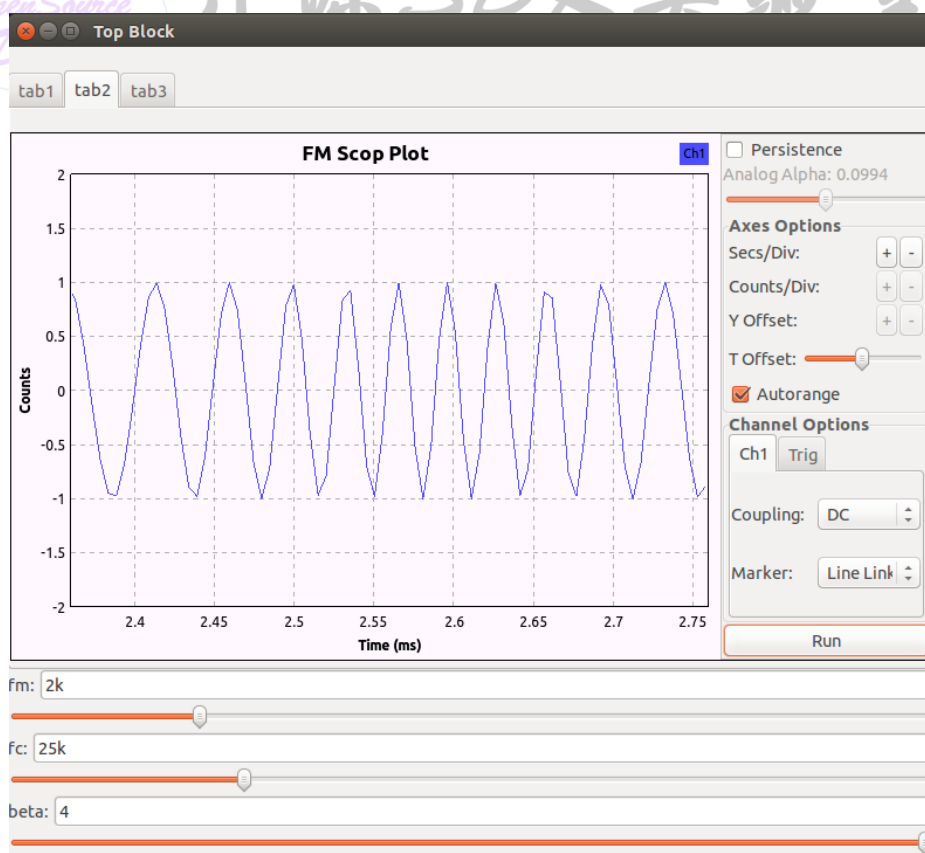
分别生成 $\sin \omega_c t$ 和 $\cos \omega_c t$ 载波信号，并分别与调制信号 $\sin \omega_m t$ 及其正交信号 $\cos \omega_m t$ 相乘，然后二者相加，得到

$$\cos \omega_c t \cos(m_{FM} \sin \omega_m t) - \sin \omega_c t \sin(m_{FM} \sin \omega_m t) \text{ 即为 FM 已调信号。}$$

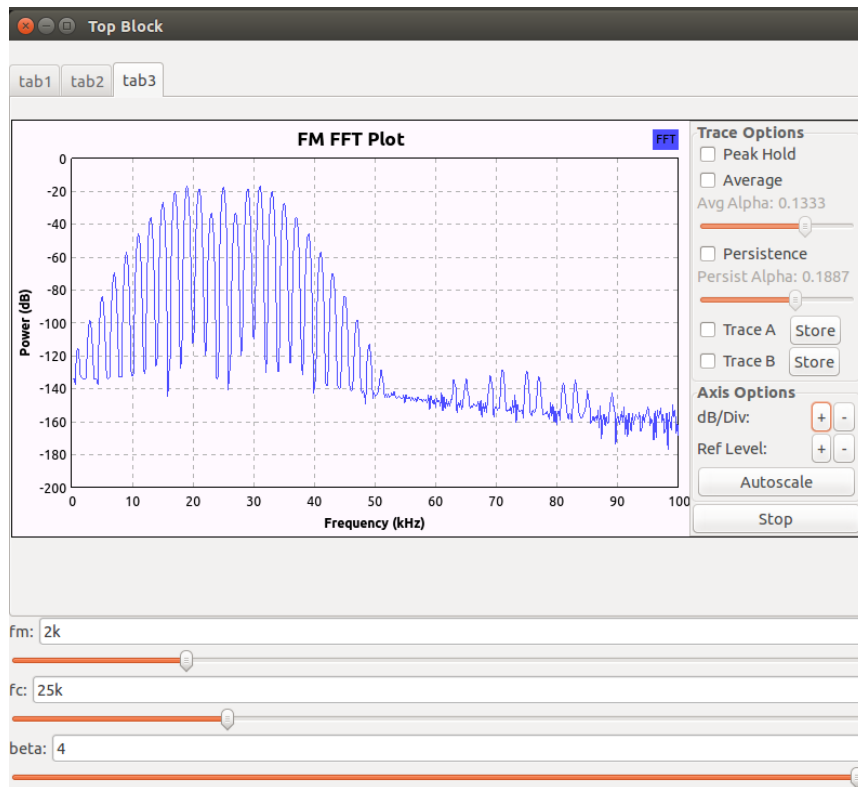
调制信号波形如 tab1 所示。



FM 已调信号如 tab2 所示。

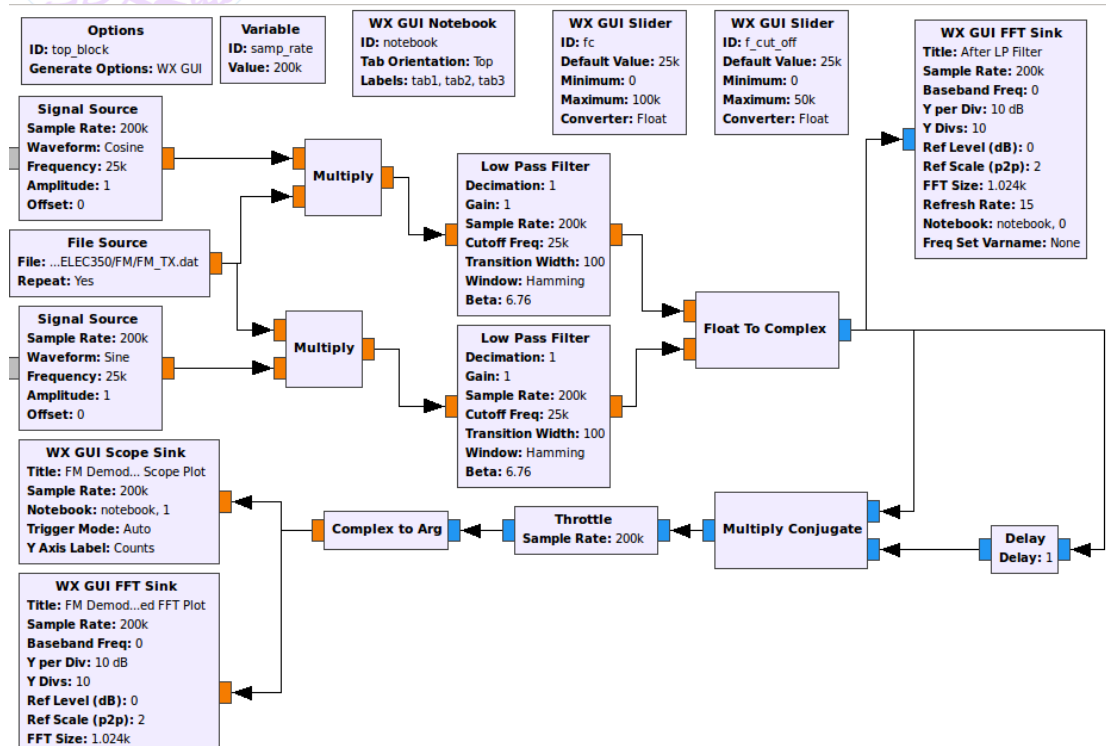


FM 已调信号的频域波形如 tab3 所示。



3.2 单频 FM 解调-非 hackrf

按照下图搭建 FM 解调 GRC (FM_Receiver-no hackrf)。



3.2.1 定义变量

采样率: 200000Hz

载波频率 fc: 0-100000Hz, 默认为 25000Hz

低通滤波器截止频率: f_cut_off, 0-50000Hz, 默认为 25000Hz

3.2.2 生成载波信号

用两个 Signal Source 分别生成载波信号 $\cos \omega_c t$ 和 $\sin \omega_c t$ 。

并分别于 FM 已调信号相乘, (FM 已调信号为 FM 调制-非 hackrf 中生成并保存到文件的信号)。

$$\text{对于 } \cos \omega_c t \cdot s_{FM}(t) = \cos \omega_c t \cdot A \cos[\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t]$$

$$\text{由 } \cos \alpha \cos \beta = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2}, \text{ 可得}$$

$$\cos \omega_c t \cdot s_{FM}(t) = \frac{\cos(m_{FM} \sin \omega_m t) + \cos(2\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t)}{2}$$

$$\text{对于 } \sin \omega_c t \cdot s_{FM}(t) = \sin \omega_c t \cdot A \cos[\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t]$$

$$\text{由 } \sin \alpha \cos \beta = \frac{\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)}{2}, \text{ 可得}$$

$$\sin \omega_c t \cdot s_{FM}(t) = \frac{\sin(m_{FM} \sin \omega_m t) + \sin(2\omega_c t + m_{FM} \sin \omega_m t)}{2}$$

$\cos \omega_c t \cdot s_{FM}(t)$ 和 $\sin \omega_c t \cdot s_{FM}(t)$ 分别经过低通滤波器后滤除了高频分量, 只剩下了 $\cos(m_{FM} \sin \omega_m t)$ 或 $\sin(m_{FM} \sin \omega_m t)$ 频率分量。

3.2.3 生成复数信号

$$\text{由于 } I(t) = A \cos(m_{FM} \sin \omega_m t), \quad Q(t) = A \sin(m_{FM} \sin \omega_m t)$$

则上一步得到的 $\cos(m_{FM} \sin \omega_m t)$ 和 $\sin(m_{FM} \sin \omega_m t)$ 通过使用 Float to Complex 模块得到复数信号 $\tilde{s}(t) = I(t) + jQ(t) = A \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad \varphi(t) = m_{FM} \sin \omega_m t$ 。

3.2.4 生成延迟信号

复数信号通过 Delay 模块生成延迟信号 $\tilde{s}(t-1)$ 。

3.2.5 共轭相乘

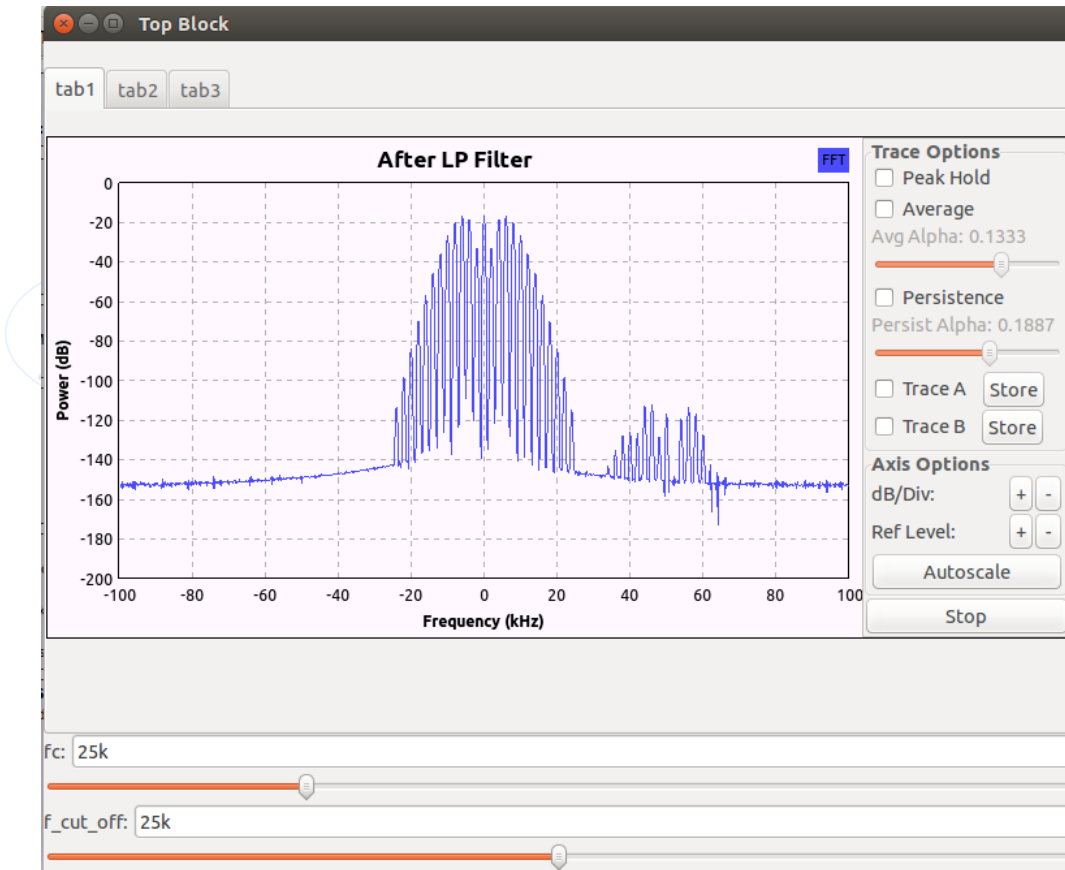
利用 Multiply Conjugate 模块生成 $\tilde{s}(t-1) \cdot \tilde{s}^*(t)$ 。

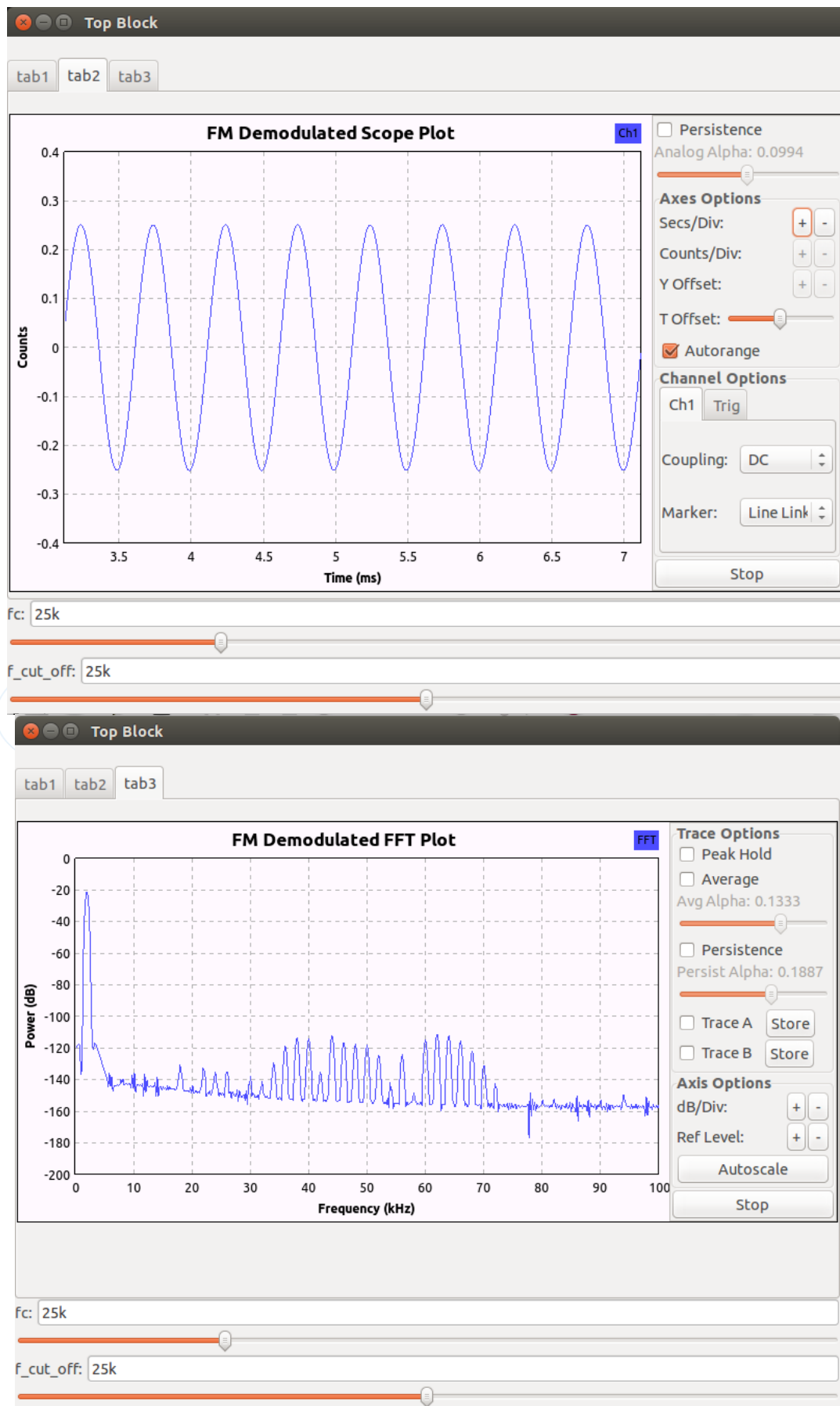
3.2.6 取信号的角度

利用 Complex to Arg 模块取出复数信号 $\tilde{s}(t-1) \cdot \tilde{s}^*(t)$ 的角度，即得到调制信号

$$2\pi f_m \cdot m_{FM} \frac{m(t)}{A_m}。其中 A_m = 1, f_m = 2000\text{Hz}, m_{FM} = 4。$$

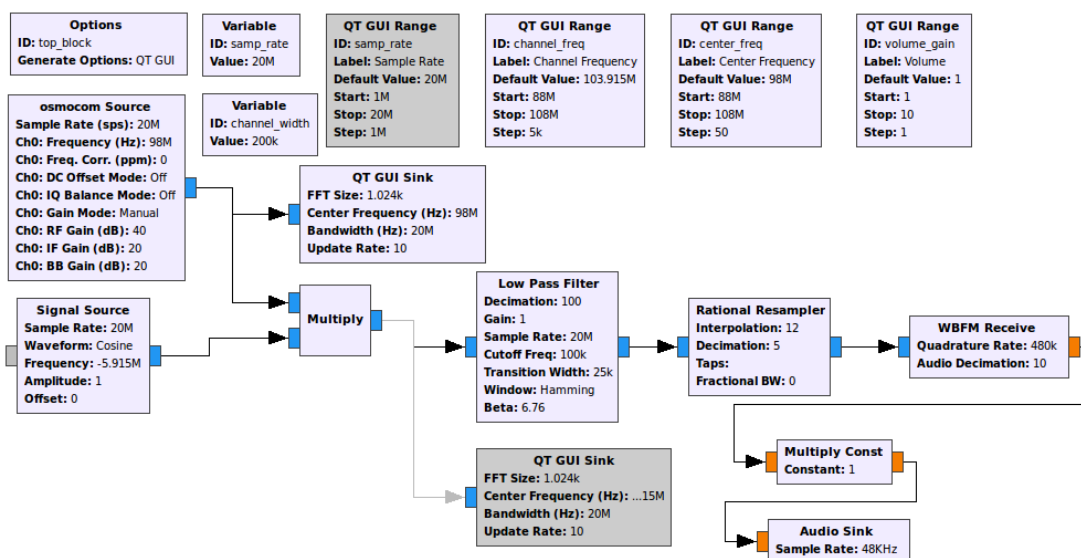
经过低通滤波器后的信号频谱如 tab1 所示，FM 解调后得到的调制信号的时域波形如 tab2 所示，频谱如 tab3 所示。





3.3 WBFM 解调

按照下图所示搭建一个 WBFM 接收的 GRC 程序 (FM_Radio_RX.grc)。



3.3.1 HackRF 接收信号

HackRF 用 osmocom Source 模块来接收 FM 信号，其中采样率设置为变量 samp_rate，Ch0: Frequency (Hz) 设置为变量 center_freq。

用一个 Signal Source 产生一个频率为 center_freq-channel_freq 的余弦波来与 osmocom Source 模块的输出相乘，进行频谱搬移。

3.3.2 低通滤波

低通滤波器的截止频率设置为 100kHz，过渡带宽为 25kHz，Decimation 抽取值为 100，经过此模块后的采样率由 20MHz 变为了 200kHz。

3.3.3 重采样

使用 Rational Resampler 模块来继续调整采样率，以此来满足后续 Audio Sink 模块需要的 48kHz 做准备。

经过 Rational Resampler 模块作用，采样率变化过程为 $200\text{kHz} \rightarrow 200\text{k} \times 12/5 = 480\text{kHz}$ 。

3.3.4 WBFM 接收

使用 WBFM 接收模块来进行 WBFM 解调，其中 Audio Decimation 为 10，表示将采样率 480kHz 要变为 $480k/10=48kHz$ ，以此来适应 Audio Sink 所要求的 48kHz。

Quadrature Rate 表示的是 WBFM Receive 模块所期望的输入采样率为 480kHz。

3.3.5 音量调节

使用一个 Multiply Constant 模块来调节声音音量大小。这个数值的取值设定为一个可调节的变量 volume_gain(QT GUI Range)。

运行该 GRC 程序后，你会看到以下界面，并且你会听到北京的 103.915MHz 的北京交通广播电台。如果你在别的地方的话，你可以通过调节 Channel Frequency 的值来找到你所在位置的电台。（这里，在找 FM 电台的时候，有一个技巧，就是你先通过 gqrx 来找到你那里能听到的电台的频率值，然后再用这个程序来有针对性的调节 Channel Frequency，等找到电台后，如果有杂音的话，可以再慢慢微调 Center Frequency 和 Volume，Volume 并不是越大越好，比如我这里我用 Volume 是 1 是最清楚的。）

