

实验五 常用仪器使用

一 实验目的

1. 通过实验掌握常用示波器、信号源和频谱仪等仪器的使用，并理解常用仪器的基本工作原理；
2. 通过实验掌握振幅调制、频率调制的基本概念。

二 实验仪器

示波器（带宽大于 100MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	1 台
频谱仪	1 台
电子电路与综合实验电路套件	1 套

三、实验步骤

3.1 示波器与信号发生器的使用

- 1、使用信号发生器分别产生正弦波、方波观察在示波器时域信号波形；
- 2、分别改变正弦波、方波频率、幅度观察波形变化；
- 3、用信号源产生 AM 信号，参数：调幅系数 $m_a=70\%$ ，载波频率 $f_c=2\text{MHz}$ ，载波幅度 $V_{cm}=1\text{V}$ ，调制信号频率 $f_\Omega=2\text{KHz}$ ，在示波上观察此 AM 信号，分别微调 m_a 、 f_c 、 V_{cm} 和 f_Ω 。
 - 3.1 在示波器上观察此 AM 信号的变化情况；
 - 3.2 在频谱仪上观察此 AM 信号的变化情况，记录载波功率、载波频率、边带功率和所占带宽。
- 4、用信号源产生 FM 信号，参数：载波频率 $f_c=10\text{MHz}$ ，调制频偏 $\text{Freq DIV}=1\text{MHz}$ ，调制信号频率 $f_\Omega=10\text{KHz}$ ，在示波上观察此 FM 信号，分别改变 f_c 、 Freq DIV 和 f_Ω ，观察在示波器上 FM 信号的变化情况；
 - 4.1 在示波器上观察此 FM 信号的变化情况；
 - 4.2 在频谱仪上观察此 FM 信号的变化情况，记录此 FM 波所占带宽，并与卡森公式对比。
- 5、示波器触发方式测试：
 - a) 利用单通道设定的触发方式测量电源上电时间
 - . 在实验板上找到 TP7(+5V 电源测试点)，用示波器 CH1 探头钩到测试针，触发方式设为“正常(NORMAL)”，触发源选择为 CH1。
 - . 把示波器测量通道的垂直灵敏度(V/div)打到 2V/div，水平灵敏度(time/div)打到 25ms/div。触发方式设为“正常(NORMAL)”，调节触发电平高于基线。

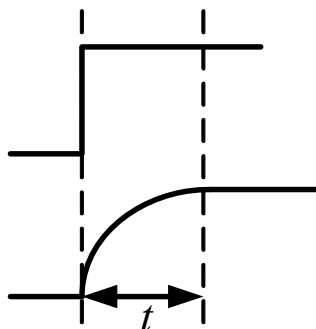


图 5.1 电源上电时间测量

- 此时打开电源（实验板上的左上角位置 J10 往上拨），测量在电源输出由 0-5V 供电上升沿时间，通常定义上升沿时间为 10%-90%电压幅度的上升时间，如图 5.1 所示。
 - 调节示波器测量游标于时间测量方式，测量上升时间。 705μs
 - b) 利用双通道设定触发条件的测量试验
 - 1 在本实验中，将使用一个已知设定的条件作为触发条件，当条件满足时，进行信号的捕获。这次我们利用电源上电的上升沿作为触发条件，测量在电源上电后，一个振荡电路的起振过程
 - 2 把用示波器设置触发方式为 AUTO，用通道 2 作为触发信号输入源。用通道 2 探头连接到“PLL 实验电路”的 TP9 测试脚（VCO 输出），把示波器测量通道的垂直灵敏度（V/div）打到 200mV/div，水平灵敏度（time/div）打到 1ms/div，调节触发电平高于基线，调节时间扫描到合适位置观察输出波形（200KHz 方波）。这时接通电源，改变水平灵敏度与垂直灵敏度，记录下此方波的幅度与周期，测试完毕后，关掉电源（实验板上的左上角位置 J10 往下拨）； 4.84V 4.979μs
 3. 把示波器的触发方式设置为 NORMAL，触发信号源设为 CH1，CH1 探头接+5V 电源的测试点 TP7，垂直灵敏度调整为 1V/div；CH2 探头连接到“PLL 实验电路”的 TP9 测试脚，把示波器测量通道的垂直灵敏度（V/div）打到 200mV/div，水平灵敏度（time/div）打到 1ms/div，调节触发电平高于基线。这时接通电源，这时应该在 CH1 上看到一个上升的电源供电波形，在 CH2 上看到电路的起振过程，分别调整水平与垂直灵敏度，记录下当供电以后，振荡电路起振的时间。 140ns
- 注：如果开关几次电源仍然无法捕获，请适当调节触发电平，扫描时间或扫描电压。

四、实验报告内容（可参考通信电子线路教材相关内容）

- 1、说明频谱仪的主要工作原理，示波器测量精度与示波器带宽、与被测信号频率之间关系；
- 2、画出示波器测量电源上电时间示意图，说明示波器可以捕获电源上电上升时间的工作原理；
- 3、简要说明在 FM 调制过程中，调制信号的幅度与频率信息是如何加到 FM 波中的？
- 4、对于单音调制信号，分别采用 AM 与 FM 调制方式，信号所占的带宽如何计算，并与频谱仪测试结果进行比较说明。

实验六 调频调制电路实验

1. 实验目的

通过实验加深理解调频信号的概念，调频信号产生的基本方法和基本原理；

2. 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	1 台
频谱仪	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套

3. 实验原理

3.1 调频原理

调频是使载波信号的频率按基带调制信号的规律变化，而幅度保持不变的一种调制。FM 波是基带调制信号去调变载波的角频率。这时，载波的瞬时角频率可表示为

$$\omega(t) = \omega_c + k_f v_\Omega(t) \quad (6.1)$$

式中 k_f 是和调频电路有关的比例常数，单位为 rad/V。

已调的瞬时相角为

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt + \theta_0 \quad (6.2)$$

FM 已调波表达为

$$v_{FM}(t) = V_{om} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt + \theta_0] \quad (6.3)$$

对于 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 的单音信号进行频率调制，则 FM 波表达式为

$$v_{FM}(t) = V_{om} \cos[\omega_c t + M_f \sin \Omega t + \theta_0] \quad (6.4)$$

其中， M_f 为调频指数，其值与 V_{om} 成正比而与 Ω 成反比，且其值可以大于 1。

$$\text{即 } M_f = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} \quad (6.5)$$

调频波的产生如图 6.1 所示，

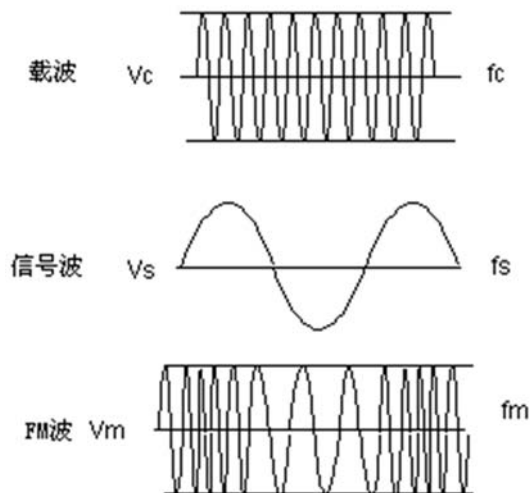


图 6.1 FM 波时域图

3.2 调频波所占频宽

FM 调变波所占有的频带宽会随着调变指数($\Delta f/F$)的增大而扩宽。FM 调变波的频谱分布范围很广，而只对于存在有 98% 以上的能量的频带称之为 Carson 频带宽。在此，对于占有频带宽 BW 可以概略计算如下

$$BW = 2(M_f + 1)F = 2(\Delta f_m + F) \quad (6.6)$$

式中， Δf 是最大频率偏移，F 为调制信号最高频率。

根据 FM 最大调制角频偏的 Δf_m 不同，FM 可分为宽带调频与窄带调频。

宽带调频：当 $\Delta f_m \gg F$, $BW \approx 2\Delta f_m$

窄带调频：当 $\Delta f_m \ll F$, $BW \approx 2F$

3.3 调频方法

调频波的产生有两种方法：直接调频法和间接调频法。

直接调频：将调制信号去直接调变载频振荡器的振荡频率，使其不失真的反映调制信号的变化规律。

直接调频电路就是一个振荡器，其振荡频率取决于电路中电抗元件 L 和 C 的值，用调制信号电压控制可变电抗的值就可以控制振荡器的频率，这就是直接调频的工作原理。受控的电抗元件可以是电感或电容，但最常用的是变容二极管。实验电路如图 6.2 所示。

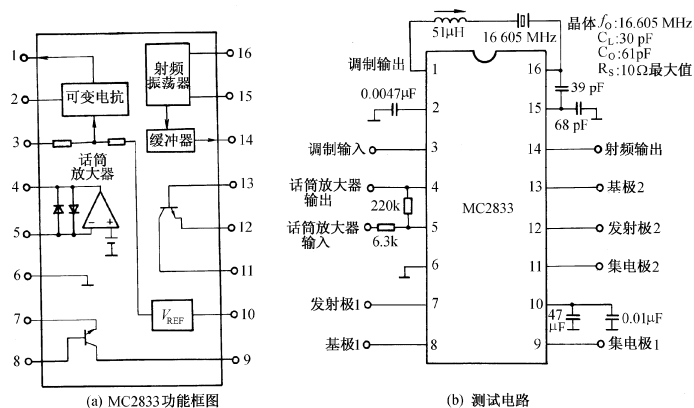


图 6.2 MC2833 片内功能与测试电路

间接调频电路利用 PLL，用基带信号改变 VCO 的振荡频率。

锁相调频是能稳定中心频率的宽频偏直接调频电路。图 6.3 所示是直接锁相调频的框图。由图中可见，只要把调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 加在锁相环 VCO 的频率控制端，使 VCO 的频率随调制信号作线性变化就可以达到调频目的。将图 6.2 的框图用线性化模型表示，则可画成如图 6.3 所示的线性化相位模型框图，图中 K_d 、 K_o 分别表示环路鉴相器的鉴相增益和 VCO 的压控灵敏度， $F(s)$ 为环路滤波器传递函数。若令环路输入相位的拉氏变换 $\theta_i(s) = 0$ ，则由图 6.4 中可求得环路对调制信号 $u_{\Omega}(s)$ 的传递函数为

$$\frac{\theta_o(s)}{u_{\Omega}(s)} = \frac{K_o}{s + K_o K_d F(s)} \quad (6.7)$$

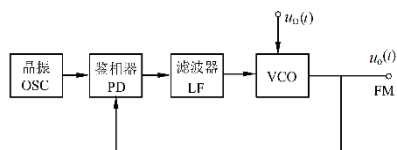


图 6.3 直接锁相调频框图

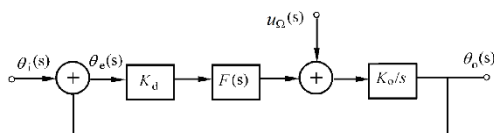


图 6.4 锁相调频环线性化相位模型框图

因为输出调频波的频偏 $\Delta\omega(t) = d\theta_o(t)/dt$ ，所以有 $\Delta\omega(s) = s\theta_o(s)$ ，将此关系代入(6.7)式中得调频环路的调频传递函数为

$$\frac{\Delta\omega(s)}{u_{\Omega}(s)} = \frac{sK_o}{s + K_o K_d F(s)} \quad (6.8)$$

4. 实验电路

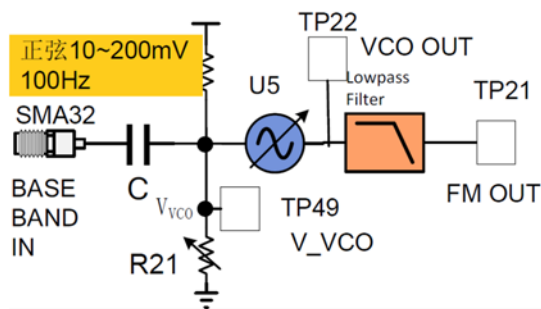


图 6.5 VCO 直接调频原理图

5. 实验步骤

1. 不加输入信号，调节 R21 电位器值，用万用表直流电压档测量 TP49(V_VCO)电压，同时用示波器测量 VCO 输出频率 TP22; 23.13kHz

2. 用信号源产生频率为 100Hz, 幅度 $10\sim 200\text{mV}$ 的正弦波，作为基带信号。把基带信号加到间接调频 PLL FM SMA32 基带信号输入端，用示波器在 TP21 FM OUT 观察直接调频输出波形。

50mV

6. 实验报告

- 记录该 VCO 压控特性，分别记录 TP49(V_VCO)电压 V_{\max} 和 V_{\min} 值，并记录对应的最高输出频率 f_{\max} 和最低输出频率 f_{\min} ，并求压控灵敏度。

$$K_{\text{VCO}} = (f_{\max} - f_{\min}) / (V_{\max} - V_{\min})$$

3.147 2.350
 23.148kHz 23.0629kHz

- 思考，若一调频信号的调制信号为 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，调频波表达式为

$$v_{\text{FM}}(t) = 5 \cos(4\pi \times 10^8 t + 75 \sin 2\pi \times 10^3 t) V,$$

- (1) 此信号载频和调制信号频率各是多少？
- (2) 若调制信号幅度增大一倍，调制信号频率不变，调制系数和带宽各有何变化？
3. 说明调制频偏和调频信号所占带宽的关系。

实验七 调频解调电路实验

1. 实验目的

通过实验加深理解调频解调电路的工作原理和解调方法。

2. 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	1 台
调频信号发生器	1 台
频谱仪	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套

3. 实验原理

3.1 移相乘积 FM 解调

常用的调频波解调方法有斜率鉴频、移相乘积鉴频和锁相环鉴频三种方法，这里只介绍移相乘积鉴频电路的工作原理，框图如图 7.1 所示。它的工作原理就是将调频波延时 t_0 ，当 t_0 满足一定条件时，可以得到相位变化规律与调制信号变化规律基本相同的调相波。检测出这个相位变化就可获得解调信号，这种方案多用于集成电路鉴频器中。

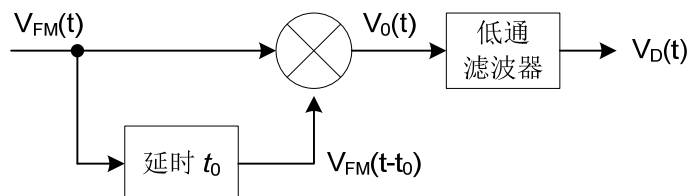


图 7.1 移相乘积鉴频电路框图

若调频波为—单频余弦信号调制的信号，表示为

$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + m_F \sin \Omega t] \quad (7.1)$$

延时 t_0 后的调频波可表示为

$$v_{FM}(t - t_0) = V_{cm} \cos[\omega_c(t - t_0) + m_F \sin \Omega(t - t_0)] \quad (7.2)$$

若 $t_0 \leq 0.2/\Omega$ ，将调频信号与其延时后的信号相乘得

$$\begin{aligned} v_0(t) &= v_{FM}(t) v_{FM}(t - t_0) \\ &= V_{cm}^2 \cos[\omega_c t + m_F \sin \Omega t] \cdot \cos[\omega_c t + m_F \sin \Omega t - \omega_c t_0 - m_F \Omega t_0 \cos \Omega t] \\ &= \frac{1}{2} V_{cm}^2 \cos(\omega_c t_0 + m_F \Omega t_0 \cos \Omega t) + \frac{1}{2} V_{cm}^2 \cos[2(\omega_c t + m_F \sin \Omega t) - \omega_c t_0 - m_F \Omega t_0 \cos \Omega t] \end{aligned}$$

(7.3)

式 (7.3) 经低通滤波器输出为

$$\begin{aligned} v_D(t) &= V_{cm}^2 \cos(\omega_c t_0 + m_F \Omega t_0 \cos \Omega t) \\ &= \frac{1}{2} V_{cm}^2 [\cos(\omega_c t_0) \cos(m_F \Omega t_0 \cos \Omega t) - \sin(\omega_c t_0) \sin(m_F \Omega t_0 \cos \Omega t)] \end{aligned} \quad (7.4)$$

假定 $\omega_c t_0 \leq \pi/2$, 这个假定可以在具体电路中实现, 并假定 $m_F \omega_c t_0 \leq 0.2$, 则上式可近似为:

$$v_D(t) = \frac{1}{2} V_{cm}^2 m_F \Omega t_0 \cos \Omega t \quad (7.5)$$

由此, 实现了调频波的解调。可以看出, 如果延时 (或相移) 网络只要能把 FM 波的载波信号延时 90 度, 就可实现用乘积解调的方法实现解调。

3.2 延时网络

我们知道, 一个简单的 RC 电阻网络可以构成移相 (或延时) 网络, 如图 7.2 所示。可以看出, 一级 RC 积分网络最大相移为 90 度。

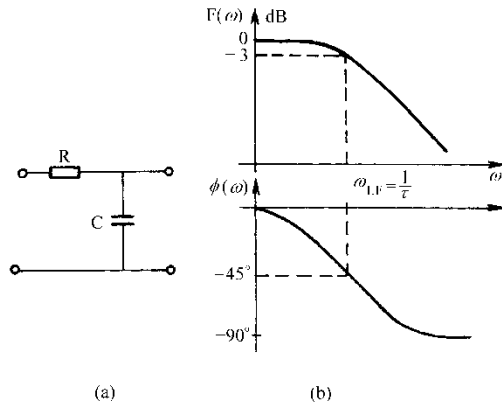


图 7.2 RC 积分移相网络

通常在 FM 解调电路的移相器中, 使用 LC 并联谐振回路的特性实现 90 度的相移达到乘积鉴相的目的。

3.2 PLL 的 FM 解调

如果 PLL 的环路带宽设计得足够宽, 当输入 FM 波时, 就能使 VCO 精确地跟踪 FM 波的反映调制信号规律的瞬时频率变化, 产生具有与输入 FM 波相同调制规律的输出调频波。显然, 只要 VCO 的频率控制特性是线性的, 则 VCO 的控制电压, 即环路滤波器的输出电压 $u_C(t)$, 就是所需的不失真解调输出电压 $u_\Omega(t)$ 。

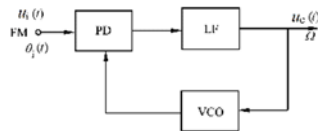


图 7.3 PLL 鉴频电路框图

图 7.3 示出了锁相环鉴频电路的框图。假设 VCO 的频率控制特性是线性的, 则输出角频率的变化量为 $\Delta\omega_o(t) = d\theta_o(t)/dt = K_o u_C(t)$, 相应的拉氏变换为 $s\theta_o(s) = K_o U_C(s)$ 。而

环路的闭环传递函数 $H(s) = \theta_o(s)/\theta_i(s)$, 则解调输出电压为

$$U_c(s) = \frac{s\theta_o(s)}{K_o} = \frac{sH(s)}{K_o}\theta_i(s) \quad (7.6)$$

令 $s = j\Omega$ ，则式(7.6)变为时域关系式

$$u_c(t) = \frac{j\Omega H(j\Omega)}{K_o}\theta_i(j\Omega) \quad (7.7)$$

当输入单音调制 FM 波时，由式(7.6)和(7.7)可知 $\theta_i(j\Omega) = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t$ ，将此式代入式(7.7)

中得

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{j\Omega H(j\Omega)}{K_o} \cdot \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \\ &= \frac{H(j\Omega)\Delta\omega_m}{K_o} \sin\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= U_{cm} \cos \Omega t \end{aligned} \quad (7.8)$$

显然，VCO 的控制电压 $u_c(t)$ 就是解调输出的原调制信号 $u_\Omega(t)$ 。式(7.8)中的 $H(j\Omega)$ 为低通频响特性，可见为实现不失真解调，就要求环路带宽大于 FM 波中原调制信号的频谱宽度。

4 实验电路

4.1 延时相乘法 FM 解调电路

电路图如 7.4 所示，芯片采用 MC3361 FM 解调芯片，这里用到了它的放大器和吉尔伯特单元乘法器。

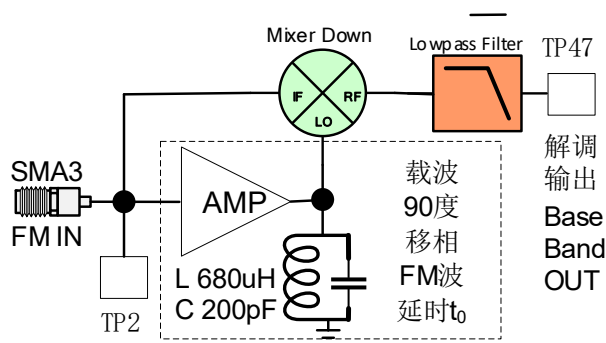


图 7.4 延时相乘法的 FM 解调

Motorola 公司官方推荐使用方法：

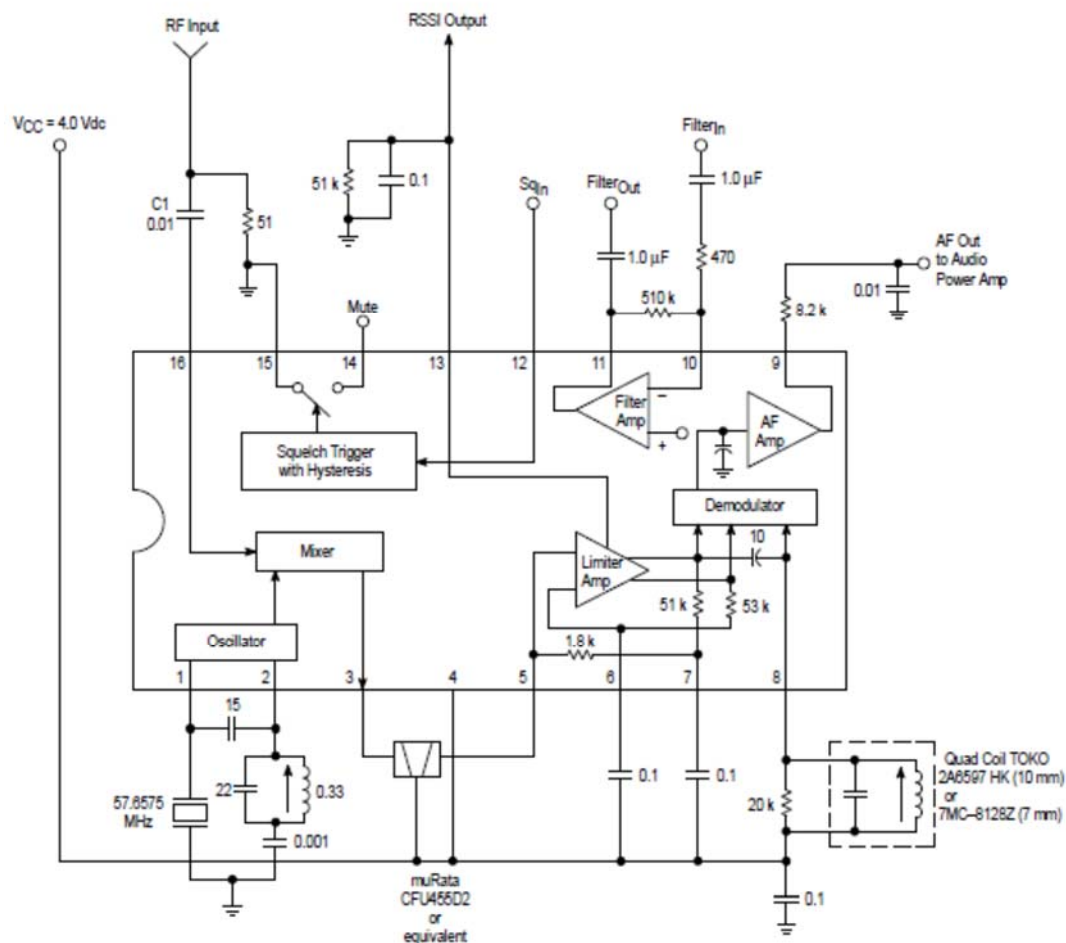


图 7.5 以 MC3361 为核心的 FM 解调电路图

4.2 PLL 实现的 FM 解调

解调芯片采用 CD4046，其内部框图如图 7.6A 所示，它集成了两个 PD，一个 VCO，VCO 的 R1 和 R2 两个电阻控制其工作频率，环路滤波器接于片外。

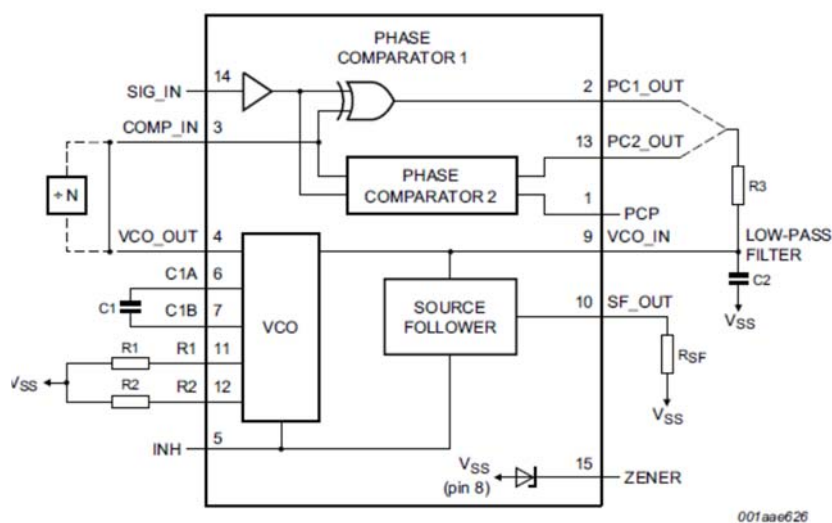
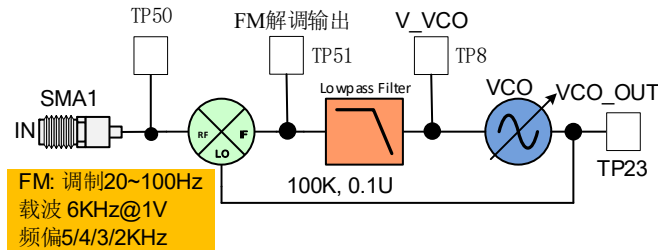


图 7.6A CD4046 PLL 内部框图

实验示意如图 7.6B 所示，环路滤波器采用 RC 积分网络。在无信号输入时，VCO 有自由振荡频率；当有 FM 波输入时，PD 进行相位比较时，产生的误差信号即为 FM 解调输出的基带信号。



5 实验步骤

5.1 相乘移相 FM 解调

1. 计算 LC 并联谐振网络谐振频率， $L=680\mu\text{H}$, $C=200\text{pF}$

431.57kHz

2. 用信号源产生一个 FM 信号：

NAME	说明	连接	参数与设置
SMA3	已调 FM 波输入	信号源	基带：20~100Hz 载波：510KHz 附近@300mVpp (上步计算得到的谐振频率) 调制频偏：4~10KHz
TP47	FM 解调基带输出	示波器	
位置	DE FM MC3361		

3. 微调基带和载波频率，调制频偏参数，观察对解调输出的影响。

基带：20Hz, 频偏：10KHz

载波频率 KHz	470	480	490	500	510	520	530	540	550
解调振幅 V	0.024	0.024	0.332	0.960	1.68	2.00	1.74	0.86	0.166

基带：20Hz, 载波：510KHz

调制频偏 KHz	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
解调振幅 V	1.68	1.52	1.36	1.20	1.04	0.872	0.704	0.536	0.368	0.192

5.2 PLL FM 解调

1. 不加输入信号时，调节 R25, 测量 TP23 VCO_OUT 输出端 VCO 自由振荡频率在 5.9KHz；

5.8136kHz

2. 用信号源产生一个 FM 信号：

NAME	说明	连接	参数与设置
SMA1	已调 FM 波输入	信号源	基带：20~100Hz 载波：5.9KHz 附近@1Vpp (上步测量得到的 VCO 谐振频率) 调制频偏：2~5KHz
TP51	FM 解调基带输出	示波器	
位置	PLL FM_DE_MODULATOR		

3. 微调基带和载波频率，调制频偏参数，观察对解调输出的影响。

频偏固定：4KHz

载波为 5.9KHz, 改变基带信号频率，记录基带频率变化范围何时出现无法解调，PLL 失

20~66

锁现象。

基带为 20Hz, 改变载波信号频率, 记录载波频率变化范围何时出现无法解调, PLL 失锁现象。

4.35 ~ ~~5.70~~ ~ 10.7 kHz

6. 实验报告

1. 记录 FM 参数改变对于输出解调信号的影响;
2. 简要说明用 PLL 实现 FM 解调的基本原理。

实验八 调谐放大器实验

1. 实验目的

通过实验加深调谐放大器电路的工作原理和解调方法。

2. 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	1 台
调频信号发生器	1 台
频谱仪	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套

3. 实验原理

和电子线路中学过的小信号放大器相比，将固定负载 R_L 改为 RC 并联网络，形成调谐放大器，如图 8.1 所示。参考晶体三极管电路，用交流通路分析法分析右边电路电压增益、输出阻抗。这种对所需信号的选择和放大，是通过在所需要谐振频率提供高阻抗实现的。采用并联谐振电路的谐振放大器可以采用更低的电源电压。但如果只是单纯在放大器集电极采用高阻形式，那么在没有信号时也会有很大压降。因此，并联谐振放大器所带来的优点不可能由简单地在集电极采用高阻实现。

该电路实现选频高增益放大。

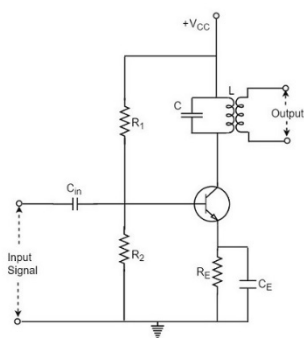


图 8.1A 调谐放大器原理图

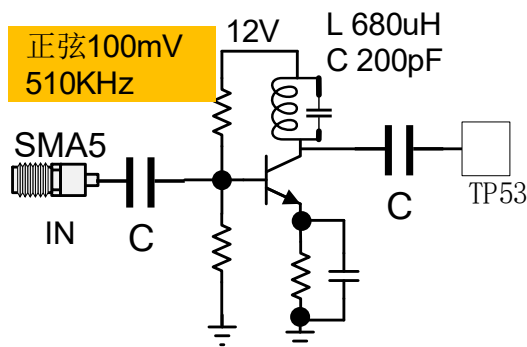


图 8.1B 调谐放大器实验电路图

4. 实验电路

实验电路原理如图 8.1B 所示，负载为 LC 并联网络，在谐振频率上电压增益最大。

5. 实验步骤

1) 计算 $L=680\mu H$, $C=200pF$ 并联谐振网络谐振频率；

431.57 kHz

2) 在 SMA5 输入 100mV 正弦波，频率为上述频率；

3) 用示波器测量输出端 TP53 电压值, 并计算电压增益; 26.4

4) 改变输入信号频率, 测量输出电压, 描绘选频特性曲线

$F_c = 490/495/500/505/510/515/520/525/530/535/540/545/550/555$
 $4.72 \ 4.92 \ 5.16 \ 5.32 \ 5.48 \ 5.56 \ 5.64 \ 5.64 \ 5.60 \ 5.52 \ 5.40 \ 5.28 \ 5.12 \ 4.96$

6. 实验报告

- 1) 完成实验步骤要求内容并记录相关数值;
- 2) 说明选频放大器和负载为纯电阻的共射小信号区别与联系;