

## 简易频谱分析仪

**【摘要】**本简易频谱分析仪由模拟高中频部分、显示处理部分和波形控制部分组成。模拟高中频部分采用了二次混频结构，混频采用模拟乘法器实现，第一级扫频本振和第二级点频本振均采用 DDS 技术产生，滤波器采用不同 Q 值的晶体滤波器，检波采用经典的 AM 非相干检波。示波器的显示采用 FPGA 控制，DDS 的配置和系统的总体控制采用单片机完成。系统采用了独特的一键式自动测量，操作简单。系统整体指标好，频率分辨力达到了 200Hz，能够正确识别调幅、调频和等幅波三种波形及其调制带宽。

**【关键词】** 频谱分析仪 晶体滤波器 直接数字合成 示波器

**【Abstract】:** This simple spectrum analyzer is composed of HF/IF circuits, display processing and waveform controlling. The HF/IF circuits adopt dual conversion architecture. The mixers are implemented by analog multipliers while the first LO for sweep frequency and the second LO for point frequency are both generated by DDS. The filters are active crystal filters with different Q value. Detectors are classical incoherence AM detectors. The displaying on an oscilloscope is controlled by a FPGA, and the configurations of DDS chips and the controls of the whole system are accomplished by a MCU. The operation about the spectrum analyzer is very simple because a special automatic mode called one key measurement is adopted, and the system specifications are so excellent that the frequency resolution is up to 200Hz and the FM, AM and CW signals and their bandwidths can be recognized automatically.

**【Key Words】** Spectrum analyzer, Active Crystal Filter, DDS, Oscilloscope

## 一、总体方案设计

### 1. 总体设计

题目给出了简易频谱分析仪的原理参考框图，如图 1。

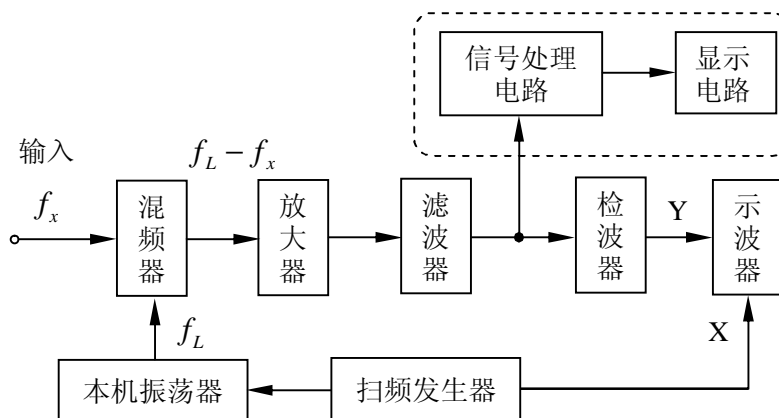


图 1 参考原理框图

### 2. 总体方案的论证与比较

根据外差式频谱分析仪的原理，图 1 中方案实现的关键在于本机振荡器、混频器、滤波器和检波器等高中频部分。各部分方案如下：

1) **本机振荡器方案**：图 1 中本机振荡器的输出应为线性的扫频输出，其输出的频率范围应与输入信号的测试范围一致。产生线性扫频输出的方法有两种：压控振荡器法和直接数字合成法。压控振荡器（VCO）法采用线性的锯齿电压输入去控制其输出的频率，其优点是电路简单，缺点是频率控制的精度较差，在频率范围较大时扫频的线性难以保证，从而影响到频谱分析仪的频标精度；直接数字合成（DDS）法采用数字方式直接合成所需的波形，因而其输出频率的分辨力和精度高，宽范围扫频输出的线性好，有许多现成的 DDS 集成电路可供选择，其缺点是 DDS 的配置和控制时序相对复杂，需要单片机或可编程器件进行控制。

2) **混频器方案**：图 1 中的混频器可以利用二极管的非线性实现或采用集成的模拟乘法器实现。采用二极管实现时因分立元件较多，因此电路较为复杂，调试也相对困难，而模拟乘法器的电路和调试都相对容易。

3) **滤波器方案**：图 1 中的滤波器也是整个频谱分析仪实现的关键环节，它决定了频谱分析仪输出频谱的分辨力和形状。常用的滤波器有 LC 滤波器、陶瓷滤波器和晶体滤波器等种类。LC 滤波器可以利用计算机辅助软件设计出各种类型和特性要求的滤波器，但其设计和调试的过程相对复杂，而且其 Q 值很难做高；陶瓷滤波器有许多现成的标准商品可供选择，Q 值较高，但其频率范围和工作频点较少，插入损耗较大；晶体滤波器最大的优点是 Q 值很高，既有标准的现成商品可供选择，也可以利用晶体谐振器电路实现，从而使得其工作频率的选择更加灵活。

4) **检波器方案**：图 1 中的检波器作用是完成输出调幅信号的解调，采用经典的 AM 非相干检波电路即可。另外，采用高速的数据采集和处理器件，还可以直接对混频、滤波后的中频信号进行采样和滤波、检波处理，使得系统的设计和调试更加灵活、方便，系统达到的指标更好。但是该方法涉及的知识较深、算法较多、高速信号采集和处理的电路复杂，实现较为困难。

5) **显示控制方案:** 题目要求频谱分析仪的输出借助示波器来显示。示波器的显示除了需要将解调后的信号输入到其 Y 轴外, 还需要同步产生一个线性锯齿电压给 X 轴。频标则可以利用 Z 轴或其他方式实现。另外, 系统还要求能够自动识别不同的调制信号。为此, 系统中还需要一个数据采集和处理系统, 以完成对示波器显示的控制和对信号的处理和识别。

6) **总体方案:** 综上所述, 频谱分析仪的总体方案可分为三种: 如图 2(a)、(b)、(c)。

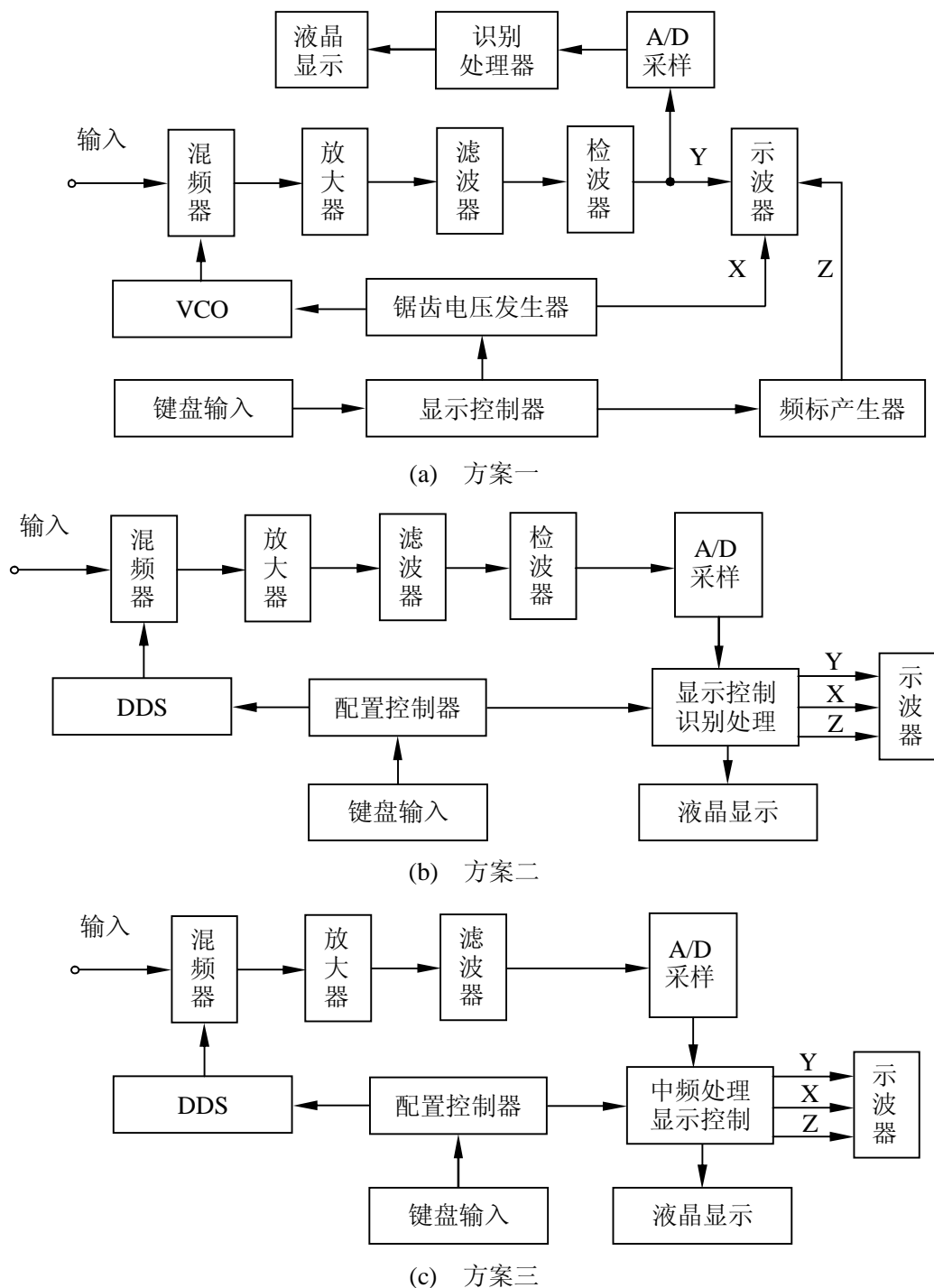


图 2 频谱分析仪的实现方案

上述方案中，方案一采用 VCO 作为本振来实现扫频输出，检波后的信号直接送入到示波器的 Y 轴。锯齿波发生器输出的锯齿波电压在驱动 VCO 扫频的同时，输入到示波器的 X 轴进行水平扫描。频谱分析所需的频标由显示控制器产生并输出到示波器的 Z 轴来实现。这种方案的主要缺点有两个：一是频谱分析的频率范围所对应的扫频电压范围是变化的，而示波器 X 轴扫描所需的扫描电压范围是固定的，两者难以同步；二是在高分辨频谱分析时，扫频的速度一般较慢，慢速的频谱信号在一般示波器上不能获得连续的波形。

针对方案一的缺点，方案二将本振扫频的驱动和示波器 X 轴的扫描分开。本振扫频采用高精度高分辨率的 DDS 实现。经检波后的信号首先经 A/D 采样后送入显示控制与识别处理器进行缓存，然后由显示控制经 D/A 快速地同步输出频谱信号和扫描信号至示波器的 X 轴和 Y 轴，以使示波器显示出稳定清晰的频谱波形。频谱分析所需的频标由显示控制器同步产生，输入到示波器的 Z 轴实现。

方案三是在方案二的基础上，直接对混频后的中频信号进行采样处理。该方案的优点是采用数字方法对信号进行二次滤波和检波处理，因此可以通过配置不同阶数和系数来调整数字滤波器的通带宽度，以自动地适应不同扫频速度和不同频谱分辨力的要求。

7) **最终实施方案：** 综合比较上述三个方案的优缺点，结合题目的要求和我们自身的技术特点，我们选用方案二作为实施方案。在实施方案中，为了适应不同的扫频速度和频谱分辨力的要求，结合实际滤波器的选频特性，系统采用了二次混频、滤波的结构，第二次混频所需的本振也采用 DDS 实现，以灵活地选择本振频率和相应的二中频频率。两级混频器均采用模拟乘法器实现，检波采用经典的 AM 非相干检波，滤波器选用不同 Q 值的晶体滤波器。另外，为了增大输入信号的动态范围，在输入还增加了一级输入放大电路，如图 3。

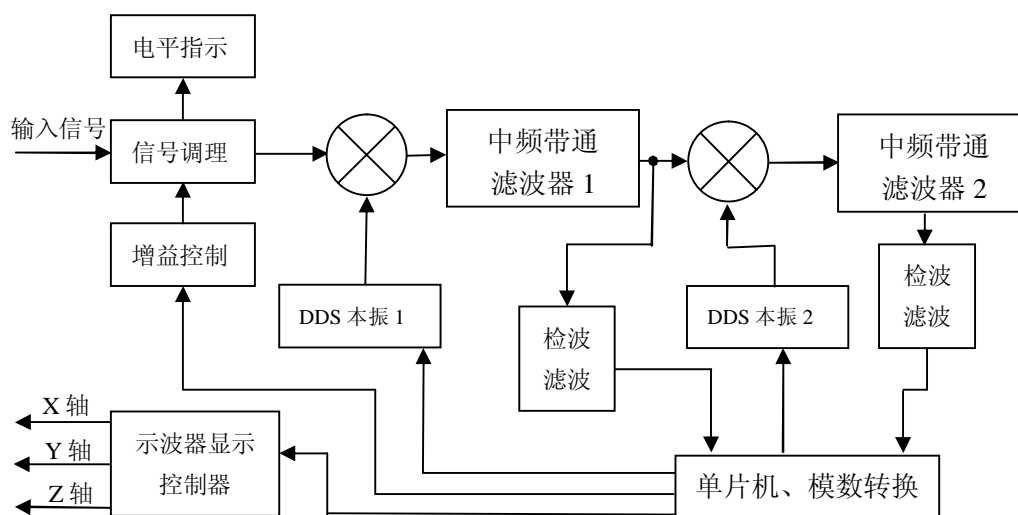


图 3 实际系统框图

## 二、理论分析与计算

### 1. 本机振荡器 1 的扫频范围和滤波器 1 的中心频率

题目要求的输入频率测量范围为 1MHz~30MHz，为了防止混频时产生射频泄漏，混频器的输出滤波器中心频率就必须大于 30MHz。考虑到中频滤波器的实际选频特性，取中

频带通滤波器 1 的中心频率为 34.3MHz。从频谱分辨力的角度看，中频带通滤波器 1 的通带宽度是越小越好，然而由于其输入为扫频信号，为了保证其输出具有一定的强度，窄的带宽就要求低的扫频速率。而低的扫频速率在大范围扫频时就需要长的扫频时间，从而影响仪器的数据输出率。因此我们选择带通滤波器 1 的通带大于 1KHz，在第二级混频时再采用不同通带宽度的滤波器来满足扫频时间和频率分辨力的不同要求。

中频滤波器中心频率选定后，为了防止混频、滤波后出现镜频现象，本振 1 扫频的最低频率应大于等于 30MHz。如取扫频的最低频率为 20MHz，则当输入频率为 10MHz、本振频率为 24.3MHz 和 44.3MHz 时，其混频输出均为 34.3MHz，频谱输出将出现两次，从而被认为是两个不同的输入频率，就是镜频现象。为此，取本振的扫频范围为 34.3MHz~66.3MHz，此时对应的输入频率测量范围为 0MHz~32MHz，能够满足题目要求的 1MHz~30MHz 的输入频率测量范围。

## 2. 本机振荡器 2 的频率和滤波器 1~2 的通带宽度

题目中基本要求部分要求的频率分辨力为 10KHz，但在发挥部分要求能够识别调制频率为 1KHz、频偏为 20KHz 的 FM 信号，为此应将频谱分析仪的分辨力设计为 1KHz 以下，也就是要求二级中频带通滤波器 2 通带宽度小于 1KHz。为了满足扫频时间和频率分辨力的要求，中频带通滤波器 2 的通带宽度取为 200Hz。同时为了调试方便并且频率稳定度高，本机振荡器 2 亦采用 DDS 来实现。考虑到 AM 检波器对载波的要求，本振 2 频率选择就使其输出中频的频率远大于其幅度变化的频率。我们选择滤波器的中心频率为 3MHz，则相应的本振 2 的频率选为 37.3MHz。

## 3. 扫频时间和 A/D 采样速率

由于最终的视频信号提取的是前面窄带滤波器对混频后的信号的响应，我们知道电子系统的响应速度和其工作的带宽有着密切的联系，带宽越窄，响应速度越慢，为了保证在各级扫描的时候系统能够充分地响应，进而确保视频信号不会产生失真，扫描的速度应当有一个上限。在具体实现的过程中，扫频的速度由当前的频谱分辨率下所使用的窄带滤波器的带宽决定。具体实现过程中可通过多次试验得出不同频谱分辨率下的最佳扫频速度。

带通滤波器的响应经过检波和低通滤波得到视频信号，由 A/D 采集送入信号处理系统同时控制示波器显示，A/D 采样速率以能够恢复视频信号为原则，其最小速率应当大于视频信号最高频率的两倍，最大速率取决于系统响应速度，本次设计中将 A/D 的采样速率同扫描速率相等，即每扫一个新的点频之前对当前视频信号采样，取得系统对当前点频的响应，这样在当前点频下系统拥有当前扫频速率下最大的建立时间，只需要改变扫频速率就能够实现在不同频率分辨率下提取充分的视频信息。实际设定的速率见第三部分第 5 小节。

## 4. 调幅波、调频波和等幅波的识别原理

如果调制信号为单音余弦波  $f(t) = \cos(\omega t)$ ，则 AM 调幅波表达式为：

$$v(t) = V_{cm}(1 + m_a \cos(\Omega t)) \cos(\omega_c t)$$

其中  $m_a$  为调制指数。 $V_{cm}$  为载波振幅。

该调幅波在频谱上有三根谱线如图 4 所示：

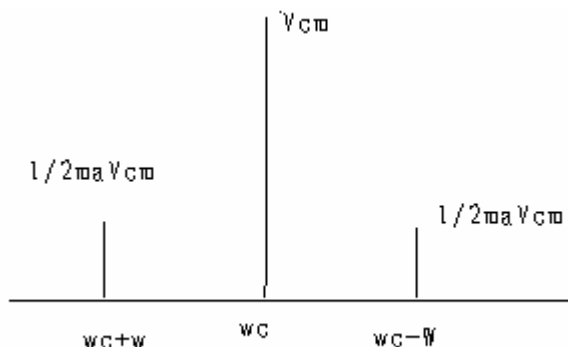


图 4 调幅波频谱示意图

单音调频信号的频谱相对复杂很多，但其主要特征可以简要描述如下：

设调制信号频率为 $\Omega$ ，调制频偏为 $\Delta F$ ，则信号带宽近似为  $BW=2\Delta F$ ，谱线间间隔为调制信号的频率 $\Omega$ ，而各个谱线的高度是由贝塞尔函数运算得到。其谱线如图 5 所示：

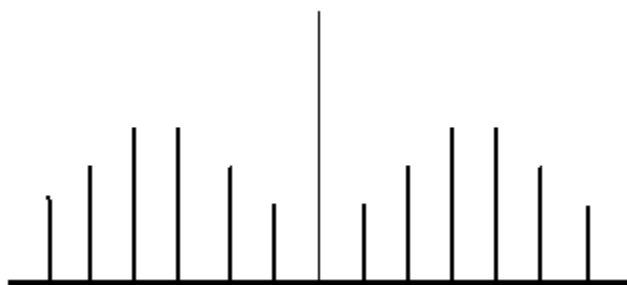


图 5 单音调频波频谱示意图

等幅波在频谱上为一条竖线。如图 6：

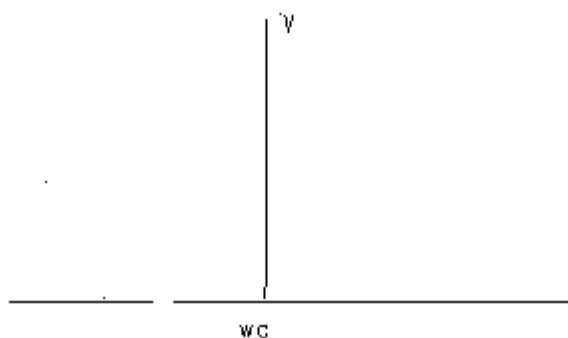


图 6 等幅波频谱示意图

综上所述，等调信号的功率在频谱上最集中，而调频信号的功率在频谱上最分散，调幅波则介于两者之间。因此，利用三种信号频谱分布特征的不同，就可以在频谱上对三种信号进行识别。识别的具体步骤为：

- 第一步：在整个扫频范围内，找出信号频谱的最大值；
- 第二步：以低于最大值一定比例的值为阈值，求出大于等于阈值的频谱宽度；
- 第三步：在频谱宽度内求出谱线幅度的平均值；
- 第四步：用求得的幅度平均值对幅度最大值进行归一化；
- 第五步：由归一化后的幅度最大值的相对大小来识别等幅、调幅和调频三种信号。

### 三、主要电路设计

#### 1. 输入信号调理及增益控制部分

##### 1) 设计要求及设计过程

由于输入信号有效值在  $20\text{mV} \pm 5\text{mV}$  之间，幅度较小，需要进行放大，以便后面的一系列处理，在这里我们设计了电平指示和预增益调整电路，为满足较大的动态范围，设计使用 AD603 做压控增益，由单片机 DAC 输出直流电压调节 AD603 的增益，由于 AD603 带宽为 90MHz，足够满足本次设计要求，输出电压最大为 1Vpp，增益控制范围 -11dB~33dB，其控制电压和增益之间满足如下关系：

$$\text{Gain}(\text{dB}) = 40V_G + 10 \quad (1)$$

然而由于本题要求输入电压有效值较小，故需要进行较大的增益，为了不使 AD603 工作在较为极限的状态（会导致较大谐波失真），我们考虑使用一级固定增益的预放大，同时由该放大器完成输入阻抗的匹配（ $50\Omega$ ），该运放我们选择了市场上较易买到的 OPA2652，该运算放大器为 BB 公司推出的用于宽带缓冲或者线路驱动器的高速电压反馈型双运放，增益为 1 时带宽为 700MHz，本次设计中将其作为输入预放大级，工作在增益为 4 的同相输入状态下，其带宽为 45~50MHz，并且输出电阻  $60\text{m}\Omega$ ，有很强的驱动能力。

输入信号经过该 4 倍增益的预放大之后达到 200~300mVpp，送入 AD603 经由单片机 DAC 控制 AD603 的增益，AD603 之后利用预放大级的双运放 OPA2652 中的另外一个运放再作 2 倍增益后完成隔离输出。并在输出端接有电平表进行电平指示。至此，输入信号可以根据电平表指示非常方便的调整到混频级的合理输入范围。

然而，实际制作中发现，上述设计存在很多弊病，首先，使用同一片 OPA2652 内的两个运放分别担任小信号预放大和大信号缓冲输出，本身就不是较安全的选择，由于片内双运放之间不可避免的产生交调失真，缓冲级运放工作在  $2\text{Vpp}$  输出电压下，而输入级运放工作在  $56\text{mVpp}$ ，极易受到缓冲级的干扰，此干扰很快被 AD603 接收并放大，同时出现相位变化，以大信号的形式出现在输出级的运放上面，当某个固定频率满足了一定的相位条件后，出现可怕的自激反馈，表现为正常信号上面叠加一个固定频率的分量，甚至当 AD603 增益大过一定值之后，出现严重自激振荡，输出端波形完全失真，出现了一个频率为 73MHz、幅度为运放输出最大幅度的振荡信号，这是我们预先没有想到的。

发现问题后，我们马上进行调整，输入级只使用一片 OPA2652 中的一个运放，并且按照其数据手册推荐的连接方式在同相输入端加入  $500\Omega$  对地电阻，调整反馈网络对输入信号进行 4 倍增益，同时，片内的另外一个运放闲置不用，以防止交调失真。再加入第二片 OPA2652，接受经 AD603 放大之后的信号，其中一个运放接成电压跟随器驱动片内的另外一个运放，同时将信号经同轴线送至一级混频器。片内的另外一个运放接受电压跟随器的输出并进一步放大 2 倍，送入一个平均值检波器，检波器的输出经低通滤波之后由一个改装的模拟表头进行显示。可用作输入信号增益后电平的实时显示，帮助调节输入增益，保证频谱测量精度。

电路改进之后，自激振荡的高频分量已基本消除，下图为改进前和改进后的输出信号 FFT 对比见图 7:

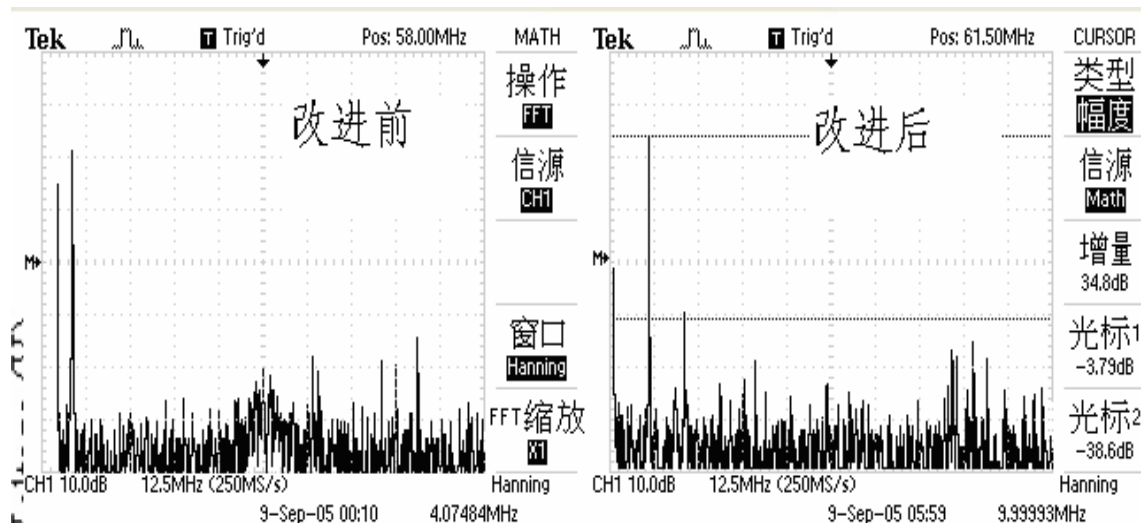


图 7 输入放大电路改进对比

图中信号的 2, 3 次谐波是输入信号本身就有的失真。

系统统调时，接入电平表头之后发现指针经常在正常值附近以固定的低频率摆动（小于 5Hz），并且对人体靠近较为敏感，考虑可能为工频干扰导致放大器输出含有较大的 50Hz 分量，与表头的机械固有频率谐振后导致指针摆动，故考虑在信号输入端加入交流耦合，同时利用交流耦合和 50Ω 输入电阻形成一阶高通，截至频点设定为千赫兹级别，可有效消除工频干扰。我们首先对该电路形式进行了简单仿真，结果如图 8，实际验证基本符合仿真结果。

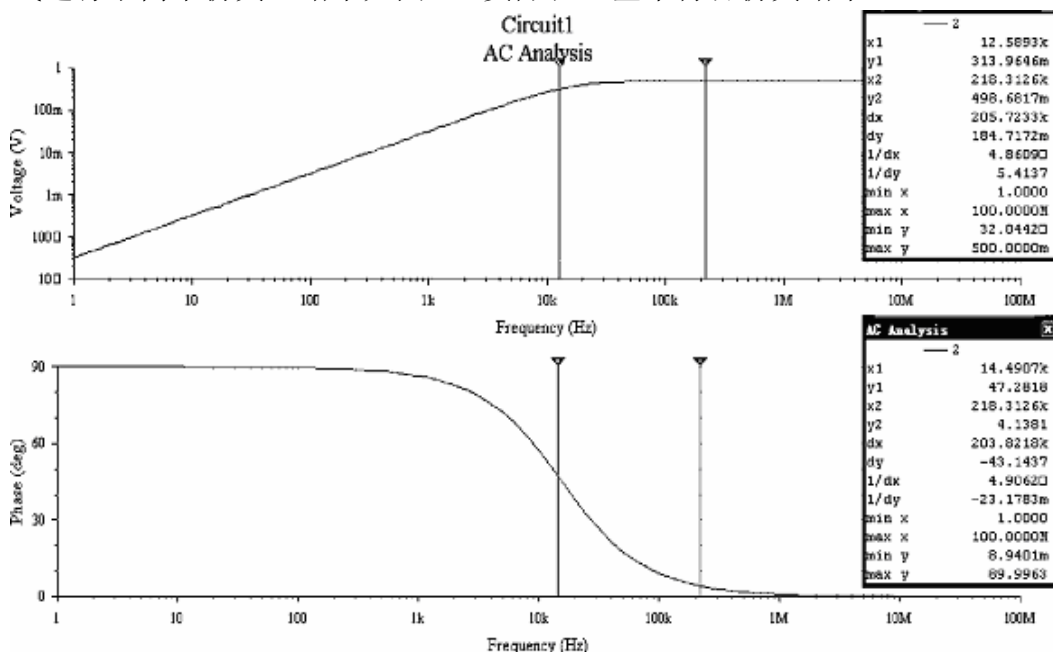


图 8 输入级交流耦合仿真



## 2)原理图 (图 9)

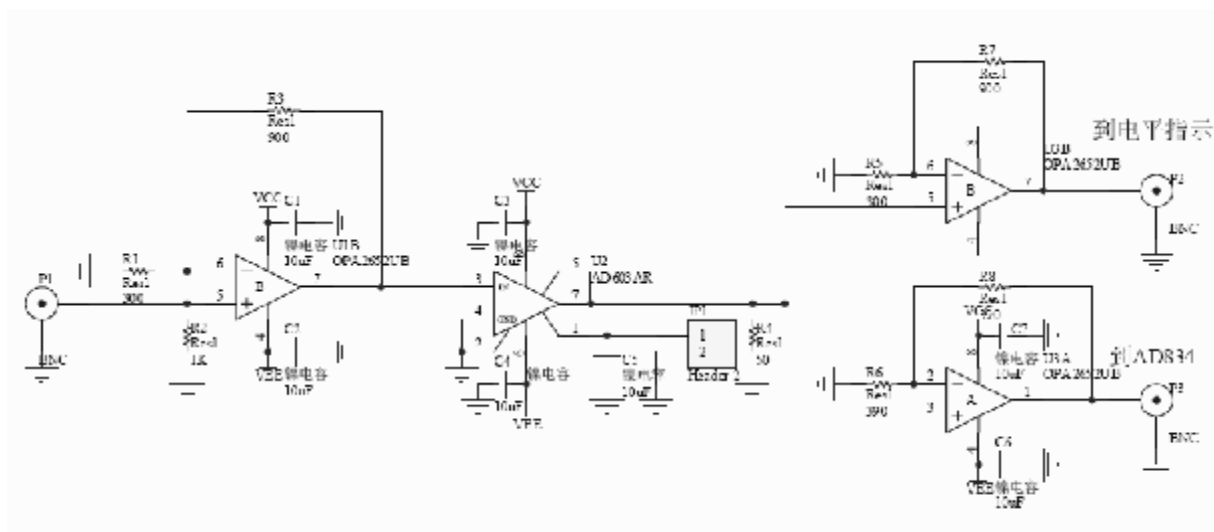


图 9 输入放大级原理图

## 2. DDS 扫频及二本振的产生

### 1)设计要求及设计过程

本设计要求第一次混频的本振频率为扫频输入，并且该扫频范围及速率可精确控制，扫频过程中输出幅度要求均等，为此，我们设计使用 DDS 原理完成这项功能。

直接数字频率合成(DDS)的常用实现方案有：通过 CPLD/FPGA 配合 DAC 实现和通过专用 DDS 芯片实现。本文次设计采用了后一种方案，因为专用 DDS 芯片集成了众多数字部件，这种高度的集成化避免了因 PCB 布线造成的信号干扰对系统性能的影响，提高了输出信噪比，大大降低了功耗，简化了硬件连接，增加了系统的运行速度和可靠性，同时也大大缩短了开发周期。

本次设计选取的第一级本振的频率范围为 34.3~66.3MHz，为此我们选用了 AD 公司的专用 DDS 芯片 AD9954。AD9954 片上集成了采样率高达 400MSPS 的 14 位 DAC，可以产生高达 200MHz 的正弦波，利用其数字可编程功能通过串行 I/O 口向芯片写入频率变化和控制字可灵活的控制其频率和相位。AD9954 内部还集成了一个 1024×32bit 的静态 RAM，用以支持灵活的跳频、跳相应用，同时还支持用户定义的线性扫频操作。芯片还包含了一个高速片上比较器，可用于需要输出方波的场合。时钟方面，AD9954 内部集成了振荡电路，支持单晶体驱动和外部时钟驱动两种模式，内部还带锁相环可以将外部时钟倍频 4~20 倍提作为系统时钟，系统时钟最高可达 400MHz。数字接口可支持通用 5V 标准。并且具有多芯片同步功能。图 10 为其内部原理框图：

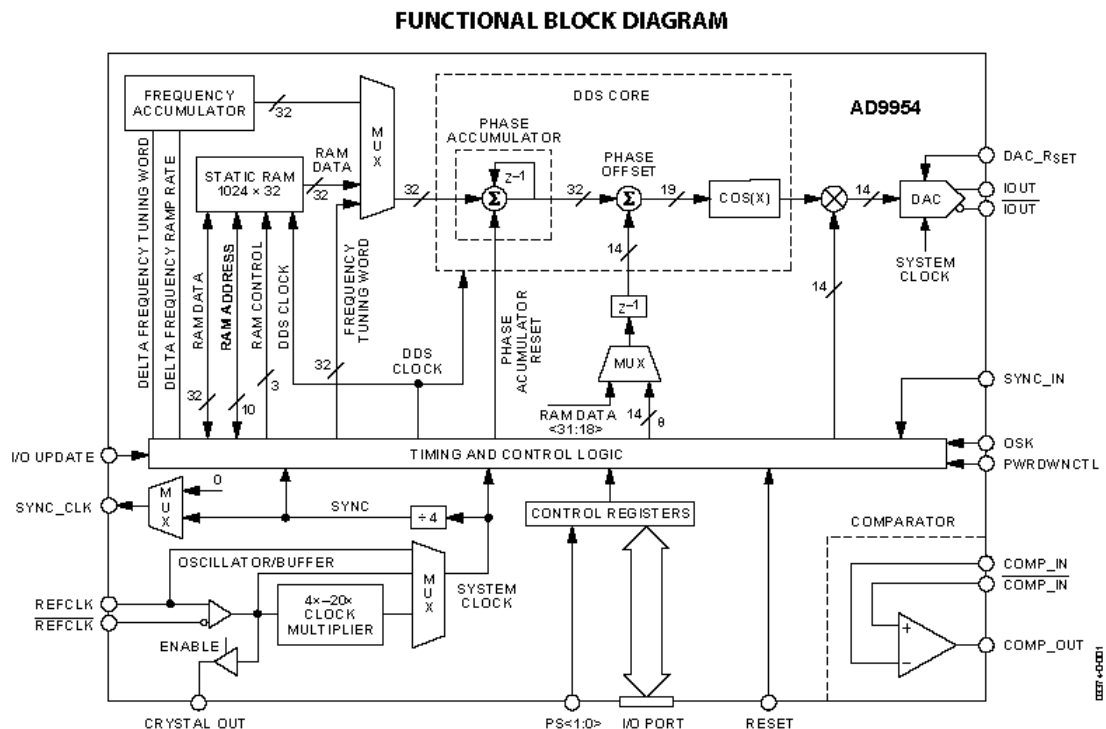


图 10 AD9954 内部框图

现将其工作原理简述如下：DDS 核中最基本的部件包括一个相位累加器和余弦 ROM 表和一个 DAC。相位累加器累加得到的值作为余弦相位即 ROM 地址送入余弦 ROM 表，余弦表的输出送 DAC 输出成模拟信号。通过改变相位累加器的累加步长就可以改变输出信号的周期；将相位累加器输出的相位加上一个相位偏移量就能够灵活的控制输出信号的相位差；将查表的结果乘以一个幅度控制字再送 DAC 输出就可以方便的控制输出信号的幅度。改变 ROM 表中存储的数据就可以输出各种自定义波形。查表的频率等于系统时钟频率，因此输出的信号只要通过一个固定截止频率的低通滤波器就能够滤掉采样时钟频率。由奈奎斯特采样定律可以知道 DDS 输出信号的最高频率为系统时钟频率的一半。本次设计我们使用 100MHz 有源晶体振荡器为 AD9954 提供时钟，在片内配置为 4 倍频工作，因此 DDS 实际采样时钟为 400MHz。本设计方案所需的最高频率 66.3MHz，采用 400MHz 时钟的 AD9954 完全能够满足要求。

本次设计要求扫频过程中相位连续，否则会出现其他频谱分量，导致测量出现错误，而 AD9954 扫频方式是相位连续的，适合本方案应用。本系统共使用两片 AD9954，一片用于输出第一次混频所需的扫频本振，另一片用于第二次混频所需的固定频率本振信号的产生，配置采用串行接口由单片机控制。AD9954 模拟量输出为差分电流输出，同样使用前述的 OPA2652 作为 I-V 转换及输出放大。另外 DDS 的输出信号中会含有 400MHz 的采样时钟频率，本来需要一级滤波器将其滤除，在这里我们直接利用运放在 2 倍放大的时候 200MHz 的带宽特性将采样时钟滤除。

AD9954 输出频率的稳定度取决于其外部时钟的特性，本次设计使用了  $\pm 30\text{ppm}$  的有源晶体振荡器，片内四倍频之后该摆动被放大 4 倍，达到  $+120\text{ppm}$ ，因此系统采样时钟的精确度为  $10^{-4} \sim 10^{-3}$ ，对实际的频谱测量产生的影响不大。

## 2) 原理图（见附录一）

### 3. 模拟乘法器混频部分

#### 1) 设计要求及设计过程

本系统设计使用模拟乘法器作为基本的混频电路,因采用二次混频结构一共需要两组模拟乘法器电路。

根据外差式频谱仪的结构要求,一次混频级要求带宽大于 66.3MHz,并且由于后面跟有滤波器(含插入损耗),混频输出要求有一定的驱动能力和电压增益。

据此,我们选择了 ADI 公司的 AD834 作为模拟乘法器 IC,其需要输入差分电压不大于 2Vpp,开集电极差分电流满幅输出 $\pm 4\text{mA}$ ,带宽 DC~500MHz,是目前性能较好的模拟乘法器芯片,非常适合本次设计。

由于本次设计要求的频率范围较宽,为了保证较好的线性度和调试时的快速准确,在 AD834 的差分电流输出级我们使用了基于高速运算放大器 OPA2652 的 I-V 转换电路,保证了足够的增益带宽积。AD834 的输入级阻抗匹配和隔离输出级也使用了 OPA2652。

第二级混频功能结构与第一级混频相同,而且带宽指标较第一级更低,为了降低系统设计时间,我们直接复制了第一级混频的乘法器电路,同样使用 AD834 和 OPA2652 配合完成。

#### 2) 原理图(见附录二)

### 4. 带通滤波器的设计

#### 1) 设计要求及设计过程

根据系统的总体设计,中频带通滤波器 1 的输出在宽扫描时直接用于频谱提取,在细扫描时用于二次变频时对镜像频率的抑制。其带宽应当小于二次中频,同时为了防止在宽扫描时因扫描太快、滤波器太窄而造成频谱信息的丢失,其带宽不应当太小。二级中频带通滤波器 2 的输出是作为细扫频时频谱提取,其带宽直接决定了最终的分辨率,因此其通带宽度越窄越好。

由于需测量的信号频谱较宽,而模拟频谱仪的关键部件——带通滤波器本身的性质(Q 值)决定了其中心频率和带宽之比,当 Q 值一定时中心频率越高,则带宽也越大。常用的高频窄带滤波器有 LC 滤波器、陶瓷滤波器和晶体滤波器,陶瓷滤波器的 Q 值一般为 15~40,而晶体滤波器的 Q 值一般能够达到 1000~2000,另外利用有源器件和晶体谐振器构成的有源窄带滤波器,其 Q 值能够做得比普通无源晶体滤波器更高。

根据以上分析,一级中频带通滤波器 1 的 Q 值只要大于 10 即可,因此 LC 滤波器、陶瓷滤波器和晶体滤波器都能够满足题目的要求,但是陶瓷滤波器的中心频率一般不大于 30MHz,LC 滤波器虽然可利用各种辅助软件设计出需要的指标,但是电感等元件需要自己绕制,离散度大,调试不方便。无源晶体滤波器的 Q 值较高,且是无源器件无需调试。加上其带宽和带通滤波器 2 的带宽跨度较合适,两者结合便可满足从 30MHz 的宽扫频到几 KHz 的细扫频的频谱分辨率的要求,降低了系统的复杂程度。因此带通滤波器 1 我们选择了中心频

率为 34.3MHz，-3dB 带宽为 ±7.5kHz 的晶体滤波器。图 11 为该晶体滤波器的扫频测试：

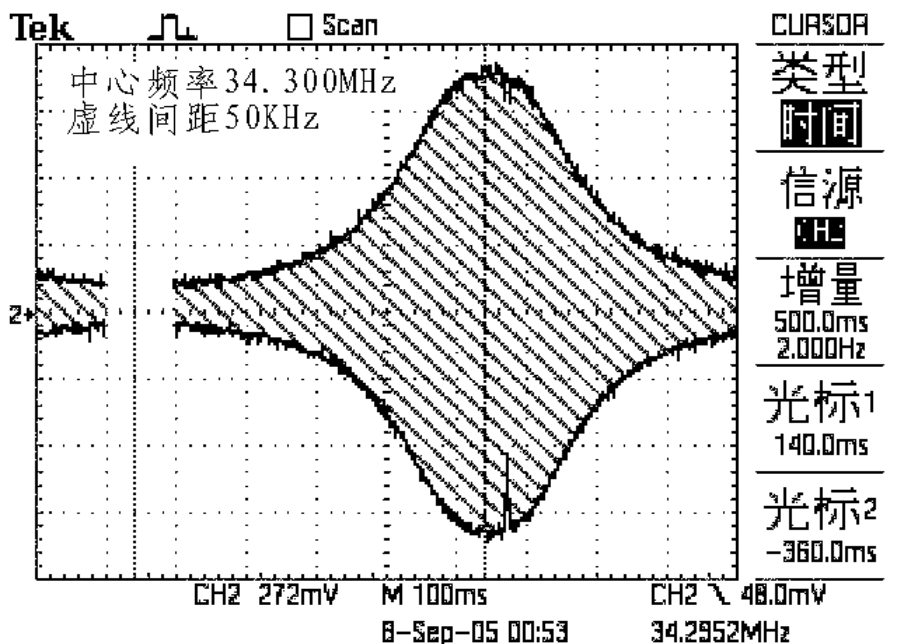


图 11 34.3MHz 晶体滤波器形状

二级中频带通滤波器 2 的输出用于细扫频时的频谱提取，其带宽决定了频谱仪的最小频谱分辨力。因此其带宽越窄越好。题目要求的频率分辨率为 10KHz，因此带通滤波器 2 的带宽必须小于 10KHz。根据前面的分析有源晶体窄带滤波器能达到的 Q 值最高，我们根据手头的材料选择了 Roltron 品牌的 3MHz 的高稳定度高 Q 值晶体谐振器和  $f_t=800\text{MHz}$  的 2SC9018 晶体管设计制作了中心频率为 3MHz 的窄带滤波器，经过悉心调试，实际测试达到了 3MHz 中心频率， $\pm 100\text{Hz}$  的通带宽度。图 12 为 3MHz 有源晶体滤波器的扫频测试：

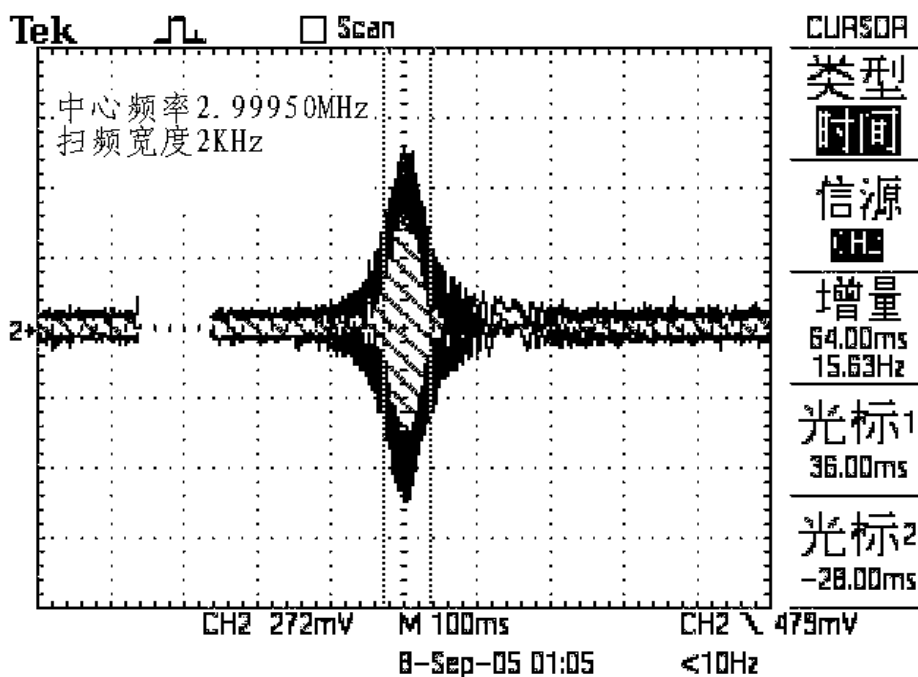


图 12 3M 有源晶体滤波器形状

## 2)原理图 (图 13)

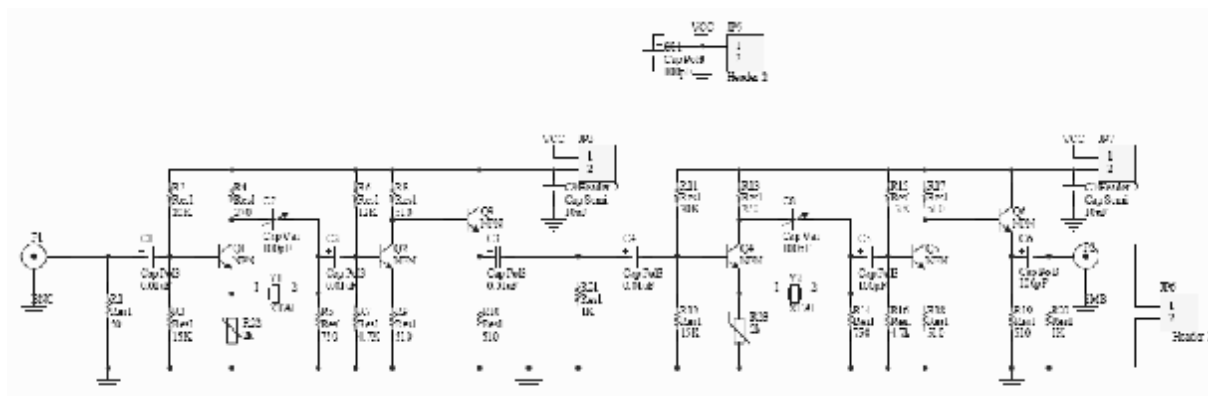


图 13 有源晶体滤波器

## 5. 检波器及视频滤波器的设计

### 1)设计要求及设计过程

扫频过程中中频信号的幅度变化体现了被测信号的频谱,而为了得到中频信号的幅度变化(低频的视频信号),这个首先要将中频信号的中心频率搬移到基频,然后用低通滤波器将低频的视频信号取出来,送后面的采集控制电路。由于中频信号频率较高,因此我们采用了先放大然后用二极管包络检波的方法。前级用运放对中频信号放大 2 倍后送检波器,检波器的输出再经过一级低频放大送视频滤波器。

视频信号的频率同扫频速度密切相关,而扫频的最大速度又取决于系统的带宽,视频信号的最高频率不应当高于系统带宽。根据系统带宽、DDS 配置速度以及人的主观感觉,我们对窄带滤波器 1 和 2 输出检波后的滤波电路的截止频点做出了选择:

1、窄带滤波器 1 的-6dB 带宽约为 30KHz (见图 11),全扫频的步进小于等于 30KHz 时能够明显的分辨出被测信号,根据人的主观感觉和单片机本身的运算速度以及单片机与 DDS 芯片的通信速度,系统完成一次全频段扫频的时间间隔取到大致 2s。设人能够明显分辨出屏幕宽度 1/1000 的细线,那么全扫描时视频信号的最高频率为 $(1000/2)/2s=250Hz$ 。因此频谱分辨率为 20kHz 时需要一个对 250Hz 以上信号有足够抑制能力的视频滤波器,考虑到实际频谱特点和模拟示波器荧光屏的分辨力,我们实际制作的是 160Hz 二阶低通滤波器。

2、窄带滤波器 2 的-6dB 带宽约为 140Hz (见图 12),细扫时频率步进应当小于 140Hz 才能够保证能被人识别。为了满足窄带系统的响应时间,视频滤波器 2 应当对 140Hz 以上的信号有足够的抑制能力,考虑综合显示速度等因素,视频滤波器采用了截止频点为 40Hz 的 4 阶巴特沃斯低通滤波器,对 140Hz 频率的抑制能力为-50dB。相应地细扫一次时间大于 12.5s 时屏幕分辨率能够达到  $40 \times 12.5 \times 2 = 1000$  列。

## 2)原理图 (图 14)

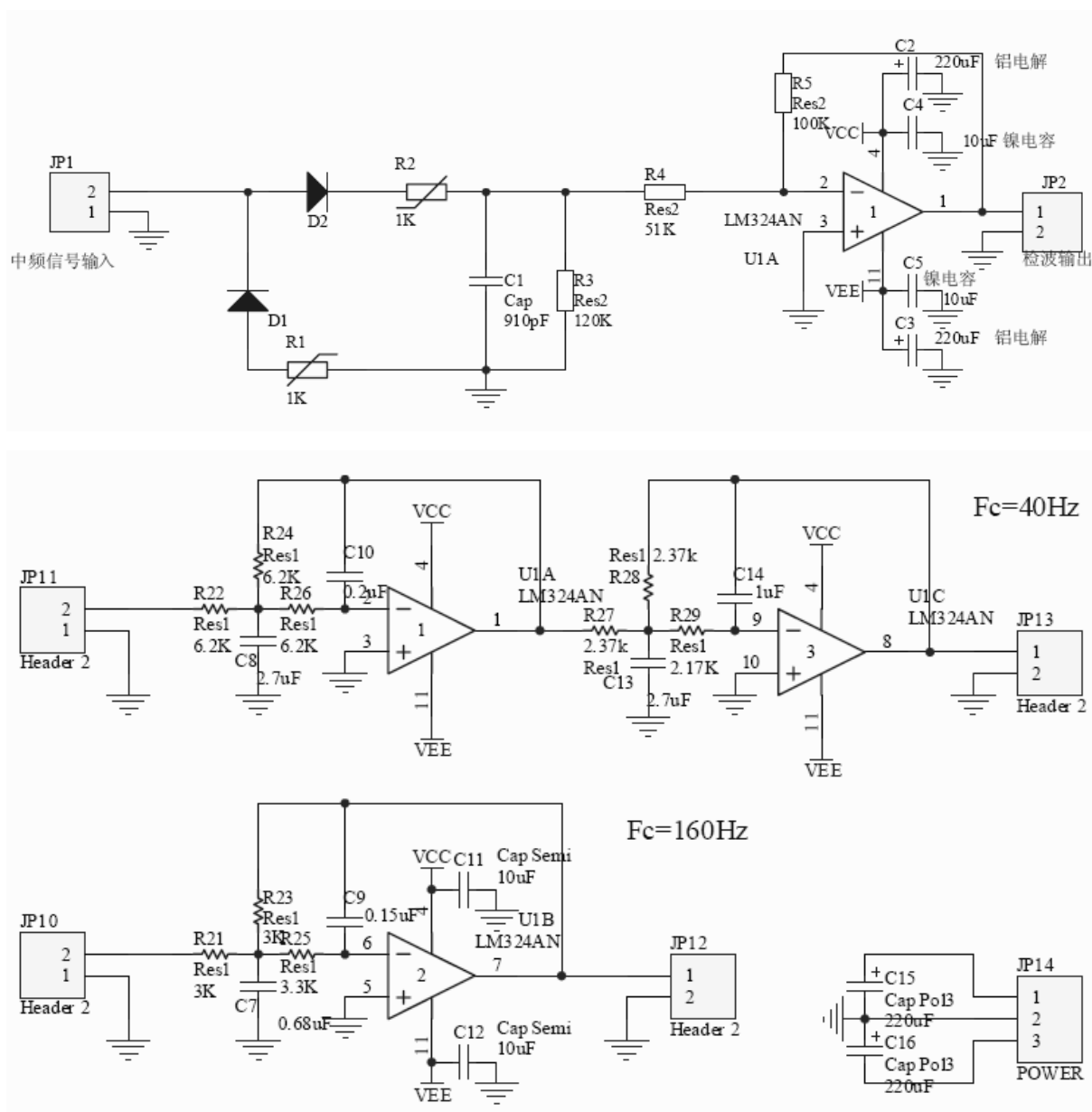


图 14 检波器和视频滤波器

## 6. 示波器显示部分的设计

### 1) 设计要求及设计过程

本次设计要求在模拟示波器上进行显示，为了保证画面稳定不闪烁，要求较高的场频，同时为了能够灵活的进行频谱测量和扫描范围设置，我们除了生成频标之外，还另外增加了三根用途广泛的纵向光标作为活动标尺，由单片机键盘灵活而精确的控制位置。

为了实现较好的频谱显示分辨率，水平方向设计使用 1000 个点进行显示，垂直方向使用 256 级幅度分辨率，这样就可以在一屏显示 1000 个频点的 256 级幅度信息，配合单片机灵活的扫频和幅度控制，可以非常好的显示频谱信息。另外，为了保证谱线的连续性，谱线的扫描并非点阵扫描，而是水平方向连续扫描，并且在 DAC 输出端接入小容量滤波电容，保证了谱线还原的连续和真实。同时，频标按照题目要求进行 1MHz 间隔显示，频标的实现参考了某些模拟频谱仪的实现方式，使用了消隐式频标的方式实现，效果稳定清晰。另外，对于特意添加的三根活动标尺，为了保证虚线的清晰度和精准定位，没有使用显示谱线时的水平扫描方式，而是使用了 Z\_轴消隐，使用垂直点阵的方式进行扫描，可以实现很高的水平分辨率，经试验，使用灵活方便，极大的改善了操作的直观性和舒适性。

鉴于上述要求，每屏实际显示点数为 1768 个点，经实际验证，使用 5K 场频可以较好的保证在人眼无闪烁的基础上稳定清晰的显示图像，以此计算则需要点扫描频率为 5MHz，同时需要较大的高速存储器作为显示存储器以及至少 10bit 精度的高速 DAC 作为视频输出，根据以上分析，我们选择了使用 FPGA 控制高速 DAC 完成此功能。

FPGA 我们选择了 Xilinx 公司目前业界成本最低的 Spartan-3 芯片，控制 BB 公司的 DAC2900 高速 DAC 输出。Spartan-3 拥有很高的系统集成度，使用 90 纳米工艺生产，成本低，性能价格比高，同时有充足的片内 Block RAM，可以配置成异步同时读写的双口 RAM 用作显示存储器，非常适合本题目要求。同时，使用 DAC2900 作为视频输出 DAC，该芯片是 10bit /125MSPS 双路独立数模转换，差分电流输出，设计制作时的 I-V 转换电路采用前述的 OPA2652 高速运算放大器，同时，考虑到某些时候扫描显示的谱线比较细，甚至有可能只有一个像素点，为了保证谱线的连续，我们在 DAC 的输出端加入小容量滤波电容，实际验证效果较好

## 2) FPGA 内部原理图 (图 15)

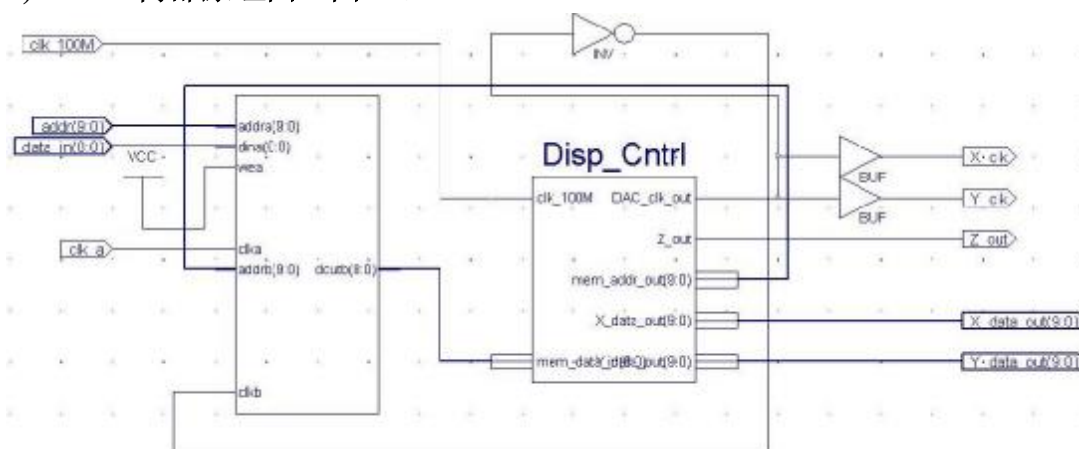


图 15 FPGA 内部顶层图

## 3) 视频 DAC 原理图 (图 16)

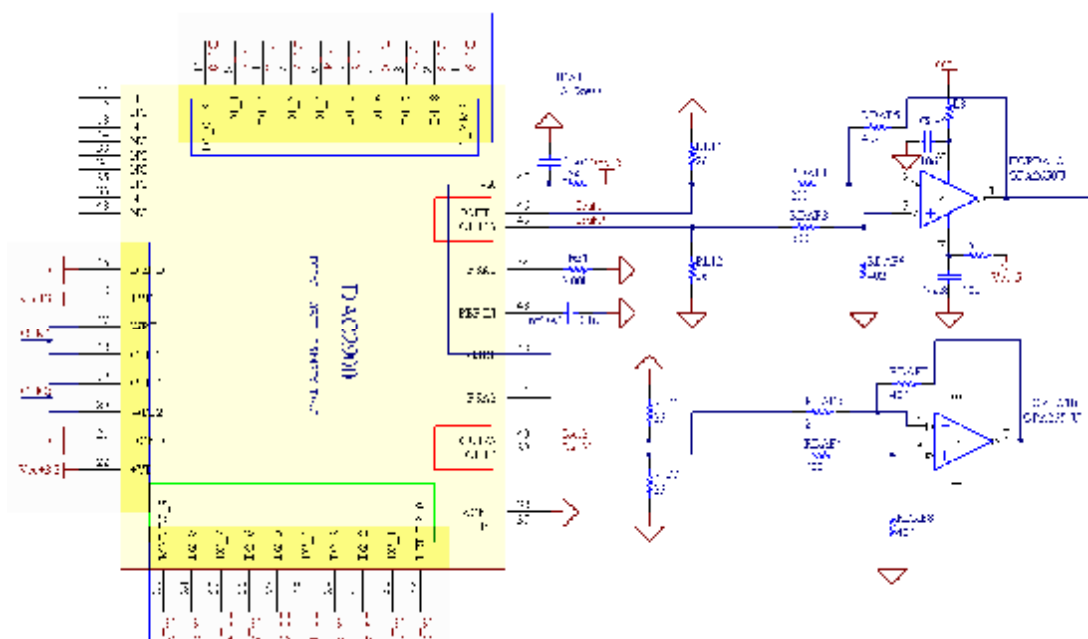


图 16 视频 DAC 原理图

## 7. 单片机控制系统

本次设计中，单片机负责控制 DAC 输出增益控制电压、控制 DDS 芯片扫频、控制 ADC 对视频检波信号的采集以及向 LCD 和 FPGA 发送测量数据及频谱图像数据。其中 DDS 的控制需要进行大量实时的浮点、长整形数据的运算，如果单片机运算能力不强则会严重影响扫频速度，使得系统测量时间变得漫长。同时如果片内含有 DAC 及多通道高精度 ADC 则会进一步简化硬件设计，并提高系统稳定性和集成度。据此，我们选择了 Silicon Labs 公司的 C8051F020 单片机，该单片机含有 64k Flash、4K RAM，片内集成有 8 通道 12 位 100 采样率的 ADC，12bit 200KSPS DAC，同时拥有最大 25MIPS 的运算能力，8 个 8 位 I/O 口，并且兼容 8051 指令集，使用 Keil 开发环境，支持 JTAG，非常适合本次题目设计，具体算法设计详见第四部分。

## 四、操作功能与软件流程

### 1) 任务和控制过程分析

单片机软件编程采用 c 语言完成，集成环境采用 Silicon IDE v2.4。

在此单片机软件设计按照“需要完成任务分析->界面功能设计->流程设计->编写代码->调试”的顺序完成。

根据系统的整体设计，单片机部分在系统中的任务可归结为 以下几个方面：

- a. 控制 DDS 产生扫频信号，并且能获得扫频信号的频率，以便频率定标。
- b. 控制 A/D 采样视频检波信号的输出。



c. 处理扫频频率与采集到的检波信号，得到信号（频率等）参数，接受用户键盘信息。

d. 在 LCD 及示波器显示参数和图形。

由于系统功能较多，而且需要在各种状态都要按用户意愿，控制 DDS 发生扫频信号。为此，定义了一结构体描述系统当前状态，具体如下：

```
typedef struct _scan_info_t{
    float sta_freq; //起始频率
    float end_freq; //结束频率
    float bw_freq; //扫频宽度
    float center_freq; //中心频率
    float step_freq; //频率步进
    ulong ulong_sta_freq; //用做 DDS 配置用的整型频率
    ulong ulong_end_freq; //
    ulong ulong_step_freq; //
    uchar automod; //自动模式 0 非自动 1 自动第一步 n 自动第 n 步
    uchar resolution; //0 分辨率 选择
    wave_info_t wave_info; //波形识别结果结构体 记录波形信息
    uint cur; //当前扫描计数值
    uchar cur_cursor; //当前光标位置
    uchar disp_signal; //是否显示信号信息
    uchar plot_db; //是否对数坐标
}scan_info_t;
```

在按键时只改变该结构体中域的值，在系统轮循中实施按键的功能。这样使得系统结构清晰，而且功能易于扩展。

## 2)用户界面及功能按键设置

为了使本系统人机接口界面友好、操作简单，在达到题目要求的基础上，软件部分还扩展了以下功能：

**自动测量功能：**当按下自动测量键时，系统自动进入全程扫描，找到信号频率，将其作为中心频率，不断缩小扫频带宽和设置滤波器，直到在屏幕上显示波形尺度合适，清晰稳定。上述过程完成后，在液晶屏显示信号频率、信号类型及信号带宽。

**对数坐标与线性坐标切换：**按下坐标切换键，显示坐标在两种坐标间切换，以便观察频谱幅度动态大的信号。

**测量信号带宽：**系统能在各种调制信号频率 调制度或频偏下测量信号类型、频率和信号带宽。

**键控频率光标功能：**按下频率光标移动按键后，示波器屏幕出现竖直虚线，操作光标按键，可以移动该光标。同时在 LCD 上显示光标对应的绝对频率。有了此项功能，需要在屏幕上获得信号频率时操作简易直观。

**其他特色：**在设置扫频参数时，示波器荧屏上将出现跟随设置值移动的虚线，直观显示当前扫频参数和信号频谱之间的相对位置关系。LCD 屏下方有一进度条，指示当前的扫描进度。特别是在窄带慢扫时，能让用户了解到当前的系统状态。滤波器具有手动切换功能。

表一 键盘编号及其功能表

键号	功能	键号	功能	键号	功能
0	设置起始频率	8	当前设置按步进+	13	频率光标+1
1	设置结束频率	9	当前设置按步进-	14	频率光标-1
2	设置中心频率	10	步进选择	15	频率光标+10
3	设置扫描带宽	11	取消	16	频率光标-10
4	自动测量	12	确定		
5	对数/线性坐标切换				
6	滤波带宽选择				
7	显示信号信息				

3)软件流程图（见附录四）

## 五、系统测试与数据分析

**测试仪器：** SPF120 数字合成函数/任意波信号发生器  
 100MHz 数字存储示波器  
 20MHz 普通模拟示波器

**测试方法：**

### 1. 频率范围测试

主要测试本系统对输入信号中0.1~32MHz 频率分量的提取分析能力，测试方法为输入不同有效值电压的点频信号，使用本系统的“自动测试”功能，可以显示出正确谱线为“通过”，否则为“未通过”。

输入频率 (MHz)	0.1				1.0				10.0				31.8			
信号电压 (mVRMS)	1	15	25	350	1	15	25	350	1	15	25	350	1	15	25	350
测量结果	通过	通过	通过	未通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过

### 2. 频率分辨力测试

本项测试主要测试系统对频谱的最小分辨力，测试方法为使用南京胜普F120 数字合成函数\任意波发生器发出20mVRMS 的调幅波，为了更好的进行区分度测试，设定调制度100%（因此时边频幅度相对较大，可一定程度上避免噪声产生的影响，适合此项测试），载波设定为1MHz\30MHz，分别调节调制信号频率，观看本频谱分析仪的显示屏，以能够明显分辨出边频为测试通过。

载波	1MHz				30MHz			
调制信号(Hz)	150	200	1K	10K	100	200	1K	10K
测试结果	基本识别	通过	通过	通过	基本识别	通过	通过	通过

### 3. 波形识别能力

本项测试测试系统自动识别AM\FM\CW 波形的能力：

1)AM 的识别及中心频率、带宽测试：测试方式为设置如下各种波形 (20mVRMS)，手动将信号频谱展开，则将最终显示出的中心频率及带宽填入下表中，如未能正确识别，则表格中填入“未识别”：

中心频率 (MHz)	0.1		1.8		15.4		24.2		30.8	
调制频率	10K	20K	10K	20K	10K	20K	10K	20K	10K	20K
测得中心频率 (MHz)	100.427	100.438	1.800427	1.800452	1.800530	1.800560	1.800500	1.800560	1.800500	1.800530
测得带宽 (kHz)	20.15	40.25	20.15	40.2	20.10	40.15	20.05	40.10	20.05	40.10

2)波形自动识别测试：

测试条件：

AM 波：调制度30%，调制频率20KHz，电压有效值20mV

FM 波：频偏20KHz，调制频率1KHz，电压有效值20mV

CW 波：等幅波，电压有效值20mV

将识别结果填入下表：

1MHz			10MHz			31MHz		
AM	FM	CW	AM	FM	CW	AM	FM	CW
通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过	通过

## 六 .结论

经过四天的紧张制作和调试，我们将已经达到的指标和功能列出来，制作了一张表。

项目	题目要求的指标/功能	实现的指标/功能
频率测量范围	1MHz--30MHz	0.1MHz--32MHz
频率分辨率	10KHz	200Hz
扫描设置	可设中心频率和扫描宽度	达到题目要求，添加扫描的起始，结束频率
频标	间隔 1MHz 的频标	达到题目要求，并且添加了活动频标线
信号识别	识别调幅，调频，等幅波信号	达到题目要求
信号测量	测定中心频率	达到题目要求，添加测量信号带宽
其他	其他	频谱分辨率的手动及自动切换
		一键测量功能
		对数坐标和线性坐标的切换
		手动设置扫描的起始频率和结束频率
		可测频的活动频标线
		测量信号的带宽

其中在测量信号中心频率时产生了比较恒定的线性误差，经分析认为该误差在软件中产生，如果时间足够应该在软件作一个修正。

另外在测试过程中发现显示出的被测信号幅度有一定的非线性，经过分析是由二极管包络检波法在对小信号进行检波时，由二极管的正向导通电压导致的幅度上有一定的非线性。本来应该在软件中作一定补偿，如果时间充足的话能够将显示幅度的非线性消除。

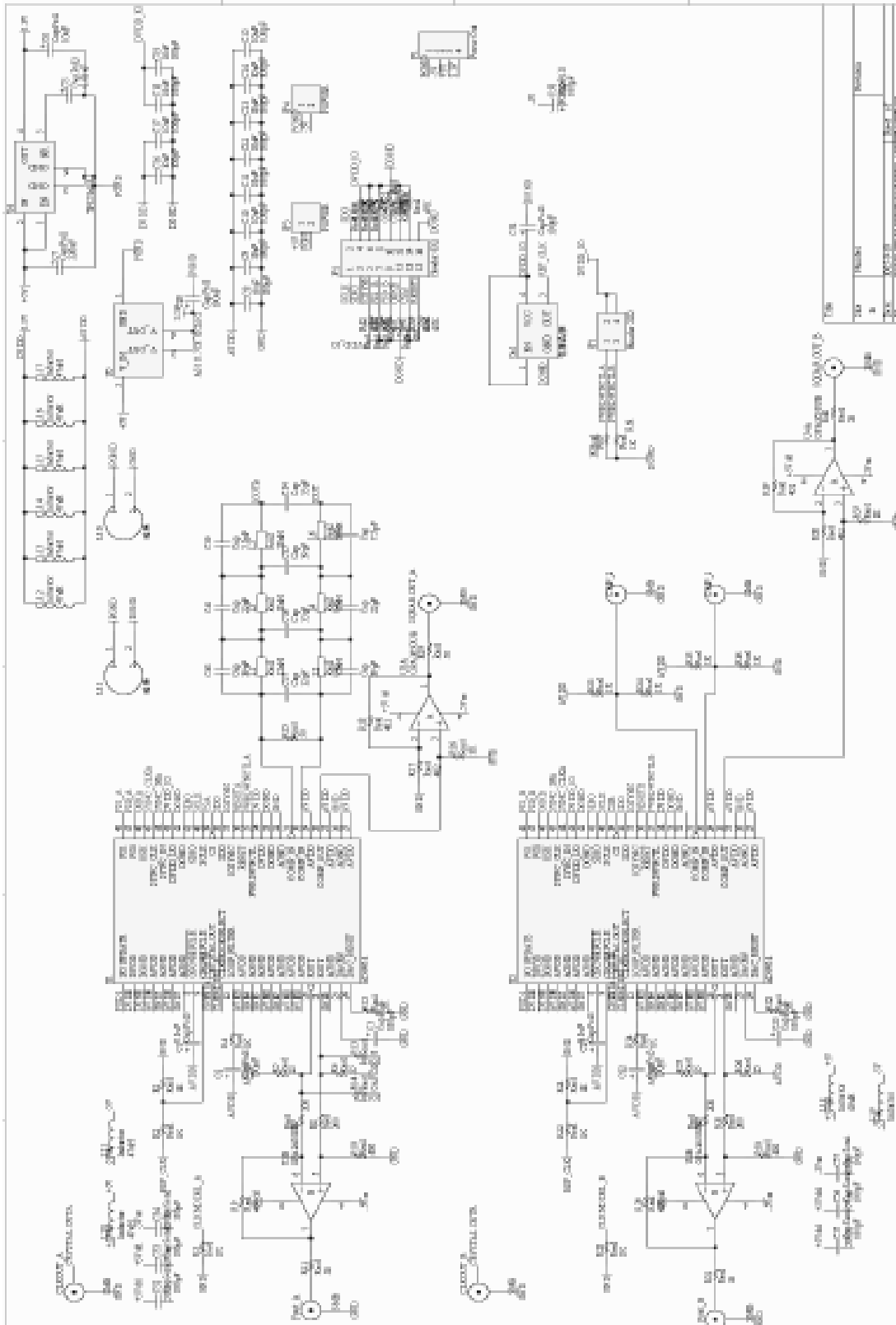
总之，本系统还有很多地方可以修正和更加完善，比如修正中心频率时的线性误差，软件补偿二极管包络检波造成的幅度非线性，分辨更小的输入信号，以及更加完善的人机界面等。但由于时间紧迫我们只做到了当前的水平，让人略感遗憾。

#### 参考文献:

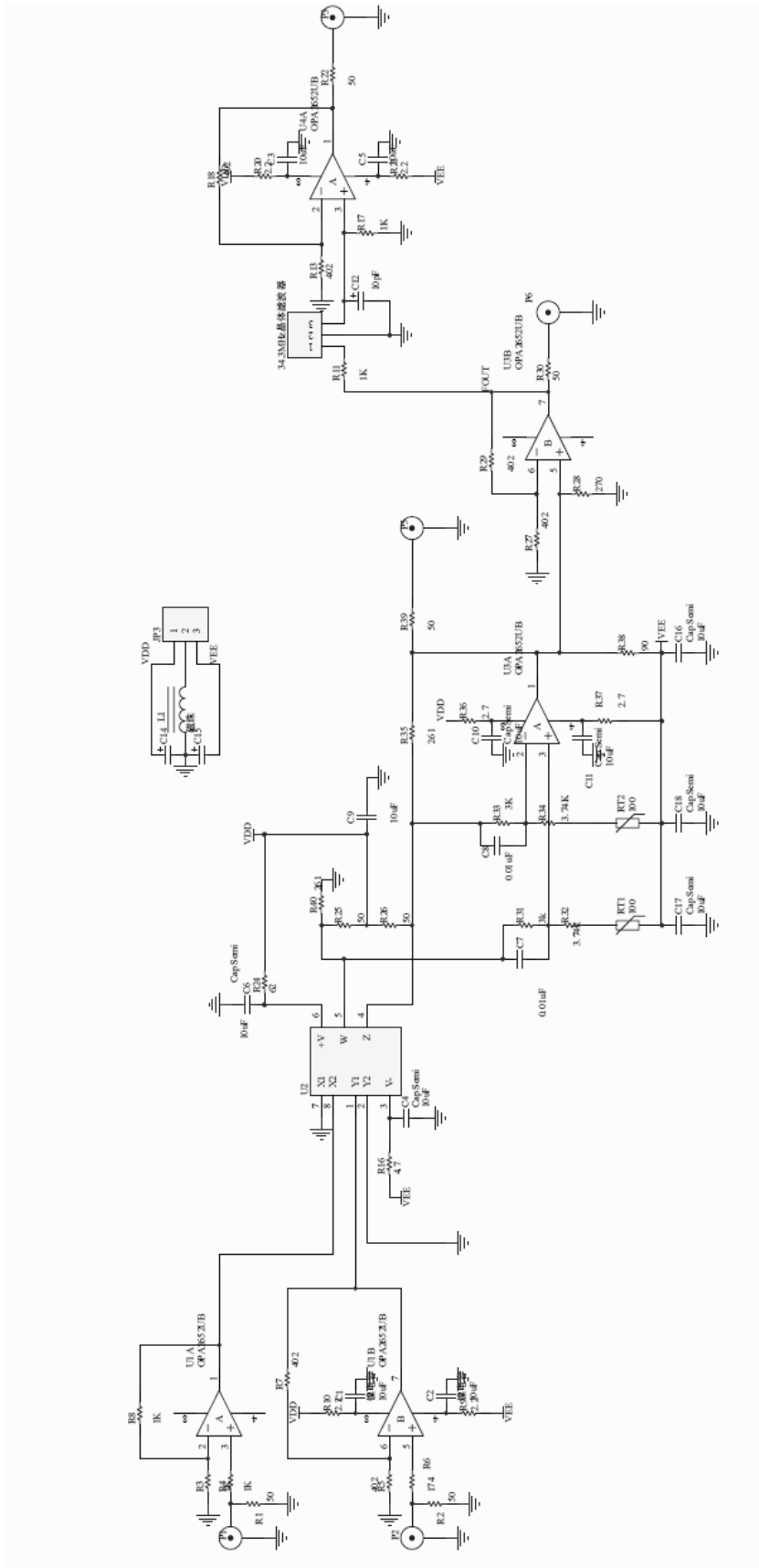
- 1、《电子测量技术》 西安电子科技大学出版社 管致中
- 2、《有源窄带晶体滤波器》国营前锋无线电仪器厂 向天明
- 3、《AD603 datasheet》 Analog Devices
- 4、《AD9954 datasheet》 Analog Devices
- 5、《AD834 datasheet》 Analog Devices

附录:

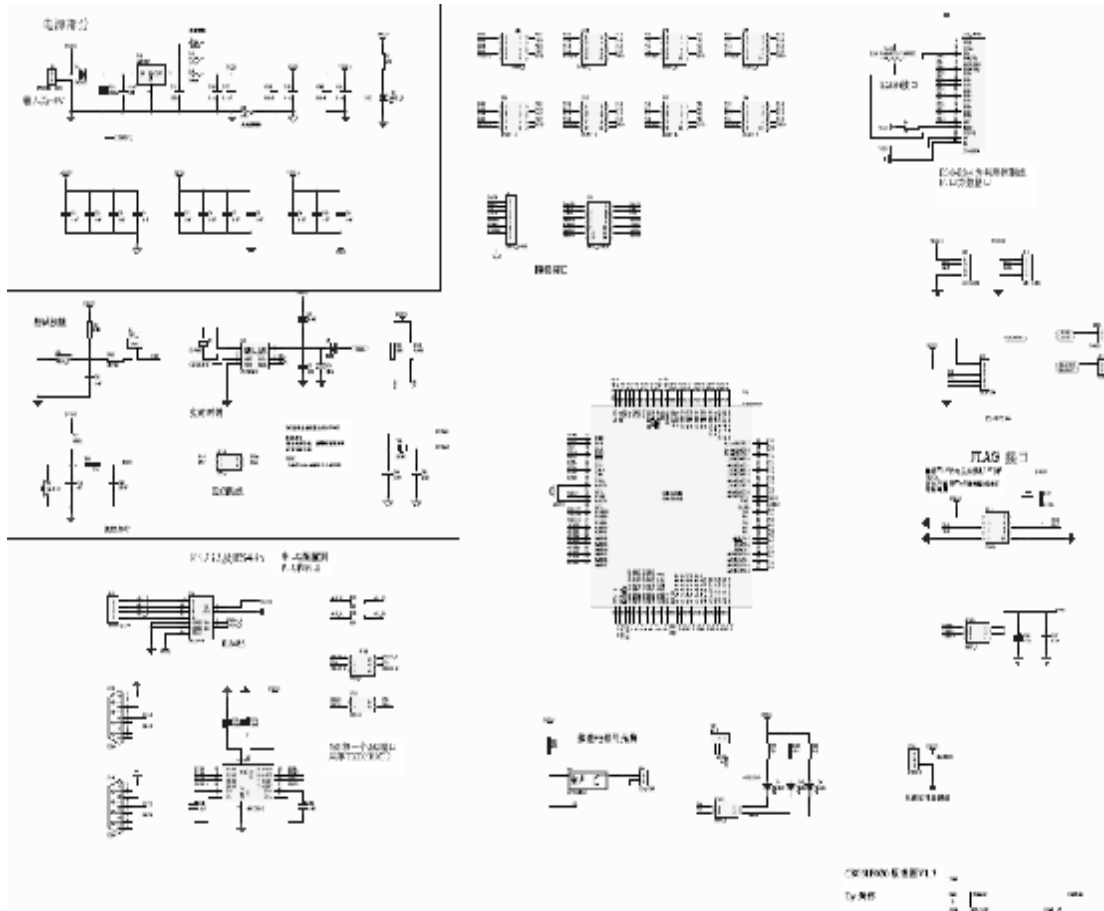
### 一、AD9954 电路原理图



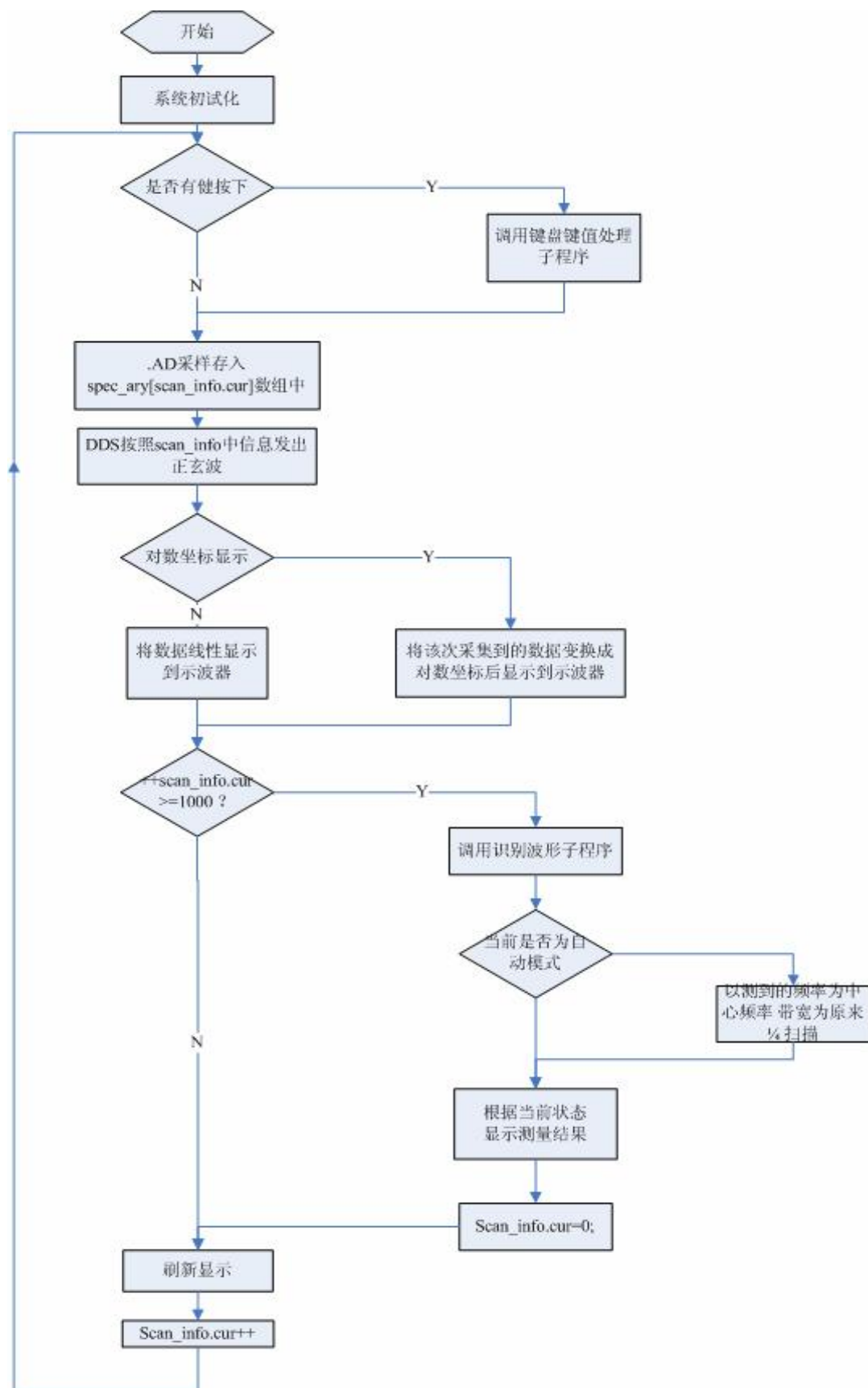
## 二、AD834 电路原理图



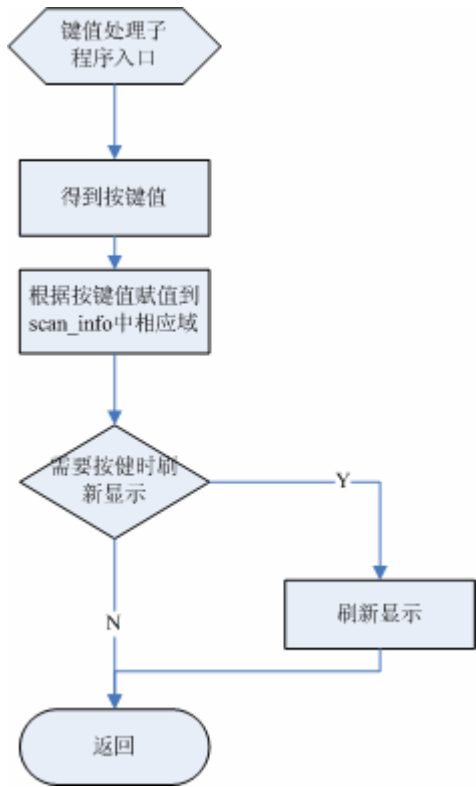
### 三、C8051F020 电路原理图



## 四、单片机软件流程图

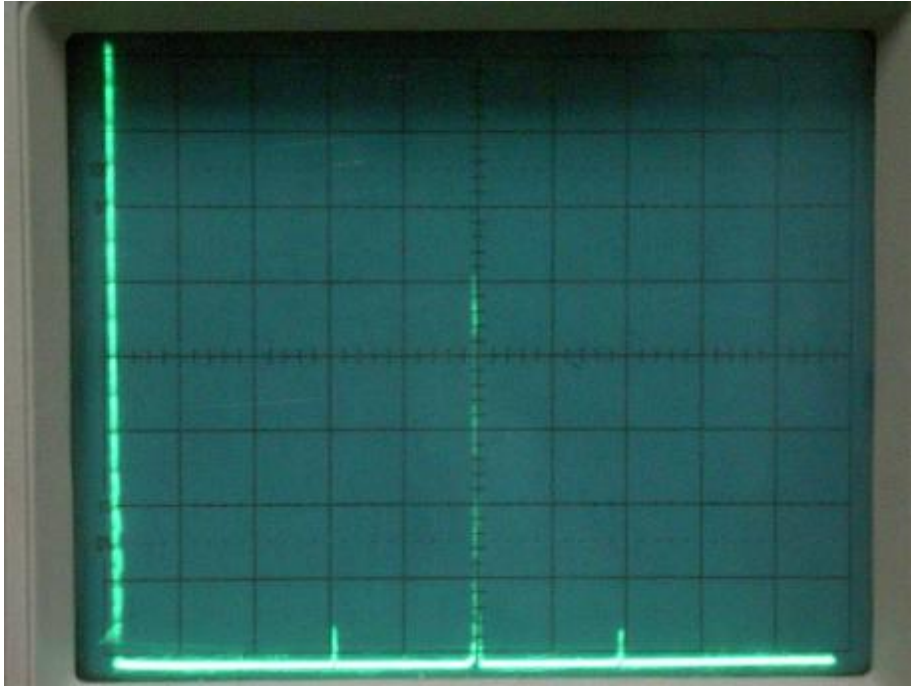




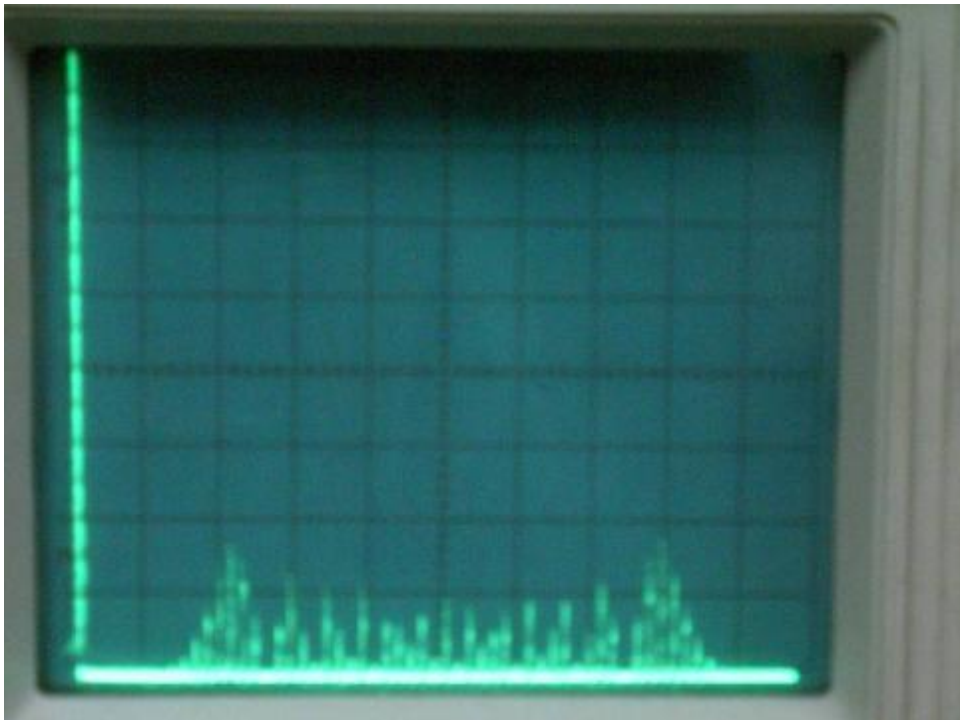


## 五、测试附图

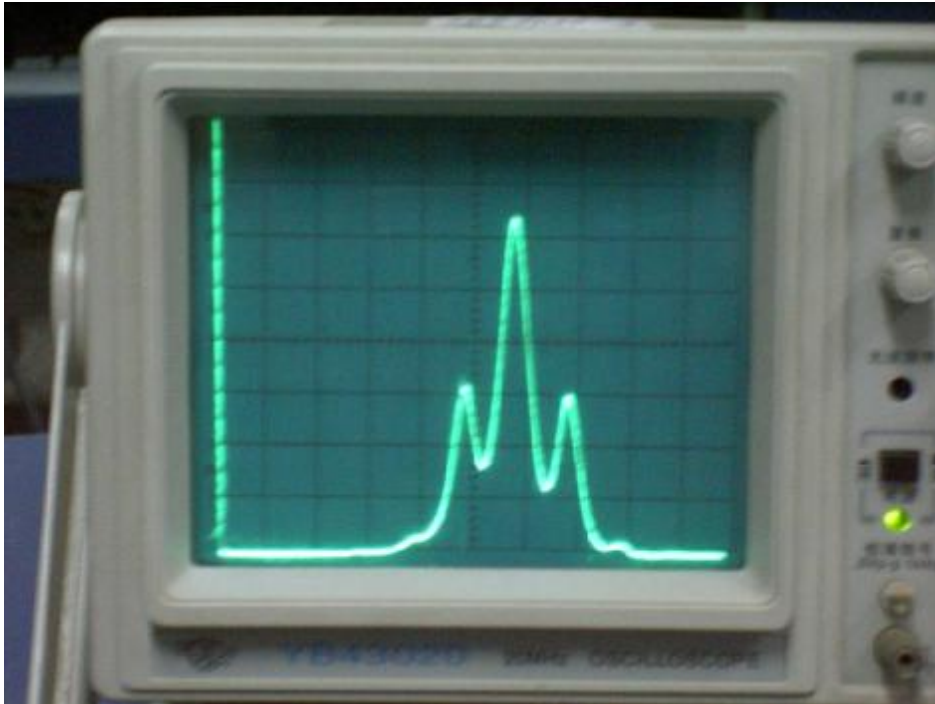
1) 调制方式: AM , 载波频率: 15MHz, 调制信号: 20KHz, 调制度: 30%



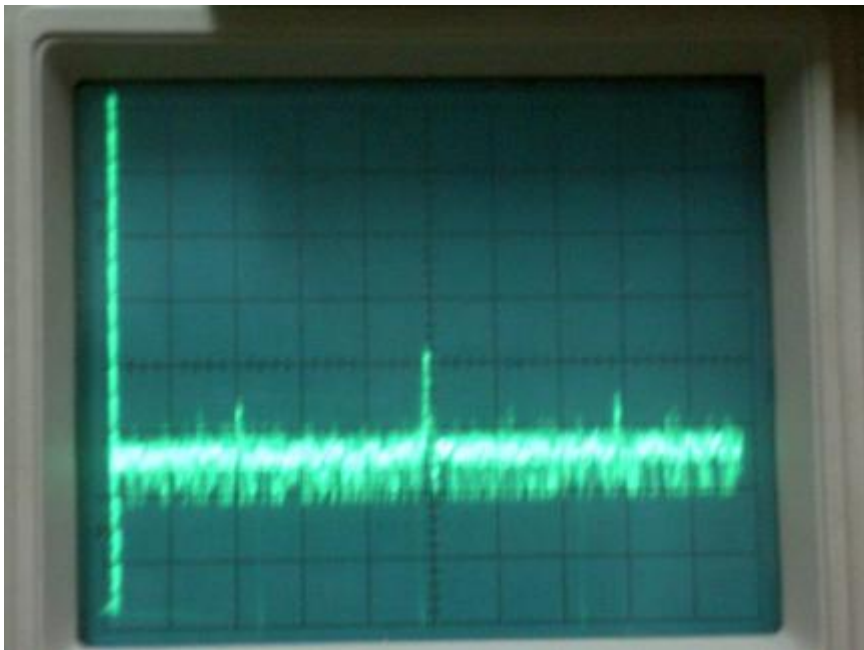
2) 调制方式: FM , 载波频率: 15MHz, 调制信号: 1KHz, 频偏: 20KHz



3) 调制方式: AM , 载波频率: 15MHz, 调制信号: 200Hz, 调制度: 30%



4) 调制方式: AM , 载波频率: 15MHz, 调制信号: 20KHz, 调制度: 30% , 对数坐标。



## 六、整机外形

