

多功能计数器

摘要

本设计以 C8051F020 单片机和 FPGA 器件为核心,使用了由差分放大器和压控放大电路组成的宽带放大电路对弱信号进行放大,采用了高精度恒误差测频及测周原理和分段测频,测周等措施.各项实测表明,整个设计实现了多功能计数器的基本功能及发挥部分要求,达到了较高的性能指标。

【关键词】等精度测量 压控放大器

一、方案论证与比较

(一) 频率测量

方案一：直接测频法。直接测频是把被测频率信号经脉冲形成电路后加到闸门的一个输入端，只有在闸门开通时间 T (以秒计)内，被测计数的脉冲被送到十进制计数器进行计数。设计数器的值为 N ，由频率定义式可以计算得到被测信号频率为 $f=N/T$ 。经分析，本测量在低频段的相对测量误差较大，增大 T 可以提高测量精度，但在低频段仍不能满足赛题发挥部分的要求。

方案二：组合法。直接测量周期法在低频段精度高。组合测频法是指在低频时采用直接测量周期法测信号周期，然后换算成频率。这种方法可以在一定程度上弥补方法(1)的不足，但是难以确定最佳分测点，且电路实现较复杂。

方案三：倍频法。直接测频法在高频段有着很高的精度。可以把频率测量范围分成多个频段，使用倍额技术，根据频段设置倍额系数将经整形的低频信号进行倍频后再进行测量，高频段则进行直接测量。

方案四：多周期同步测频法。图 1-1 为多周期同步测量频率的原理框图。

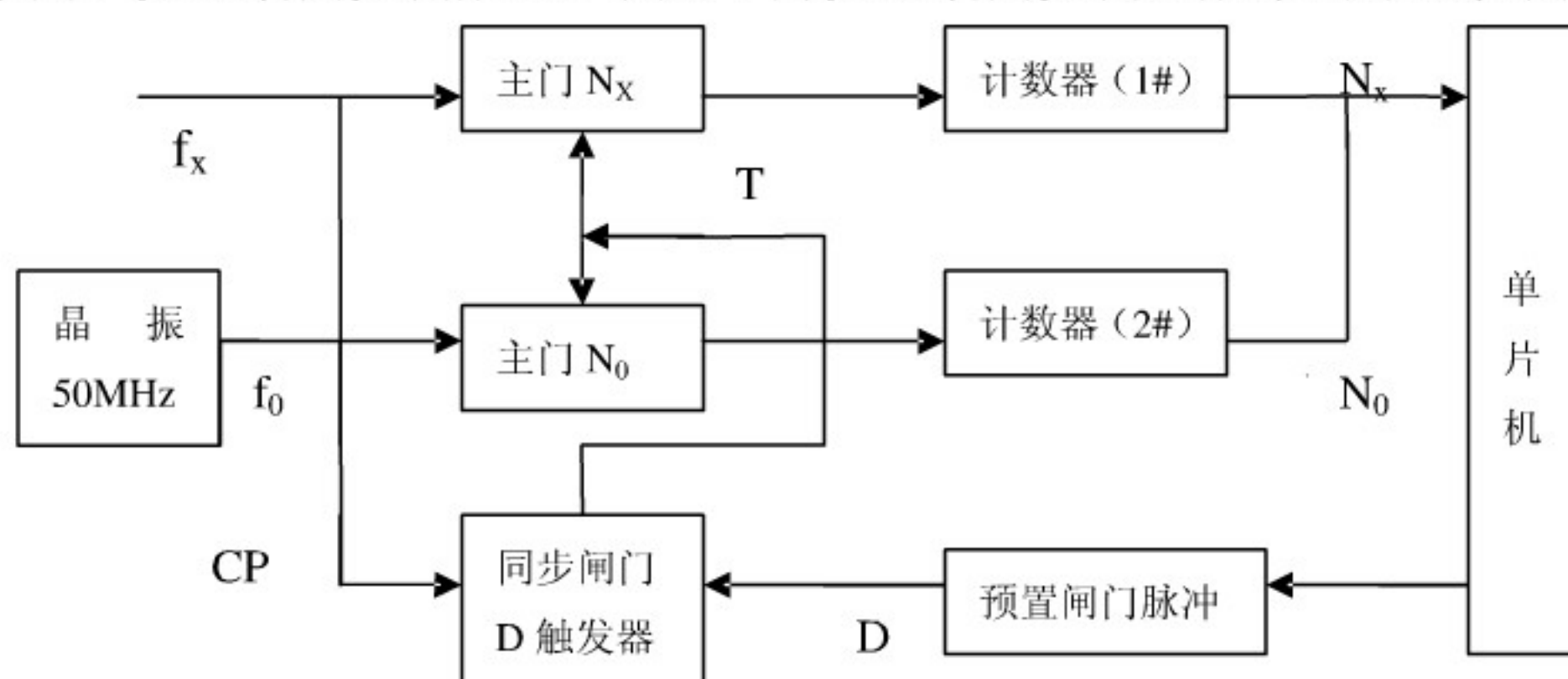


图 1-1 多周期同步测频原理框图

预置一定宽度的闸门信号，加至 D 触发器以形成同步闸门信号 T_c ，被测信号频率 f_x 分两路加入，一路加至 D 触发器作为 CP 时钟，和预置闸门一起作用，在 Q 端形成同步闸门，并分别加到主门 1 和主门 2，将主门 1，主门 2 同时打开，被测信号频率 f_x 通过主门 1 进入计数器 1，对进入的 f_x 周期数进行计数，得到结果为 N_x ，同时晶振标准频率 f_0 通过主门 2 进入计数器 2，得到计数值为 N_0 ，显然 $f_x = N_x / N_0 \cdot f_0$ ，相对误差公式 $\delta = \pm(2 / N_0 + \Delta f_0 / f_0)$ 。

从误差分析中可以看出，其测量精度与 N_0 和标准频率 f_0 精确度有关，而与

被测频率无关。显然， N_0 决定于预置门时间和标准频率信号的频率，采用频率为 50 MHz 的晶体振荡器，则有 $\delta \leq 1/N_0$ ，预置门时间 $T_C=1s$ ，则 $N_0=T_C f_0=1 \times 50000000=50000000$ ，那么 $\delta=2 \times 10^{-8}$ 。

我们选择方案四，闸门时间与被测信号同步，消除了对被测信号计数产生的 ± 1 个字误差，测量精度大大提高，且测量精度与待测信号的频率无关。在整个测量范围内，精度比赛题发挥部分的要求高两个数量级。若提高晶振频率或闸门时间可以进一步提高精度。

（二）周期测量

(1) 直接周期测量法。用被测信号经放大整形后形成的方波信号直接控制计数门控电路，使主门开放时间等于信号周期 T_X ，时标为 T_S 的脉冲在主门开放时间进入计数器。设 T_X 为被测周期， T_S 为时标，在 T_X 期间计数值为 N ，可以根据以下公式来算得被测信号周期： $T_X=N T_S$ ，经误差分析表明，被测信号频率越高，测量误差越大。

(2) 等精度周期测量方法。本方法在测量电路和测量精度上与等精度频率测量完全相同，用周期 T_0 代换等精度频率测量公式中的频率倒数即可，计算公式为： $T_X=(T_0 N_0)/N_X$ ，式中 T_X 为被测信号周期的测量值， N_0 、 N_X 分别与等精度频率测量公式中 N_0 、 N_X 含义相同。从降低电路的复杂度及提高精度上考虑，显然方案二远好于方案一，我们选择方案二。

（三）相位差测量

方案一：矢量法。任何一正弦函数都可以用矢量来表示，如两个正弦信号幅度相等、频率相同，运算器运用减法器则合成矢量的模： $V=2E \sin \phi / 2$ 。这种方法用于测量小角度，灵敏度较好，可行度也较好；而在靠近 180° 附近灵敏度降低，读数困难也不准确。

方案二：倍乘法。运算器是一个乘法器，两个信号是频率相同的正弦数，相位差为一个角度 ϕ ，运算结果再经过一个积分电路，得一电压 $V=k \cos \phi$ ，电路的输出和被测信号相位差余弦成比例，因此其测量范围在 45° 以内，欲使测量范围扩展到 360° ，需要附加一些电路才能做到。由于应用了积分环节，可以滤掉信号波形中的高次谐波，抑制了谐波对测量准确度的影响。

方案三：过零点检测法。将相位测量变为时间测量的方法，其原理是将基准信号通过零的时刻与被测信号通过零的时刻进行比较，由二者之间的时间间隔，推算出两信号之间的相位差。电路简单，对启动采样电路要求不高，同时该方法还具有测量分辨率高、线性好、易数学化等优点。

上述三种测量相位的方法，从测量范围、灵敏度、准确度、频率特性和谐波的敏感性等技术指标来看，过零点检测法比较好，我们选择方案三。

（四）总体设计方案选择

方案一：采用单片机实现。此方案以 C8051F020 为核心，闸门信号由内部定时器 T0 产生。用单片机内计数器 T0 和 T1 分别记录时标脉冲和待测脉冲个数，计数结果经单片机处理后送显示电路。同时，也能利用软件对测量误差进行补偿，为调试、维护和功能的扩展带来了极大的方便，但是单片机受本身时钟频率和若干指令运算的限制，测量的速度较慢，而且无法满足高速度高精度的测量的要求。

方案二：采用单片机和 FPGA 相结合的方式，用 FPGA 完成测量频率，周期，相位差逻辑功能，用单片机完成人机界面，系统功能控制，显示控制等作用。

我们选择方案二。用等精度测量法通过调整闸门时间值，可以满足不同测量精度的要求，但运用此法时，其控制与运算电路较复杂，用常规电路难以实现。

因此本设计采用具有较强控制与运算功能的C8051F020单片机为核心器件，FPGA为控制逻辑，这样只须用较少的元器件就能达到设计要求。

二、系统设计

（一）系统方案实现

该方案利用等精度测量法对输入信号的频率、周期和相位差的测量。系统框图见图 2-1；整个硬件电路系统主要包括：（1）前置放大电路；（2）整形电路；（3）移相网络；（4）鉴相电路；（5）单片机控制系统：单片机、键盘、液晶显示；（6）FPGA（7）稳压直流电源等。

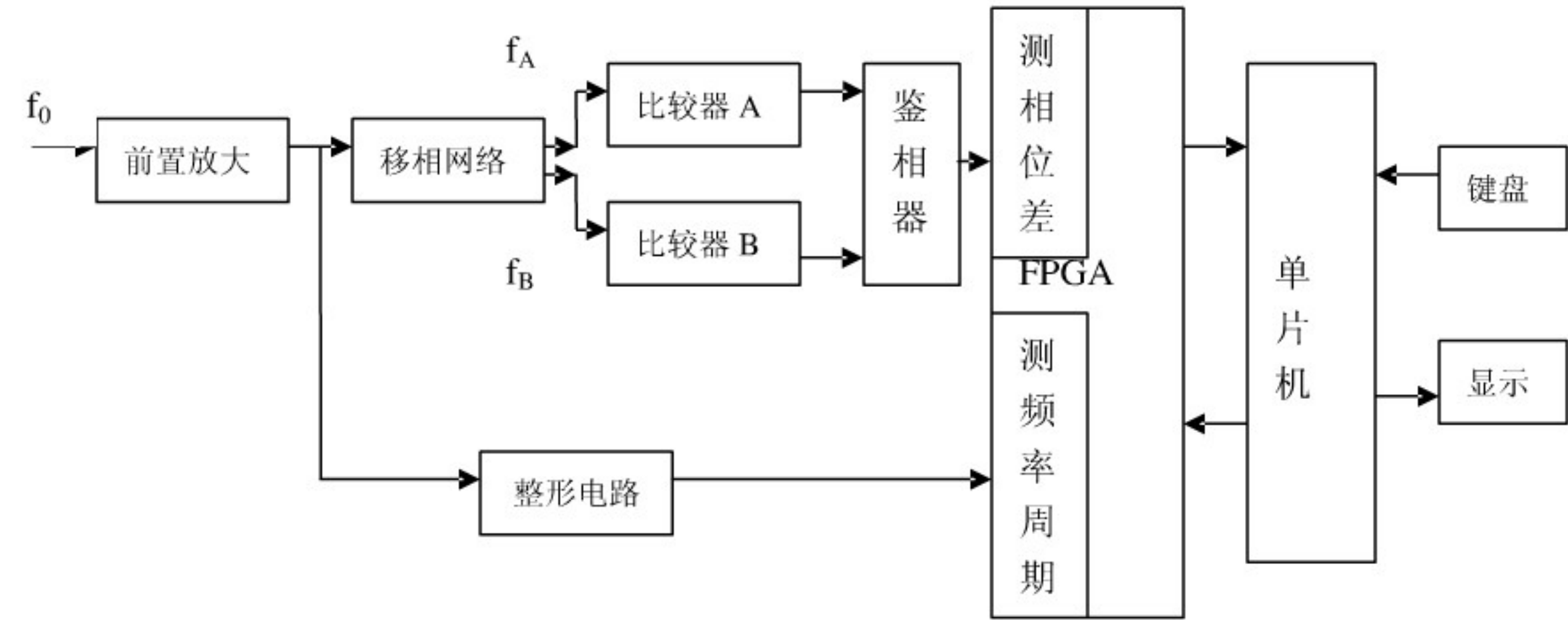


图 1-2 多功能计数器系统框图

（二）各个模块的设计与分析计算

1、前置放大电路

根据信号的变化相应调整放大器的增益，在自动化程度要求较高的系统中，希望能够在程序中用软件控制放大器的增益，或放大器本身能自动将增益调整到适当的范围。AD603 正是这样一种具有程控增益调整功能的芯片，低噪声、90MHz 带宽增益可调的集成运放，增益（dB）与控制电压成线性关系，压摆率为 275V/ μ s。管脚间的连接方式决定了可编程的增益范围，增益在-11~+30dB 时的带宽为 90MHz，增益在+9~+41dB 时具有 9MHz 带宽。图 1-3 为 AD603 接成 90MHz 带宽的典型电路。

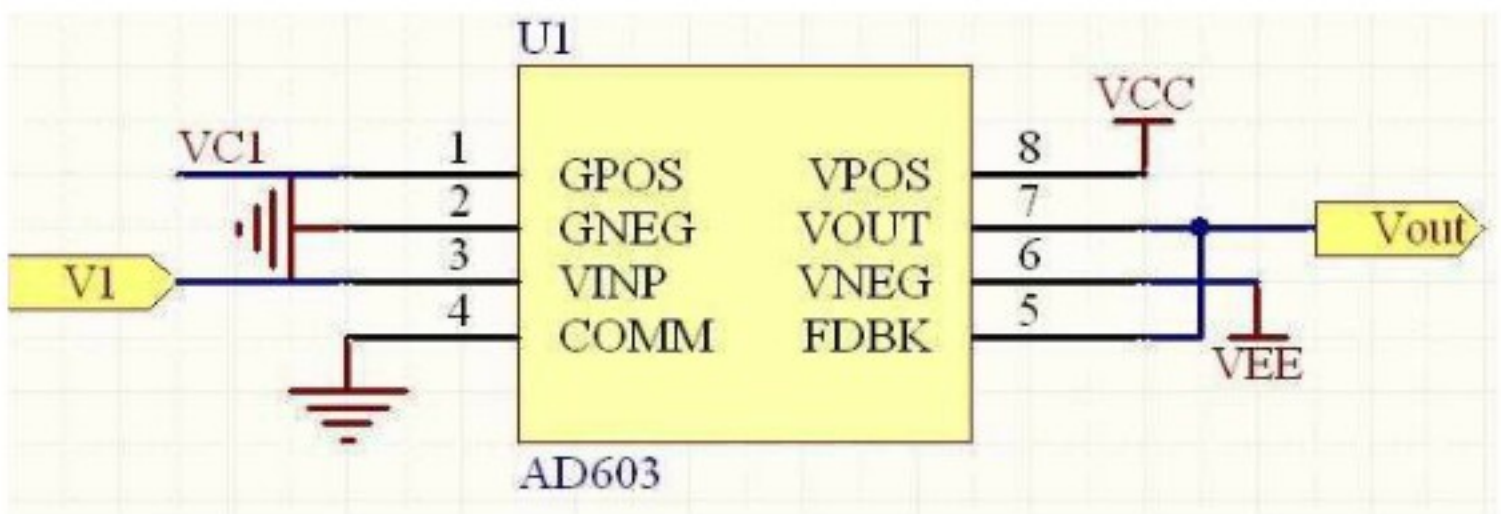


图 1-3 前置放大电路

2、整形电路

根据设计要求，信号频率范围为 1Hz~10MHz，考虑到比较器性能因素，我们选择 TI 公司的超快低功耗精密比较器 TL3116 和双路差动比较器 TLC372。将预测量的输入信号划分为两个频段，分别是 1Hz~500KHz 和 500KHz~10MHz，我们可设置两个档位进行切换。1Hz~500KHz 频段内，对放大器输出后的信号经比

较器 TLC372 后送入 74LS32 进行整形；500KHz~10MHz 频段内，放大后的信号经比较器 TL3116，产生 TTL 电平后送入 74LS32 整形。图 1-3 为整形电路的原理图。

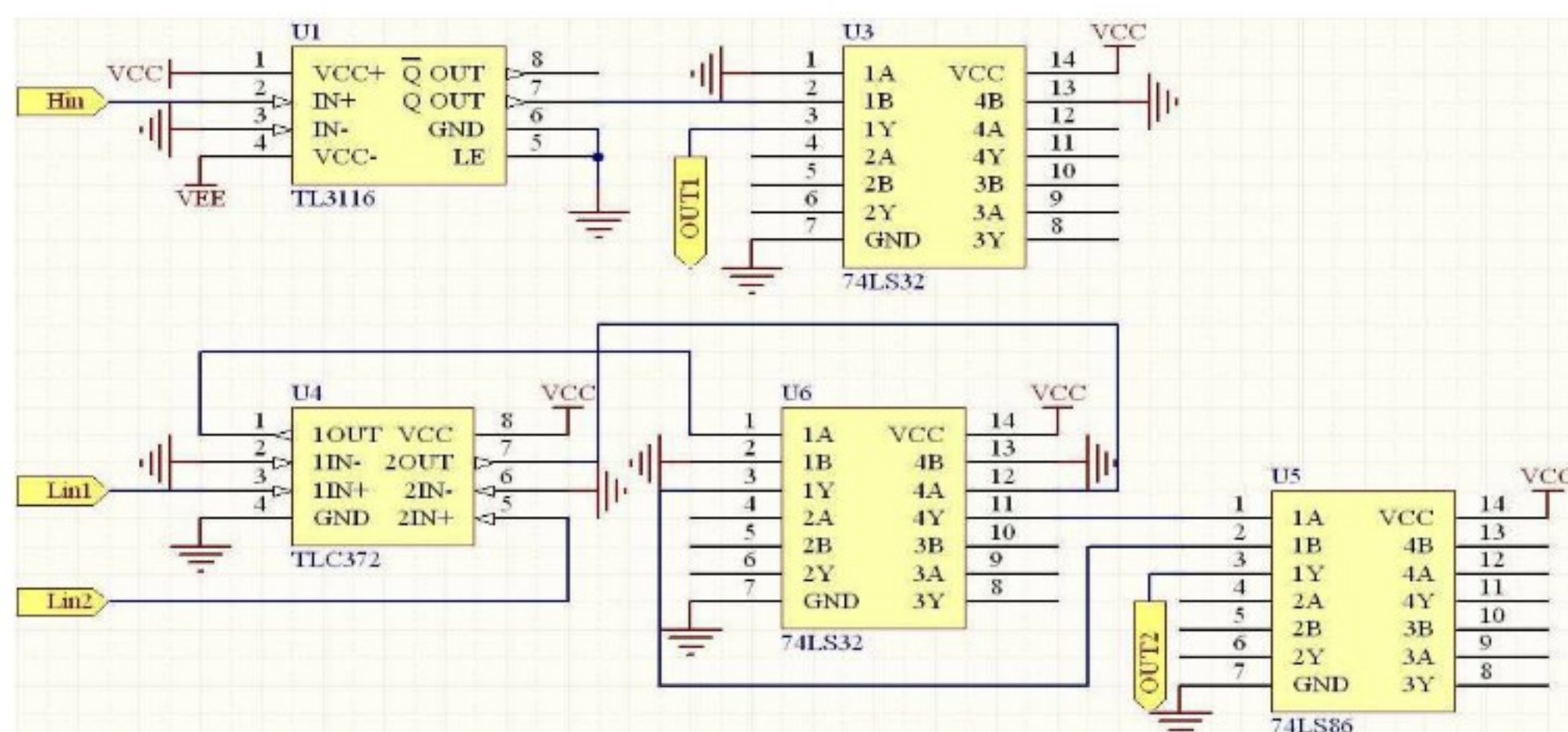


图 1-3 整形电路原理图

3、相位差测量电路

测量相位差时输入信号频率范围 10Hz~100kHz 在 1Hz~500kHz 频段内，对于两路输入信号，我们在进行整形的得到方波后，经过鉴相器 74LS86 异或门得到同频的两路信号，再在 FPGA 内对异或后的信号的脉冲 t 宽度进行计数，测得的脉宽除以输入信号的周期恰为两路输入信号的相位差。已知一个被测信号的周期为 T ，相位差为 ϕ_x ，可得 $\phi_x = t/T \times 360^\circ$ ，所以 FPGA 将脉宽和周期数据传给单片机，即可换算求得相位差，而且可以实现与相位无关的相位等精度测量。

4、移相网络

有源恒幅移相电路如附录 2 所示，用来将一路输入信号转化同频不同相的两路信号的输出，该电路采用两级恒幅移相可以产生 $0^\circ \sim 360^\circ$ 的相移。

三、软件设计

单片机软件设计部分：主要由以下几个部分组成：（1）模块初始化（2）数据传送及处理（3）键盘液晶显示模块。主程图如图 1-4 所示。

FPGA 软件设计部分：由于要求的被测信号为 1MHz，发挥部分要求为 10MHz，高频信号之间的信号干扰非常强。我们选用 cyclone 公司高速 EP1C6Q240C8 器件(在系统可编程大规模集成电路)，在一片器件中可以完成一个或多个模块的设计，大大降低了电路复杂度，减少引线信号间的干扰，提高电路的可靠性、稳定性。采用 VHDL 描述语言来设计测量功能模块电路。在具体实现过程中，我们将以下模块做在 EP1C6Q240C8 器件中：①频率测量模块；②周期测量模块；③相位差测量模块。电路原理图如附录 1 图 1 所示。

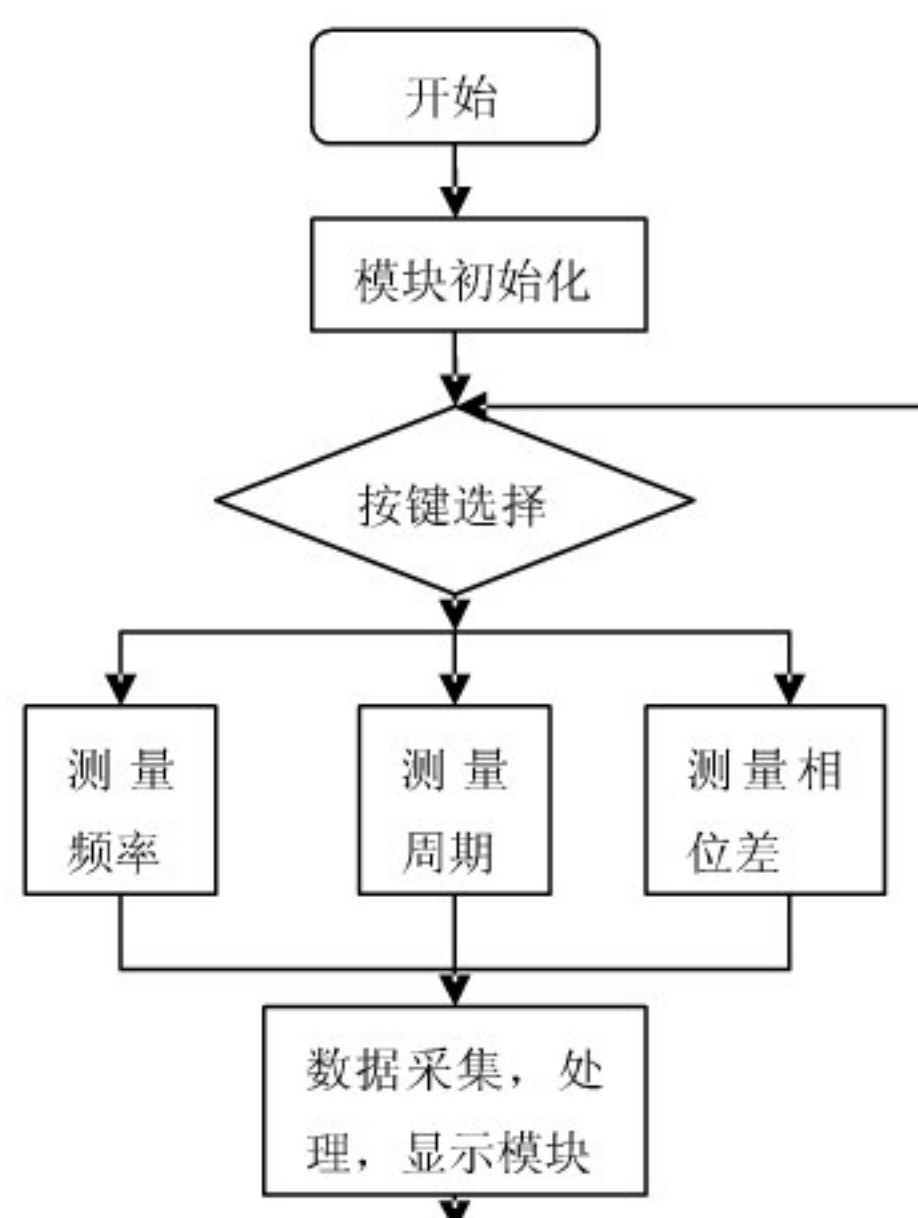


图 1-4 软件设计主流程图

四、测试数据

(一) 测试的仪器仪表

数字存储示波器 TDS1002

函数/任意波形发生器 DG1022

(二) 测试数据（更为详细的测试结果见附录 3 所示）

1、频率测量

用函数发生器产生 1Hz~10MHz 的信号，幅度范围在 0.5Vrms~5Vrms 内，用设计多功能计数器测出频率。如表 1-1 所示。

表 1-1 频率测量数据

| 标准输入频率 (Hz) | 实际测量 (Hz) | 本仪器测量误差 |
|----------------|--------------|----------------------|
| 1.000000 | 1.00005 | 4.9×10^{-5} |
| 10.000000 | 10.00008 | 7.9×10^{-5} |
| 100.00000 | 100.0005 | 5.0×10^{-6} |
| 1.0000000 K | 1.000003 K | 3.0×10^{-6} |
| 10.000000K | 10.00006K | 6.0×10^{-6} |
| 100.00000K | 100.0003K | 3.0×10^{-6} |
| 1.0000000M | 1.000007M | 7.0×10^{-6} |
| 10.000000 M | 10.00009M | 9.0×10^{-6} |

2、周期测量

用函数发生器产生 1Hz~10MHz 的信号，幅度范围在 0.5Vrms~5Vrms 内，用标准频率计测的标准周期，再用设计多功能计数器测出周期。如表 1-2 所示。

表 1-2 周期测量数据

| 标准预置周期 | 实际测量 | 相对误差 |
|--------|------|------|
|--------|------|------|

| | | |
|-------------|------------|----------------------|
| 1.0000000s | 1.0000006s | 6.0×10^{-7} |
| 100.00000ms | 100.0002ms | 2.0×10^{-6} |
| 10.000000ms | 10.00009ms | 9.0×10^{-6} |
| 1.0000000ms | 1.000003ms | 3.0×10^{-6} |
| 100.0000us | 100.005us | 5.0×10^{-5} |
| 10.0000us | 10.008us | 8.0×10^{-4} |
| 1.0000us | 1.002us | 1.9×10^{-3} |
| 100.0ns | 99ns | 0.01 |

3、相位差测量

用函数发生器产生 10Hz~100kHz 的信号，经移相网络和鉴相器后，测量它们的相位差。如表 1-3 所示。

表 1-3 相位差测试数据

| 测 量 输入信号 | 频率 (Hz) | 标准相位差 预置 ($^{\circ}$) | 实际测量值 ($^{\circ}$) | 测量误差 ($^{\circ}$) |
|----------------|------------|----------------------------|-------------------------|------------------------|
| 1 组 | A | 10 | 9.8 | 0.1 |
| | | 20Hz | 149.7 | 0.2 |
| | B | 250 | 249.9 | 0.1 |
| | | 350 | 349.8 | 0.2 |
| 2 组 | A | 10 | 9.7 | 0.3 |
| | | 100KHz | 149.8 | 0.2 |
| | B | 250 | 249.4 | 0.6 |
| | | 350 | 349.2 | 0.8 |

(三) 误差分析与电路抗干扰措施

从测试结果可以看出，利用该多功能计数器对输入信号频率周期及相位差的测量结果基本达到 10^{-6} ，这种误差来自于晶振稳定度，闸门的设置时间，还有比较器输入端常常叠加有很小的波动电压，在电压在过零时输出状态发生改变，这些波动所产生的差模电压会导致比较器输出有抖动。

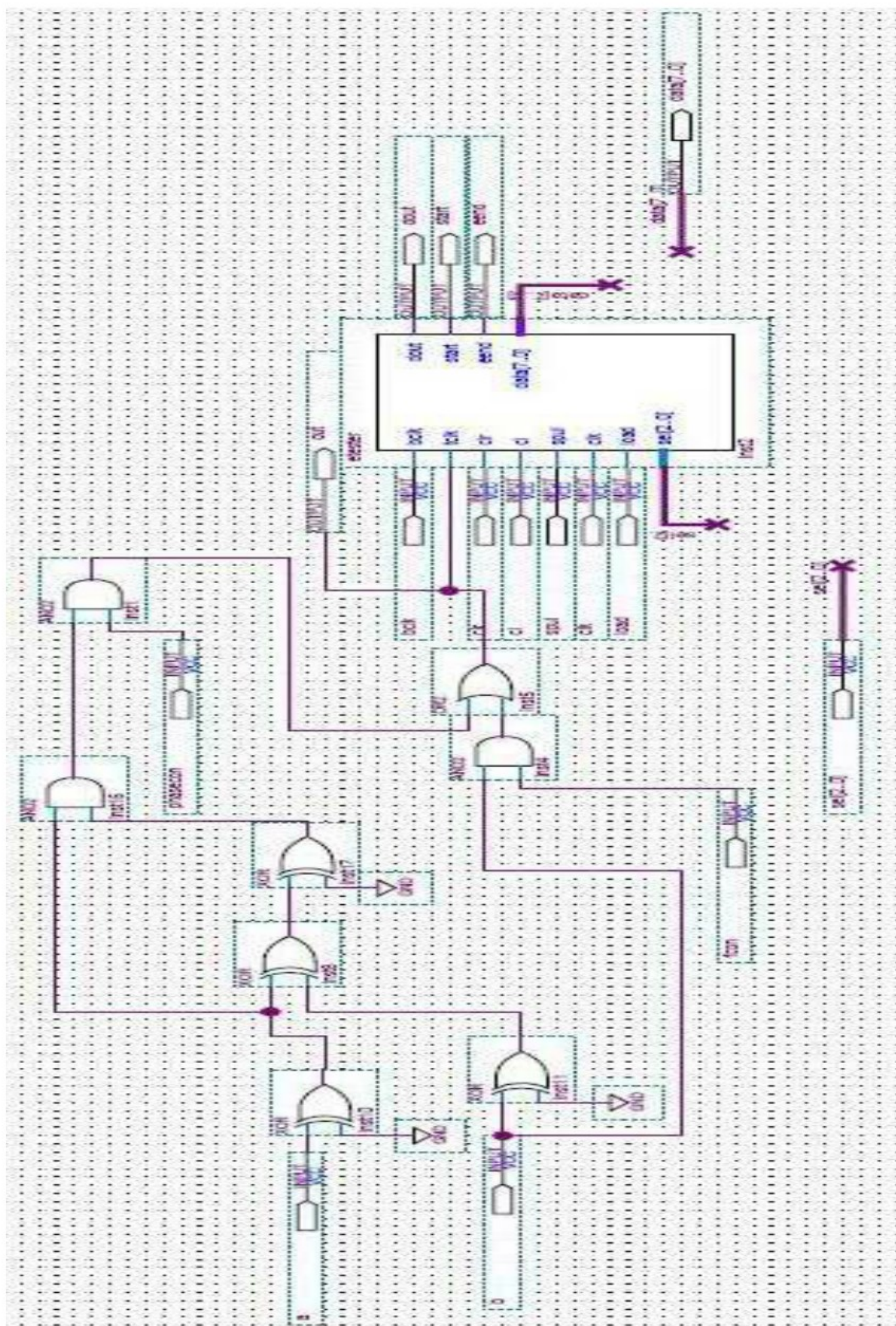
考虑到干扰设置了以下几项抗干扰措施：采用双电源分别向显示和信号处理单元供电，以减小交叉干扰，并在线路板上多处加装去耦滤波电容，对高低频干扰信号具有很强的抑制能力。

五、总结

本文介绍了一种基于单片机和 FPGA 的等精度测频率，周期和相位差的方法，频率和周期测量误差基本达到 10^{-6} ，相位差的分辨率为 0.1° ，输入信号的电压可以扩宽到 $10\text{mVrms} \sim 5\text{Vrms}$ ，频率范围也可扩展到 $1\text{Hz} \sim 10\text{MHz}$ ，较好的实现了题目中发挥部分要求。

附录 1:

图 1 EP1C6Q240C8 逻辑原理图



附录 2:

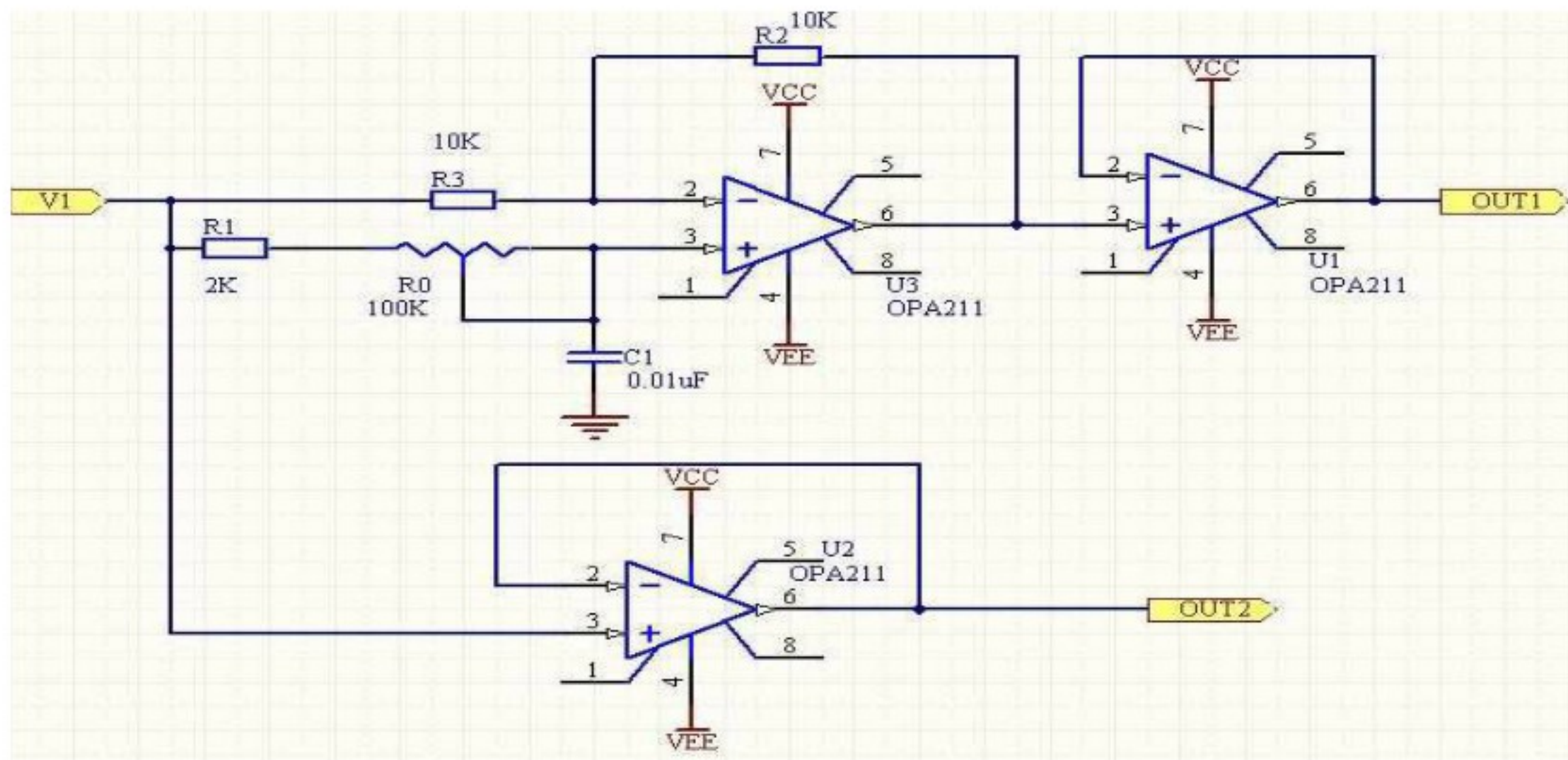


图 1-4 有源恒幅移相电路原理图

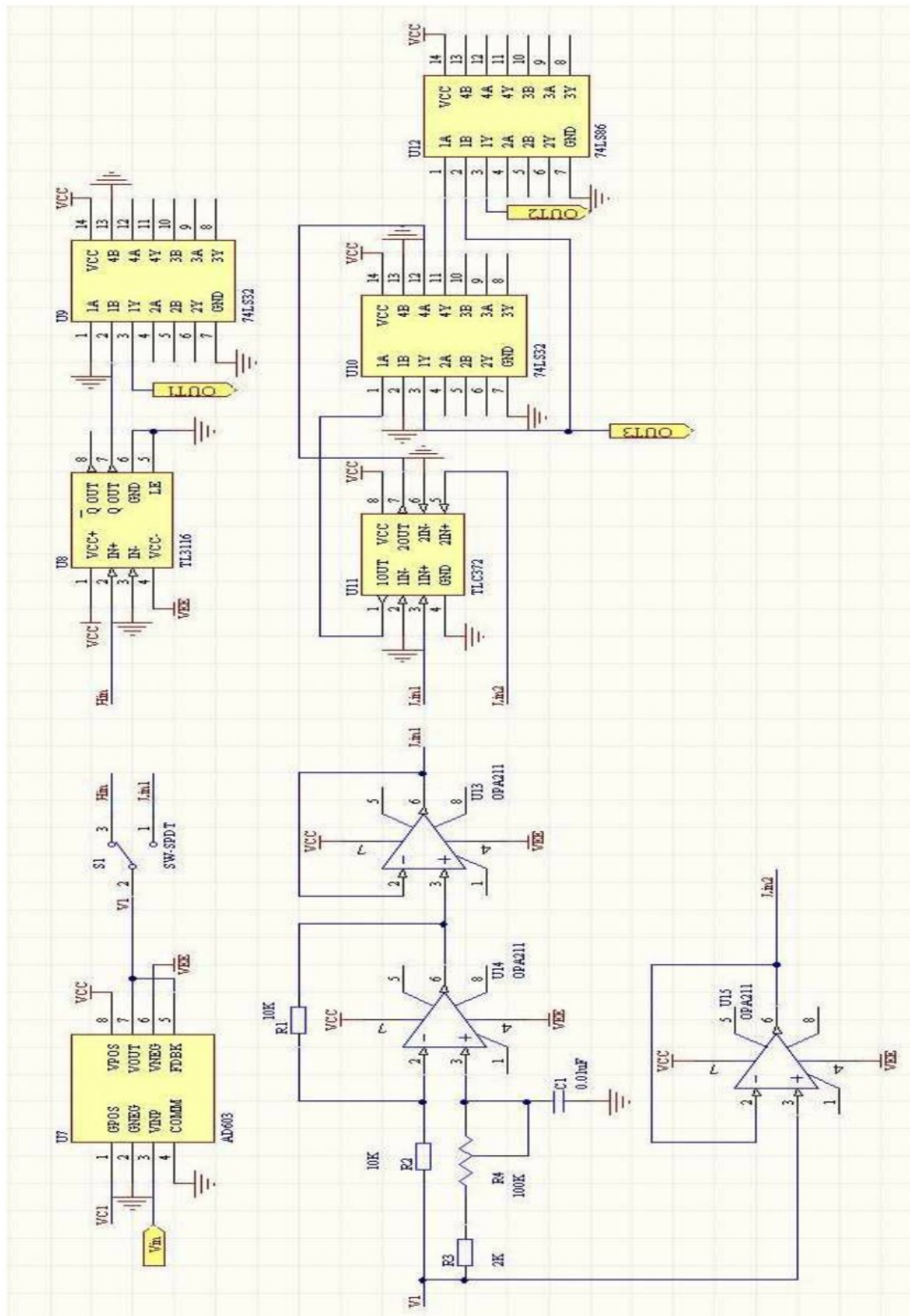


图 1-5 整体电路原理图

附录 3:

表 1: 频率与周期测量数据

| 测量 | 频率 (Hz) | | | 周期(ms) | | |
|------|-------------|------------|----------------------|-------------|------------|----------------------|
| | 标准输入频率 | 实际测量 | 相对误差 | 标准预置周期 | 实际测量 | 相对误差 |
| 幅度 | (Hz) | (Hz) | | | | |
| 10mV | 1.000000 | 1.00005 | 5.0×10^{-5} | 1.0000000s | 1.000005s | 5.0×10^{-7} |
| | 10.000000 | 10.00006 | 6.0×10^{-5} | 100.00000ms | 100.0002ms | 2.0×10^{-6} |
| | 100.00000 | 100.0004 | 4.0×10^{-6} | 10.000000ms | 10.00008ms | 8.0×10^{-6} |
| | 1.0000000K | 1.000003 K | 3.0×10^{-6} | 1.0000000ms | 1.000003ms | 3.0×10^{-6} |
| | 10.000000K | 10.00004K | 4.0×10^{-6} | 100.0000us | 100.004us | 4.0×10^{-5} |
| | 100.00000K | 100.0007K | 7.0×10^{-6} | 10.0000us | 10.008us | 8.0×10^{-4} |
| | 1.0000000M | 1000.005M | 5.0×10^{-6} | 1.0000 us | 1.007 us | 6.9×10^{-3} |
| | 10.000000 M | 10.00009M | 9.0×10^{-6} | 100.0ns | 99ns | 0.01 |
| 1V | 1.000000 | 1.00005 | 5.0×10^{-5} | 1.0000000s | 1.000006s | 6.0×10^{-7} |
| | 10.000000 | 10.00008 | 8.0×10^{-5} | 100.00000ms | 100.0002ms | 2.0×10^{-6} |
| | 100.00000 | 100.0005 | 5.0×10^{-6} | 10.000000ms | 10.00009ms | 9.0×10^{-6} |
| | 1.0000000K | 1.000003 K | 3.0×10^{-6} | 1.0000000ms | 1.000003ms | 3.0×10^{-6} |
| | 10.000000K | 10.00006K | 6.0×10^{-6} | 100.0000us | 100.005us | 5.0×10^{-5} |
| | 100.00000K | 100.0003K | 3.0×10^{-6} | 10.0000us | 10.005us | 8.0×10^{-4} |
| | 1.0000000M | 1.000007M | 7.0×10^{-6} | 1.0000us | 1.002ns | 1.9×10^{-3} |
| | 10.000000 M | 10.00009M | 9.0×10^{-6} | 100.0ns | 99ns | 0.01 |
| 5V | 1.000000 | 1.00006 | 6.0×10^{-5} | 1.0000000s | 1.000006s | 6.0×10^{-7} |
| | 10.000000 | 10.00007 | 7.0×10^{-5} | 100.00000ms | 100.0005ms | 5.0×10^{-6} |
| | 100.00000 | 100.0005 | 5.0×10^{-6} | 10.000000ms | 10.00009ms | 9.0×10^{-6} |
| | 1.0000000 K | 1.000004 K | 4.0×10^{-6} | 1.0000000ms | 1.000007ms | 7.0×10^{-6} |
| | 10.000000K | 10.00006K | 6.0×10^{-6} | 100.0000us | 100.005us | 5.0×10^{-5} |
| | 100.00000K | 100.0005K | 4.2×10^{-6} | 10.0000us | 10.005us | 4.9×10^{-4} |
| | 1.0000000M | 1.000007M | 6.0×10^{-6} | 1.0000us | 1.008ns | 8.0×10^{-3} |
| | 10.000000M | 10.00008M | 8.0×10^{-6} | 100.0ns | 99ns | 0.01 |

表 2：相位差测量数据

| 测量 输入信号 | | 频率 | 预置相位差 (°) | 实际测量值 (ms) (°) | 误差 (±°) |
|------------|---|--------|--------------|-------------------|---------|
| 1 组 | A | 10Hz | 10 | 9.8 | 0.2 |
| | | | 50 | 49.9 | 0.1 |
| | | | 150 | 149.7 | 0.3 |
| | B | | 250 | 249.9 | 0.1 |
| | | | 300 | 299.9 | 0.1 |
| | | | 350 | 349.8 | 0.2 |
| 2 组 | A | 200Hz | 10 | 9.8 | 0.2 |
| | | | 50 | 49.9 | 0.1 |
| | | | 150 | 149.7 | 0.3 |
| | B | | 250 | 250.0 | 0.0 |
| | | | 300 | 299.9 | 0.1 |
| | | | 350 | 349.8 | 0.2 |
| 3 组 | A | 2KHz | 10 | 9.8 | 0.2 |
| | | | 50 | 49.9 | 0.1 |
| | | | 150 | 149.8 | 0.2 |
| | B | | 250 | 249.9 | 0.1 |
| | | | 300 | 299.9 | 0.1 |
| | | | 350 | 349.8 | 0.2 |
| 4 组 | A | 100KHz | 10 | 9.7 | 0.3 |
| | | | 50 | 50.2 | 0.2 |
| | | | 150 | 149.5 | 0.5 |
| | B | | 250 | 249.2 | 0.8 |
| | | | 300 | 299.0 | 1.0 |
| | | | 350 | 349.5 | 0.5 |